

Затверджено науково-методичною  
радою ЖДТУ  
протокол від «\_\_»\_\_\_\_\_ 20\_\_ р.  
№\_\_

**МЕТОДИЧНІ РЕКОМЕНДАЦІЇ**  
для самостійної роботи студентів  
з навчальної дисципліни  
**«ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОПРОЦЕСОРНА ТЕХНІКА**

для студентів освітнього рівня «БАКАЛАВР»  
денної форми навчання  
спеціальності 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології»  
освітньо-професійна програма «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані  
технології»  
Факультет комп'ютерно-інтегрованих технологій, мехатроніки  
і робототехніки  
Кафедра метрології та інформаційно-вимірювальної техніки

Розглянуто і рекомендовано  
на засіданні кафедри метрології  
та інформаційно-вимірювальної  
техніки  
протокол 28 серпня 2019р., № 12

Розробники: доцент кафедри метрології та інформаційно-вимірювальної техніки к.т.н., Чепюк Л.О., асистент кафедри метрології та інформаційно-вимірювальної техніки Воронова Т.С.

Житомир  
2019

Методичні рекомендації для самостійної роботи студентів з дисципліни «ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОПРОЦЕСОРНА ТЕХНІКА» для студентів спеціальності 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології»/ Розробники Л.О. Чепюк, Т.С. Воронова. – Житомир: ДУ «Житомирська політехніка», 2019. – 39 с.

Розробники: Л.О. Чепюк, Т.С. Воронова

Рецензенти:

к.т.н., доцент кафедри АтаКІТ ім. проф. Б.Б. Самотокіна Добржанський О.О.; доцент кафедри МтаІВТ Тарарака В.Д.

## 1. ДІОДИ. ОСНОВНІ ВЛАСТИВОСТІ

*Напівпровідниковий діод* – це напівпровідниковий прилад з одним електричним переходом, що випрямляє, та двома виводами.

Як випрямний електричний перехід найчастіше використовується електронно-дірковий *p-n* перехід, що розділяє *p*- та *n*-області кристала напівпровідника, властивості якого були розглянуті вище. Спрощено можна вважати, що для формування діода до *p*- та *n*-областей кристала приєднують металеві електроди, і вся система монтується в металевому, металокерамічному, скляному або пластмасовому корпусі. Тому основні характеристики і параметри діода головним чином визначаються властивостями переходу. Насамперед, це його властивості, які забезпечують випрямлення змінного струму.

Найбільш помітні розбіжності при зворотній напрузі. Зворотний струм збільшується при зростанні зворотної напруги. Обумовлюється це появою складових, зв'язаних зі збільшенням товщини *p-n* переходу і струмами по поверхні діода між його виводами.

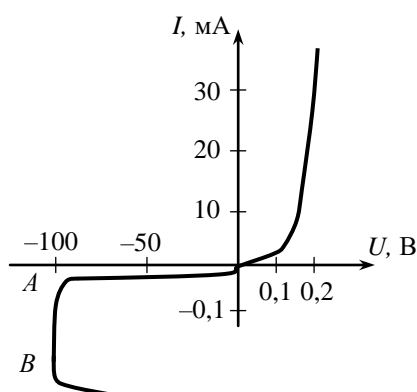


Рис. 1.1. Вольт-амперна характеристика діода

Співвідношення між цими складовими неоднакове в різних приладах і, насамперед, залежить від типу напівпровідникового матеріалу. Наприклад, зворотні струми германієвих діодів приблизно на 3 порядки більші, ніж у кремнієвих. Оскільки зворотні струми невеликі, а індивідуальні розбіжності можуть бути значними, в технічній документації діода вказують максимально можливі значення, отримані за певних умов.

Для збереження спадкоємності з попереднім обчислення прямого струму проводять за виразом, в якій вводять поправочний коефіцієнт *m*:

$$I_{\text{пр}} \approx I_0 e^{U/(m \phi_T)} \quad (1.1)$$

Для кремнієвих діодів коефіцієнт може приймати значення 2 і вище, у той час як для германієвих зазвичай вважають  $m = 1$ .

Властивості *p-n* переходу істотно залежать від температури навколишнього середовища. При підвищенні температури зростає генерація пар носіїв заряду – електронів і дірок, тобто збільшується концентрація неосновних носіїв та власна провідність напівпровідника, що насамперед позначається на підвищенні зворотного струму. При збільшенні температури зворотний струм збільшується приблизно в 2 рази при зміні температури ( $\Delta T$ ) на кожні  $10^\circ\text{C}$  у германієвих й на кожні  $7,5^\circ\text{C}$  у кремнієвих діодів. Тому можна записати

$$I_0(T) = I_{01} 2^{(T-T_1)/\Delta T} \quad (1.2)$$

де  $I_{01}$  – зворотний струм при температурі  $T_1$ ; значення  $\Delta T$  для германієвих та кремнієвих діодів вказані вище.

Максимально припустиме збільшення зворотного струму діода визначає *максимально припустиму температуру* діода, що складає  $80\dots 100^\circ\text{C}$  для германієвих діодів та  $150\dots 200^\circ\text{C}$  – для кремнієвих.

Мінімально припустима температура діодів лежить у межах мінус (60...70)°С, причому більший діапазон від'ємних значень температури властивий германієвим діодам.

Вплив зміни температури на прямий струм не такий суттєвий. Це пояснюється тим, що прямий струм виникає в основному за рахунок домішкової провідності. Але концентрація носіїв, обумовлених домішкою, від температури практично не залежить. Температурна залежність прямої гілки вольт-амперної характеристики відповідно до формули (1.2) визначається змінами струму  $I_0$  і показника експоненти, у котрій входить температурний потенціал. Збільшення зворотного струму призводить до зміни падіння напруги на переході при проходженні прямого струму. Наприклад, якщо крізь германієвий діод протікає постійний струм, при зміні температури падіння напруги на діоді змінюється приблизно на 2,5 мВ /°С, тобто:

$$dU / dT \approx - 2,5 \text{ мВ } / ^\circ\text{С}. \quad (1.3)$$

Для діодів в інтегральному виконанні  $dU/dT$  дорівнює від мінус 1,5 мВ /°С в нормальному режимі до мінус 2 мВ /°С в режимі мікрострумів.

При деякому значенні зворотної напруги  $U_{звр} = U_{проб}$  починається лавиноподібний процес зростання зворотного струму  $I_{звр}$ , що відповідає електричному пробію  $p-n$  переходу (відрізок  $AB$  на рис. 1.5). Пробій діода виникає або в результаті впливу сильного електричного поля в  $p-n$  переході, або через розігрів переходу в зв'язку з виділенням на ньому значної потужності, що перевищує можливості тепловідводу. Перший тип пробію називається *електричним*, другий – *тепловим*. Електричний пробій є оборотним, тобто після зменшення напруги  $U_{звр}$  робота діода відповідає пологій ділянці зворотної гілки ВАХ. Хоча, якщо зворотний струм при електричному пробію не обмежити, то він переходить у тепловий (ділянка ВАХ після точки  $B$ ). Тепловий пробій необоротний, тому що руйнує  $p-n$  перехід.

Електричний пробій характерний для кремнієвих діодів. У германієвих діодів при збільшенні зворотної напруги тепловий пробій  $p-n$  переходу настає практично одночасно з початком лавиноподібного зростання струму  $I_{звр}$ .

Електричний пробій буває двох видів. Перший з них виникає у вузьких переходах, в яких під дією сильного електричного поля електрони можуть звільнитися від ковалентних зв'язків і одержати енергію, достатню для подолання високого потенційного бар'єру в області  $p-n$  переходу (*зінеровський, тунельний* пробій). Другий розвивається в результаті ударної іонізації атомів напівпровідника (*лавинний* пробій). Сутність цього явища полягає в тому, що рухаючись з великою швидкістю на ділянці  $p-n$  переходу, електрони зіштовхуються з нейтральними атомами й іонізують їх. В результаті такої ударної іонізації з'являються нові вільні електрони і дірки, які, в свою чергу, розганяються полем і створюють зростаючу кількість носіїв струму. Описаний процес носить лавиноподібний характер і спричиняє значне збільшення зворотного струму через  $p-n$  перехід.

Тепловий пробій  $p-n$  переходу відбувається внаслідок розігріву під впливом потужності, що виділилася на переході в результаті проходження значних струмів при великій напрузі. Розігрів викликає зростання зворотного струму. Збільшення струму, у свою чергу, призводить до подальшого підвищення температури. Процес наростає лавиноподібно і завершується розплавленням переходу.

Нормальна робота діода, як елемента з односторонньою провідністю, можлива лише в режимах, коли зворотна напруга не перевищує пробивного значення. Напруга пробію залежить від типу діода та температури навколишнього середовища. Можливість теплового пробію діода враховується в технічному паспорті на прилад вказівкою значення *припустимої зворотної напруги*  $U_{звр \max}$  та температурного діапазону роботи.

Маються деякі відмінності прямої гілки ВАХ реального діода від ВАХ ідеального  $p-n$  переходу. При значних струмах його зростання відступає від експоненціального і наближається до лінійного. Це обумовлено тим, що стає помітним падіння напруги на об'ємному опорі самого напівпровідника, з якого сформований діод.

Значні розходження в зворотних струмах діодів на основі германію, кремнію і з'єднань галію (основного напівпровідникового матеріалу випромінювальних і деяких надвисокочастотних діодів) призводить до істотних розходжень у їхніх прямих гілках ВАХ (рис. 1.2).

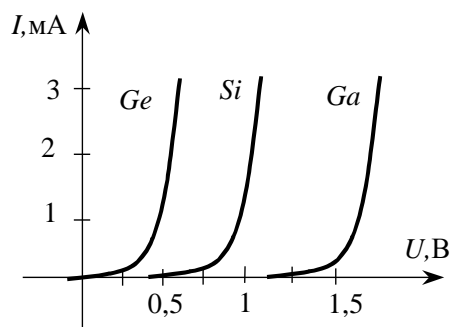


Рис. 1.2. Прямі частини ВАХ діодів, що створені з різних напівпровідникових матеріалів

Пряма гілка ВАХ германієвих діодів починається практично з початку координат, кремнієвих діодів – розташована значно правіше. Ще більший зсув спостерігається у діодів на основі з'єднань галію. Помітні струми у малопотужних кремнієвих діодів починаються при прямій напрузі 0,2...0,5 В, у випромінювальних – при 1,2...1,6 В. Можна вважати, що для них існує деяка гранична напруга  $U_{\text{гр}}$ , нижче якої прямий струм дорівнює нулю, точніше такий, що ним можна нехтувати.

При аналізі схем з діодами, незважаючи на достатню простоту ВАХ діода, її часто ще додатково спрощують (ідеалізують). Розглянемо варіанти спрощень (рис. 1.3).

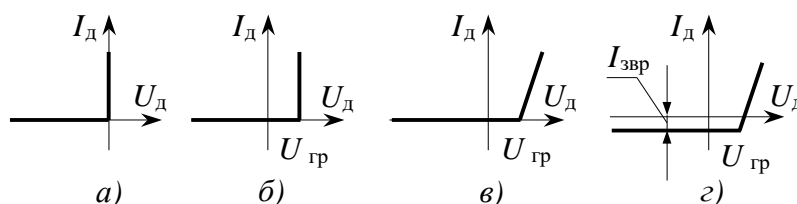


Рис. 1.3. Ідеалізовані ВАХ діода

Найчастіше використовується перша ідеалізація: зворотний струм і падіння прямої напруги на діоді дорівнюють нулю (рис. 1.3,а). Похибки такої ідеалізації максимальні: для германієвих діодів при зворотній напрузі; для кремнієвих та арсенід-галієвих – при прямій. Бажання врахувати граничну напругу, збільшення падіння напруги при збільшенні прямого струму, наявність зворотного струму вимагають більш складних видів ідеалізованих ВАХ (рис. 1.3,б,в,з).

Частотні властивості діода значним чином визначаються процесами нагромадження і розсіювання неосновних носіїв заряду в області переходу, тобто властивостями дифузійної ємності. Тому, для підвищення швидкодії технологія виготовлення діодів повинна бути такою, щоб по можливості прискорити процеси зміни об'ємного заряду неосновних носіїв або взагалі позбутися їх. Останнього можна домогтися при використанні так званого випрямного переходу Шоттки. Цей перехід утворюється контактом метал-напівпровідник, які мають різні значення роботи виходу. Відповідним вибором матеріалів можна досягти того, що висота потенційного бар'єру для електронів і дірок в зоні контакту буде різною. В результаті цього (при прямій напрузі) прямий струм діода утвориться тільки рухом основних носіїв заряду. Неосновні носії заряду через високий потенційний бар'єр практично не можуть перейти з металу в напівпровідник. Так, наприклад, при контакті напівпровідника  $n$ -типу з металом струм утвориться тільки завдяки руху електронів з напівпровідника в метал. У такий спосіб в напівпровіднику не створюється об'ємний заряд неосновних носіїв при протіканні прямого струму. Звідси випливає, що діоди, виконані на основі переходу Шоттки (діоди Шоттки), мають більшу швидкодію, ніж діоди з  $p$ - $n$  переходом.

Крім зазначеного, діоди Шоттки відрізняються від діодів з  $p-n$  переходом меншим прямим падінням напруги через меншу висоту потенційного бар'єра для основних носіїв і більшою припустимою щільністю струму, що обумовлено кращим тепловідводом. Ці переваги призводять до більш частого використання діодів Шоттки при виготовленні потужних високочастотних випрямних та імпульсних діодів.

Слід також зазначити, що пряма гілка вольт-амперної характеристики діода Шоттки через менший опір ближча до ідеальної (рис. 1.3,а)

Класифікація діодів представлена в табл. 1.1.

Найчастіше напівпровідникові діоди класифікують за призначенням, причому їх умовно можна розділити на дві групи: випрямні і спеціальні. Випрямні діоди, як випливає із самої назви, призначені для випрямлення змінного струму. До цієї групи крім власне випрямних діодів відносять імпульсні і частково високочастотні. Спеціальні діоди використовують різноманітні властивості  $p-n$  переходу: явище пробою, зміну ємності, наявність ділянки з негативним опором тощо.

Таблиця 1.1

Ознака класифікації	Найменування діода
Площа переходу	Площинний Точковий
Напівпровідниковий матеріал	Германієвий Кремнієвий Арсенід галієвий
Призначення	Випрямний Імпульсний Надвисокочастотний Стабілітрон (стабістор) Варикап Тунельний та ін.
Принцип дії	Тунельний Діод Шоттки Випромінювальний Фотодіод та ін.

*Випрямний діод* використовує вентильні властивості  $p-n$  переходу і застосовується у випрямлячах змінного струму. При виготовленні випрямних діодів використовують в основному германій та кремній.

Випрямний діод являє собою електронний ключ, керований прикладеною напругою. При прямій напрузі ключ замкнений, при зворотній – розімкнений. Однак в обох випадках цей ключ не є ідеальним. При прямому струмі напруга, що знімається з навантажувального пристрою, буде трохи нижче вхідної через падіння напруги  $U_{пр}$  на діоді. Значення  $U_{пр}$  відкритого діода не перевищує для германієвих діодів 0,5 В, а для кремнієвих – 1,5 В.

Основними параметрами випрямних діодів є такі:

$I_{пр\ сер\ max}$  – максимально допустиме значення середнього прямого струму діода (за період вхідної напруги);

$I_{звр\ сер}$  – середній за період зворотний струм, що вимірюється при максимальній зворотній напрузі;

$U_{звр\ доп}$  – максимально допустиме значення постійної зворотної напруги діода;

$f_{max}$  – максимальна частота вхідної напруги;

$U_{пр}$  – пряме падіння напруги на діоді при заданому прямому струмі.

Практично всі ці параметри також характеризують роботу усіх інших типів напівпровідникових діодів. Вони або доповнюються, або трансформуються з урахуванням особливостей функціону-

вання, специфіки властивостей і застосування.

Випрямні діоди класифікують за потужністю та частотою.

За потужністю визначаються за значенням максимального струму: малопотужні ( $I_{\text{пр сер max}} < 0,3\text{А}$ ); середньої потужності ( $0,3\text{А} \leq I_{\text{пр сер max}} \leq 10\text{А}$ ); великої потужності ( $I_{\text{пр сер max}} > 10\text{А}$ ).

За частотою: низькочастотні ( $f_{\text{max}} \leq 10^3$  Гц) та високочастотні ( $f_{\text{max}} > 10^3$  Гц).

Як випрямні застосовуються також діоди Шоттки. Їх відрізняє менше, ніж у діодів з напівпровідниковим  $p-n$  переходом, падіння напруги на діоді в прямому напрямі  $U_{\text{пр}}$  і більш високі частотні характеристики. Такі випрямні діоди використовують для випрямлення змінних струмів частотою до сотень кГц.

*Імпульсний діод* – напівпровідниковий діод, який має малу тривалість перехідних процесів і використовує (як і випрямний діод) при своїй роботі пряму і зворотну гілки ВАХ при порівняно великих струмах навантаження. Імпульсні діоди часто виготовляються за технологією діодів Шоттки.

Тривалість перехідних процесів у діоді обумовлена зарядом дифузійної  $C_{\text{диф}}$  та бар'єрної  $C_{\text{бар}}$  ємностей. Оскільки імпульсні діоди зазвичай працюють при порівняно великих прямих струмах, процеси нагромадження і розсіювання неосновних носіїв заряду є переважаючими. Останнє явище визначає швидкодію діодів і характеризується спеціальним параметром – *часом відновлення* його зворотного опору. Час відновлення зворотного опору  $t_{\text{від}}$  – інтервал часу від моменту зміни полярності прямого сигналу, який подається на діод, до моменту, коли зворотний струм зменшується до заданого рівня відліку  $I_{\text{від}}$ .

*Надвисокочастотний (НВЧ) діод* – напівпровідниковий діод, призначений для перетворення й обробки надвисокочастотного сигналу (до десятків і сотень ГГц). Надвисокочастотні діоди широко застосовуються в пристроях генерації і підсилення електромагнітних коливань НВЧ діапазону, множення частоти, модуляції, регулювання й обмеження сигналів і т.п. Типовими представниками даної групи діодів є змішувальні (одержання сигналу суми або різниці двох частот), детекторні (виділення постійної складової НВЧ сигналу) і перемикальні (керування рівнем потужності НВЧ сигналу) діоди.

*Стабілітрон* – це діод, який застосовують в нелінійних колах постійного струму для стабілізації напруги. Його основним режимом роботи є режим електричного пробую  $p-n$  переходу. Як видно з рис. 1.4, ділянка ВАХ діода, що відповідає електричному пробую, характеризується значною зміною струму при практично незначній зміні падіння напруги на діоді.

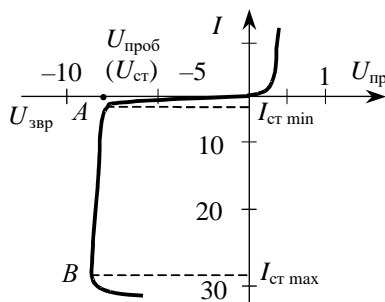


Рис. 1.4. Вольт-амперна характеристика діода (стабілітрона)

Ця ділянка використовується при роботі стабілітронів, які, у свою чергу, є основою так званих параметричних стабілізаторів напруги. Стабілітрони виготовляють, як правило, з кремнію. Варіація концентрації домішок дозволяє виготовляти прибори з широким діапазоном напруги стабілізації: при використанні високолегованого кремнію напруга стабілізації буде меншою, а зі зменшенням ступеня легування кремнію вона буде зростати.

До основних параметрів стабілітрона відносяться:

$U_{\text{ст ном}}$  – номінальна напруга стабілізації при заданому струмі;

$I_{\text{ст min}}$  – мінімальний струм стабілізації, найменше значення струму стабілізації, при якому ре-

жим пробою стійкий;

$I_{ст\ max}$  – *максимально припустимий струм стабілізації*, найбільший струм стабілізації, при якому нагрів стабілітрона не виходить за припустимі межі;

$r_{ст} = \Delta U_{ст} / \Delta I_{ст}$  – *диференціальний опір*, рівний відношенню відхилення напруги стабілізації до відповідного відхилення його струму;

$TKH = \Delta U_{ст} / (U_{ст\ ном} \Delta T)$  – *температурний коефіцієнт напруги стабілізації*, де  $\Delta U_{ст}$  – відхилення напруги  $U_{ст}$  від номінального значення  $U_{ст\ ном}$  при зміні температури на  $\Delta T$ .

Номінальна напруга стабілізації стабілітронів лежить у діапазоні від 3 до 180 В. Для стабілізації більш низької напруги використовують пряму гілку ВАХ діода, яка також характеризується крутим наростанням струму. З'єднуючи послідовно кілька діодів, удається перекрити діапазон напруги до 3 В. Діоди, що застосовують для цієї мети, називають *стабісторами*.

При використанні стабілітронів та стабісторів необхідно враховувати, що вони різним чином реагують на прикладання напруги, полярність якої протилежна до робочої (тобто до тієї, що стабілізується). А саме, для стабілітрона ця напруга буде прямою, тому його опір буде дуже малим; для стабістора ж вона буде зворотною, і його опір буде значним.

Якщо два стабілітрона включити назустріч один до одного, то такий прилад буде мати симетричну відносно початку координат характеристику. Тобто, він може бути використаний для стабілізації напруги як позитивної, так і негативної полярності. Такій стабілітрон називають *двостороннім*.

*Варикап* – напівпровідниковий діод, дія якого заснована на використанні залежності бар'єрної ємності  $C_{бар}$  від прикладеної зворотної напруги. Це дозволяє застосовувати варикап як елемент, ємність якого можна змінювати, змінюючи величину напруги, що на нього подається.

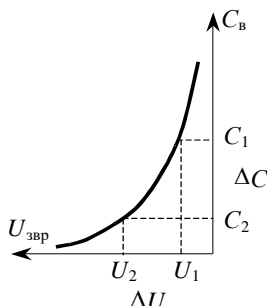


Рис. 1.5. Вольт-фарадна характеристика варикапа

Основною характеристикою варикапа є вольт-фарадна характеристика (рис. 1.5) – залежність ємності варикапа  $C_v$  від значення прикладеної зворотної напруги. У варикапах, що випускаються промисловістю, значення ємності  $C_v$  може змінюватися від одиниць до сотень пікофарад.

Основні параметри варикапа:

$C_{ном}$  – *номінальна ємність* – ємність між виводами варикапа при номінальному значенні зворотної напруги;

$K_c$  – *коефіцієнт перекриття за ємністю*, що дорівнює відношенню ємностей варикапа при двох заданих в технічній документації значеннях зворотної напруги, зазвичай  $K_c = 2 \dots 20$ ;

$TKE_v = \Delta C_v / (C_v \Delta T)$  – *температурний коефіцієнт ємності*, де  $\Delta C_v / C_v$  – відносна зміна ємності варикапа при зміні його температури на  $\Delta T$ .

*Тунельний діод* – займає особливе місце серед напівпровідникових діодів через характерний для нього внутрішній додатний зворотний зв'язок за напругою та гарні динамічні властивості. Напівпровідники тунельних діодів мають велику концентрацію домішок і дуже малу товщину запірного шару  $p$ - $n$  переходу (1...10 нм і менше). Це забезпечує умови проходження носіїв через виникаючі в переході канали (тунелі) вже при незначній прямій напрузі і спричиняє швидке зростання струму. При підвищенні прямої напруги умови проходження погіршуються, і струм починає зменшуватись (точка  $A$  на рис. 1.10), утворюючи на вольт-амперній характеристиці ділянку із негативним дифе-



ренціальним опором. При подальшому зростанні прямої напруги струм “переходить” на пряму гілку ВАХ звичайного діода (точка  $B$  на рис. 1.6). Зворотна ж напруга не погіршує умови для

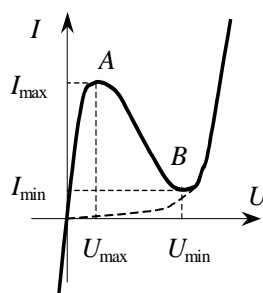


Рис. 1.6. ВАХ тунельного діода

тунельного проходження струму, тому при збільшенні зворотної напруги струм тунельного діода швидко зростає.

*Випромінювальний діод* – напівпровідниковий діод, що випромінює кванти енергії з області  $p-n$  переходу, який формують на поверхні напівпровідникового кристала. Випромінювання виходить назовні через прозору скляну пластину, розміщену в корпусі діода.

За характеристиками випромінювання випромінювальні діоди поділяються на дві групи: діоди з випромінюванням у видимій області спектра, що одержали назву *світлодіодів*, та діоди з випромінюванням в інфрачервоній (ІЧ) області спектра, що одержали назву *ІЧ-діоди*. Принцип дії обох груп діодів однаковий і базується на рекомбінації носіїв заряду при прямому струмі через  $p-n$  перехід. Відомо, що рекомбінація носіїв заряду супроводжується звільненням кванта енергії. Спектр частот останньої визначається типом напівпровідникового матеріалу діода.

Основними матеріалами для виготовлення світлодіодів є з'єднання галію і карбід кремнію. Велика частина енергії, що виділяється при рекомбінації носіїв заряду, йде на підвищення теплової енергії кристала. На енергію випромінювання в кращому випадку припадає 10...20%, тому ККД світлодіодів невеликий.

Вихідними матеріалами для виготовлення ІЧ-діодів є арсенід і фосфід галію. Повна потужність випромінювання цієї групи діодів знаходиться у межах від одиниць до сотень міліват при напрузі на діоді 1,2...3 В та прямому струмі від десятків до сотень міліампер.

Світлодіоди застосовуються у цифрових схемах для індикації дискретного стану деякого елемента; у пристроях виведення цифрової інформації; у цифро-буквених світлодіодних індикаторах; лінійних світлодіодних шкалах; як джерела випромінювання у оптронах і т. ін.

Додаткові данні, пов'язані з використанням випромінювальних діодів у оптронах, надані у розділі 12.

*Фотодіод* – напівпровідниковий прилад, принцип дії якого заснований на використанні внутрішнього *фотоефекта* – генерації в напівпровіднику під дією квантів світла (фотонів) вільних носіїв заряду, що призводить до підвищення зворотного струму. Як і у світлодіодів,  $p-n$  перехід формується в приповерхневому шарі кристала. Цим забезпечується поява пари носіїв під дією зовнішнього опромінення в межах самого переходу.

На рис. 1.7 показані ВАХ фотодіода при його опромінюванні.

При відсутності зовнішнього опромінення (світловий потік  $\Phi = 0$ ) ВАХ фотодіода не відрізняється від ВАХ звичайного діода.

При опроміненні помітно зростає зворотний струм (третій квадрант ВАХ, рис. 1.7). Робота фотодіода при прикладанні зворотної напруги відповідає так званому *фотодіодному режиму роботи*. Зміщення прямої гілки ВАХ незначне; для практичних цілей майже не використовується.

Якщо до фотодіода не буде прикладена зовнішня напруга, то на додаткову пару електричних носіїв (електрон-дірка), які виникли під дією зовнішнього світла, починає впливати поле переходу. Як було показано вище, воно “розкидає” протилежні заряди в різні сторони: електрони потрапля-

ють в напівпровідник  $n$ -типу, дірки –  $p$ -типу. Через надлишок носіїв понад рівновагу виникає різниця потенціалів між цими областями, і утворюється так звана *фото-ЕРС*, що обумовлює протікання струму, в зовнішньому колі, яке приєднується до виводів фотодіода. Режим роботи без зовнішньої напруги носить назви *режиму фото-ЕРС*, *фотогенераторного*, *вентильного*. Максимальна напруга фото-ЕРС незначна – частки вольт (четвертий квадрант ВАХ, рис. 1.7). Вона не перевищує різниці робіт виходу шарів напівпровідника, утворюючих перехід. Фотодіод, який працює в цьому режимі, використовується як джерело енергії, наприклад, на космічних апаратах.

Реальні фотодіоди, призначені для роботи в фотодіодному режимі, конструктивно відрізняються від фотогенераторних. Перші зазвичай мають незначні габарити, другі – мають велику поверхню, що забезпечує отримання значної потужності джерела фото-ЕРС.

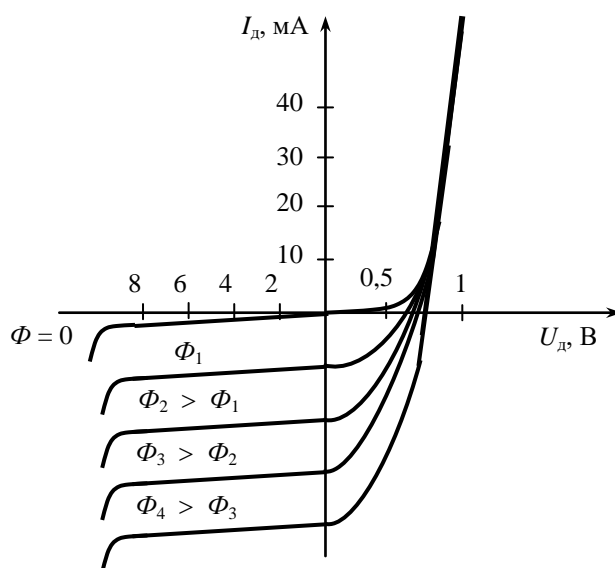


Рис. 1.7. ВАХ фотодіода

Маркування напівпровідникових діодів, розроблених після 1964 р., передбачає шість символів. Перший символ – літера (для приладів загального застосування) або цифра (для приладів спеціального призначення), яка позначає тип напівпровідника: Г (1) – германій; К (2) – кремній; А (3) – GaAs.

Другий символ – літера, яка позначає підклас діода: Д – випрямні, високочастотні (універсальні) й імпульсні діоди; В – варикапи; С – стабілітрони і стабістори; Л – світлодіоди.

Третій символ – цифра, що вказує на призначення діода, наприклад, 3 – перемикальний, 4 – універсальний тощо. У стабілітронів третій символ (цифра) визначає припустиму потужність розсіювання.

Четвертий і п'ятий символи – двозначне число, що вказує порядковий номер розробки (у стабілітронів – номінальна напруга стабілізації).

Шостий символ – літера, яка позначає параметричну групу приладу (у стабілітронів – літера, яка визначає порядковий номер розробки).

Приклади маркування діодів:

**ГД412А** – германієвий (Г), діод (Д), універсальний (4), номер розробки 12, група А. **КС196В** – кремнієвий (К), стабілітрон (С), потужність розсіювання не більш 0,3 Вт (1), номінальна напруга стабілізації 9,6 В (96), третя розробка (В).

Для напівпровідникових діодів з малими розмірами корпусу використовується кольорове маркування нанесеними на корпус приладу мітками.

Умовні графічні позначення діодів надано на рис. 1.8. Вони являють собою стилізовані стрілки, що відповідають прямому струму діода, якій, як відомо, значно більший зворотного. Згідно з на-

веденим вище, прямий струм виникає якщо позитивний полюс зовнішньої напруги прикладений до напівпровідника  $p$ -типу, а негативний – до  $n$ -типу.

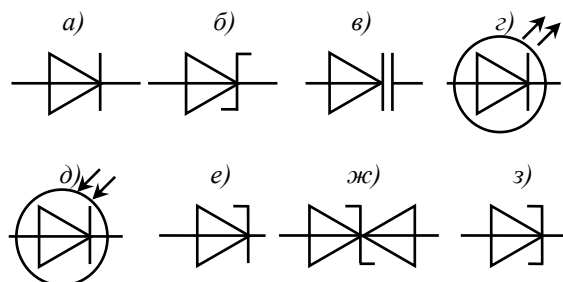


Рис. 1.8. Умовні графічні позначення діодів: а) випрямний, імпульсний, ВЧ та НВЧ діоди; б) діод Шоттки; в) варикап; г) випромінювальний діод; д) фотодіод; е) стабілітрон та стабістор; ж) симетричний стабілітрон; з) тунельний діод.

## 2. ЕЛЕМЕНТИ ОПТОЕЛЕКТРОННИХ ПРИЛАДІВ

### Джерела оптичного випромінювання оптронів

В джерелах оптичного випромінювання використовуються такі фізичні явища: світіння нагрітого тіла, випромінювання при газовому розряді, електролюмінесценція і індуковане випромінювання. Відповідно до цього, як джерела некогерентного випромінювання, використовують лампи розжарювання, газорозрядні лампи, електролюмінесцентні елементи, інжекційні світлодіоди. Для генерування когерентного випромінювання використовують квантові генератори – *лазери* (LASER – *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*).

*Лампи розжарювання* – найбільш прості випромінювачі, які мають широкий спектр випромінювання, в основному в інфрачервоному діапазоні. Недоліки ламп розжарювання: велика інерційність (діапазон частот передачі сигналу від 0 до 20 Гц), низька стабільність параметрів, погане узгодження з транзисторними та інтегральними схемами, споживання значних струмів.

*Газорозрядні лампи* випромінюють світло порівняно вузького спектру з максимумами у зеленій, жовто-помаранчевій та червоній областях. Як і лампи розжарювання, використовують велику потужність, працюють при напругах 50 ÷ 60 В і навіть більших та струмах від одиниць до десятків мА. Швидкодія вища, ніж у ламп розжарювання (діапазон частот до  $10^4$  Гц). Мають низьку стабільність, великі габарити, погано піддаються мікромініатюризації.

*Люмінесцентні випромінювачі* працюють на основі *люмінесценції* – нетеплового світіння речовини внаслідок поглинання нею енергії. Таку енергію можуть давати світловий потік, пучок електронів, рентгенівських променів, електричний струм, електричне поле, радіоактивне випромінювання. Речовини, які мають люмінесцентні властивості, називають *люмінофорами*. Найчастіше використовують випромінювачі на основі електролюмінофорів, які світяться при прикладанні високої напруги до тонкого шару люмінофору. Крім використання значних напруг електролюмінесцентні елементи характеризуються і малою ефективністю перетворення електричного сигналу у випромінювання.

*Випромінювальні діоди* (див. розділ 1) іноді називають *інжекційними* світлодіодами, оскільки в основі їх роботи лежить явище *інжекційної електролюмінесценції*. Умовне позначення світлодіода надане на рис. 2.1,а. Основою випромінювального світлодіода є *p-n* перехід, розташований на поверхні кристалу. При прямому зміщенні *p-n* переходу інжектвані електричні носії напівпровідника одного типу провідності рекомбінують з носіями напівпровідника іншого типу провідності. У процесі рекомбінації електрони переходять з вищих енергетичних рівнів зони провідності на нижчі рівні валентної зони. При цьому виділяється енергія, величина якої приблизно дорівнює ширині забороненої зони  $\Delta W_3$ . Довжина хвилі  $\lambda$  світла в мікрометрах, що при цьому випромінюється, пов'язана з шириною забороненої зони в електрон-вольтах співвідношенням:

$$\lambda = 1,23/\Delta W_3. \quad (2.1)$$

З (2.1) витікає, що для випромінювання видимого світла із довжиною хвилі від 0,38 до 0,78 мкм напівпровідник повинен мати  $\Delta W_3 > 1,58$  еВ. Германій і кремній непридатні для світлодіодів, оскільки ширина їхньої забороненої зони дуже мала. Для світлодіодів (СД) застосовуються в основному фосфід галію GaP і карбід кремнію SiC. Внесення до напівпровідника деяких домішок дозволяє отримувати світіння різного кольору. Окрім світлодіодів, що дають видиме світіння, випускаються світлодіоди із арсеніду галію GaAs, випромінювання яких лежить в інфрачервоному діапазоні.

Основні параметри СД: яскравість випромінювання  $B_{\text{випр}}$  при певному значенні прямого струму  $I_{\text{пр}}$ ; довжина хвилі  $\lambda$  випромінюваного світлового потоку, що визначає колір світіння; потужність випромінювання  $P_{\text{випр}}$  при  $I_{\text{пр}} = \text{const}$ ; електрична потужність, що споживається СД від джерела живлення  $P_{\text{ел}}$ ; коефіцієнт корисної дії  $\eta = P_{\text{випр}}/P_{\text{ел}}$ ; швидкодія. Величина  $\eta$  складає доли-одиноці відсотків, а швидкодія (інтервал часу від моменту подачі на СД імпульсу прямого струму до моменту, коли світіння СД досягає максимуму) знаходиться в межах  $10^{-8} \div 10^{-9}$  с.

На рис. 2.1 зображена схема включення (рис. 2.1, а) та основні характеристики світлодіода:

- 1) ВАХ (рис. 2.1, б), залежність  $I_{\text{пр}} = f(U_{\text{пр}})$ ;
- 2) яскравісна характеристики (рис. 2.1, в), залежність  $B_{\text{випр}} = f(I_{\text{пр}})$ .

*Лазери* – це генератори випромінювання, яке лежить в дуже вузькому частотному діапазоні (монохромне) та має у кожний момент часу однакову фазу (когерентне). Подібно до випромінювань інших джерел у лазері воно виникає завдяки рекомбінації збуджених часток речовини, наприклад, електронів, які мають високу енергію. Активна речовина лазера повинна мати три енергетичні рівня: стабільний низький, нестабільний високий та середній метастабільний.

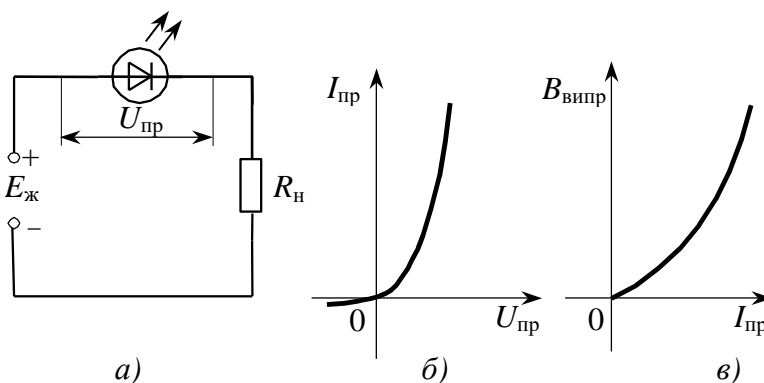


Рис. 2.1. Схема включення (а) та основні характеристики (б,в) світлодіода

На високий нестабільний рівень енергії електрони потрапляють за рахунок постачання (накачки) енергії від зовнішнього джерела. Потім вони самостійно переходять на метастабільний рівень, з якого практично одночасно „падають” на низький, забезпечуючи монохромне когерентне випромінювання. „Падіння” відбувається не спонтанно, а вимушено (стимульовано, індуктовано).

Накачування лазера виконується або використанням додаткового зовнішнього оптичного джерела (наприклад, випромінювання потужної імпульсної лампи), або пропусканням електричного струму, або опроміненням струмом швидких електронів, або ж енергією хімічної реакції. Внаслідок накачування в активній речовині, наприклад, в напівпровіднику, створюються умови стану з так званою *інверсною населеністю*: кількість електронів, які мають метастабільний рівень енергії, значно перевищує рівноважну кількість електронів для даної температури.

Для формування умов індукованого випромінювання в лазерах є оптичні резонатори, які забезпечують багаторазове проходження квантів випромінювання з однократною довжиною хвилі крізь активне оптичне середовище. При деяких умовах, в основному визначених потужністю накачки, в оптичному резонаторі виникає стимульоване випромінювання, яке і формує так зване лазерне випромінювання.

У наш час відомі твердотілі, газові та напівпровідникові лазери. Для мікроелектронних приладів найбільш слушні напівпровідникові лазери завдяки малим габаритам та високому ККД.

*Напівпровідниковий лазер* (НЛ) – це випромінювальний напівпровідниковий прилад, який безпосередньо перетворює електричну енергію прямого струму в енергію когерентного випромінювання. В ньому, як і в світлодіоді, при порівняно незначних прямих струмах виникає некогерентне випромінювання. А при підвищенні струму за так званій *порог інверсії* виникає стимульоване когерентне випромінювання.

Для створення оптичних резонаторів в інжекційних лазерах дві протилежні грані монокристала напівпровідникового діода роблять строго паралельними, ретельно полірують і покривають дзеркальним шаром. Кванти світла, які рухаються строго перпендикулярно до торців кристала, можуть багато разів пройти через активну область з інверсійною населеністю і тим самим створити велику лавину світла.

Для виготовлення інжекційних лазерів найчастіше використовують арсенід галію. Типовий лазер виготовляють у формі прямокутного паралелепіпеда з довжинами сторін від часток міліметра до одного міліметра.

До основних характеристик і параметрів лазерів відносять: пороговий струм, спектральну характеристику, діаграму спрямованості випромінювання, яскравісну характеристику, ККД.

Спектральна характеристика лазера, як і будь-якого іншого джерела світла, являє собою залежність інтенсивності випромінювання від довжини хвилі. Якщо прямий струм діода менший порогового, відбувається спонтанна рекомбінація, а тому формується некогерентне випромінювання. Спектральна характеристика буде широкою, тобто лазер працює як світлодіод. Коли прямий струму перевищує порогове значення, лазер переходить в режим генерації когерентного випромінювання. При цьому відбувається різке звуження спектральної характеристики та діаграми спрямованості випромінювання лазера.

Коефіцієнт корисної дії напівпровідникового інжекційного лазера на основі арсеніду галію досягає 70%. За ККД такі лазери переважають газові та твердотілі діелектричні лазери, в яких він дорівнює тисячним і сотим часткам відсотка.

Яскравісна характеристика лазера, тобто залежність інтенсивності випромінювання від струму, що проходить через прилад, являє собою майже лінійну залежність в діапазоні струмів, які забезпечують спонтанну рекомбінацію (режим роботи світлодіода) та вимушену рекомбінацію (режим роботи лазера).

### Приймачі оптичного випромінювання оптронів

Приймачі оптичного випромінювання (фотоприймачі) здійснюють перетворення світлових сигналів у електричні. Для вказаного перетворення широко використовуються такі оптоелектронні напівпровідникові прилади:

- 1) фоторезистори (рис. 2.2,б);
- 2) фотодіоди (рис. 2.2,в);
- 3) фототранзистори (рис. 2.2,г,д,ж);
- 4) фототиристри (рис. 2.2,е,з).

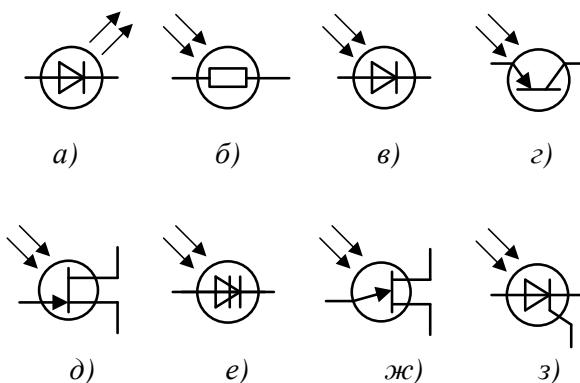


Рис. 2.2. Позначення оптоелектронних приладів на схемах

Їх робота заснована на використанні явища внутрішнього фото ефекту: генерації пар електрон-дірка під дією квантів падаючого світла. Ці носії створюють додаткову провідність, яку називають фотопровідністю.

*Фоторезистор* (ФР) – напівпровідниковий резистор, опір  $R_{\text{ФР}}$  якого залежить від величини падаючого на нього світлового потоку. На рис. 2.3 показані: схема включення ФР (рис. 2.3,а); його ВАХ (рис. 2.3,б) і енергетична (рис. 2.3,в) характеристики.

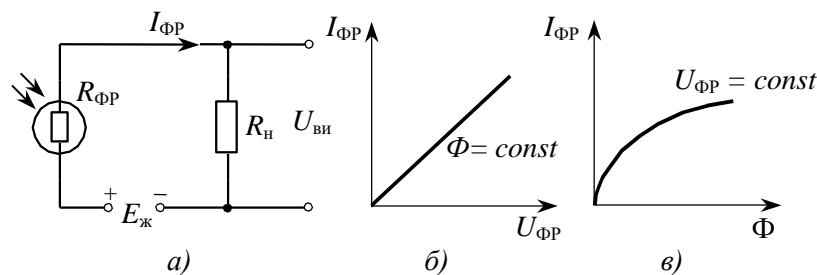


Рис. 2.3. Схема включення (а) та характеристики (б,в) фоторезистора

ФР мають лінійну ВАХ і нелінійну енергетичну характеристику. При відсутності світлового потоку ( $\Phi = 0$ ) ФР має великий темновий опір  $R_T$  порядку  $10^4 \div 10^7$  Ом. Виникаючий при цьому невеликий струм через ФР називають темновим струмом  $I_T$ :

$$I_T = E_{ж} / (R_T + R_H). \quad (2.2)$$

При  $\Phi > 0$  опір ФР зменшується до величини світлового опору  $R_{св}$ , при якому світловий струм

$$I_{св} = E_{ж} / (R_{св} + R_H). \quad (2.3)$$

Різниця струмів ( $I_{св} - I_T$ ) складає фотострум  $I_{ФР}$ . Для виготовлення фоторезисторів застосовують різні матеріали в залежності від довжини хвилі падаючого світлового потоку, на який фоторезистор має реагувати. Так наприклад, сірчистий свинець PbS найбільш чутливий до інфрачервоного променя, а сірчистий кадмій CdS – до випромінювання видимого діапазону. Основний параметр ФР – питома чутливість

$$K_{пит} = K_{ФР} / U_{ФР},$$

де  $K_{ФР} = I_{ФР} / \Phi$  – інтегральна чутливість ФР, а  $U_{ФР}$  – величина напруги, прикладеної до ФР.

Істотним недоліком ФР є залежність його параметрів від температури. ФР широко застосовуються як датчики світлового випромінювання.

**Фотодіодом** (ФД) називають напівпровідниковий діод, параметри якого залежать від падаючого на нього світла. Робота ФД заснована на явищі внутрішнього фотоелектричного ефекту. ФД може працювати в одному із двох режимів: *фотодіодному* (фотогенераторному) і *фотоперетворюючому* (фотоперетворюючому). В оптоелектронних приладах зазвичай використовують фотодіодний режим роботи.

У фотодіодному режимі зовнішнє джерело живлення підключається до ФД у зворотному напрямі (рис. 2.4,а). ВАХ фотодіода при такій полярності зовнішньої напруги надана на рис. 2.4,б.

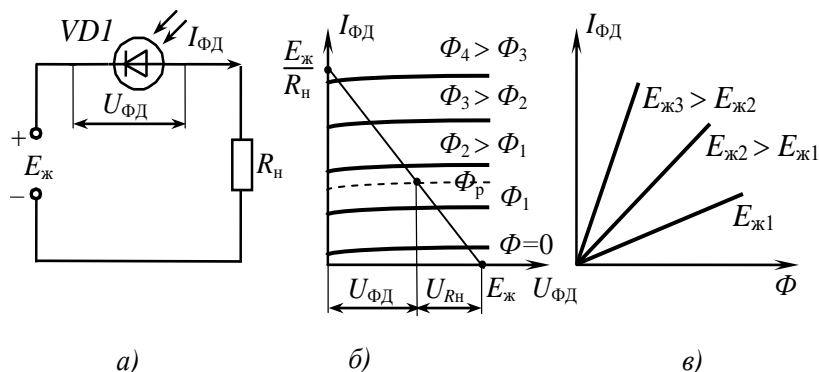


Рис. 2.4. Схема включення (а) і характеристики (б,в) фотоперетворюючого ФД

Цей рисунок ідентичний рисунку третього квадранта ВАХ на рис. 2.1. Змінена тільки напрямленість координатних осей. В системі координат рис. 2.4,б проведена лінія навантаження через точки  $E_{ж}$  та  $E_{ж}/R_H$  на осях координат, згідно методики побудови лінії навантаження.

При  $\Phi = 0$  через ФД протікає темновий струм  $I_T$  і практично уся зовнішня напруга буде прикладена до ФД. Тому  $E_{ж}$  має бути меншою напруги пробою діода. При зростанні зовнішнього опромінення  $\Phi$  зростає зворотний струм і відповідно зростає напруга навантаження. Тобто фаза вихідного сигналу (фаза сигналу на навантаженні) співпадає з фазою зміни світлового потоку. Для прикладу, на рисунку наданий розподіл напруг на елементах кола рис. 2.4,а при значенні зовнішнього опромінення  $\Phi_p$ . Максимальний вихідний сигнал практично буде дорівнювати напрузі джерела живлення. Отже, можна отримати сигнал значної потужності. Енергетичні характеристики (рис. 2.4,в) є лінійними при  $E_{ж} = const$  і мало залежать від величини цієї напруги ( $\Phi_3 > \Phi_2 > \Phi_1$ ).

Основні параметри ФД: інтегральна чутливість  $K_{ФД} = I_{ФД} / \Phi$  (складає десятки міліампер на люмен), гранична частота модуляції світлового потоку; пороговий потік або порогова потужність випромінювання; робоча довжина хвиль опромінення (діапазон робочих хвиль).

Інерційність ФД незначна. Вони можуть працювати на частотах до декількох сотень МГц. Для розширення діапазону частот ФД між двома областями протилежного типу провідності розташовують область власного напівпровідника з питомим опором в  $10^6 \dots 10^7$  разів більшим, ніж легованих областей  $n$ - та  $p$ -типів. Діапазон частот таких ФД сягає  $10^9$  Гц. Використання у ФД структур метал-напівпровідник (ФД Шотткі) дозволяють підвищити швидкодію до  $10^{10}$  переключень за секунду.

*Пороговий потік* або *порогова потужність* випромінювання – це мінімальний оптичний сигнал (світловий потік або потужність), який створює фотострум, що дорівнює середньоквадратичному струму власних шумів. Порогова потужність ФД приблизно дорівнює  $10^{-12}$  Вт та залежить від площі електричного переходу.

*Робочою довжиною хвилі ФД* називають довжину хвилі на якій чутливість досягає максимального значення.

До одного з перспективних типів оптоелектронних фотоприймачів належать ФД з гетероструктурою, яка дає можливість створити ФД із ККД, близьким до 100%. Гетероструктура дозволяє вибором необхідної пари напівпровідників забезпечити роботу ФД у будь-якій частині оптичного діапазону хвиль. Значення фото-ЕРС для ФД з гетероструктурою знаходяться в межах 0,8...1,1 В, що в 2 – 3 рази більше, ніж для кремнієвих ФД.

Фотоперетворюючі ФД застосовуються як датчики світлових сигналів, як приймачі світлового випромінювання у оптронах і т. ін.

На відміну від фотодіода *фототранзистор* (ФТ) підсилює фотострум. Тому ФТ має вищу інтегральну чутливість, ніж ФД. Існують біполярні і польові фототранзистори.

*Біполярний фототранзистор* (рис. 2.2,г) представляє собою звичайний транзистор, у якого забезпечується освітлення області бази зовнішнім випромінюванням через прозоре “вікно” в корпусі. На рис. 2.5 зображені схема включення ФТ (рис. 2.5,а) та його ВАХ (рис. 2.5,б).

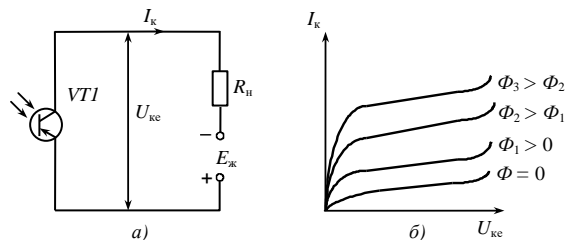


Рис. 2.5. Схема включення (а) і ВАХ (б) фототранзистора

При  $\Phi = 0$  через ФТ проходить дуже малий темновий струм колектора  $I_{кт}$ , що дорівнює зворотному струму транзистора, включеного за схемою із спільним емітером. При  $\Phi > 0$  у зовнішньому ланцюзі протікає сумарний струм колектора

$$I_k = I_{кт} + I_{\Phi} (1 + h_{21e}), \quad (2.4)$$

де  $I_{\Phi}$  – фотострум, що створюється у базі завдяки внутрішньому фотоефекту;



$h_{21e}$  – коефіцієнт передачі струму.

Інтегральна чутливість ФТ в  $(1 + h_{21e})$  разів більша, ніж у фотодіода. У польових фототранзисторах з керувальним  $p-n$  переходом (рис. 2.2,д) зі зміною зовнішнього опромінювання міняється струм стоку; із зростанням світлового потоку  $\Phi$  струм стоку збільшується. У МДН польових фототранзисторах із індукованим каналом величиною світлового потоку можна змінювати порогову напругу, при якій виникає індукований канал.

Фототиристри (ФТр) можуть керуватися світловим потоком аналогічно тріодним тиристро-рам, що керуються струмом. Існують діодні (рис. 2.2,е) та тріодні (рис. 2.2,з) ФТр. На рис. 2.6 показані: схема включення діодного фототиристора (рис. 2.6,а) та його вольт-амперні характеристики (рис. 2.6,б).

Чим більше світловий потік, що діє на тиристор, тим при меншій напрузі включається тиристор. У тріодному фототиристрі на електрод, що керує, додатково подається керуючий струм. Вмикання тиристора, як і раніше, відбувається під дією світлового потоку, але вже меншого значення.

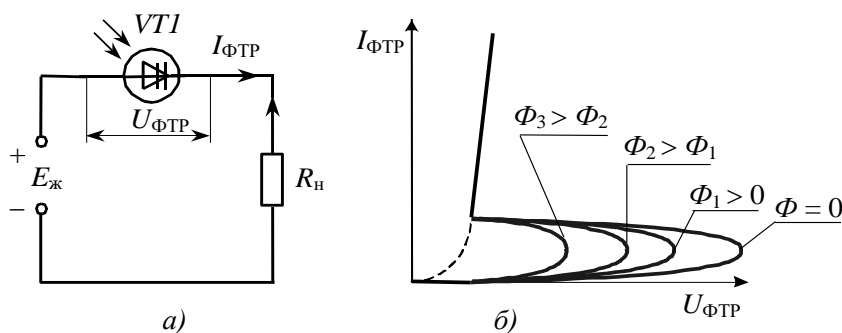


Рис. 2.6. Схема включення (а) і ВАХ (б) фототиристора

### 3. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ

Польовим транзистором (ПТ) називається триелектродний напівпровідниковий прилад, підсилювальні властивості якого обумовлені потоком основних носіїв, які протікають через *провідний канал*, а керування величиною вихідного струму здійснюється поперечним електричним полем (звідси і назва – *польовий*), що створюється напругою, прикладеною до керуючого електрода. Поле змінює площу поперечного перерізу провідного каналу, у результаті чого змінюється вихідний струм транзистора. Провідний шар називають *каналом*, електрод, що керує, – *затвором* (З). Оскільки керування виконується електричним полем, струм у вхідному колі практично відсутній, завдяки чому потужність, необхідна для керування, є значно меншою, ніж в біполярних транзисторах, де керування здійснюється струмом.

Два електроди на торцях каналу називаються *витоком* (В) і *стоком* (С). Витоком є той з них, з якого при відповідній полярності напруги між ним і стоком у канал надходять основні носії заряду, а стоком – той, через який ці носії ідуть з каналу. Витік і стік є оборотними.

Польовий транзистор на відміну від біполярного іноді називають *уніполярним*, тому що його робота заснована на використанні основних носіїв заряду одного типу – або електронів, або дірок. Тому в польових транзисторах відсутні процеси зміни об'ємного заряду неосновних носіїв (нагромадження і розосередження), які впливають на швидкодію біполярних транзисторів.

Як і для біполярного транзистора, в залежності від того, який з виводів є спільним для вхідного і вихідного кола, розрізняють три схеми включення польового транзистора: зі спільним витоком (СВ), зі спільним затвором (СЗ) і зі спільним стоком (СС). Найбільше поширення на практиці знайшла схема зі СВ.

Всі ПТ за конструктивними особливостями можна розділити на дві групи:

- 1) польові транзистори з *керувальним p-n переходом* (каналні, або уніполярні транзистори);
- 2) польові транзистори з *ізолюваним затвором*.

На рис. 3.1 наведено схематичне зображення конструкції польового транзистора з керувальним p-n переходом і схема його включення.

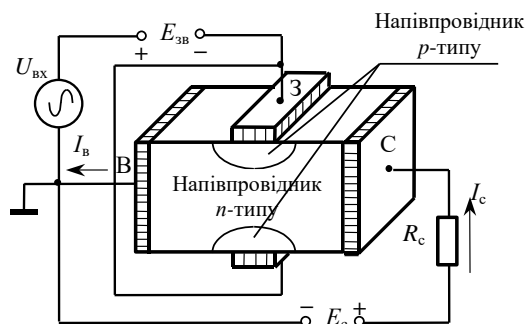


Рис. 3.1. Схематичне зображення конструкції та схема включення польового транзистора з керувальним p-n переходом

Канал утворений тонким шаром напівпровідника одного типу провідності, у даному випадку – провідністю n типу. Транзистор с каналом p типу діє аналогічно; різниця лише в типі носіїв та полярності прикладених напруг. На торцях каналу розташовані два електроди, що утворюють виводи для приєднання до зовнішніх електричних кіл. Один з них є витоком (В), а другий – стоком (С). У середній частині каналу розташована невелика зона напівпровідника p типу, що формує з каналом p-n перехід. Вивід, приєднаний до області напівпровідника p типу, є керуючим електродом і називається затвором (З). Виводи В, С та З відповідають (у порядку перерахування) катоду, аноду і сітці електровакуумного триода або емітеру, колектору і базі біполярного транзистора.

Величина струму в каналі залежить від напруги  $E_c$ , прикладеної між стоком і витоком, опору навантаження  $R_c$  й опору каналу. При незмінних  $E_c$  та  $R_c$  струм у каналі  $I_c$  (струм стоку) залежить тільки від електричного опору каналу, який визначається довжиною й ефективною площею поперечного перерізу каналу. На p-n перехід за допомогою джерела  $E_{зв}$  подається зворотна напруга, що

призводить до збільшення товщини шару  $p$ - $n$  переходу, і отже, до зменшення перетину каналу і збільшення опору між витокком і стоком. Зміна величини зворотної напруги відповідно до вхідного сигналу  $U_{вх}$  призводить до модуляції опору каналу, зміни струму стоку і появи сигналу на навантаженні  $R_c$ . При відповідному підборі величини  $R_c$  можна домогтися підвищення рівня вихідної напруги в порівнянні з напругою на вході, тобто підсилити сигнал.

Польові транзистори, подібно біполярним, визначаються вхідними і вихідними характеристиками. Однак для польових транзисторів вхідна вольт-амперна характеристика (залежність  $I_3$  від  $U_{зв}$  при фіксованому значенні  $U_{св}$ ) не має практичного застосування, бо вона відображала б незначні зміни зворотного струму  $p$ - $n$  переходу. Тому замість неї використовують стоконатворні ВАХ, які відображають залежність струму стоку від напруги на затворі.

На рис. 3.2 наведені вихідні і стоконатворні характеристики польового транзистора з керувальним  $p$ - $n$  переходом для схеми включення зі СВ.

Нехай напруга між затвором і витокком  $U_{зв} = 0$ . При збільшенні позитивної напруги  $U_{св}$  починає наростати струм стоку  $I_c$  (рис. 3.2,а). Спочатку залежність  $I_c = f(U_{св})$  буде майже лінійною. Однак зі зростанням  $I_c$  збільшується падіння напруги на каналі ( $U_{св} = I_c R_{кан}$ , де  $R_{кан}$  – опір каналу). Ця напруга розподіляється уздовж каналу: поблизу витокку вона дорівнює нулю, а поблизу стоку – максимальній величині. На  $p$ - $n$  переході, незважаючи на нульовий потенціал затвору, з'являється зворотна напруга, величина якої наростає уздовж каналу в напрямку до стоку. Це веде до звуження перетину струмопровідного каналу і сповільнює зростання струму  $I_c$ .

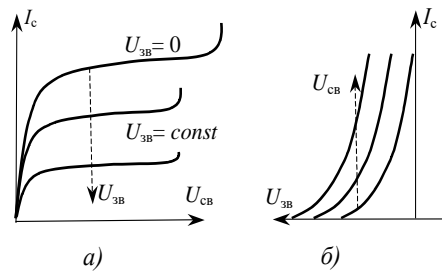


Рис. 3.2. Статичні вольт-амперні характеристики польових транзисторів з керувальним  $p$ - $n$  переходом для схеми зі СВ: а) вихідні; б) стоконатворні

Врешті, при подальшому збільшенні напруги стоку канал поблизу стоку звужується настільки, що подальше підвищення напруги вже не спричиняє помітного росту  $I_c$ . Цей режим отримав найменування *режиму насичення*, а напруга  $U_{св}$ , при якій відбувається насичення, називається *напругою насичення* ( $U_{св\text{нас}}$ ).

Якщо подавати на затвор зворотну напругу (для ПТ із каналом  $n$ -типу вона буде негативною відносно витокку), канал з самого початку буде звужений. Тому початкова ділянка залежності  $I_c = f(U_{св})$  піде з меншим нахилом і насичення відбудеться при меншій напрузі стоку.

Напруга насичення дорівнює  $U_{св\text{нас}} = U_{зв} - U_{зв\text{від}}$ , де  $U_{зв\text{від}}$  – напруга відсікання, при якій  $I_c = 0$  (режим відсікання), а  $U_{зв}$  – напруга на затворі, при якій отримана відповідна гілка ВАХ транзистора.

При подальшому збільшенні вихідної напруги струм  $I_c$  практично залишається незмінним аж до напруги пробою  $U_{св\text{проб}}$ , при якій починається різке зростання струму. Як видно з рис. 3.2,а, зі зменшенням напруги  $U_{зв}$  (з урахуванням знака) напруга пробою транзистора  $U_{св\text{проб}}$  зменшується. При цьому завжди виконується рівність:

$$U_{св\text{проб}} = U_{св\text{проб}} \Big|_{U_{зв}=0} + U_{зв}. \quad (3.1)$$

При вхідній напрузі  $U_{зв} = U_{зв\text{від}}$ , що відповідає зворотній напрузі на  $p$ - $n$  переході (затвор-виток), при якій струмопровідний канал транзистора буде цілком перекритий, вихідний струм  $I_c$  транзистора дорівнює нулю (рис. 3.2,б). При  $U_{зв} > U_{зв\text{від}}$  у струмопровідному каналі з'являється протока, і по ній від стоку до витокку починає протікати струм  $I_c$ . Вихідні характеристики ПТ часто називають *стокотоківими* або просто *стокотоківими*.

Польові транзистори з ізолюваним затвором мають структуру метал-діелектрик-напівпровідник. Як діелектрик найчастіше в транзисторах використовується окисел кремнію (вірніше, двоокис кремнію  $\text{SiO}_2$ ). Тому їх часто називають МДН- або МОН-транзисторами. Останнім часом як діелектрик застосовують також інші матеріали, наприклад, нітрид кремнію.

На рис. 3.3 наведені схематичні зображення конструкцій таких транзисторів з каналами  $n$  типу. Основою приладу є пластинка (підкладка) монокристалового кремнію  $p$  типу. Зони витоку і стоку являють собою площини кремнію, значно леговані домішкою  $n$  типу. Якщо концентрації основних носіїв заряду в напівпровідникових областях різко відрізняються (не менше, ніж на два порядки), то область з більшою концентрацією позначається символом  $n^+$ . Відстань між витоком і стоком мала, приблизно 1 мкм. На цій ділянці (рис. 2.12,а) розташована вузька слабо легована смужка кремнію  $n$  типу (канал). Затвором є металева пластинка, ізолювана від каналу тонким шаром діелектрика (товщиною часток мікрметра).

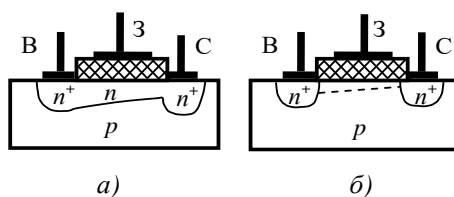


Рис. 3.3. Схематичне зображення ПТ з ізолюваним затвором

Електричне поле, що виникає від напруги, прикладеної до заслона, проникає в поверхневий шар підкладки. В залежності від полярності напруги в канал може притягуватися, або виштовхуватися з нього частина основних носіїв заряду каналу (на наведеному рисунку це електрони). При від'ємній напрузі на заслоні електрони провідності виштовхуються з області каналу в об'єм напівпровідника підкладки. При цьому канал збіднюється носіями заряду, що веде до росту опору каналу і зменшення струму. Додатна напруга на затворі сприяє втягуванню в канал електронів провідності з підкладки. У цьому режимі, що одержав назву *режиму збагачення*, струм каналу зростає.

Таким чином, на відміну від польового транзистора з керувальним  $p$ - $n$  переходом, транзистор з ізолюваним затвором може працювати з нульовою, від'ємною та додатною напругою на затворі (рис. 3.4,а). Керуюча напруга на затворі, при якій  $I_c = 0$ , як і для ПТ із керувальним  $p$ - $n$  переходом, називається напругою *відсікання*.

Вихідні характеристики польового транзистора з ізолюваним затвором (рис. 3.4,б) мають такий же вигляд, як і характеристики польового транзистора з керувальним  $p$ - $n$  переходом.

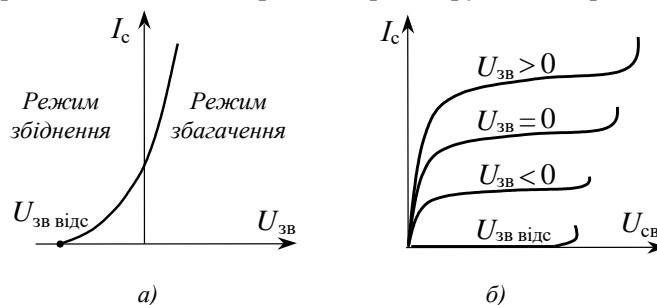


Рис. 3.4. Стокозатворна (а) і вихідна (б) ВАХ МДН-транзистора з вбудованим  $n$ -каналом

Відмінність полягає лише в тому, що транзистори з  $p$ - $n$  переходом можуть працювати тільки в режимі збіднення (звуження) каналу, а транзистори типу МДН (або МОН) працюють як у режимі збіднення (при від'ємній напрузі на затворі), так і в режимі збагачення (при додатній напрузі на затворі).

Розглянутий тип ПТ з ізолюваним затвором одержав назву МДН (або МОН) транзисторів з вбудованим каналом. Канал у нього був введений (вбудований) при виготовленні. Якщо ж між зонами  $n^+$  під витоком і стоком відсутній канал (рис. 3.3,б), то при нульовому потенціалі на затворі

на шляху від витоку до стоку виявляться два зустрічно включених  $p$ - $n$  переходи. Тому при прикладанні напруги між стоком і витоком будь-якої полярності вихідний струм  $I_c$  буде незначним (приблизно дорівнювати зворотному струму  $p$ - $n$  переходу). Якщо до затвору прикласти невелику додатну напругу  $U_{зв}$ , то під дією поля з підкладки до поверхні почнуть притягатися електрони, а дірки виштовхуватися в глибину. При певній додатній напрузі ( $U_{зв пор}$ ), що одержала найменування *порогової*, у підкладці під затвором утвориться збагачений електронами поверхневий шар, що замкне області між стоком і витоком. Наступне підвищення напруги на затворі приведе до того, що крізь канал, що утворився, потече струм стоку. Такий тип ПТ з ізольованим затвором носить найменування МДН (або МОН) транзисторів з *індукованим* каналом.

Якщо вибрати підкладку  $n$ -типу, а області витоку і стоку зробити зони  $p^+$ -типу, то сформується МДН-транзистор з індукованим  $p$ -каналом.

Стокзатворні і вихідні ВАХ для МДН-транзистора при включенні зі СВ наведені на рис. 3.5. Вихідні характеристики надані тільки для індукованого каналу  $n$ -типу. На графіку стокзатворної характеристики зображено хід залежності для МДН-транзисторів з індукованим каналом  $p$ -типу та  $n$ -типу. При цьому враховано, що напрямок струму стоку для транзистора з індукованим каналом  $p$ -типу буде протилежним напрямку струму в МДН-транзисторах з індукованим каналом  $n$ -типу, бо змінена полярність зовнішньої напруги стоку.

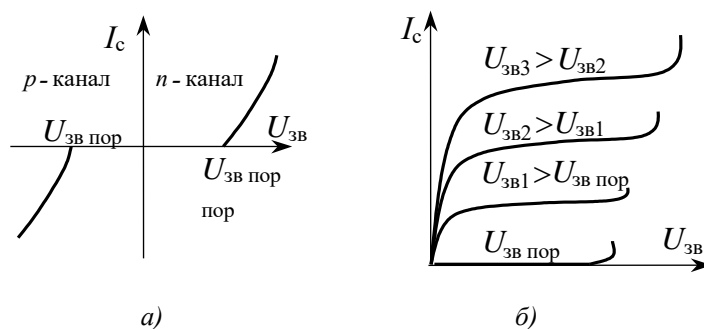


Рис. 3.5. Стокзатворні (а) і вихідні (б) ВАХ МДН-транзистора з індукованим каналом

*Температурні властивості польових транзисторів.* Як раніше було відзначено, струм польових транзисторів обумовлений переміщенням носіїв заряду каналу, тобто він визначається концентрацією основних носіїв. Відомо, що концентрація основних носіїв у напівпровіднику майже не залежить від температури, тому що визначається концентрацією домішок. Тому і властивості ПТ незначно змінюються зі зміною температури.

Від температури залежать напруга відсікання і порогова напруга. Це обумовлено дією в ПТ двох протилежних механізмів, що відбуваються при зміні температури.

У польового транзистора з керувальним  $p$ - $n$  переходом при підвищенні температури навколишнього середовища зростає власний опір напівпровідникового матеріалу, що призводить до зменшення струму стоку. Цей ефект особливо виявляється при великих струмах стоку. Однак збільшення температури веде до зменшення товщини  $p$ - $n$  переходу, що розширює канал. Останнє викликає збільшення струму стоку, що особливо помітно при малих його значеннях. Тому при збільшенні температури стокзатворна характеристика стає більш пологою, а напруга відсікання збільшується (рис. 3.6,а). При деяких значеннях струму стоку обидва фактори компенсують один одного, і величина струму стоку не залежить від зміни температури.

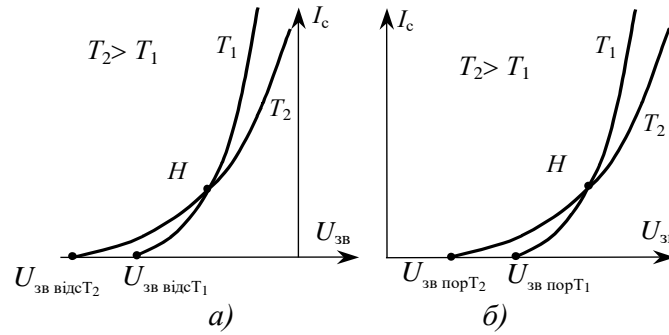


Рис. 3.6. Залежність стокзатворних характеристик польового транзистора від температури

Для МДН-транзистора (рис. 3.6,б) зі збільшенням температури також спостерігається зменшення струму стоку, що обумовлене зростанням власного опору напівпровідника. У той же час збільшення температури веде до збільшення числа пар електрон-дірка в каналі, тобто до збільшення концентрації носіїв заряду. Це сприяє підвищенню струму стоку, особливо при невеликих його значеннях. Отже, і в МДН-транзисторі існують дві протилежні тенденції, що призводять до змін стокзатворної характеристики (рис.3.6,б), як й у ПТ із керувальним переходом.

Наслідком вищезгаданого є наявність на стокзатворній характеристиці точки, для якої струм стоку не залежить від зміни температури навколишнього середовища (точка *H* на рис. 3.6). Якщо при використанні транзистора робочу точку встановити поблизу зазначеної точки, то це зменшить залежність показників апаратури від температури.

Розглянемо основні параметри польових транзисторів.

*Крутість стокзатворної характеристики:*

$$S = \left. \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зв}} \right|_{U_{св} = const} . \quad (3.2)$$

Цей параметр характеризує ефективність керуючої дії затвору.

*Вихідний опір  $R_{вих}$*  (визначається в режимі насичення):

$$R_{вих} = \left. \frac{\Delta U_c}{\Delta I_c} \right|_{U_{зв} = const} . \quad (3.3)$$

Вихідний опір характеризується тангенсом кута нахилу вихідних характеристик. В робочій області цей кут близький до нуля, а отже, вихідний опір виявляється досить великим (сотні кОм).

*Коефіцієнт підсилення:*

$$\mu = \frac{\Delta U_c}{\Delta U_{зв}} . \quad (3.4)$$

Наведені параметри зв'язані між собою співвідношенням:

$$\mu = S R_{вих} . \quad (3.5)$$

*Напруга відсікання* (порогова напруга для ПТ з індукованим каналом) – найменша зворотна напруга на затворі, при якій струмопровідний канал виявиться перекритим.

Крім зазначених, польові транзистори, подібно до біполярних, характеризуються рядом максимально припустимих параметрів: максимально припустимі напруги, струми, потужності тощо.

*Еквівалентні схеми польових транзисторів.* Найбільш поширені схеми заміщення польових транзисторів наведені на рис. 3.7. У цих схемах прийнято, що підкладка електрично з'єднана з витоком. Таке включення найчастіше використовується при розробці схем на ПТ.

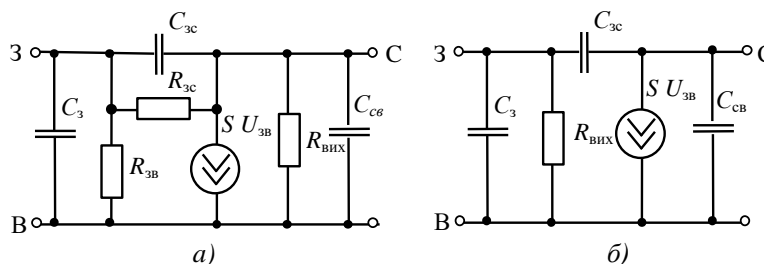


Рис. 3.7. Еквівалентні схеми польового транзистора:  
а) з керувальним р-п переходом, б) з ізолюваним затвором

Вхідний і вихідний опори ПТ мають ємнісний характер, тому що конструкція польового транзистора обумовлює наявність значних вхідних і вихідних ємностей. При збільшенні частоти вхідного сигналу вхідний струм польового транзистора, обумовлений його вхідною ємністю, росте, що еквівалентно зменшенню значення коефіцієнта підсилення. Тому зазвичай вважають, що в загальному випадку за швидкодією, підсиленням і частотними властивостями польовий транзистор, як правило, не має переваг перед біполярним транзистором.

Важливими перевагами польових транзисторів є такі:

- 1) високе значення активної складової вхідного опору, що досягає в каналних транзисторах з р-п переходом величини  $10^8 \dots 10^9$  Ом, а в транзисторах з ізолюваним затвором  $10^{13} \dots 10^{16}$  Ом. Таке високе значення обумовлюється тим, що в перших керувальний перехід включений у зворотному напрямку, а в транзисторах з ізолюваним затвором він визначається дуже великим опором діелектричного шару, на якому знаходиться затвор;
- 2) малий рівень власних шумів, тому що в польових транзисторах у формуванні струму беруть участь заряди тільки одного знака, що виключає появу шуму, обумовленого рекомбінацією носіїв заряду різних знаків;
- 3) висока стійкість до температурних і радіоактивних впливів;
- 4) висока щільність розташування таких транзисторів в інтегральних мікросхемах.

Польові транзистори можуть бути використані в схемах підсилювачів, генераторів, перемикачів. Особливо широко застосовуються вони в малошумлячих підсилювачах з високим вхідним опором. Досить перспективним є також використання їх (особливо ПТ з ізолюваним затвором) у цифрових і логічних схемах.

*Класифікація польових транзисторів* співпадає з класифікацією біполярних. Вони систематизуються за потужністю  $P_{\text{вих}}$  та частотними властивостями.

За потужністю транзистори підрозділяють на малопотужні ( $P_{\text{вих}} \leq 0,3$  Вт), середньої потужності ( $0,3 \text{ Вт} < P_{\text{вих}} \leq 1,5$  Вт) і потужні ( $P_{\text{вих}} > 1,5$  Вт). За частотними властивостями – на низькочастотні ( $f_a \leq 0,3$  МГц), середньої частоти ( $0,3 \text{ МГц} < f_a \leq 3$  МГц), високої частоти ( $3 \text{ МГц} < f_a \leq 30$  МГц) та надвисокої частоти ( $f_a > 30$  МГц).

*Маркування транзисторів*, розроблених після 1964 р., подібне маркуванню напівпровідникових діодів і передбачає шість символів. Перший символ – буква (для приладів загального застосування) або цифра (для приладів спеціального призначення), що визначає тип напівпровідника: Г (1) – германій; К (2) – кремній; А (3) – GaAs.

Другий символ – буква Т для біполярних чи П для польових.

Третій символ – цифра від 1 до 9, що вказує на потужність  $P_{\text{вих}}$  та частотні властивості. Їх розподіл відносно цих показників наданий в табл. 3.1.

Четвертий символ – двозначне (від 01 до 99) або трьохзначне (від 101 до 999) число, що вказує порядковий номер розробки.

П'ятий символ – буква, що позначає параметричну групу приладу згідно деяких параметрів. В якості класифікаційної літери застосовуються літери російського алфавіту за виключенням З, О, Ч, Ы, Щ, Ъ, Ы, Э.

Таблиця 3.1

Гранична частота $f_a$	Потужність $P_{\text{вих}}$ , Вт		
	$P_{\text{вих}} \leq 0,3$ Вт	$0,3 \text{ Вт} < P_{\text{вих}} \leq 1,5$ Вт	$P_{\text{вих}} > 1,5$ Вт
$f_a < 3$ МГц	1	4	7
$3 \text{ МГц} < f_a < 30$ МГц	2	5	8
$f_a > 30$ МГц	3	6	9

Приклади маркірування транзисторів:

**ГТ109В** – германієвий (Г), біполярний транзистор (Т), низькочастотний малопотужний (1), номер розробки 9, група В.

**2Т3126А** – кремнієвий (2), біполярний транзистор (Т), надвисокочастотний малопотужний (1), номер розробки 126, група А.

**2П934Б** – кремнієвий (2), польовий транзистор (П), високочастотний великої потужності (9), номер розробки 34, група Б.



#### 4. ПІДСИЛЮВАЧ ЗІ СК (ЕМІТЕРНИЙ ПОВТОРЮВАЧ)

Схема підсилювача зі СК зображена на рис. 4.1,а.

Розрахунок елементів схеми за постійним струмом практично не відрізняється від подібного розрахунку елементів підсилювача зі СЕ. Після вибору робочої точки (рис. 4.1,б), що визначає режим роботи каскаду, а також визначення струму дільника в колі бази знаходять опори резисторів:

$$R_e = \frac{E_{ж} - U_{кєP}}{I_{кP} + I_{бP}}; \quad (4.1)$$

$$R_{б1} = \frac{E_{ж} - (U_{бєP} + U_{R_e})}{I_{д} + I_{бP}}; \quad R_{б2} = \frac{U_{бєP} + U_{R_e}}{I_{д}}.$$

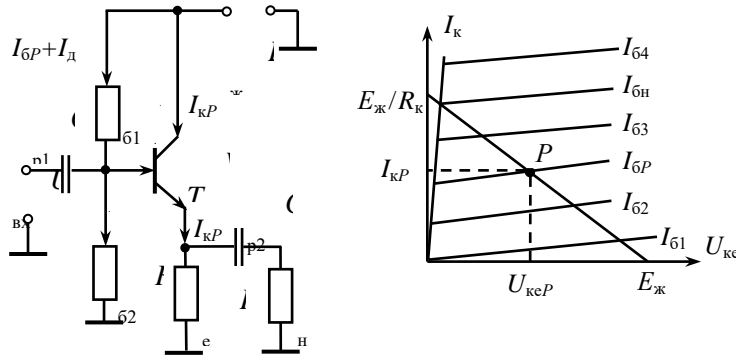


Рис. 4.1. Підсилювач зі СК

На відміну від підсилювача зі СЕ схема зі спільним колектором не інвертує вхідний сигнал. Дійсно, якщо на вхід емітерного повторювача подати напругу, що збільшується, це призведе до збільшення емітерного струму транзистора, збільшення падіння напруги на  $R_e$ , тобто до збільшення вихідної напруги каскаду. Отже вхідний і вихідний сигнали будуть співпадати за фазою.

Еквівалентна схема каскаду за змінним струмом для середніх частот наведена на рис. 4.2.

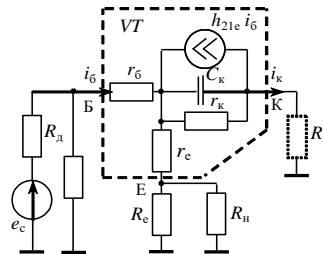


Рис. 4.2. Еквівалентна схема підсилювача зі СК

На схемі штриховою лінією зображений вихідний опір джерела живлення  $R_{ж}$ . Як було зазначено раніше, він незначний, і ним нехтують. Тому колектор транзистора виявляється заземленим за змінним струмом, тобто він є спільним для вхідного і вихідного кіл. Це й пояснює назву підсилювача ("підсилювач зі СК"), хоча з рис. 4.1, а це не є очевидним.

У порівнянні з попередніми схемами дільник в колі бази представлений своїм еквівалентним опором  $R_{д}$ ; його значення обчислюється за виразом:

$$R_{д} = \frac{R_{д1} R_{д2}}{R_{д1} + R_{д2}}. \quad (4.2)$$

Визначимо вхідний опір транзистора:

$$R_{тр\text{ вх}} = \frac{i_{б} r_{б} + i_{е} (r_{е} + R_{н\text{ екв}})}{i_{б}} = \quad (4.3)$$

$$= r_{б} + (h_{21e} + 1)(r_{е} + R_{н\text{ екв}}) \approx (h_{21e} + 1) R_{н\text{ екв}},$$

де урахувалось, що  $r_{б} \ll (h_{21e} + 1)(r_{е} + R_{н\text{ екв}})$  та  $r_{е} \ll R_{н\text{ екв}}$ , а  $R_{н\text{ екв}}$  – еквівалентний опір навантаження:

$$R_{H \text{ екв}} = \frac{R_H R_e}{R_H + R_e} \quad (4.4)$$

Вираз (4.3) доводить, що емітерний повторювач може мати великі значення вхідного опору транзистора, тому максимальні значення вхідного опору каскаду найчастіше визначаються опором  $R_d$  дільника.

Маємо простий вираз для визначення коефіцієнта підсилення струму:

$$K_I = h_{21e \text{ min}} + 1 \approx h_{21e \text{ min}} \quad (4.5)$$

Проведемо деякі очевидні перетворення виразу для коефіцієнта підсилення напруги:

$$\begin{aligned} K_U &\approx K_I \frac{R_{H \text{ екв}}}{R_{K \text{ ВХ}}} = (h_{21e \text{ min}} + 1) \frac{R_{H \text{ екв}}}{R_{K \text{ ВХ}}} \approx \\ &\approx (h_{21e \text{ min}} + 1) \frac{R_{H \text{ екв}}}{(h_{21e \text{ min}} + 1) R_{H \text{ екв}}} = 1. \end{aligned} \quad (4.6)$$

Отже, напруга сигналу на виході при підключенні навантаження до кола емітера не збільшується – вона практично дорівнює вхідній. Це пояснює назву підсилювача – емітерний повторювач.

Як і для підсилювача зі СЕ, зменшення коефіцієнта підсилення емітерного повторювача на нижчих частотах визначається дією  $C_{p1}$  та  $C_{p2}$ , а на вищих – параметрами транзистора з урахуванням наявності від’ємного зворотного зв’язку. При виборі розділових ємностей використовують співвідношення, аналогічні наведеним раніше.

Вихідний опір каскаду  $R_{\text{ВІХ}} = r_e$ .

Зі сказаного випливає, що емітерний повторювач придатний для узгодження високоомних джерел сигналу з низькоомним навантаженням ( $R_{\text{ВХ}}$  – значне,  $R_{\text{ВІХ}}$  – мале,  $K_I$  – велике). Завдяки малому вихідному опору каскаду та значному коефіцієнту підсилення струму його широко застосовують при роботі на ємнісне навантаження.

### Підсилювач зі СБ

Принципова й еквівалентна схеми підсилювача зі СБ за змінним струмом зображені на рис. 4.3.

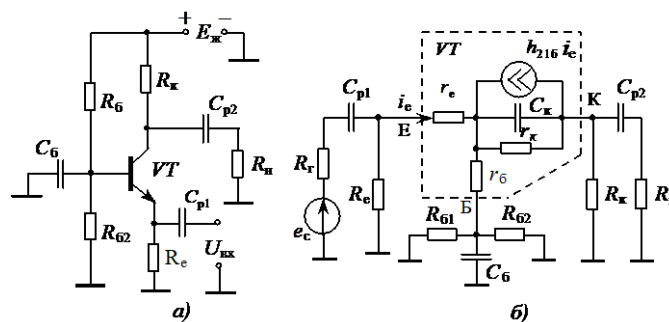


Рис. 4.3. Підсилювач зі СБ

Якщо виконати співвідношення

$$X_{C6} = \frac{1}{2\pi C_6 f_H} \ll \frac{R_{a1} R_{a2}}{R_{a1} + R_{a2}}, \quad (4.7)$$

то одержимо еквівалентну схему для середніх частот (рис. 4.4).

Після спрощень, що були використані при розрахунках попередніх схем, одержимо:

$$K_I = h_{21e} \approx 1,$$

$$K_U \approx K_I \frac{R_{H \text{ екв}}}{R_{K \text{ вх}}} = h_{216} \frac{R_{H \text{ екв}}}{R_{K \text{ вх}}} \approx \frac{R_{H \text{ екв}}}{R_{K \text{ вх}}}. \quad (4.8)$$

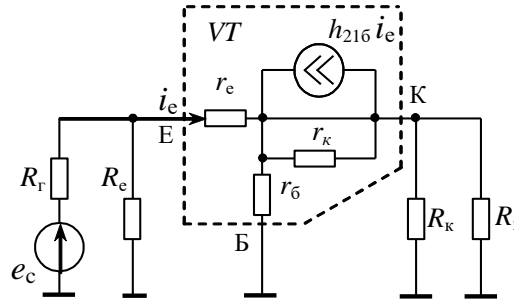


Рис. 4.4. Еквівалентна схема підсилювача зі СБ для середніх частот

Вхідний опір каскаду  $R_{K \text{ вх}}$  визначається паралельним з'єднанням діляника та вхідного опору  $R_{\text{тр вх}}$  транзистора. Для вхідного опору транзистора маємо

$$R_{\text{тр вх}} = \frac{i_e r_e + i_б r_б}{i_e} = r_e + \frac{r_б}{h_{21e} + 1} \approx r_e, \quad (4.9)$$

що значно менше за опори резисторів діляника в колі бази ( $r_e \ll R_{\text{б1}}$  та  $r_e \ll R_{\text{б2}}$ ). Отже, підсилювач зі СБ має малий вхідний опір:

$$R_{\text{вх к}} \approx R_{\text{тр вх}} \approx r_e.$$

Еквівалентний опір навантаження  $R_{H \text{ екв}}$  визначається паралельним з'єднанням  $R_k$  та  $R_H$ . Тому, якщо  $r_e \ll R_k$  та  $r_e \ll R_H$ , то підсилювач зі СБ буде мати дуже великий коефіцієнт підсилення напруги:

$$K_U \approx \frac{R_{H \text{ екв}}}{r_e}. \quad (4.10)$$

Колекторний перехід має великий опір, оскільки знаходиться під зворотною напругою, тому для вихідного опору каскаду маємо:

$$R_{\text{вих}} = R_k. \quad (4.11)$$

## 5. ПІДСИЛЮВАЛЬНІ КАСКАДИ ЗМІННОГО СТРУМУ НА ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРАХ

### Загальні положення

У побудові підсилювачів на основі польових транзисторів дуже багато спільного з побудовою підсилювачів на біполярних транзисторах. Також є три основні схеми, що одержали назви відповідно до електрода, який є спільним для вхідного і вихідного кіл: зі спільним витоком (СВ), спільним стоком (СС) та спільним затвором (СЗ). Хоча остання, зі спільним затвором, практично не застосовується, тому що в ній неможливо ефективно використати великий вхідний опір польових транзисторів.

У підсилювальному каскаді з польовим транзистором можна забезпечити роботу в кожному з описаних раніше класів підсилення. Аналогічно, за винятком вихідних каскадів, в основному використовується режим класу А, який ми і будемо розглядати в цьому розділі.

Каскади на польовому транзисторі, насамперед, застосовують у вхідних каскадах підсилювачів. Пояснюється це наступними перевагами польових транзисторів перед біполярними:

- 1) значний вхідний опір, що спрощує їх узгодження з високоомними джерелами сигналу;
- 2) як правило, менший коефіцієнт шуму, що робить їх більш придатними при підсиленні слабких сигналів;
- 3) більша температурна стабільність параметрів.

Разом з тим, каскади на польових транзисторах зазвичай мають менший коефіцієнт підсилення за напругою, що обмежує їхнє застосування при побудові проміжних каскадів.

В подальшому, щоб забезпечити однозначність аналізу, будьмо використовувати транзистори з каналом *n*-типу. Для них у джерелі живлення (при його встановленні в колі стоку) заземляють від'ємний полюс, щодо якого й визначають напругу на інших елементах. Отже, напруга на стоці буде додатною у порівнянні з напругою на витоку. Для транзисторів з каналом *p*-типу навпаки: заземлюється додатний полюс і напруга на стоці менша, ніж на витоку.

Схемотехнічні рішення, що застосовують при побудові каскадів на польових транзисторах, багато в чому схожі з рішеннями, які використовують при побудові каскадів на біполярних транзисторах. Ряд особливостей обумовлені, насамперед, розходженнями вхідних характеристик трьох типів польових транзисторів (рис. 5.1) та фактично відсутністю струму затвора, на який для схем зі СВ та СС подається вхідний сигнал.

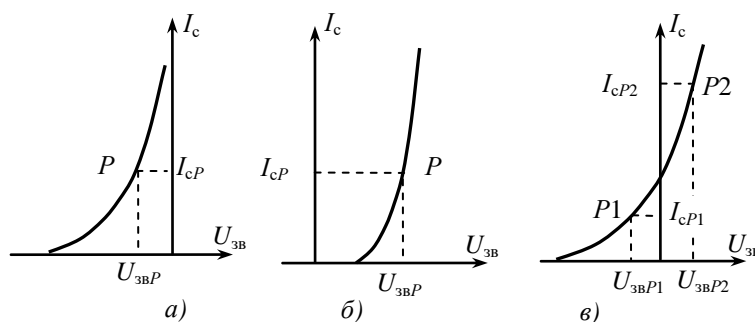


Рис. 5.1. Стокозатворні характеристики польових транзисторів з каналом *n*-типу: а) з керувальним *p-n* переходом; б) з ізолюваним затвором і вбудованим каналом; в) з ізолюваним затвором та індукованим каналом

Розрахунок каскадів на польових транзисторах для обраної схеми проводять у три етапи:

- 1) визначають режим роботи підсилювача;
- 2) виконують розрахунок елементів принципової схеми за постійним струмом;
- 3) визначають параметри підсилювача за змінним струмом на основі еквівалентної схеми.

Побудова лінії навантаження на вихідній (стокстоковій) характеристиці ПТ нічим не відрізняється від побудови лінії навантаження на вихідній характеристиці біполярного транзистора. Прик-

лад лінії навантаження на вихідній характеристиці польового транзистора з керувальним  $p-n$  переходом представлений на рис. 5.2.

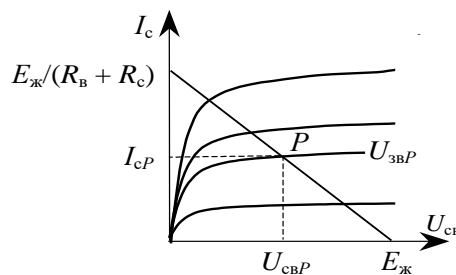


Рис. 5.2. Лінія навантаження на вихідній характеристиці ПТ

Лінія навантаження проводиться через точки на осях координат  $E_{ж}$  та  $E_{ж}/(R_{в} + R_{с})$ , де  $R_{в}$  та  $R_{с}$  опори резисторів в ланцюгах витоку і стоку – див., наприклад, схему на рис. 5.3,б. Робоча точка (точка спокою)  $P$  визначається як точка на лінії навантаження з координатою струму стоку  $I_{сP}$ . Друга координата визначає значення напруги на стоці  $U_{свP}$ , а крива, що проходить через цю точку, – значення напруги на затворі  $U_{звP}$ . Якщо  $U_{звP}$  встановлювалася по стокозатворній характеристиці рис. 5.1, то вони мають співпадати.

Розглянемо основні розходження, які виникають в схемотехніці та розрахунках, при реалізації каскадів зі СВ і СС.

### Підсилювач зі спільним витоком

Режим роботи каскаду на польових транзисторах визначається постійною напругою між затвором і витоком, при якій забезпечується необхідний струм спокою стоку  $I_{сP}$ . Як видно з рис. 5.1, для цього напруга на затворі (відносно витоку) у різних типів ПТ може бути

- від'ємною при застосуванні польових транзисторів з керувальним  $p-n$  переходом;
- додатною для польових транзисторів з ізолюваним затвором та індукованим каналом;
- будь-якою (в залежності від значення необхідного струму; точки  $P1$  та  $P2$  на рис. 5.1,в) для польових транзисторів з ізолюваним затвором і вбудованим каналом.

Відсутність вхідних струмів затвору дозволяє забезпечити необхідне значення напруги затвору тільки зовнішніми резисторами. На рис. 5.3 наведені три типові схеми підсилювача зі СВ, що забезпечують встановлення обраного режиму роботи на польових транзисторах різних типів. Креслення першої схеми (рис. 5.3,а) є найбільш повним – на ній показані розділові конденсатори, що відокремлюють за постійним струмом каскад від джерела сигналу та навантаження. На наступних – розділові конденсатори відсутні, вхід та вихід змінного сигналу показані стрілками.

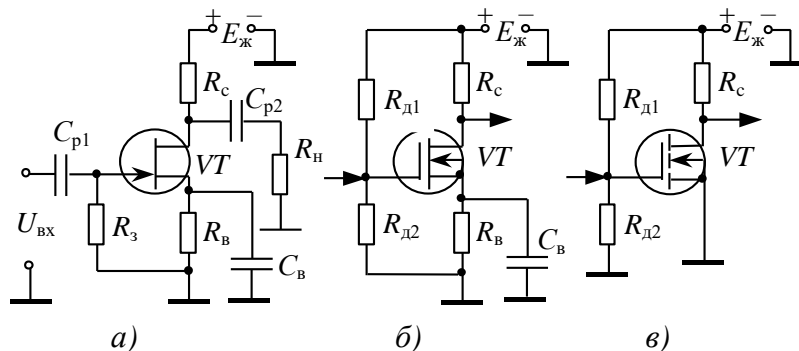


Рис. 5.3. Підсилювальні каскади зі СВ на польових транзисторах

Найбільш загальною є схема рис. 5.3,б. В ній застосована *витокова стабілізація* робочої точки на резисторі  $R_{в}$  та дільник напруги живлення  $E_{ж}$  на резисторах  $R_{л1}$  та  $R_{л2}$ . Це дозволяє забезпечити

як додатне, так і від'ємне (відносно витоку) значення напруги на затворі.

Витокова стабілізація подібна емітерній стабілізації каскаду зі СЕ на біполярному транзисторі (рис. 4.7). Якщо вона необхідна, то може бути застосована незалежно від типу польового транзистора в усіх схемах на ПТ (наприклад, в схемі рис. 5.3,в).

Щоб уникнути зменшення коефіцієнта підсилення, резистор  $R_b$  шунтують конденсатором  $C_b$ . Величину ємності шунтуючого конденсатора знаходять зі співвідношення:

$$X_{C_b} = \frac{1}{2\pi C_b f_H} \ll R_b, \quad (5.1)$$

Для схеми рис. 5.3,б маємо:

$$U_{зв} = U_{R_{д2}} - U_{R_b} = I_d \cdot R_{д2} - I_b \cdot R_b, \quad (5.2)$$

де  $I_d, I_b$  – струми резистивного діляника та витоку транзистора.

Як впливає з (5.2),  $U_{зв}$  в залежності від співвідношення напруг на  $R_{д2}$  та  $R_b$  можна мати як від'ємне ( $U_{R_{д2}} < U_{R_b}$ ), так і додатне ( $U_{R_{д2}} > U_{R_b}$ ) значення. Вираз (5.2) може бути застосований для визначення напруги на затворі в інших схемах. При відсутності діляника (наприклад, схема рис. 5.3,а)  $I_d = 0$ , тому він може бути використаний для визначення робочої точки в транзисторах, робота яких можлива при від'ємній напрузі на затворі. В схемах без витокової стабілізації ( $R_b = 0$ , рис. 5.3,в) напруга на затворі може бути тільки додатною.

Необхідно відзначити, що всі схеми дозволяють забезпечити режим термокомпенсації. Для цього необхідно подати на затвор напругу, що відповідає термокомпенсаційній точці стокозатворної характеристики. На жаль, такий вибір робочої точки не завжди можливий, тому що найчастіше необхідна робота при більших струмах стоку, ніж струм термокомпенсації.

Конкретний тип польового транзистора вибирають на основі тих же вимог до його припустимих параметрів, що були сформульовані щодо біполярного транзистора.

Для визначення основних параметрів каскаду за змінним струмом звернемося до його схеми заміщення, наведеної на рис. 5.4. Дана схема справедлива для *середніх* частот. При її формуванні використані всі припущення, що й при складанні схеми підсилювача зі СЕ. Наприклад, враховане співвідношення (5.1), вилучені усі ємності, що характеризують ПТ.

Вхідний опір в основному визначається опором резисторів, приєднаних до затвора. Для схеми рис. 5.3,а  $R_{вх} = R_3$ . Для двох інших

$$R_{вх} = \frac{R_{д1} \cdot R_{д2}}{R_{д1} + R_{д2}}. \quad (5.3)$$

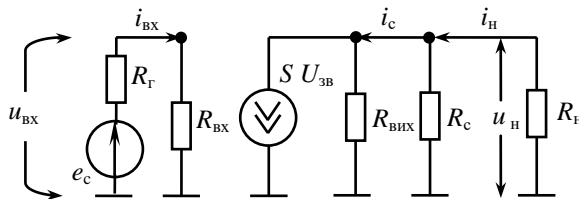


Рис. 5.4. Еквівалентна схема підсилювача зі СВ для середніх частот

Визначимо характеристики каскаду за змінним струмом. З еквівалентної схеми рис. 5.4, з врахуванням того, що зазвичай  $R_{вх} \gg R_Г$  тобто  $U_{зв} = u_{вх} \approx e_c$  та  $R_{ввих} \gg \max\{R_с, R_н\}$ , маємо

$$K_u = \frac{R_{вх}}{R_Г + R_{вх}} S(R_{ввих} \parallel R_с \parallel R_н) \approx SR_{некв}, \quad (5.4)$$

$$K_i = SR_{вх} \frac{R_с}{R_с + R_н}; \quad (5.5)$$

$$R_{ввих\ кас} = R_{ввих} \parallel R_с \approx R_с,$$

$$R_{H \text{ экв}} = \frac{R_H \cdot R_C}{R_H + R_C}, \quad (5.6)$$

де  $K_u$  та  $K_i$  – коефіцієнти підсилення напруги та струму,  
 $S$  – крутість стокзатворної характеристики транзистора;  
 $R_{\text{вих}}$  – вихідний опір транзистора;  
 $R_{\text{вих кас}}$  – вихідний опір підсилювача;  
 $\parallel$  – символ паралельного з'єднання резисторів.

Як і для підсилювача на біполярному транзисторі, для кількісної оцінки зміни підсилення на різних частотах використовують коефіцієнт частотних спотворень. На нижніх частотах з достатньою точністю його можна визначити за формулою (4.29). Еквівалентна постійна часу, яка входить до неї

$$\frac{1}{\tau_{H \text{ экв}}} = \frac{1}{\tau_{p1}} + \frac{1}{\tau_{p2}} + \frac{1}{\tau_{HВ}}$$

де  $\tau_{p1} = C_{p1} \cdot (R_{\Gamma} + R_{\text{вх}})$ ;  $\tau_{p2} = C_{p2} \cdot (R_C + R_H)$ ;  $\tau_{HВ} = C_B / S$ .

Як і для підсилювача на біполярному транзисторі загальний коефіцієнт частотних спотворень  $M_H$  на весь каскад необхідно розподілити між окремими ланцюгами, які призводять до спотворень в області нижчих частот, а потім визначити необхідні значення ємностей.

Коефіцієнт частотних спотворень в області вищих частот на частоті  $f_B$  для каскаду зі СВ можна оцінити виразом:

$$M_B = \sqrt{1 + (2\pi f_B \tau_c)^2}, \quad (5.7)$$

де  $\tau_{\dot{a}} = \sqrt{\tau_{\dot{a}\ddot{o}}^2 + \tau_{\dot{a}\ddot{o}\ddot{o}}^2}$ ;  $\tau_{\dot{a}\ddot{o}} = \frac{R_{\dot{a}} \cdot R_{\dot{a}\ddot{o}}}{R_{\dot{a}} + R_{\dot{a}\ddot{o}}} C_{\dot{a}\ddot{o}}$ ;  $\tau_{\dot{a}\ddot{o}\ddot{o}} = R_{\dot{a}\ddot{o}\ddot{o}} (C_{\dot{a}} + C_{\dot{n}\dot{a}})$ ;

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{зв}} + C_{\text{зс}} (1 + S R_{H \text{ экв}});$$

$C_{\text{зв}}$ ,  $C_{\text{зс}}$ ,  $C_{\text{св}}$  – довідкові значення ємностей транзистора.

### Витоковий повторювач

Типова схема витокового повторювача наведена на рис. 5.5,а.

Вибір типу транзистора й опору резисторів визначається необхідністю забезпечити обраний режим роботи підсилювального каскаду за постійним струмом. Ці операції реалізують згідно методик для підсилювальних каскадів інших типів, наприклад, для описаних в попередньому розділі.

Визначимо основні параметри каскаду за змінним струмом. В результаті обходу по контуру, показаному на рис. 5.5,а, для змінного сигналу, нехтуючи падінням напруги сигналу на розділовій ємності  $C_{p1}$ , можемо записати:

$$u_{\text{зв}} \approx U_{\text{вх}} - i_{\text{в}} R_{\text{в}} = U_{\text{вх}} - S u_{\text{зв}} R_{\text{в}}.$$

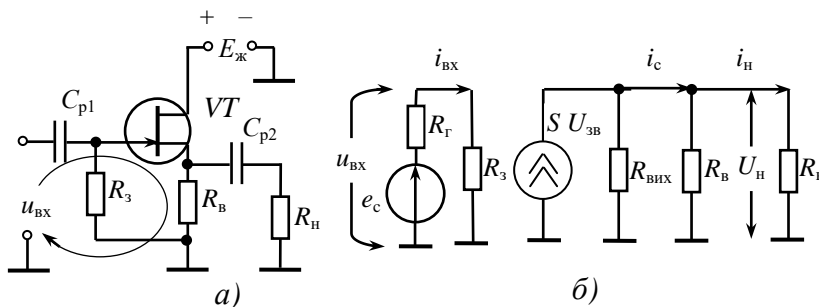


Рис. 5.5. Витоковий повторювач

З цього одержуємо:

$$u_{зв} \approx \frac{U_{вх}}{1 + SR_B}.$$

Для вихідної напруги сигналу

$$u_{вих} = i_B R_{н\ экв} = S u_{зв} R_{н\ экв} = S \frac{u_{вх}}{1 + SR_{н\ экв}} R_{н\ экв}.$$

$$\text{Відкіля } K_u = \frac{u_{вих}}{u_{вх}} = \frac{SR_{н\ экв}}{1 + SR_{н\ экв}}. \quad (5.8)$$

Якщо виконується умова  $SR_{н\ экв} \gg 1$ , то схема працює як повторювач (витоковий) напруги вхідного сигналу. Коефіцієнт підсилення буде тим ближче до одиниці, чим більше крутість характеристики польового транзистора та більше опір еквівалентного навантаження. Величина останнього визначається виразом:

$$R_{н\ экв} = \frac{R_H R_B}{R_H + R_B}. \quad (5.9)$$

Коефіцієнт підсилення за струмом і вихідний опір дорівнюють:

$$K_i = SR_{вх} \frac{R_B}{R_B + R_H}; \quad R_{вих} = \frac{1}{S}. \quad (5.10)$$

Вхідний опір в основному визначається опором резисторів, приєднаних до затвора  $R_{вх} = R_3$ . У випадку ж використання дільника для фіксації напруги на затворі (як на схемі рис. 5.3,б) вхідний опір визначається за виразом (5.3).



## 6. ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

## Паразитні зворотні зв'язки і способи їх усунення

В підсилювачах часто виникають зворотні зв'язки, які не введені спеціально, а викликані особливостями конструкції підсилювача в цілому або окремих його елементів. Такі зворотні зв'язки називаються *паразитними*.

Паразитний зворотний зв'язок також може бути від'ємним або додатним. Від'ємний зворотний зв'язок може викликати непередбачене розрахунками значне зменшення коефіцієнта підсилення підсилювача і тому є небажаним. При додатному зворотному зв'язку, навпаки, коефіцієнт підсилення збільшується, але разом з тим ростуть нелінійні і частотні спотворення сигналу, а також можливе самозбудження підсилювача.

Основними видами паразитного зворотного зв'язку в підсилювачах є:

- 1) зв'язок через міжелектродні ємності; цей тип найбільш небезпечний для підсилювачів високої частоти;
- 2) зв'язок, що виникає в результаті індуктивної і ємнісної взаємодії між деталями і провідниками підсилювача; усунення подібного виду небажаних зворотних зв'язків досягається раціональним розташуванням елементів схеми, правильним монтажем, екрануванням котушок, трансформаторів і окремих провідників;
- 3) зв'язок через джерела живлення;
- 4) *електромеханічний зв'язок* притаманний підсилювачам, що піддаються струсам і вібраціям; усувається цей зв'язок амортизацією як віброуючих частин, так і підсилювача в цілому.

*Паразитний зворотний зв'язок через джерело живлення* виникає внаслідок спадання напруги на внутрішньому опорі джерела живлення при протіканні через нього змінних складових струмів окремих каскадів. Розглянемо дію цього паразитного зворотного зв'язку на прикладі схеми, наведеної на рис. 6.1, де зображена структурна схема живлення  $N$  каскадного підсилювача від одного джерела.

Зі схеми видно, що через джерело живлення  $E_d$  проходять струми всіх каскадів. Тому напругу на клеммах джерела можна визначити за формулою

$$E_{\text{ж}} = E_d - \left( \sum_j^N I_j \right) R_d, \quad (6.1)$$

де  $\sum I_j$  – сума всіх струмів, що проходять через джерело живлення;  
 $R_d$  – внутрішній опір джерела живлення.

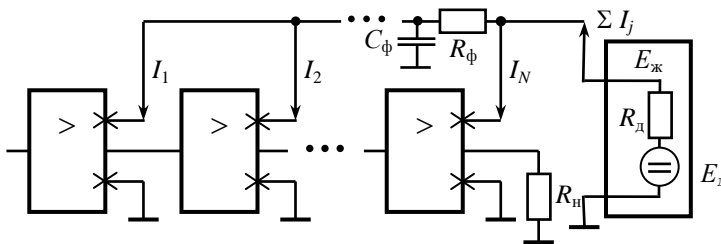


Рис. 6.1. Паразитний зворотний зв'язок через джерело живлення

В робочому режимі (при підсиленні сигналу) кожен зі струмів каскадів містить постійну і змінну складові. Проходження постійних складових струмів через  $R_d$  призводить до зниження величини живильної напруги, але не порушує її сталого значення.

Проходження змінних складових струмів через  $R_d$  веде до динамічної зміни величини живильної напруги. З огляду на те, що з усіх змінних складових струмів транзисторів найбільшу амплітуду має струм останнього каскаду, можна записати для синусоїдного сигналу

$$E_{\text{ж}} \approx E_d - (I_N \sin \omega t) R_d,$$

де  $I_N$  – амплітуда синусоїдного струму останнього каскаду.

Але напруга  $E_{ж}$  прикладена і до всіх попередніх каскадів. Тому будь-які зміни струму останнього каскаду будуть впливати на попередні каскади. Такий вплив і являє собою “зворотний зв’язок”. Оскільки він не передбачений заздалегідь, то є небажаним, паразитним. Для усунення такого зв’язку необхідно ліквідувати причину його виникнення, тобто не допустити (чи зменшити) проходження змінних складових струмів через джерело живлення. Цього можна домогтися, якщо паралельно джерелу живлення підключити конденсатор  $C_{\phi}$  причому виконати умову:

$$\frac{1}{\omega_n C_{\phi}} \ll R_d, \quad (6.2)$$

де  $\omega_n$  – найнижча частота підсилюваного сигналу.

Виконання зазначеної нерівності (через мале значення  $R_d$ ) вимагає використовувати конденсатор  $C_{\phi}$  дуже великої ємності (подекуди тисячі мікрофард). Для полегшення виконання нерівності в коло джерела живлення (послідовно з  $R_d$ ) включають резистор  $R_{\phi}$ . Тоді нерівність

$$\frac{1}{\omega_n C_{\phi}} \ll (R_d + R_{\phi}) \quad (6.3)$$

може бути виконана при відносно невеликій ємності  $C_{\phi}$ . Ланка  $R_{\phi}C_{\phi}$ , що перешкоджає виникненню паразитного зворотного зв’язку між каскадами, має назву фільтра, що розв’язує. В деяких випадках подібні фільтри включають в коло живлення кожного підсилювального каскаду.

Звичайно, включення  $R_{\phi}$  призводить до деякого зниження постійної складової напруги живлення, тому що на резисторі втрачається частина напруги, обумовлена проходженням через нього постійних складових струму. Але в попередніх каскадах це не суттєво, бо в них діють незначні сигнали. Фільтр, що розв’язує, окрім ослаблення паразитного зв’язку, корисний також тим, що зменшує дію пульсацій напруги живлення при недостатній її фільтрації. В окремих випадках фільтр, що розв’язує, коректує частотну і фазову характеристики підсилювача.

### Повторювачі на основі ОП

Іноді при побудові різних електронних схем потрібні підсилювальні каскади, що мають (по модулю) одиничні коефіцієнти підсилення (*повторювачі*).

Повторювач напруги (без врахування інверсії сигналу) також можна спроектувати на основі інвертуючого підсилювача, якщо в ньому вибрати резистори з однаковим опором  $R_1 = R_{33}$ .

### Суматори на основі ОП

*Суматором* називається електронний пристрій, що має кілька входів і один вихід, напруга на якому пропорційна сумі сигналів на входах. Такі пристрої застосовуються, коли необхідно об’єднати в одному каналі сигнали різних джерел (наприклад, у мікшерах, при накладення сигналів в техніці звукозапису і т.п.)

Схема суматора на основі ОП наведена на рис. 6.2. Вона має два входи, однак можна використовувати і більшу кількість, підключаючи їх через резистори до точки  $A$  віртуальної землі.

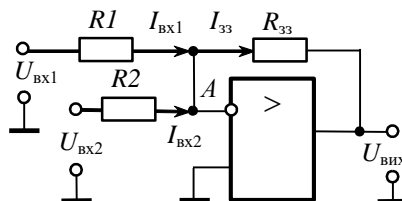


Рис. 6.2. Суматор на ОП

Для визначення залежності вихідної напруги від вхідних скористаємося принципом суперпозиції:

$$I_{33} = I_{\text{вх1}} + I_{\text{вх2}},$$

$$I_{\text{вх1}} = \frac{U_{\text{вх1}} - U_A}{R1} = \frac{U_{\text{вх1}}}{R1}, \quad I_{\text{вх2}} = \frac{U_{\text{вх2}} - U_A}{R2} = \frac{U_{\text{вх2}}}{R2};$$

$$I_{33} = \frac{U_A - U_{\text{вих}}}{R_{33}} = -\frac{U_{\text{вих}}}{R_{33}}.$$

Звідки

$$U_{\text{вих}} = -U_{\text{вх1}} \frac{R_{33}}{R1} - U_{\text{вх2}} \frac{R_{33}}{R2}. \quad (6.4)$$

З (6.4) видно, що перед додаванням вхідні сигнали помножуються на вагові коефіцієнти, які залежать від величин резисторів  $R1$ ,  $R2$ ,  $R_{33}$ . Ваговий коефіцієнт задається відношенням опору резистора в колі 33 до опору резистора у відповідному вхідному колі. Додавання здійснюється зі зміною знака (інверсія вхідних сигналів). Якщо виконати співвідношення  $R_{33} = R1 = R2$ , то можна здійснити чисте додавання вхідних сигналів. Якщо виконується тільки співвідношення  $R1 = R2$ , то за допомогою  $R_{33}$  можна масштабувати отриману суму. Найчастіше їх будують за схемою неінвертуючого підсилювача без вхідного резистивного дільника, що забезпечує великий вхідний опір. Повторювач, згідно (6.2) при ( $K_{\text{дл}} = 1$ ), можна реалізувати трьома способами (рис. 6.3):

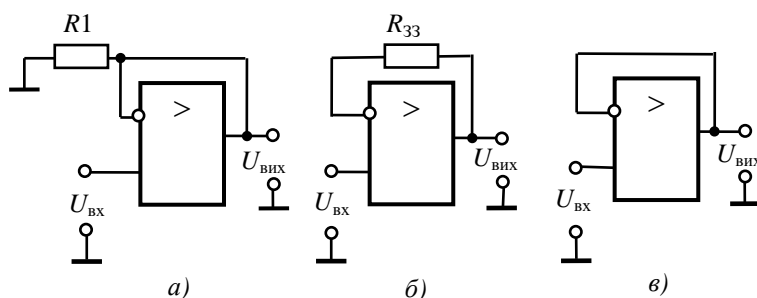


Рис. 6.3. Неінвертуючі повторювачі напруги на основі ОП

- 1)  $R_{33} = 0$  (безпосереднє з'єднання виходу з інвертуючим входом);
- 2)  $R1 = \infty$  (розрив кола, в яке включений  $R1$ );
- 3)  $R_{33} = 0$  та одночасно  $R1 = \infty$ .

Найпростіше реалізується схема повторювача третього варіанта (рис. 6.3,в), однак і інші різновиди неінвертуючих повторювачів також знаходять застосування на практиці. Із виразу (6.2) випливає, що величини резисторів  $R1$  та  $R_{33}$  на схемах рис. 6.3,а та 6.3,б не впливають на коефіцієнт підсилення повторювача.

### Логарифмічний підсилювач

Логарифмічний підсилювач має амплітудну характеристику (рис. 6.4), що відповідає логарифмічній залежності вихідної напруги від вхідної  $U_{\text{вих}} = \log(U_{\text{вх}})$ . Такий підсилювач іноді застосовують в тих випадках, коли необхідно зменшити динамічний діапазон зміни підсилених сигналів, тому що логарифмічний підсилювач підсилює сигнали малої амплітуди з більшим коефіцієнтом підсилення, ніж сигнали з великою амплітудою.

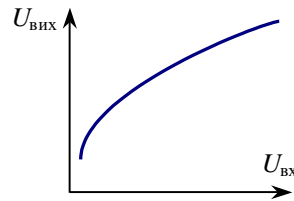


Рис. 6.4. Амплітудна характеристика логарифмічного підсилювача

Логарифмічний підсилювач виконується на основі інвертуючого підсилювача, в якому як елемент зворотного зв'язку застосовується нелінійний елемент – діод (рис. 6.5,а), що має вольт-амперну характеристику, наближену до логарифмічної залежності.

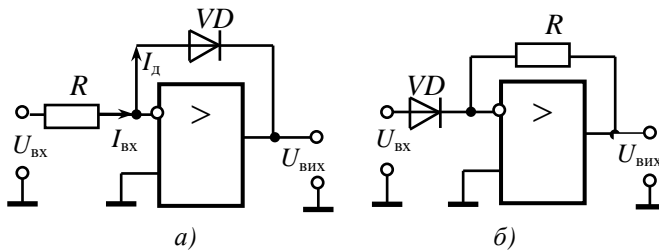


Рис. 6.5. Логарифмічний (а) і антилогарифмічний (б) підсилювачі на основі ОП

Залежність струму діода  $I_d$  від напруги на ньому  $U_d$  описується виразом:

$$I_d = I_0 \exp(U_d / \varphi_T),$$

де  $I_0$  – зворотній (тепловий) струм діода;

$\varphi_T$  – температурний потенціал (приблизно рівний 0,025 В).

Маємо  $I_d = I_{вх} = U_{вх} / R$  та  $U_{вих} = -U_d$ , відкіля

$$U_{вих} = -\varphi_T \left( \ln \frac{U_{вх}}{I_0 R} \right), \quad (6.5)$$

тобто вихідний сигнал має логарифмічну залежність від вхідного.

### Антилогарифмічний підсилювач

Антилогарифмічний (експонентний) підсилювач має зворотню логарифмічну амплітудну характеристику. Для одержання таких схем достатньо у наведеній схемі логарифмічного підсилювача поміняти місцями діод і резистор (рис. 6.5,б). Залежність вихідної напруги від вхідної одержуємо аналогічно попередньому. Маємо:

$$I_{вх} = I_d = I_{зз}; \quad U_d = U_{вх}; \quad U_{вих} = -I_{зз} R = -I_d R,$$

звідки, визначаючи  $U_d$ , отримуємо:

$$U_{вих} = -R I_0 \exp(U_{вх} / \varphi_T). \quad (6.6)$$

### Функціональні підсилювачі

Функціональний підсилювач являє собою універсальну схему, за допомогою якої можна реалізувати будь-яку однозначну залежність вихідної напруги від вхідної. Ідея функціонального підсилювача полягає в заміні потрібної нелінійної залежності її кусочно-лінійною апроксимацією і побудові схеми підсилювача, коефіцієнт підсилення якої буде дискретно змінюватись в залежності від вхідної напруги.

Розглянемо принципи побудови схеми на основі ОП на прикладі формування залежності, наведеної на рис. 6.б, де представлені необхідна нелінійна функція і її апроксимація відрізками

прямих ліній. Оскільки представлені залежності необхідно реалізувати на підсилювачі, то як аргумент вжито напругу вхідного сигналу, а функція – вихідна напруга. Тому представлені залежності будуть відповідати амплітудній характеристиці підсилювача.

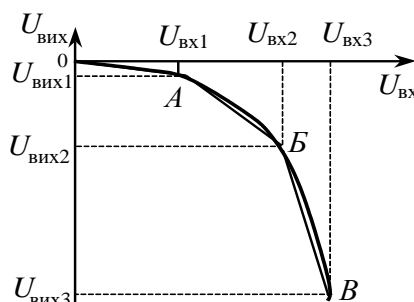


Рис. 6.6. Нелінійна функція та її кусочно-лінійна апроксимація

З рисунка видно, що на ділянці від 0 до  $U_{ВХ1}$  підсилювач повинен мати одне значення коефіцієнта підсилення, позначимо його  $K_1$ , на наступній ділянці, від  $U_{ВХ1}$  до  $U_{ВХ2}$ , – інше, позначимо його  $K_2$  і т.д. Величини цих коефіцієнтів підсилення легко визначаються з функції, яку необхідно апроксимувати:

$$K_1 = \frac{U_{ВИХ1}}{U_{ВХ1}}; \quad K_2 = \frac{U_{ВИХ2} - U_{ВИХ1}}{U_{ВХ2} - U_{ВХ1}}. \quad (6.7)$$

За основу функціонального підсилювача беруть схему інвертуючого підсилювача (рис. 6.7).

На першій ділянці, у межах від 0 до  $U_{ВХ1}$ , при закритому діоді, коефіцієнт підсилення такого підсилювача визначає співвідношення резисторів  $R_{33}$  та  $R1$ :

$$K_1 = -R_{33}/R1.$$

Якщо при збільшенні вхідної напруги понад  $U_{ВХ1}$  коефіцієнт підсилення  $K_2$  має збільшитися за модулем (як виходить з рис. 6.6), то необхідно зменшити опір вхідного резистора так, щоб коефіцієнт підсилення дорівнював  $K_2$  (якщо ж коефіцієнт підсилення  $K_2$  зменшується, то необхідно змінювати опір резистора  $R_{33}$ ). Нове значення опору вхідного резистора інвертуючого підсилювача визначається за формулою:

$$R1^* = R_{33}/|K_2| \quad (6.8)$$

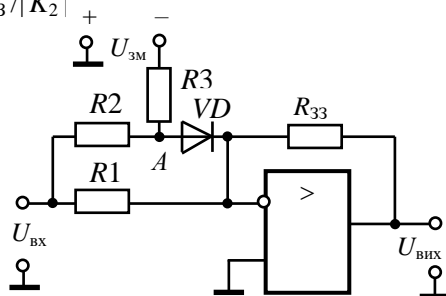


Рис. 6.7. Функціональний підсилювач

Для зменшення опору кола з резистором  $R1$ , паралельно йому вводять додатковий резистор, причому він має включатися тільки тоді, коли вхідна напруга перевищить величину  $U_{ВХ1}$ . Для цього в схему підсилювача включають додатковий ланцюг з резистора  $R2$  та діода  $VD$ , який через резистор  $R3$  приєднують до додаткового джерела живлення  $U_{ЗМ}$ . Відповідно до принципу “віртуальної землі”, катод діода, приєднаний до інвертуючого входу ОП, має нульовий потенціал. Діод відкриється тоді, коли напруга на його аноді ( $U_A$ ) стане додатною. Тому напруга джерела зміщення має бути протилежного знаку в порівнянні зі знаком вхідної напруги.

До моменту відмикання діода напругу в точці  $A$  можна визначити з виразу:

$$U_A = U_{\text{вх}} \frac{R3}{R2 + R3} - U_{\text{зм}} \frac{R2}{R2 + R3}. \quad (6.9)$$

Необхідно, щоб діод почав відкриватись при  $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх1}}$ , тобто саме при такому значенні  $U_{\text{вх}}$  напруга в точці  $A$  має стати рівною нулю. Підставляючи ці дані в (6.9), отримаємо

$$U_{\text{зм}} = U_{\text{вх1}} R3/R2. \quad (6.10)$$

Після відмикання додаткового ланцюга, створеного  $R2$  та  $VD$ , еквівалентний опір паралельно включених резисторів  $R1$  та  $R2$  має дорівнювати значенню, розрахованому за (6.8), відкіля маємо:

$$R2 = \frac{R1 \cdot R1^*}{R1 - R1^*} = \frac{|K_1|}{|K_2| - |K_1|} R1. \quad (6.11)$$

Визначивши опір  $R2$  і величину напруги зміщення (при цьому, доцільно як джерело зміщення використовувати напругу одного з джерел живлення ОП), з (6.9) при  $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх1}}$  визначають опір резистора  $R3$ .

Якщо характеристика апроксимована ще одним відрізком прямої, то аналогічно включається і розраховується додаткове коло з двох інших резисторів та діода.

### Генератор коливань на мосту Віна

Міст (ланцюг) Віна (рис. 6.8,в) складається з двох  $RC$ -ланок. Перша ланка формується з послідовного з'єднання резистора  $R1 = R$  та конденсатора  $C1 = C$  та має опір

$$Z_1 = R + \frac{1}{j\omega C} = \frac{1 + j\omega CR}{j\omega C}. \quad (6.11)$$

Друга ланка формується паралельним з'єднанням таких же  $R2 = R$  та  $C2 = C$  і має опір

$$Z_2 = \frac{R}{1 + j\omega CR}. \quad (6.12)$$

Коефіцієнт передачі кола додатного зворотного зв'язку визначається виразом

$$\gamma = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}, \text{ звідкіля, після підстановки } Z_1 \text{ і } Z_2, \text{ одержимо}$$

$$\gamma = \frac{j\omega CR}{1 - \omega^2 C^2 R^2 + 3j\omega CR}. \quad (6.13)$$

Якщо виконати умову

$$1 - \omega^2 C^2 R^2 = 0, \quad (6.14)$$

то фазовий зсув буде дорівнює нулю, а модуль коефіцієнта передачі  $\gamma = 1/3$ . З (6.14) випливає, що ці значення будуть мати місце на частоті

$$f = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (6.15)$$

Таким чином, міст Віна на частоті так званого “квazірезонансу” не створює фазовий зсув і вносить загасання, що дорівнює 3. Тому для утворення автогенератора міст Віна має бути включений у коло додатного зворотного зв'язку підсилювача, коефіцієнт підсилення якого має бути не менший 3. Застосування однокаскадних схем підсилювачів у цьому випадку неможливо. В каскадах зі спільним емітером або зі спільним витокom зсув фаз між вхідним і вихідним сигналами дорівнює  $180^\circ$ , що виключає їхнє застосування, тому що в цьому випадку порушується умова балансу фаз. Схеми зі спільним колектором або спільним стоком хоча й не перевертають фазу сигналу, але ма-

ють коефіцієнт підсилення напруги менший одиниці, в результаті чого неможливо виконати умову балансу амплітуд. Підсилювальні каскади зі спільною базою або спільним затвором мають дуже малий вхідний опір, що при введенні зворотного зв'язку шунтує його вихід, суттєво зменшуючи коефіцієнт передачі ЗЗ. Тому виконання умови балансу виявляється досить складним. Через те при побудові генератора на дискретних елементах з мостом Віна зазвичай використовують двокаскадний підсилювач.

Найпростіше будується генератор на основі моста Віна при використанні операційного підсилювача. В ньому коло ДЗЗ, сформоване мостом Віна, можна приєднати до прямого входу (входу, що не інвертує), а необхідний коефіцієнт підсилення задати резистивним дільником, приєднаним до входу, що інвертує (рис. 6.8).

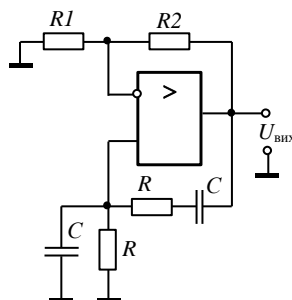


Рис. 6.8. Генератор на основі операційного підсилювача та моста Віна

Відношення резисторів у колі від'ємного ЗЗ, що забезпечує виконання умови балансу амплітуд, має відповідати співвідношенню  $R2/R1 \geq 2$ , тому що коефіцієнт підсилення для сигналу, що подається на прямий вхід, на одиницю більше відношення зазначених резисторів.