

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ УКРАЇНИ
СУМСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ
З КУРСУ
"НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ"
ЧАСТИНА ТРЕТЯ
для студентів спеціальностей
20.05, 21.01 усіх форм навчання

5/16

Затверджено
на засіданні кафедри
як конспект лекцій
з дисципліни
"Напівпровідникові прилади"
спеціальностей 20.05, 21.01.
Протокол № 17 від 11.05.94.

Укладчі: С.М.Кобяков
С.А.Борисенко
Кафедра промислової електроніки

4. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ

Польові транзистори /ПТ/ - це напівпровідникові прилади, в яких протікання струму зумовлене дрейфом основних носіїв заряду під дією поздовжнього електричного поля, а управління величиною цього струму здійснюється за допомогою поперечного електричного поля, яке змінює електропровідність струмопровідної ділянки напівпровідника. Це поле створюється напругом, яку прикладено до управляючого електрода.

Існують два типи ПТ: польові транзистори з керуванням $p-n$ - переходом /ПТУП/ і польові транзистори з ізолюваним затвором, що мають структуру метал-діелектрик-напівпровідник /метал-окис-напівпровідник/ і називаються в скороченні МПН /МОН/-транзисторами.

Другий елемент позначення ПТ - літера "П".

4.1. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ З КЕРУВАННЯМ

$p-n$ - ПЕРЕХОДОМ

ПТ з керуванням $p-n$ - переходом /ПТУП/ виготовляється з кремнієвого кристала n - або p - типу. Схеми позначення ПТУП показано на рис.4.1.

До таких транзисторів належать прилади: КП 101, КП 102, КП 103, КП 201 - транзистори з p -каналом; КП 302, КП 303, КП 307, КП 312 - транзистори з n -каналом. Як видно з позначень, низькочастотні ПТУП мають канал p -типу, високочастотні - канал n -типу. Справа в тому, що в p -каналі основні носії - дірки, а їх рухливість менша, ніж у електронів, які є основними носіями в каналах n -типу.

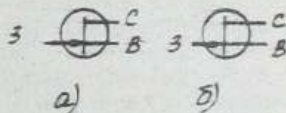


Рис. 4.1. Схеми позначення ПТУП з n -каналом /а/ і з p -каналом /б/

Схематично будова ПТУП з p -каналом показана на рис.4.2.

Транзистор складається з напівпровідникової області p -типу і двох областей n -типу. Останні з'єднуються разом і утворюють керуючий електрод - затвор. На межах поділу n -областей та p -області виникають високоомні заперні шари - ко-

ручий $p-n$ - перехід. Частина p - області між заперними шарами називається каналом. Під дією джерела напруги U_{cb} у каналі утворюється поздовжнє електричне поле, яке примушує дірки рухатися до "-" U_{cb} в напрямі від електрода, що називається виток, до електрода, який називається сток. Отже, в каналі і в зовнішньому колі стоку протікає струм стоку I_c під дією напруги на стоді відносно виток

U_{cb} . На затвор відносно виток подається напруга U_{zb} , яка змінює $p-n$ - переходи в зворотньому напрямі. У колі затвора протікає малий струм I_z .

Приклади конструкції

ПТНП показані на рис. 4.3/ПТ 102/ та рис. 4.4 /ПТ 103/. У рамках планарної технології /рис.4.3/ способом дифузії в приповерхневому шарі кремнієвого кристалла n -типу створюється вузька область p^+ -типу /канал/ і дві високолеговані області p^+ -типу /виток і сток/. На ці області наноситься тонка плівка з алюмінію, до якої припаляються виводи виток і стоку. Поверхня кристалла покривається зварним шаром двоокису кремнію / SiO_2 /. Затвором служить кристал-підкладка, до якого припаляється вивід керуючого електрода. Вся конструкція розміщується в герметичному металевому або пластмасовому корпусі.

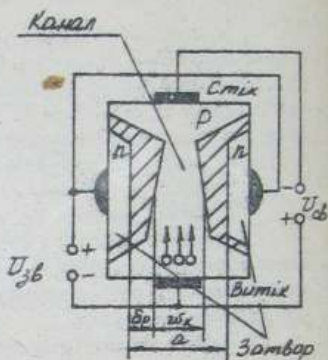


Рис. 4.2. Схематична будова польового транзистора з керувчим переходом і p -каналом

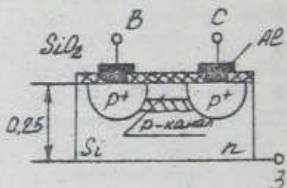


Рис. 4.3. Конструкція ПТНП ПТ 102

Польові транзистори типу КТ 103, на відміну від попередніх, мають п'ять паралельних каналів, біля кожного з яких розташований додатковий другий затвор ЗД /першим затвором ЗІ є підкладка/ - рис. 4.4. Наявність п'яти каналів і додаткових затворів дозволяє збільшити струм стоку, а також підвищити ефективність управління товщиною каналу, оскільки перекриття каналу відбувається з боку затвора і зверху, і знизу.

Принцип дії ППТ розглянемо за допомогою схематичного зображення приладу на рис. 4.2. При збільшенні напруги $U_{зб}$, яка викликає запирні шари в зворотному напрямі, ці шари розширюються. Товщина $p-n$ - переходу зростає цілком у бік каналу, оскільки у ППТ області затвора завжди високолеговані, а канал має низьку концентрацію домішок / $N_{ДЗ} \gg N_{АК}$ для транзистора з p -каналом/. Розширення керуючого $p-n$ - переходу приводить до зменшення ширини каналу, зменшення його електропровідності і зменшення струму через нього / I_c / при незмінній напрузі. Отже, змінюючи напругу на затворі $U_{зб}$, тобто змінюючи поперечне електричне поле, можна ефективно управляти зміною струму стоку I_c /величини внутрішнього опору транзистора/. Це найважливіша властивість польового транзистора в режимі підсилення входних сигналів. Саме вона зумовлює суттєву відмінність ПТ від біполярних транзисторів, яка полягає в наступному. При зміні входньої напруги ПТ $U_{зб}$ змінюється лише поперечне поле, що управляє інтенсивністю потоку носіїв через канал. Входній струм транзистора - струм затвора $I_з$ - практично не змінюється як струм насичення $p-n$ - переходу в зворотному включенні. Отже, внаслідок слабкої зміни $I_з$ при зміні затворної напруги, а також з причин великого входнього опору ПТ /малого струму $I_з$ / вважають, що управління входнім струмом приладу I_c відбувається не за рахунок зміни входнього струму, як у БТ, а внаслідок зміни входньої напруги, як у вакуумному триоді. Великий входній опір усіх ПТ у порівнянні з біполярними - це суттєва перевага польових приладів.

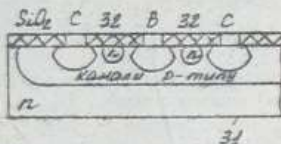


Рис. 4.4. Фрагмент структури ППТ КТ103

Нехай стовова напруга $U_{cb} = 0$. Тоді при зміні U_{zb} можна досягти повного перекриття каналу внаслідок змінання за-
пірних шарів. Канал в цьому випадку має дуже великий опір,
а напруга, при якій це відбувається, називається напругою
відсічки / $U_{zb}^{вдс}$ /. Напруга $U_{zb}^{вдс}$ є важливим парамет-
ром ПУП. Спіяємо II, а також дослідимо вплив напруги U_{zb}
на товщину каналу ω_k .

Точкою $p-n$ - переходу, як відомо з першого
розділу конспекту, дорівнює

$$\delta = \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0}{q} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) (U_k - U)} \quad /4.1/$$

Оскільки $N_{D0} \gg N_{Ak}$, то $\delta \approx \delta_p$, і
тоді для зворотної напруги затвора

$$\delta = \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0 (U_k + U_{zb})}{q N_A}} \quad /4.2/$$

Ширину каналу можна визначити згідно з рис. 4.2 за
формулою

$$\omega_k = \alpha - 2\delta = \alpha - 2\sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0 (U_k + U_{zb})}{q N_A}} \quad /4.3/$$

де α - відстань між n - областями затвора.

Як було зазначено, при $U_{zb} = U_{zb}^{вдс}$ канал перекрива-
ється / $\omega_k = 0$ /. Для цього випадку з формули /4.3/
випливає, що

$$U_k + U_{zb}^{вдс} = \frac{q \alpha^2 N_A}{8 \epsilon \epsilon_0}$$

Наприклад, для ПУП з $N_A = 8 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ і $\alpha = 2 \cdot 10^{-4} \text{ см}$
маємо

$$U_k + U_{zb}^{вдс} = 6 \text{ В.}$$

Оскільки контактні різниці потенціалів $U_k \leq 0,3 \text{ В.}$
то можна вважати, що $U_{zb}^{вдс} \gg U_k$, і тоді

$$U_{zb}^{вдс} = \frac{q \alpha^2 N_A}{8 \epsilon \epsilon_0} \quad /4.4/$$

Використовуючи рівності /4.3/ та /4.4/, можна одержати
аналітичну залежність ширини каналу ω_k від напруги на зат-

всї $U_{зб}$:

$$\omega_k = \alpha \left(1 - \sqrt{\frac{U_{зб}}{U_{зб\text{внх}}}} \right) \quad /4.5/$$

Оскільки опір каналу обернено пропорційний до його ширини, то існує така залежність

$$R_k(U_{зб}) = \frac{R_{k0}}{\alpha \left(1 - \sqrt{U_{зб}/U_{зб\text{внх}}} \right)} \quad /4.6/$$

де $R_k(U_{зб})$ - опір каналу при даній напрузі затвора;

R_{k0} - опір каналу при $U_{зб} = 0$.

Тепер чекає $U_{сб} \neq 0$. Напруга, що діє на стосі

ПВП, викликає протікання через канал і в зовнішньому колі струму I_c . Струм стоку, протікаючи через ненульовий розподілений опір каналу, створює на ньому падіння напруги /рис.4.5/.

В цьому рисунку вибрано переріз каналу на відстані x від витoku.

Падіння напруги $U(x)$ пропорційне до величини опору ділянки каналу і до струму стоку I_c . Таким чином, в перерізі x напруга на $p-n$ переході $U_{зб} + U(x)$, оскільки напруга $U(x)$ має той же напрям, що і напруга $U_{зб}$, і її дія на $p-n$ перехід еквівалентна дії додаткової зворотної напруги.

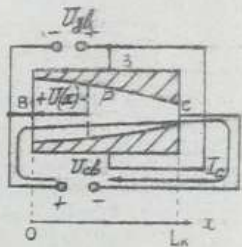


Рис. 4.5. До пояснення конфігурації каналу ПВП при $U_{сб} \neq 0$

Не підставив цього можна вважати залежність ширини каналу від координати x , тобто від величини напруги $U(x)$:

$$\omega_k(x) = \alpha \left(1 - \sqrt{\frac{U_{зб} + U(x)}{U_{зб\text{внх}}}} \right) \quad /4.7/$$

Очевидно, що падіння напруги при протіканні струму через канал залежить від координати x . Так, біля витoku / $x = 0$ /

$U(x) = 0$. Біля стоку / $x = L_k$, де L_k - довжина каналу/

$U(x) = U(L_k) = U_{сб}$. З цього приводу можна

важати, що при ненульовій стоковій напрузі ширина каналу зменшується в напрямі від витoku до стоку, згідно з формулою /4.7/. Біля стоку ширина каналу мінімальна, оскільки $U(x)_{max} = U_{cб}$:

$$\omega_k = \alpha \left(1 - \sqrt{\frac{U_{зб} + U_{cб}}{U_{зб_{огс}}}} \right). \quad /4.8/$$

З формули /4.8/ випливає, що при протіканні через канал ПТМП струму стоку I_c опір каналу, а також струм через нього залежать і від напруги $U_{зб}$, і від напруги $U_{cб}$.

Розглянемо статичні характеристики ПТМП, які знімаються за допомогою схеми рис. 4.6. На цій схемі досліджуваний транзистор має канал р-типу.

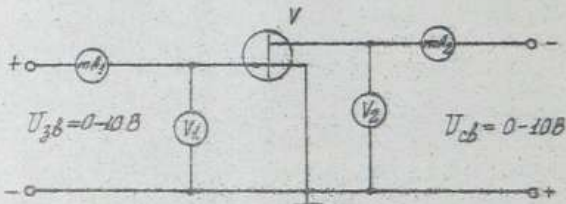


Рис. 4.6. Схема для експериментального зняття характеристик ПТМП

Не потрібно забувати, що при дослідженні транзистора з каналом n -типу полярності підключення джерел живлення і вимірвальних приладів треба змінити на зворотні.

Статичні входні характеристики

Не залежності

$$I_3 = f(U_{зб}) | U_{cб} = const$$

Рис. 4.7/. Входні характеристики повністю визначаються властивостями

$p-n$ - переходу ПТМП і тому являють собою ВАХ цього переходу. Оскільки на струм I_3 практично не впливає стокова напруга $U_{cб}$, то залежності

$$I_3 = f(U_{зб}) \quad \text{для різних значень}$$

$U_{cб}$ майже не відрізняються одна від одної і подаються у вигляді однієї ха-

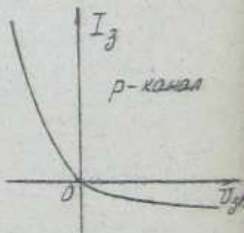


Рис. 4.7. Входна /затворна/ характеристика ПТМП

рактичності. У довідкових таблицях керуючий перехід ПТУП під пряму напругу, що перевищує 0,5 В, заборонено [6].

Статичні прохідні /стокозатворні/ характеристики

Це залежності $I_c = f(U_{зб}) | U_{сб} = \text{const}$. На рис. 4.8 показані стокозатворні характеристики польового транзистора КТ 103 М. Їх вигляд пояснюється розглянутим принципом роботи ПТУП. При збільшенні стокової напруги зростає струм стоку, тому прохідна характеристика зміщується вгору.

Стокозатворна характеристика може бути апроксимована формулою

$$I_c = I_{c \text{ пор}} \left(1 - \frac{U_{зб}}{U_{зб \text{ пор}}} \right)^2,$$

14.9/

де $I_{c \text{ пор}}$ - початковий струм стоку /при $U_{зб} = 0$ /.

При напрузі відсічки $U_{зб \text{ відс}}$ /у КТ 103 М вона приблизно дорівнює 5 В/ струм стоку $I_c \approx 0$. Точної рівності з нулем не буде, оскільки навіть при повному перекритті каналу через транзистор протікає зворотний струм ρ - r переходу - струм I_z .

Статичні вихідні /стокові/ характеристики

Це залежності

$$I_c = f(U_{сб}) | U_{зб} = \text{const}.$$

Схожість характеристик польового транзистора КТ 103М показані на рис. 4.9. Розглянемо спочатку стокову характеристику, взяту при $U_{зб} = 0$. Якщо r опір каналу не залежить від струму стоку, то через нього протікає, то залежність $I_c = f(U_{сб})$ була r лінійною. Але ще при невеликій

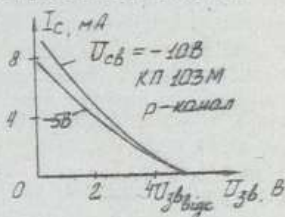


Рис. 4.8. Статичні прохідні характеристики ПТУП

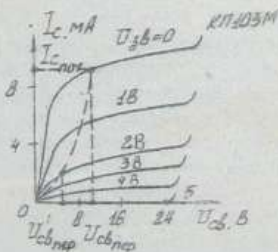


Рис. 4.9. Статичні вихідні характеристики ПТУП

напруги U_{cb} на крутій ділянці характеристики зростання I_c при збільшенні U_{cb} сповільнюється, тому що канал поволі зменшується за шириню внаслідок зростання запірної напруги $U(x)$. При деякій напрузі на стосі $U_{cb} = U_{cb_{пер}}$ /напругі перекрыття/ канал змикається біля стоку. З формул /4.8/ випливає, що $|U_{cb_{пер}}| = |U_{zбвиг}|$. Подальший хід характеристики відзначається, зміною крутоті ділянки на пологію, на якій зростання напруги U_{cb} майже не призводить до зростання струму I_c . Але деяке зростання струму стоку на пологій ділянці пояснюється наступним чином. Після перекрыття каналу біля стоку подальше збільшення напруги U_{cb} приводить до збільшення довжини перекрытої частини каналу і його опору. Якщо б довжина перекрытої частини каналу лінійно залежала від напруги U_{cb} , то при зростанні напруги U_{cb} збільшувалася б пропорційно до останньої опір каналу, і струм через канал мав би постійну величину. Але насправді довжина перекрытої частини каналу залежить від напруги U_{cb} так, як глибина проникнення запірною швру до каналу δ_p /рис. 4.10/. Врештовуємо /4.2/, отримуємо

$$\delta_p = \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0}{qNa} [U_k + |U_{zбвиг}| + |U_{cb}|]},$$

/4.10/

тобто довжина зімкнутої /перекрытої/ частини каналу і його опір пропорційні до $\sqrt{|U_{cb}|}$ і збільшуються при збільшенні U_{cb} біля повільно. Тому на пологій ділянці при зростанні U_{cb} струм I_c також дещо зростає. При деякій великій напрузі $U_{cb_{пер}}$ виникає пробій ділянці $p-n$ - переходу між затвором і стоком /оскільки саме між ними електроди максимальна напруга/.

Збільшуючи напругу на затворі відносно нуля, спостерігають зміщення вихідних характеристик донизу, оскільки струм стоку при цьому згідно з принципом дії ПЕВН зменшується. Напруга перекрыття $U_{cb_{пер}}$ для кожної наступної характеристики також зменшується. Це пояснюється сумісною дією на $p-n$ - перехід

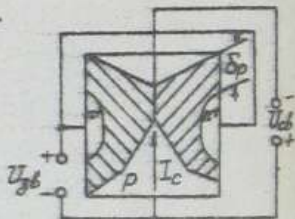


Рис. 4.10. Змикання каналу під дією струму стоку

обох вентур - U_{cb} і U_{zb} , тобто за формулою /4.8/

$$|U_{cb_{пр}}| + |U_{zb}| = |U_{zb_{огр}}| = const. \quad /4.11/$$

Зрозуміло з формули /4.11/, що при збільшенні U_{zb} повинна зменшуватись напруга перекриття $U_{cb_{пр}}$. Пологі ділянки на сім'ї характеристики рис. 4.9 зумовлені тими ж самими процесами, що і відповідна ділянка на характеристиці при $U_{zb}=0$.

Оскільки вислідок правдиву дії ППТ напруга пробів між стоком і затвором

$$U_{cz} = (|U_{zb}| + |U_{cb}|)_{проб} = const, \quad /4.12/$$

то при збільшенні напруги на затворі пробів відбудеться при меншій напрузі стоку, як це показано на вихідних характеристиках рис. 4.9.

Круті ділянки вихідних характеристик називаються омичними. Диференціальний опір ППТ на цих ділянках залежить від затворної напруги U_{zb} . Тому ці ділянки є робочими в режимі, коли ППТ використовується як електромагнетронний змінний резистор.

На пологих ділянках ППТ працює як підсилювальний елемент.

Диференціальні параметри польових транзисторів

1. Крутизна прохідної характеристики визначає нахил цієї характеристики в довільній точці

$$S_{IT} = \frac{dI_c}{dU_{zb}} \Big|_{U_{cb} = const}, \quad /4.13/$$

тобто засвідчує, на скільки міліампер зміниться струм стоку при зміні напруги на затворі на 1 В при $U_{cb} = const$. Значення S_{IT} лежить в межах від 0,5 до кількох мА/В і може бути одержане графоаналітично за стокозатворними характеристиками.

2. Внутрішній /диференціальний/ опір

$$r_{iIT} = \frac{dU_{cb}}{dI_{cb}} \Big|_{U_{zb} = const} \quad /4.14/$$

Складає від кількох десятків до сотень кілоом. Може бути

одержаний за вихідними характеристиками ПТ.

3. Статичний коефіцієнт підсилення напруги

$$M_{\text{пн}} = - \frac{dU_{\text{сб}}}{dU_{\text{зб}}} \Big|_{I_{\text{с}} = \text{const}} \quad /4.15/$$

Коефіцієнт може бути визначений за формулою

$$M_{\text{пн}} = S_{\text{пн}} \cdot \alpha_{\text{пн}} \quad /4.16/$$

Величина $M_{\text{пн}}$ складає сотні одиниць.

4. Диференціальний вхідний опір

$$\alpha_{\text{зб}} = \frac{dU_{\text{зб}}}{dI_{\text{з}}} \Big|_{U_{\text{сб}} = \text{const}} \quad /4.17/$$

Значення $\alpha_{\text{зб}}$ лежить у межах від кількох сотень кілоом до одиниць мегаом. Воно може бути з'ясоване за статичними вхідними /зв'язними/ характеристиками.

4.2. ПОЛІОРИ ТРАНЗИСТОРІВ З ІЗОЛЮВАНІМ ЗАТВОРОМ /МДІ - ТРАНЗИСТОРІВ/

4.2.1. Ефект поля

В основу роботи ПТ з ізолюваним затвором /МДІ - або МОН-транзисторів/ покладено явище, що називається ефектом поля. Суть цього явища полягає в наступному.

Нехай до напівпровідникового кристала n -типу прикріплено металеву пластину /рис. 4.11/, яка не має гальванічного зв'язку з кристалом, оскільки відділена від останнього ізолюючою діелектричною плівкою. Якщо до металевої пластини і до кристала /підкладки/ прикласти електроди і подати напругу плюсом до металевої пластини і мінусом до підкладки, то в кристалі виникає електричне поле. Під дією цього поля електрони з глибини ПТ дрейфують до поверхні, збагачуючи основним носієм приповерхневий шар і внаслідок цього збільшують його електронну про-

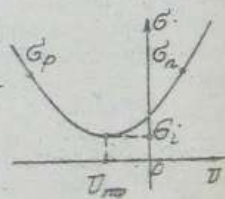
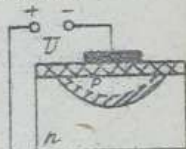


Рис. 4.11. До пояснення ефекту поля в напівпровіднику

відність /див. праву вітку графіка рис. 4.II, помітиму σ_1 /.

Якщо тепер змінити полярність підключення напруги U /як це показано на рис. 4.III/, то поле змінить свій напрям, і електрони від поверхні кристала дрейфуватимуть вліво. Приповерхневий шар кристала збагатиться на основні носії на ртучому вітку електронів і притоку власних дірок з глибини III. Електронна питоме провідність шару біля поверхні зменшується до величини власної питомої провідності σ_1 /див. ділянку від $U = 0$ до $U = U_{пор}$ у другому квадранті графіка рис. 4.III/. При пороговій напрузі устанавлення власної питомої провідності σ_1 шару означає, що концентрація електронів дорівнює концентрації дірок, $n_e = p_e$. Якщо на металевій пластині збагачувати негативну напругу відносно підкладки вагі, то дірок у приповерхневому шарі стає більше, ніж електронів, $p_n > n_n$. Шар набуває провідності р-типу, і між шаром і решето кристала виникає р-n - перехід /рис. 4.III/. Це явище називається інверсією типу електропровідності приповерхневого шару. Польське збагачення негативною напругою на металі призводить до збагачення інверсного шару на дірки - зростає діркова питоме провідність /вітка σ_p на характеристиці рис. 4.III/.

4.2.2. МПН-транзистори з індукованим каналом

Будова МПН- /MON/ транзистора з індукованим каналом р-типу показана на рис. 4.II. У III n -типу /підкладці/ дифузійним способом створені дві збагачені р⁺ - області, які не мають між собою електричного зв'язку, бо відділені одна від одної хвостічними р-n - переходами. Одна з цих областей є виток, друга - сток. Металева пластинка, відділена від поверхні підкладки ізоляційним шаром двошарової кремнію, відіграє роль затвору.

При $U_{зз} = 0$ і нульовій напрузі стоку /рис. 4.II, в/ між витком і стоком протікає малий зворотній струм р-n - переходу. Транзистор закритий.

Якщо тепер до металевого затвору прикласти відносно підкладки негативну напругу, то під дією електричного поля починається дрейф електронів від поверхні вглиб кристала. При пороговій напрузі $U_{зз} = U_{зз,пор}$ відбувається інверсія типу електропровідності приповерхневого шару і виникає канал р-типу, то з'являється електрично області виток і сток /рис. 4.II, в/.

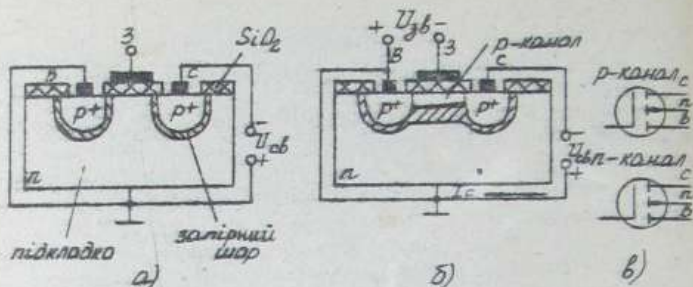


Рис. 4.12. Будова МДН-транзистора з індукованим каналом: а/ $U_{zb} = 0$; б/ $U_{zb} < 0$; в/ схемні позначення

При ненульовій напрузі стоку через канал і в зовнішньому колі потече струм I_c , який в каналі зумовлений рухом дірок від витoku до стоку. Оскільки струм I_c , що протікає через канал, створює на його опорі падіння напруги $U(x)$, як у ПУП, то електричне поле біля витoku стає більшим, ніж біля стоку, і тому канал біля витoku ширший.

При збільшенні негативної напруги на затворі глибина проникнення інверсного шару в ПП збільшується, канал розширюється, його провідність і струм стоку I_c зростають. Цей режим, коли збільшення за модулем напруги U_{zb} приводить до зростання струму стоку I_c , називається режимом збачення.

Очевидно, що при прикладенні до затвора позитивної напруги струм стоку буде складати мізерну величину як струм p-n-переходу в зворотному з'явленні, оскільки каналу не існуватиме.

Статична спокоезворна характеристика МДН-транзистора показана на рис. 4.13.

Форма характеристика відповідає принципу дії МДН-транзистора з індукованим каналом. З характеристики видно, що такі МДН-транзистори збаченого типу.

Статичні /вихідні/ характеристики МДН-транзистора з індукованим каналом показані на рис. 4.14. За формою вони анадо-

лічні до вихідних характеристик ППТ і зумовлені подібними процесами у каналі. Зміщення вихідних характеристик угору при збільшенні негативної напруги $U_{зб} > U_{зб\text{пор}}$ зумовлене розширенням каналу і зменшенням його електричного опору /зростанням струму стоку/.

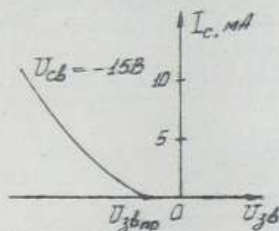


Рис. 4.13. Стокозатворна характеристика МДН-транзистора з індукованим р-каналом

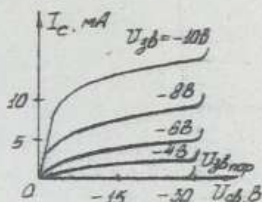


Рис. 4.14. Вихідні характеристики МДН-транзистора збагаченого типу

МДН-транзистори з індукованим каналом, крім їх використання як дискретних приладів /МП 301, МП 304 з р-каналом, МП350 - з n-каналом/, використовуються в мікроелектроніці в так званих КМОП-структурах.

4.2.3. МДН-транзистори з збудованим каналом

В МДН-транзисторах з збудованим каналом канал створюється конструктивно, на стадії виготовлення, а не виникає внаслідок інверсії типу електропровідності приповерхневого шару, як в транзисторах з індукованим каналом. Тому в таких транзисторах при нульовій напрузі на затворі і при напрузі між стоком та витоком, відмінній від нуля, через канал протікає деякий струм, який називається початковим струмом стоку $I_{c\text{пост}}$ /рис. 4.15/. В МДН-транзисторах з збудованим каналом р-типу збільшення негативної напруги на затворі призводить до розширення каналу і збільшення струму стоку /рис. 4.15, а/. Збільшення на затворі позитивної напруги /рис. 4.15, б/ викликає надходження електронів з товщі напівпровідника до приповерхневого шару. Ширина каналу, його електропровідність, а також струм стоку зменшуються.

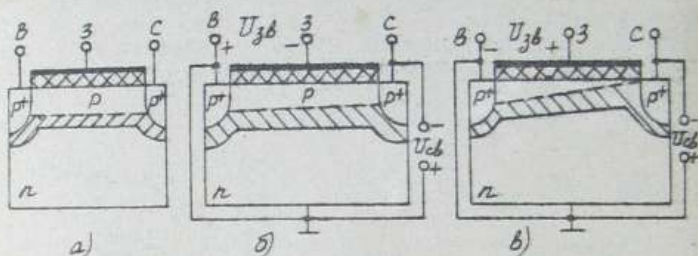


Рис. 4.15. Будова МПТ-транзистора з збудованим каналом

При дії позитивної напруги на затворі $U_{зб\max}$ відбувається інверсія типу провідності каналу, і області стоку і витoku розділяються областю n -типу. Струм стоку зменшується до значення зворотного струму p - n - переходу.

Режим роботи транзистора, коли збільшення напруги $U_{зб}$ за модулем призводить до зменшення струму стоку, називається режимом збіднення. Оскільки лише МПТ-транзистори з збудованим каналом, крім режиму збагачення, мають ще й режим збіднення, то вони називаються польовими транзисторами збідненого типу.

Статичні характеристики МПТ-транзистора з збудованим каналом p -типу показані на рис. 4.16. Вигляд їх подібний до вигляду характеристик інших польових транзисторів. Однак ці ха-

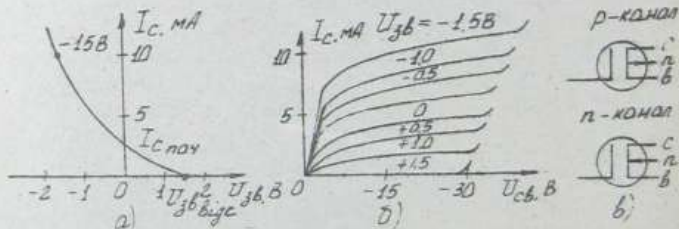


Рис. 4.16. Статичні характеристики МПТ-транзисторів з збудованим p -каналом: а/ стокозатворні; б/ стоківі; в/ схемні позначення.

характеристик, на відміну від попередніх, мають область позитивних затворних напруг /область збіднення/ і область негативних затворних напруг /область збагачення/.

Переваги польових транзисторів - високий вхідний опір і, як наслідок, дуже мале споживання енергії в керуючому коді, високий в порівнянні з БТ коефіцієнт підсилення потужності - це більше, ніж ПУП, властиві МДН-транзисторам. Та обставина, що металевий затвор в цих приладах ізольований від напівпровідникової підкладки тонким шаром діелектрика, зумовлює, що вхідний опір МДН-транзисторів в десятки-сотні разів вищий, ніж у ПУП, і досягає десятків мегаом, тобто затворний струм I_z не перевищує одиниць наномпер. До того ж, ця властивість польових транзисторів з ізольованим затвором зумовлює збільшення надійності і надійності роботи електронних схем, у яких вони використовуються. Але у таких приладах є суттєвий недолік. Відомо, що шар діелектрика затворки І мкм пробивається напругою 500-600 В. В МДН-транзисторах ізоляція підкладки має товщину 0,1-0,15 мкм, і тому її пробивна напруга не перевищує кількох десятків вольт. Внаслідок цього МДН-транзистори є дуже чутливими до статичної електрики, навіть до тєї, що накопичується на людському тілі. Тому в довідниках рекомендується лещення і зтигнення виводів цих транзисторів здійснювати наближе 3 см від корпусу. Під час транспортування, зберігання і монтажу виводи приладів повинні закорочуватись, в руки оператора і паяльник потрібно заземлити.

Прикладами МДН-транзисторів з збудованим каналом є малопотужні прилади КП 305, КП 306, КП 313. Всі ці транзистори високочастотні і тому мають провідність каналу n -типу. До потужних МДН-транзисторів з збудованим n -каналом належать транзистори КП 901.

4.3. ЗАЛЕЖНІСТЬ ХАРАКТЕРИСТИК І ПАРАМЕТРІВ ПОЛЮВІХ ТРАНЗИСТОРІВ ВІД ТЕМПЕРАТУРИ

У ПУП зміна температури приводить до зміни контактної різниці потенціалів U_k на $p-n$ - переході, зворотного струму через перехід, а також до зміни рухомості основних носіїв заряду.

Зміна U_k супроводжується згідно з формулою /4.2/ зміною глибини проникнення $p-n$ - переходу до каналу, а це дає змінне напругу відсічки $U_{зв. відс.}$. Наприклад, при збіль-

вони температури на 1°C U_K зменшується на 2 мВ, тоді як $p-n$ - переходу змінюється, а напруга відсічки зростає, причому $\Delta U_{зб} \approx \Delta U_K$. Зменшення товщини $p-n$ - переходу викликає розширення каналу, тобто збільшення струму I_C . В той же час залежність рухомості основних носіїв у каналі від температури може бути виражена формулою

$$M_{T_2} = M_{T_1} \left(\frac{T_2}{T_1} \right)^{r_M} \quad (4.18)$$

де M_{T_1}, M_{T_2} - рухомості носіїв при температурах T_1 та T_2 відповідно;

$r_M > 1$ - коефіцієнт.

З формули /4.18/ випливає, що при збільшенні температури рухомість основних носіїв зменшується, опір каналу відповідно збільшується, а струм стоку I_C зменшується.

Отже, зміна U_K і рухомості основних носіїв у каналі при зміні температури практично впливають на опір каналу і струм стоку I_C . За певних умов дія цих факторів взаємно компенсується, і при деякій напрузі на з'єдранні струм стоку I_C не залежить від температури /рис. 4.17/. Точка А на статозасторній характеристикі ПТМН КП 103М /рис. 4.17/, в якій струм I_C не залежить від температури, називається термостабільною точкою. Лінійне від цієї точки струм I_C із збільшенням температури зменшується, протилежно - збільшується. При цьому збільшення температури призводить до деякого збільшення напруги відсічки.

Але на всьому відрізку роботи ПТМН /лінійне т.А./ струм стоку і крутизна зменшуються при зростанні температури. Ця обставина зумовлює суттєву перевагу ПТ перед БТ, у яких внаслідок явища самоперегріву зростання колекторного струму при нагріванні може призвести остаточно до теплового пробігу.

Відлік температури на хід статозасторних характеристик ПТМН

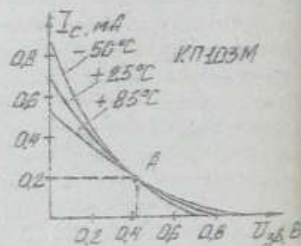


Рис. 4.17. Температурний дрейф статозасторних характеристик ПТМН

показаний на рис. 4.13.

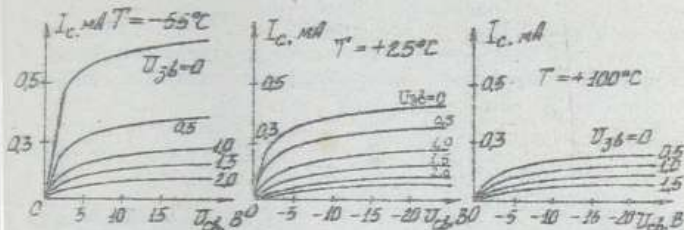


Рис 4.13. Вплив температури на статичні характеристики ПНП

Разом з тим збільшення температури приводить до зростання зворотного /теплого/ струму керуемого $p-n$ - переходу, тобто вхідного струму ПНП I_3 /приблизно в 2 рази при збільшенні температури на 10°C /. Тому при збільшенні температури вхідний опір ПНП зменшується.

У МДН-транзисторах температурна залежність напруги відсічки /порогової напруги/ визначається зміною рівня Фермі, зміною об'ємного заряду в збідненому шарі $p-n$ - переходу між каналами та підкладкою, а також залежністю величини заряду в діелектрику від температури. Величини порогової напруги в МДН-транзисторах змінюється на 4-10 мВ при зміні температури на 1 градус /в залежності від типу пристрою/. Температурні зміни характеристик і параметрів МДН-транзисторів більші, ніж у ПНП.

Робочий діапазон температур ПТ менший, ніж у кремнієвих БТ /від -60°C до $+125^\circ\text{C}$, як у МП 305, МП 306/.

4.4. ДИНАМІЧНИЙ РЕЖИМ РОБОТИ ПОЛІОННИХ ТРАНЗИСТОРІВ

У динамічному режимі на вхід ПТ надходить змінна напруга, яка викликає зміну вихідного струму. З метою виділення корисного сигналу до вихідного кола транзистора включається елемент навантаження. Транзистор при цьому можна включити зі спільним виходом, спільним затвором або зі спільним стоком. Найбільше поширення має схема зі спільним виходом. Розглянемо деякі різ-

новий схем каскадів на ПТ зі спільним витоком.

4.4.1. Каскад на польовому транзисторі: розрешунок у статичній і динамічній

Найпростіша схем підсилювального каскаду на ПТВП показана на рис. 4.19, а. Підсилювач містить у собі ПТ, вилучений

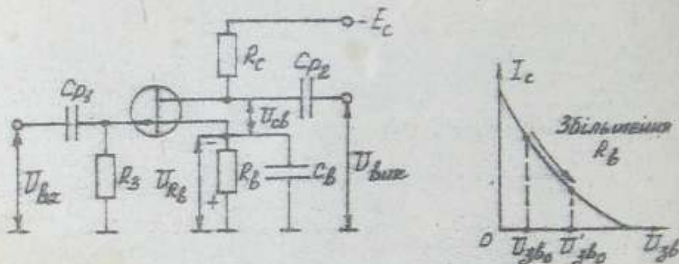


Рис. 4.19. Підсилювальний каскад на ПТВП /а/
та стокозатворна характеристика
транзистора /б/

зі спільним витоком, резистор навантаження R_c , ланцюжок автоматичного зміщення R_b, C_b і резистор R_3 , який забезпечує подачу на затвор напруги зміщення з ланцюжка R_b, C_b і напруги вхідного сигналу, а також роздільні конденсатори C_{p1} і C_{p2} .

При $U_{вх} = 0$ в колі стоку і витоку протікає струм спокою I_{c0} , який створює на резисторі R_b напругу зміщення керуючого $p-n$ -переходу $U_{zb0} = I_{c0} R_b$. Спір резистора R_b дорівнює

$$R_b = \frac{U_{zb0}}{I_{c0}} \quad /4.19/$$

Резистор R_b - це елемент негативного зворотного зв'язку за постійним струмом. Збільшення опору цього резистора приводить до збільшення стабільності параметрів підсилювача і разом з тим до зменшення струму стоку, і до зміщення робочої точки на ділянку стокозатворної характеристики з меншою

крутизна $S_{ПТ}$ /рис. 4.19,а/. Зменшення крутизни $S_{ПТ}$ викликає зменшення коефіцієнта підсилення каскаду, з наближення робочої точки до напруги відсічки зменшує допустимий амплітуду вхідної напруги і збільшує нелинійні спотворення вихідної напруги. Тому для того, щоб при збільшенні опору резистора R_0 не зменшувався струм I_{C0} , до кола зетвора треба або включити додаткове джерело напруги живлення, або підключити зетвор до подільника напруги з резисторів R_1 і R_2 /рис. 4.20/. Завдяки цьому досягається часткова

компенсація падіння напруги на опорі R_0 , опір цього резистора може бути вибраний більшим, ніж у схемі рис. 4.19,а, і падіння напруги $U_{R0} = I_{C0} R_0 > U_{300}$.

В цьому випадку

$$R_0 = \frac{U_{R0}}{I_{C0}} \quad /4.20/$$

Для контура, створеного резисторами R_0, R_2 і ділянкою зетвора ПТУП /рис. 4.20/, можна записати

$$U_{R2} + U_{300} - U_{R0} = 0,$$

звідки

$$U_{R2} = U_{R0} - U_{300} \quad /4.21/$$

Величину опору R_2 вибирають на основі вимог забезпечення заданого значення вхідного опору каскаду. Для створення на цьому резисторі напруги за формулою /4.21/ необхідно забезпечити протікання через подільник R_1, R_2 струму, що дорівнює

$$I_n = \frac{U_{R2}}{R_2} = \frac{U_{R0} - U_{300}}{R_2} \quad /4.22/$$

Опір резистора R_c знаходять з рівняння

$$R_c + R_0 = \frac{E_c - U_{C00}}{I_{C0}},$$

де U_{C00}

- напруга на стоці в режимі спокою.

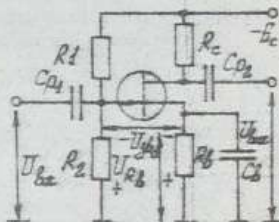


Рис. 4.20. Підсилювальний елекнд на ПТУП з подільником напруги на вході

З урахуванням формули /4.20/ остаточно знаходимо

$$R_c = \frac{E_c - U_{cb} - U_{Rb}}{I_{c_0}} \quad /4.23/$$

Спір резистора R_1 дорівнює

$$R_1 = \frac{E_c - U_{R2}}{I_n} \quad /4.24/$$

Властивості підсилювача на ПТН оцінюються наступними параметрами динамічного режиму:

динамічної круткої

$$S_d = \left. \frac{dI_c}{dU_{3b}} \right|_{\substack{R_c = \text{const} \\ E_c = \text{const}}} ; \quad /4.25/$$

динамічним коефіцієнтом підсилення

$$K = \left. \frac{dU_{Rc}}{dU_{3b}} \right|_{\substack{R_c = \text{const} \\ E_c = \text{const}}} = - \left. \frac{dU_{cb}}{dU_{3b}} \right|_{\substack{R_c = \text{const} \\ E_c = \text{const}}} \quad /4.26/$$

Ці параметри розраховуються або аналітично за формулами:

$$S_d = \frac{S_{\text{ПТ}}}{1 + R_c / \tau_{\text{ПТ}}} ; \quad /4.27/$$

$$K = \frac{\mu_{\text{ПТ}}}{1 + \tau_{\text{ПТ}} / R_c} \quad /4.28/$$

де $S_{\text{ПТ}}, \tau_{\text{ПТ}}, \mu_{\text{ПТ}}$ - статичні диференціальні параметри ПТ /див. параграф 4.1/,

або за допомогою графоаналітичного способу. Останній дуже подібний до графоаналітичного способу розрахунку параметрів режиму підсилення БТ і полягає в наступному. На сім'ї стоківих /вихідних/ характеристик будуть наневантажувальну характеристику для змінного струму. Оскільки змінна складова струму I_c через резистор R_b не протікає, то рівняння наневантажувальної характеристики

$$I_c = \frac{E_c - U_{cb}}{R_c} \quad /4.29/$$

Перетин цієї прямої з статичною вихідною характеристикою знають при вибраній напрузі спокою $U_{зб0}$ (рис. 4.21), визначає положення початкової робочої точки, яка характеризується струмом спокою $I_{с0}$ та напругою спокою $U_{сб0}$. Після визначення цієї точки на навантажувальній прямій за даних амплітуд вихідної напруги $U_{мзб}$ розраховують параметри режиму підсилення:

$$S_d = \frac{2 I_{mc}}{2 U_{mз}} = \frac{I_c'' - I_c'}{2 U_{mз}};$$

$$K = \frac{U_{мсб}}{U_{мзб}} = \frac{U_{сб}'' - U_{сб}'}{2 U_{мзб}}.$$

Оскільки вихідний опір ПУП великий, то вхідний опір підсилювального каскаду (рис. 4.20) визначається опором подільника напруги $R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$.

4.4.2. Частотні властивості польових транзисторів

Для аналізу поведінки польових транзисторів на різних частотах використовують еквівалентну схему (рис. 4.22).

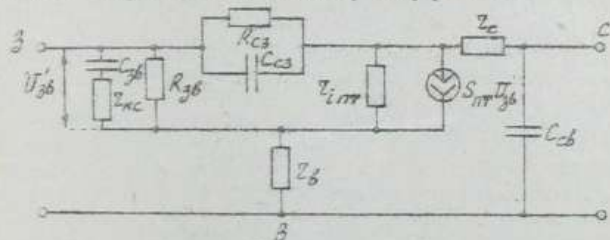


Рис. 4.22. Еквівалентна схема польового транзистора.

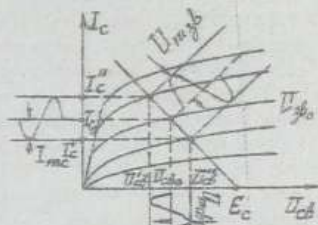


Рис. 4.21. До розрахунку параметрів режиму підсилення каскаду на ПУП

Р даній схемі враховано, що підключення в ППМ здійснюється в затвором, а в МДН-транзисторах - з витоком. Елементи τ_c та τ_e - це опори ділянки ПП, які знаходяться між омичними контактами стоку, витоку й затвора. Елемент $\tau_{ксер}$ - це середній розподілений опір каналу, через який з'являється і розподіляється ємність між затвором і витоком $C_{зв}$. Ділянки $R_{сз}$ і $R_{зв}$ - це опори включених у зворотному напрямі керувань

$p-n$ - переходів у ППМ, або опори між стоком і затвором, затвором і витоком у МДН-транзисторах. Джерело струму $S_{пм} U_{зв}$ відображає процес управління вихідним струмом ПП за допомогою вхідної напруги $U_{зв}$. $\tau_{пм}$ - внутрішній опір ПП. Опори τ_e та τ_c у ППМ складають десятки Ом, у МДН-транзисторів - частки Ом. Опори $R_{сз}$ та $R_{зв}$ великі і для ППМ складають сотні кілоом, а для МДН-транзисторів досягають значень 10^{2-3} Ом. Значення ємностей $C_{зв}$ і $C_{св}$ складають 13-20 пФ, а ємність $C_{сз}$ не перевищує 10 пФ.

Частотні властивості ППМ визначаються здебільшого ділянкою затвор-виток (фрагмент схеми рис. 4.22 з елементами $C_{зв}$, $\tau_{ксер}$, $R_{зв}$). Вхідна змінна напруга $U_{зв}$ розподіляється між ємністю $C_{зв}$ і середнім опором каналу $\tau_{ксер}$. Безпосередньою керуваною напругою, під дією якої змінюється товщина

$p-n$ - переходу і ширина каналу, є напруга, прикладена до ємності $C_{зв}$. При збільшенні частоти реактивний опір ємності $C_{зв}$ зменшується, що приводить до перерозподілу напруги $U_{зв}$ на елементах $C_{зв}$ та $\tau_{ксер}$ і до зменшення керуваної напруги $U_{сзв}$. Отже, при збільшенні частоти вхідної напруги підсилювальний ефект транзистора зменшується. Частота, на якій

$$1/\omega C_{зв} = \tau_{ксер},$$

називається граничною частотою ППМ: ω_3 /частота затвора/. Тобто

$$\omega_3 = \frac{1}{C_{зв} \tau_{ксер}} \quad (4.30)$$

З формули 4.30/ випливає, що гранична частота ППМ залежить від напруги зміщення $U_{звс}$, оскільки від цієї напруги залежить товщина $p-n$ - переходу, тобто $C_{зв}$ і $\tau_{ксер}$.

Крім швидкості перезаряду ємності $C_{зв}$ /тобто сталої часу кода затвора $\tau_3 = C_{зв} \tau_{ксер} = 1/\omega_3$ /, на частотні властивості ППМ впливає час прольоту носіїв заряду через канал. Як-

до час прольоту виявляється сумірним з періодом зхідного сигналу, то зміна струму стоку не встигає відслідкувати за зміною катодної напруги на затворі, і динамічна крутизна Π зменшується. Але в деяких МПП доцільно збільшити довжину 5-10 мкм. Тому час прольоту у визначається значно меншим станом часу затвора τ_z і його можна не враховувати.

Гранична частота МПТ-транзистора визначається за формулою

$$\omega_{\text{ф}} = \frac{S}{C_{\text{зб}}} \quad \text{або} \quad f_{\text{ф}} = \frac{S}{2\pi C_{\text{зб}}}, \quad (4.31)$$

де S - крутизна паралелю.

Для МПТ-транзистора, у якого $C_{\text{зб}} = 5 \text{ пФ}$ і $S = 5 \text{ мВ/В}$, гранична частота $f_{\text{ф}} = 100 \text{ МГц}$.

4.5. ПОТУЖНІ ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ

Потужні польові транзистори з жонковку і підсилювальному режимі повинні забезпечувати високій ККД. В класовому режимі треба намагатися, щоб опір транзистора у відкритому стані був мінімальним, тоді втрата потужності в паралелі $P = I_c^2 R_{\text{кан}}$ також будуть мінімальні. В підсилювальному режимі великий опір каналу Π призводить до зменшення крутизни за рахунок перегріву, а зв'язь з причини зменшення негативного зворотного зв'язку через опір каналу $\tau_{\text{з}}$.

Тому головне вимога до потужних ПТ є збільшення опору каналу. З цієї метою у прикладі використовують велику кількість паралельно з'єднаних каналів або створюють короткий канал зворотної парадоксу від традиційних горизонтальних /планарних/ структур до вертикальних, у яких напрям струму перпендикулярний до поверхні структури.

Необхідність пропускати великі струми і розсіювати значні потужності робить необхідним збільшення площі структури потужних ПТ, за викликом збільшення паразитних ємностей і, як наслідок, зменшення амплітуди Π . Тому створення потужного і разом з тим високочастотного /високошвидкісного/ ПТ - це велика проблема інтегрованої електроніки.

Потужні МПТ-транзистори

Такі транзистори мають короткий канал, який забезпечує

низький опір відкритого транзистора у ключовому режимі і високу крутизну в підсилювальному режимі /рис. 4.23/. У цих приладах багатоканальність поєднується з вертикальністю структури. V-подібні зетвори тонких III сприяють збільшенню багатоканальності приладу, оскільки кожний зетвор "обслуговує" два витоки і два канали. Основні особливості приладу рис. 4.23 - це зменшення довжини каналу і використання високоомної стоквої n^- області, через яку відбувається дрейф носіїв заряду струму стоку. Просте укорочення каналу призвело б до зникнення пробивної напруги між стоком і зетвором. Уведення додаткової дрейфової області дозволяє зберегти значення пробивної напруги транзистора.

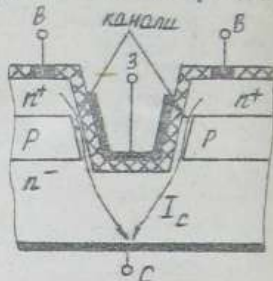


Рис. 4.23. Фрагмент структури багатоканального потужного МПН-транзистора

Транзистори з статичною індукцією

На різновид потужних МПН з структурою, показаною на рис. 4.24.

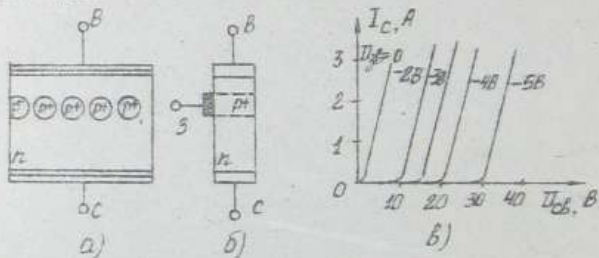


Рис. 4.24. Структура МПН з статичною індукцією /а/, вигляд структури збоку /б/, вихідні характеристики /в/

Вихідні характеристики МПН з статичною індукцією на ма-

ють плоских ділянок, тобто західний спір приладів досить малий.

Транзистори мають дуже короткий канал і малу відстань від витоку до затвора /приблизно 10 мкм/. Підвищення їх потужності забезпечується багатоканальною будовою і малими розмірами області затвора, циліндричних за формою /діаметр приблизно дорівнює 25 мкм/. При збільшенні напруги U_{cb} наростає струм стоку, обмеження якого не відбувається внаслідок того, що канал /область між затворами/ короткий, затвор малий і збільшення U_{cb} приводить до зменшення результуючої напруги на затворі відносно витоку. Збільшення негативною напруги на затворі приводить до необхідності збільшення напруги U_{cb} для компенсації опірної дії U_{zb} , і тому західні характеристики при збільшенні U_{zb} зсуваються вправо.

4.6. КОЛЬЦОВІ ПРИЛАДИ З ЗАРЯДОВИМ ПЕРЕНОСИМ

Повільний прилад з зарядовим зв'язком /ПЗЗ/ - це напівпровідниковий прилад, у якому може здійснюватися накопичення неосновних носіїв заряду від електродів МДП-структур /від електродів затворів/ і переміщення цих носіїв від одного електроду до іншого.

Принцип дії ПЗЗ ґрунтується на зберіганні заряду неосновних носіїв у потенціальних ямах, що утворюються біля поверхні МДП під дією зовнішнього поля, і на переміщенні цього заряду вздовж поверхні за рахунок зсуву потенціальних ям.

ПЗЗ - це МДП-транзистор, що має кілька затворів. Розглянемо ПЗЗ, який виконує функцію тритактного регістра зсуву /рис. 4.25,а/. Цей прилад має три секції. Вхідна секція складається з p^+ - області витоку і вхідного затвора, що виконує роль ямки для управління рухом дірок з дифузійної p^+ - області витоку до першої потенціальної ями. Друга секція /секція переносу/ має кілька затворів, які управляють потенціалом приповерхневого шару МДП. Ці затвори з'єднані між собою через дзв. Напруга на затворах секції має форму істотів різної амплітуди, що шкідливо впливає на одного /рис. 4.25,б-в/. При такій зміні напруги на затворах потенціальні ями переміщуються до виходу приладу, захоплюючи з собою пакети носіїв заряду - дірок. Третя секція ПЗЗ - вихідна секція - являє собою p^+n - перехід стоку, з'єднаний у зворотному напрямі, напруга на якому буде змінюватися при кожній зміні пакета носіїв заряду - дірок /рис. 4.25,г/.

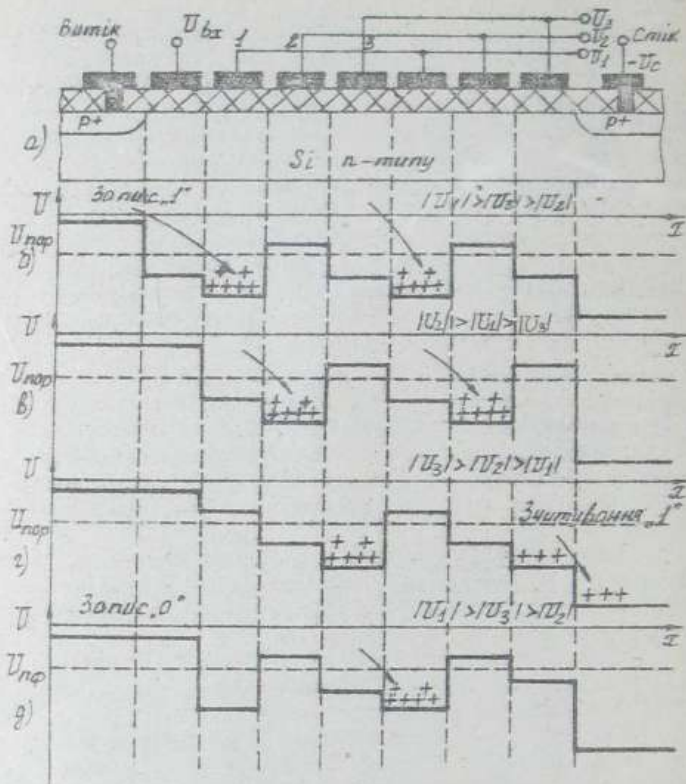


Рис. 4.25. Структура ПЗЗ з трифазним живленням затворів секції переносу /а/ і пояснення принципу його дії /б, в, г, д/; б/ зміст логічної одиниці за допомогою інжекції п'якети дірок до потенціальної ями під першим затвором секції переносу; в/перенос п'якети дірок до наступних потенціальних ям при зміні потенціалу на електродах затвору; г/зчитування логічної одиниці на виході приставу при екстракції дірок з потенціальної ями в p^+ -область стону; д/зміст логічного нуля при відсутності негативного потенціалу на електроді затвору

Нехай під час першого такту роботи на вхідній затвор подається напруга U_{0x} , достатня для утворення провідного каналу під вхідним затвором / $U_{0x} > U_{np0}$ /. Якщо при цьому на першому затворі секції переносу існує досить велика негативна напруга, тобто під цим затвором створена потенціальна яма для дірок, то дірки будуть виходити з стоків, проходити через канал під вхідним затвором і накопичуватися у потенціальній ямі під першим затвором.

На початок наступного такту дія напруги на вхідному затворі U_{0x} припиняється. Внаслідок цього зникає провідний канал під вхідним затвором. Отже, відбувся запис інформації, наприклад, логічної одиниці, оскільки під першим затвором секції переносу залишився пакет дірок /для запису логічного нуля під час першого такту роботи ПЗЗ на вхідній затвор не має подаватися негативна напруга/.

Після зміни напруги на затворах секції переносу на більш позитивну негативна напруга діятиме на другому затворі секції переносу, і тому пакет дірок пересунеться до потенціальної ями під другим затвором /рис. 4.25, в/. Під час наступних тактів зміни напруги на затворах секції переносу відбувається подальше пересування пакета дірок у напрямі вихідної секції /рис.4.25, г, д/.

Якщо у потенціальних ямах, що підходять до $p-n$ - переходу стоків, немає дірок, то струм стоків не змінюватиметься. Лише в тому разі, коли до стоків підійде потенціальна яма, яка містить у собі дірки, у колі стоків діятиме імпульс струму, оскільки дірки з потенціальної ями екстрагуюватимуть до області стоків через $p-n$ - перехід у зворотному включенні.

До основних параметрів польових ПЗЗ належать наступні.

1. Нижня гранична тактова частота, яка зв'язана з процесом накопичення дірок у пустих потенціальних ямах за рахунок термогенерації на протязі десятків мілісекунд. Це приводить до спотворення різьми логічного нуля, записаного у потенціальній ямі. З метою запобігання цьому нижня гранична частота вибирається у діапазоні одиниць - десятків кілогерц.
2. Верхня гранична тактова частота, що визначається часом перетворення заряду в одній потенціальній ямі до другої. Дорівнює десятків кілогерц.
3. Ефективність передачі заряду

$$\eta = \frac{(Q_{11} - Q_{10})i_{11}}{(Q_{11} - Q_{10})i}$$

що показує, яка частка заряду переноситься з однієї потенціальної ями i до другої $i+1$. Для якісних ПЗЗ коефіцієнт η наближається до одиниці. Але втрата заряду і, отже, інформації неминуче трапляється за рахунок захоплення дірок поверхневими енергетичними рівнями "пасток", тобто внаслідок дії поверхневої рекомбінації. Тому достатня величина вихідного сигналу може бути одержана при передачі заряду на невелике число тактів /не більше сотні/ і на протязі малого часу. З метою усунення цього недоліку використовують схеми регенерації, що реалізуються за допомогою підсилувачів. Зчитування з ПЗЗ сигнал підсилюється, формується його рівні "1" або "0", а потім здійснюється перезавіс цього сигналу в ПЗЗ. З метою тривалого зберігання інформації вивиходки ПЗЗ замикать у кільце. Регенерація інформаційного заряду звичайно супроводжується виводом інформації, тобто реалізується ПЗЗ з неруливним зчитуванням інформації.

Напівпровідникові польові ПЗЗ застосовуються в запам'ятовуваних пристроях ЕОМ, в пристроях перетворення оптичного зображення в електричний сигнал /у телебаченні/, в лініях задержки аналогових сигналів тощо.

5. ТИРИСТОР:

5.1. БУДОВА ТА ПРИНЦИП ДІЇ ТИРИСТОРА

5.1.1. Загальні відомості

Тиристором називається електроперетворювальний напівпровідниковий прилад з трьома або більше $p-n$ - переходами, ЕАУ якого має ділянку негативного диференційного спору і який використовується для переключення. Назва тиристор походить від двох слів: *thyra* /гр./ - двері та *re /sistor* /англ./ - опір. В залежності від числа зовнішніх виводів розрізняють двоелектродний прилад - диністор, триелектродний - три-ністор і чотириелектродний - біністор. У двох останніх, крім анода і катода, є ще входні електроди /відповідно один у триністорі і два у біністорі/.

Система позначень тиристорів /крім силових/ складається з 6 елементів.

Перший елемент - буква або цифра, що вказує на мате-

ріал виготовлення.

Другий елемент - буква, що визначає різновид тиристора: Н - ніодні тиристори /диністри/, У - тріодні тиристори /три-ністри/.

Третій елемент - цифра, що визначає призначення тиристора згідно з табл. 5.1.

Четвертий, п'ятий і шостий елементи аналогічні до відповідних елементів у позначеннях ніодів і транзисторів.

Таблиця 5.1

Потужність	Диністри	Триністри		
		незайтірі	зайтірі	симетричні
Малої потужності $I_A \leq 0,3A$	1	1	3	5
Середньої потужності $0,3A < I_A \leq 10A$	2	2	4	6

Умовні позначення тиристорів на схемах показано на рис. 5.1. З точки зору застосування тиристор - це напівпровідниковий ключ, тобто приклад, основне призначення якого полягає в змиканні та розмиканні кола навантаження від джерел зовнішніх сигналів.

Таблиця до трьохсторонних елементів тиристор має два статичних станів - закритий, в режимі внутрішнім опором, і відкритий, в режимі опором. В кожному стані тиристор може перебувати як незалежно довго. Перехід від одного стану до іншого відбувається циклічно /залежно від/ під дією короткочасного зовнішнього сигналу.

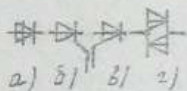


Рис. 5.1. Умовні позначення тиристорів на електронних схемах : а - диністри; б - триністри з управлінням по катоду; в - триністри з управлінням по аноду; г - симетричний тиристор /симістор/

5.1.2. Диністорний режим

Структура диністора показана на рис. 5.2, а. На рисунку диністор включено до кола разом з джерелом напруги E_A і навантаженням R_H . Будемо вважати, що верхня p -область чотиришарової структури диністора з'єднана з електродом, що називається анодом, а нижня n -область з'єднана з катодом. Області тиристорів називатимемо /зверху донизу/ p -емітер, n -база, p -база, n -емітер.

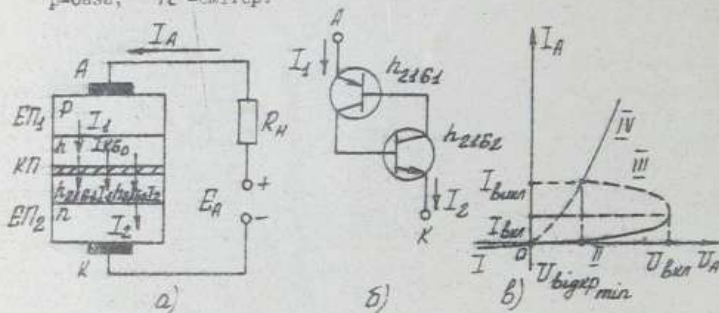


Рис. 5.2. Структура /а/, транзисторна схема заміщення /б/ та ВАХ тиристора у диністорному режимі

При прикладенні зовнішньої напруги мінусом до анода і плюсом до катода емітерні переходи $EP1$ та $EP2$ включаються у зворотному напрямі, і через прилад протікає малий зворотний струм двох послідовно з'єднаних p - n - переходів /ділянка I на ВАХ рис. 5.2, в/.

Якщо змінити полярність джерела напруги, то переходи $EP1$ та $EP2$ включаються у прямому напрямі, а середній, колекторний перехід KP - у зворотному. Через емітерні переходи здійснюється інжекція дірок /через $EP1$ / і електронів /через $EP2$ / у відповідні бази. Мабже вся зовнішня напруга падає на великому опорі KP . Збільшення цієї напруги приводить до подальшого зменшення потенціальних бар'єрів $EP1$ та $EP2$ і збільшення інжекції через переходи. Дірки, інжектуючи через $EP1$, дифундують через n -базу, екстрагуються прискорюючим полем KP до області p -бази і накопичуються там, тому по дальше їх дифузія за-

тримується гальмувальним полем EII . Аналогічне відбувається і з електронами, які інжектують через EII до р-базі. Таким чином, у р-базі накопичується надлишковий позитивний заряд, а в n-базі - надлишковий негативний заряд.

Процеси у тиристорі свідчать про з'явлення внутрішнього позитивного зворотного зв'язку. Механізм його дії полягає у наступному. Збільшення інжекції дірок до n-базі через EII приводить до накопичення цих дірок у р-базі. Зростання позитивного заряду р-базі приводить до подальшого прямого зміщення EII і збільшення інжекції електронів через нього. Це являє, в свою чергу, сприяє зростанню негативного заряду n-базі і додатковому прямому зміщенню EII . Внаслідок цього інжекція дірок з р-емітера через EII ще більше зростає і т.д.

При прямій напрузі $U_A < U_{\text{вкл}}$ тиристор не закритий, бо його опір - це фактично опір EII у зворотному ввічченні. Деяке зростання струму анода I_A при збільшенні анодної напруги U_A на ділянці II пояснюється збільшенням інжекції через переходи EII та EII при збільшенні на них прямої напруги, а також зменшенням потенціального бар'єра EII внаслідок накопичення надлишкового заряду в базисах.

При анодній напрузі $U_A = U_{\text{вкл}}$ різниця потенціалів між р- та n-базиса за рахунок попереднього накопичення зарядів дорівнює величині зовнішньої напруги на EII . На EII в цьому випадку діє нульова результуюча напруга, і перехід відкривається. Відбувається різке зменшення внутрішнього опору тиристора і зростання анодного струму, що супроводжується зменшенням прямої напруги на приладі. На падіння напруги дорівнює сумі падінь напруг на трьох р-n-переходах, виключених у пряму напругу /приблизно 0,7В/, падіння напруги на n-базі / 0,12В/ і падіння напруг на емітерах /приблизно 0,2-0,3В/. Таким чином, сумарне падіння напруги на ввічченному динисторі складає приблизно 1 В. Оскільки процес відкриття /зменшення/ тиристора полягає в різкому зменшенні опору за рахунок прямого ввіччення EII , збільшенні струму через прилад однією з частин зменшення падіння напруги. Ці обставини призводять до формування на ВАХ динистора ділянки з негативним диференціальним опором /ділянка III на рис. 5.2, а/. Після змінчення процесу ввіччення триоди робоча точка на ВАХ переходить на ділянку IV /рис. 5.2, а/. Цеб внаслідок багаторазового зростання

струму I_A не відбулось руйнування кристалічної структури діністора, у коло послідовно з приладом і джерелом живлення вклучають навантаження, і тоді струм у колі з відкритим тиристором дорівнює

$$I_A \approx \frac{E_A}{R_H}$$

Діністор у відкритому стані /ділянка IV на ВАХ/ знаходиться доти, доки струм, що протікає через нього підтримує у базисах невелишкі заряди, які, в свою чергу, забезпечують відкритий стан КТ. Зниження струму I_A до величини $I_{\text{вкл}}$ приведе до того, що процес рекомбінації у базисах почне відбуватись швидше, ніж процес накопичення, і КТ знову вклучиться у зворотному напрямі.

Діністор може бути представлений у вигляді системи двох біполярних транзисторів $p-n-p$ та $n-p-n$ типу /рис. 5.2, б/. На ділянці II ВАХ діністора /рис. 5.2, в/ обидва транзистори перебувають у активному режимі. Збільшення зовнішньої напруги призводить до зростання емітерного струму I_1 $p-n-p$ - транзистора, збільшення його колекторного струму, тобто зменшення його внутрішнього опору. Внаслідок цього зростає позитивний потенціал бази $n-p-n$ - транзистора, що також збільшує емітерний і колекторний струми останнього і, отже, зменшує внутрішній опір $n-p-n$ - транзистора. Тому на базі $p-n-p$ - транзистора зростає негативний потенціал, і транзистор ще більше відкривається. У двотранзисторній схемі рис. 5.2, б, яке є схемою заміщення реального тиристора, діє, таким чином, позитивний зворотний зв'язок. При деякій зовнішній напрузі / $U_A = U_{\text{вкл}}$ / обидва транзистори переходять у режим насичення, і опір схеми значно знижується.

Позначивши коефіцієнт передачі струмів цих транзисторів через h_{2151} та h_{2152} , одержимо, що через КТ у стані зворотного вклучення тече струм

$$I_2 = h_{2151} I_1 + h_{2152} I_3 + I_{\text{кб0}} \quad /5.1/$$

де I_1, I_2, I_3 - струми ЕП1, КТ та ЕП2 відповідно.

Оскільки всі переходи тиристора з'єднані послідовно, то

$$I_1 = I_2 = I_3 = I_A \quad \text{. Тоді}$$

$$I_A = \frac{I_{\text{кб0}}}{1 - (h_{2151} + h_{2152})} \quad /5.2/$$

Значення коефіцієнтів h_{2151} і h_{2152} , як видно, залежать від струмів емітера I_1 та I_2 /рис.5.3/. Поки $h_{2151} + h_{2152} < 1$, диністор знаходиться у вимкненому стані /ділanka II на ВАХ/. При $U_A = U_{бкл}$ сума $h_{2151} + h_{2152}$ дорівнюватиме одиниці, і починається за формулою /Б.2/ лавинподібний процес збільшення струму I_A .

Лавинний, стрибкоподібний процес вилучення тиристора викликається дією позитивного зворотного зв'язку.

Величина напруги $U_{бкл}$ буде тям більша, чям менша будуть початкові значення коефіцієнтів передачі струмів емітера h_{2151} та h_{2152} .

Для зменшення початкових значень цих коефіцієнтів ширину однієї з баз роблять значно більшою дифузійної довжини-носіїв заряду. Крім того, щоб забезпечити достатньо велике значення $U_{бкл}$, один з емітерних переходів пунктується розподіленим опором бази

/рис. 5.4/. В цьому випадку зменшення коефіцієнта передачі струму забезпечується наступним чином.

При малих напругах на тиристорі майже весь струм протікає через пунктуний опір бази, обминаючи прями $p-n$ - перехід. У відкритому стані диністора опір переходу 3 малий, і струм протікатиме через цей перехід, обминаючи пунктуний опір бази. При цьому величина h_{2151} різко зростає. Наявність більш сильної залежності коефіцієнта передачі від струму анода приводить до підвищення стабільності параметрів ВАХ диністора.

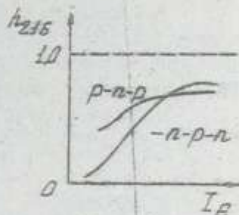


Рис.5.3. Залежності $h_{2151} = f(I_E)$, $h_{2152} = f(I_E)$

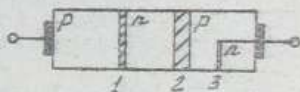


Рис. 5.4. Диністор з зпунктованим емітерним переходом

5.1.3. Триністорний режим

Триністор відрізняється від диністора наявністю третього виводу, з'єднаного з базовою областю. Ця обставина дозволяє управляти величиною напруги ввічлення $U_{\text{вкл}}$, змінюючи струм у колі керуючого електрода.

Керуючий електрод може з'єднуватися з будь-якою базою тиристора /рис. 5.5, а, б/. Збільшуючи струм управління I_y ,

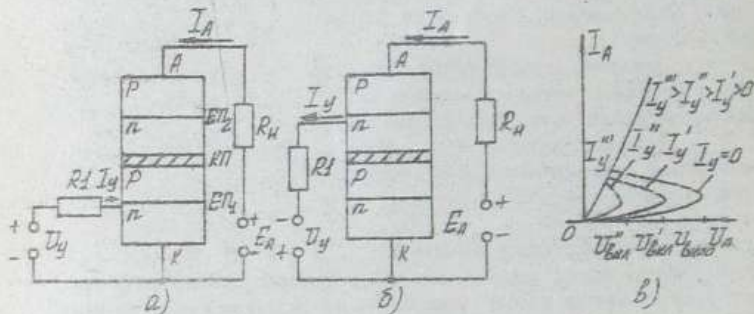


Рис. 5.5. Структура триністора: а - з управлінням по катоду; б - з управлінням по аноду; в - сім'я ВАХ триністора

можна збільшити коефіцієнт передачі струму $h_{21Б}$ відповідного емітера і не приводить до того, що рівність $h_{21Б1} + h_{21Б2} = 1$ виконуватиметься при меншій анодній напрузі, то ввічлення тиристора відбуватиметься при меншому значенні $U_{\text{вкл}}$ /рис. 5.5, в/. Фізично це означає, що ввічлення надмажоритних зарядів у базовій структурі відбуватиметься швидше, ніж у випадку диністора, тому що джерело напруги управління у колі будь-якої з баз прискорює рух зарядів через відповідний ПП.

Струм і напруга кола управління невеликі, струм у анодному колі вже досягає одиниць ампер /у тиристорах середньої потужності/ або десятків-сотень ампер /у силових тиристорах/ при ввічній напрузі від десятків-сотень вольт до тисяч вольт. Тому триністори - не своєрідні підмажоритні потужності з коефіцієнтом підсилення $10^3 - 10^5$.

Тригистори серед інших тиристорних структур мають найбільше практичне застосування в електроніці. Для більш зручного управління тиристором керуючий електрод з'єднують з базою, що має меншу ширину, оскільки коефіцієнтом передачі струму емітера саме такої транзисторної структури $n-p-n$ - на рис. 5.5,а і $p-n-p$ - на рис. 5.5,б/ легше управляти, ніж коефіцієнтом передачі транзистора з товстою базою.

5.1.4. Симістори

Симетричний тиристор, або симістор, - це тиристор, який має практично однакові ВАХ при різних полярностях прикладеної напруги. Симістор являє собою багатоперіодну структуру $n-p-n-p-n$ типу, що складається з п'яти напівпровідникових областей, типи провідності яких чергуються і які утворюють чотири $p-n$ - переходи /рис. 5.6/.

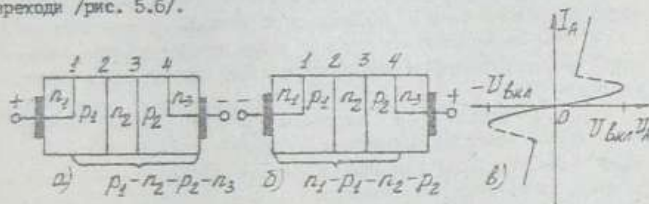


Рис. 5.6. Структура /а,б/ та ВАХ /в/ симетричного тиристора

Якщо до такого тиристора прикласти напругу плюсом до області n_1 , а мінусом до області n_3 /рис. 5.6,а/, то перехід 1 включиться в зворотному напрямі, і струм, протікаючий через нього, буде дуже малим. Робочий частинков у такому режимі буде $p_1-n_2-p_2-n_3$ -структура, в якій протікатимуть носії, звичайні для діодистора.

Якщо змінимо напругу прикласти плюсом до області n_3 , а мінусом до області n_1 , то в зворотному напрямі включиться перехід 4, і робочий частинков симістора буде діодистор структури $n_1-p_1-n_2-p_2$ /рис. 5.6,б/.

Таким чином, симістор може бути представлений у вигляді двох тиристорів, з'єднаних паралельно і напружені один одному. ВАХ симістора показана на рис. 5.6,в.

5.2. СПОСОБИ КОМУТАЦІЇ ТИРИСТОРІВ

5.2.1. Включення тиристорів

Крім описаного у попередньому параграфі способу включення тиристора шляхом повільного збільшення анодної напруги до величини $U_{\text{вкл}}$, існують й інші способи.

Включення за допомогою струму управління

Цей спосіб уможливив включення тиристора у тристоронному режимі у разі, коли на аноді приладу є деяка напруга $U_a < U_{\text{вкл}}$. Тоді, збільшуючи струм I_y , можна включити тиристор. Найбільш поширеним способом управління є імпульсний спосіб. При цьому процес накопичення нерівноважних носіїв відбувається не миттєво, і тому для включення тиристора необхідно, щоб імпульс струму управління мав певну тривалість і амплітуду. Розглянемо випадок управління по катоду.

Час переключення тиристора можна розбити на два інтервали, що відповідають різним законам зміни струму через тиристор /рис. 5.7/.

Час затримки t_z визначається часом дифузії інжектованих з n -емітера електронів через p -базу до КТ. Струм через КТ і, отже, через тиристор зростатиме відчутно лише тоді, коли інжектовані електрони досягнуть КТ. На діаграмі рис. 5.7 це проміжок часу, за який струм збільшиться до $0,1 I_a$ від усталеного значення /або час, за який анодна напруга на тиристорі знизиться до $0,9 U_a$ від свого початкового значення/.

Час наростання $t_{\text{нар}}$ зв'язаний з інерційністю процесу накопичення нерівноважних носіїв заряду в базис тиристора. За цей час струм анода різко зростає до величини $0,9 I_a$, а напруга на аноді зменшується від $0,9 U_a$ до $0,1 U_a$. Цей інтервал часу відповідає перебуванню робочої точки на ділянці негативного диференціального опору /ділянка III

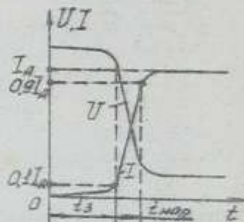


Рис. 5.7. Перехідні процеси струму і напруги при включенні тиристора

на ВАХ рис. 5.2, в/, і тому процес переключення має регенеративний, лавиноподібний, нестійкий характер. Цей процес обов'язково закінчиться зміною стану приладу, навіть якщо в цей час припиниться дія імпульсу управління. Саме тому тривалість імпульсу управління може вибиратись у межах $t_3 < t_{\text{вк}} < t_3 + t_{\text{впр}}$. Закінчення переключення тиристора відповідає моменту, коли знак напруги на КП зміниться на протилежний. Реальна тривалість імпульсу управління досягає 15-20 мкс. Після закінчення імпульсу тиристор перебуватиме у відкритому стані і надалі, якщо $U_A > U_{\text{вк}}^{\text{пр}} / \text{дв.}$ або $I_A > I_{\text{вк}}^{\text{пр}} / \text{дв.}$ ВАХ рис. 5.2, в/, тобто, якщо робоча точка буде на IV ділянці ВАХ.

Процес відкривання тиристора за допомогою імпульсу струму управління має ще й інші особливості. Спочатку відкривання КП відбувається в вузькому каналі біля керуючого електрода, оскільки більша частина амплітуди імпульсу управління падає на розподіленому опорі бази, і тому інжекція через ЕП збільшується не на всій його площі, а на ділянці біля керуючого електрода. Виникає струмопровідний "шпур", який може призвести до локального перегріву тиристорної структури. Лише потім за рахунок дифузії носіїв канал розширюється на всю площу переходу.

Виключення тиристора за допомогою імпульсу знодної напруги

При імпульсному управлінні по аноду також спостерігається явище, коли напруга включення зменшується в порівнянні з напругою включення у неперервному режимі. Тиристор виключається за допомогою імпульсу знодної напруги, амплітуда якого менша за величину $U_{\text{вк}}^{\text{пр}}$ в режимі, коли напруга на аноді тиристора зростає повільно. Це явище зумовлене дією бар'єрної ємності КП, струм через яку під час перезаряду дорівнює

$$I_c = C_k \frac{dU_A}{dt} \quad 15.3/$$

і буде тим більший, чим більша швидкість наростання знодної напруги на тиристорі /ефект dU_A/dt /. Цей струм, протікаючи через емітерні переходи приладу, викликає збільшення коефіцієнтів передачі $h_{21Б1}$ та $h_{21Б2}$, і тоді сума $h_{21Б1} + h_{21Б2}$ досягає одиниці при меншій напрузі. Інакше кажучи, дія ємнісного струму КП I_c аналогічна до дії струму

управління у триністорі.

5.2.2. Виключення тиристорів

Виключення тиристора шляхом розриву анодного кола

Тиристор переходить до виключеного стану тільки після розсмоктування нерівноважних носіїв заряду в базі. Якщо до закінчення процесу виключення знову до тиристора прикласть анодну напругу, прилад опиниться у включеному стані. Тому, оскільки процес розсмоктування носіїв відбувається не миттєво, для виключення тиристора потрібен деякий час.

При виключенні тиристора шляхом розриву анодного кола розсмоктування відбувається тільки внаслідок рекомбінації, і тому час виключення тиристора великий і залежить від тривалості життя носіїв заряду.

Виключення за рахунок зміни полярності анодної напруги

Очікуваний виграв часу при виключенні тиристора даним способом відбудеться лише при великих зворотних напругах /рис. 5.8/. Це зумовлено тим, що для прискорення процесу розсмоктування носіїв у базі треба забезпечити їх ефективну екстракцію через емітерні переходи. Для цього треба включити ПП і ПР у зворотному напрямі і значно підвищити їх потенціальні бар'єри. Зробити це одразу, в момент подачі на анод зворотної напруги, неможливо, тому що поки носії у базі не розсмоктались, негативний заряд у n -базі і позитивний надлишковий заряд у p -базі підтримуватимуть емітерні переходи у відкритому стані. При помірних зворотних напругах практично не відбувається підвищення потенціальних бар'єрів ПП та ПР. Крім того, переоб'єм бар'єрної ємності ПП також завжає швидкій зміні стану тиристора. Саме тому звичайно тиристор ви-

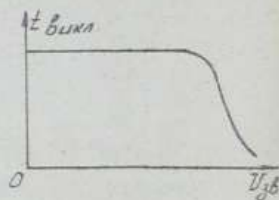


Рис. 5.8. Залежність часу виключення тиристора від величини зворотної напруги

кличають шляхом подчі великої зворотної напруги на анод.

Виключення за допомогою подчі напруги
на керувачій електрод / за допомогою
струму управління/

Для виключення тиристора необхідно відвести нерівноважні носії заряду з бази, з'єднані з керувачим електродом. Анодний струм, що протікає через ще відкритий тиристор, постійно поповнює кількість нерівноважних носіїв заряду в базі. Тому значення струму управління /викликаного напругою на керувачому електроді зворотної полярності/, яке необхідне для виключення тиристора, залежить від значення анодного струму через тиристор /рис. 5.9/.

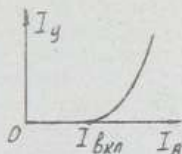


Рис. 5.9. Залежність зворотного струму управління, необхідного для виключення тиристора, від прямого анодного струму

6. ОПТОЕЛЕКТРОННІ НАПІПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ

6.1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ

Електронні пристрої та системи, в яких використовують разом з традиційними електричними ефектами неелектричні, лежать в основі нового напрямку в електроніці – оптоелектроніки.

Оптоелектроніка – це область електроніки, в якій вивчається як оптичні, так і електронні явища в кристалах, а також розглядається питання перетворення оптичних сигналів в електричні і навпаки.

Практичною задачею оптоелектроніки є створення оптоелектронних приладів, до яких належать різноманітні джерела світла, фотоприймачі, індикатори, лінії зв'язку, оптрони тощо. Їхні прилади знаходять широке застосування в області промислової електроніки.

Розглянемо деякі приклади оптоелектронних напівпровідникових приладів.

6.2. ВИПРОМІНЮЮЧІ ДІОДИ

Напівпровідниковий випромінюючий діод /світлодіод/ - це напівпровідниковий прилад з одним або кількома електричними переходами, призначений для безпосереднього перетворення електричної енергії в енергію некогерентного світлового випромінювання.

Відповідно до ГОСТ 10862-72 першим елементом позначення світлодіодів є буква або цифра, що вказує на матеріал виготовлення /А /І/ - арсенід галію/, другим елементом є буква „Л”. Значення третього елементу позначення світлодіодів наступні: 1 - діоди інфрачервоного діапазону; 2 - оптичного діапазону; 3 - діоди з яркістю свідчення менше 500 Кг/м^2 ; 4 - з яркістю, більше 500 Кг/м^2 . 4-й, 5-й і 6-й елементи позначення - такі ж, як у звичайних діодів.

Основний фізичний процес світлодіодів - це випромінювальна рекомбінація у базі, ймовірність якої зростає при підвищенні концентрації неосновних нерівноважних носіїв, тобто при прямому включенні $p-n$ - переходу. Ця рекомбінація, на відміну від невивипромінювальної, супроводжується виділенням енергії у вигляді квантів світла. Для виготовлення світлодіодів застосовують матеріали з малою ймовірністю невивипромінювальної рекомбінації /наприклад, сполуки $\text{In, Sb, Ga, Se, Ga, As, Ga, P, In, P, Si, C}$

тодо/. Свічення збуджується в інфрачервоному і видимому діапазонах за допомогою змінного або постійного струму при напрузі $U > U_{\text{пер}}$, де $U_{\text{пер}} \approx U_k$ /порогова напруга дорівнює контактній різниці потенціалів/.

Будова світлодіода показана на рис. 6.1. З метою підвищення ККД /зменшення відбиття/ випромінююча поверхня виконується у формі напівсфери. Яскравість свідчення майже лінійно залежить від струму через світлодіод /рис. 6.2/.

Колір свідчення залежить від матеріалу виготовлення /ши-

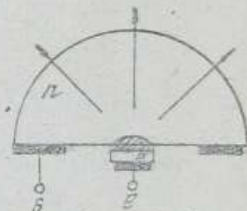


Рис. 6.1. Будова світлодіода

рини забороненої зони, природи центрів рекомбінації тощо/. Чим більше ширина забороненої зони, тим менша довжина хвилі світлового випромінювання. Так, суміш $GaAs$ і GaP дає червоне свічення, карбід кремнію SiC - червоно-оранжеве або жовте. Суміш GaP та YnP - жовте або жовто-зелене свічення.

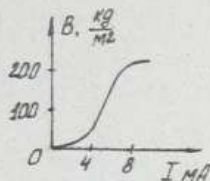


Рис. 6.2. Яскравісна характеристика світлодіода

Використовуються світлодіоди з перестроюваним кольором свічення /рис. 6.3/, які мають два $p-n$ -переходи, утворені різними домішками. Це забезпечує генерування одним переходом зеленого світла, а другим - червоного. Регулюванням струмів через переходи можна змінювати колір свічення.

Світлодіоди широко використовуються для світлової інжекції в різноманітних електронних пристроях. Переваги інжекції на світлодіодах - яскраве й чисте свічення, зручність управління, економічність, довговічність тощо.

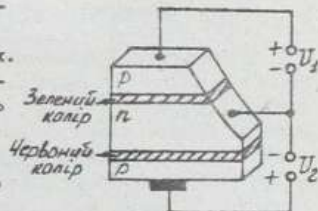


Рис. 6.3. Структура світлодіода з перестроюваним кольором свічення

Крім окремих світлодіодів, в напівпровідникових індикаторах застосовуються дві основні конфігурації висвічуваних елементів: семи- і матрична /рис. 6.4/. Семи- і матрична конфігурації складаються з 7 прямокутних напівпровідникових пластин, елементарні ділянки яких являють собою світлодіоди. Така конфігурація дозволяє відтворювати всі десять цифр і кілька букв. Матрична конфігурація складається з ячеек, кожна з котрих має $36/7 \times 5$ I/ точок і дозволяє відтворювати всі цифри, букви і знаки стандартного коду для обміну інформацією.

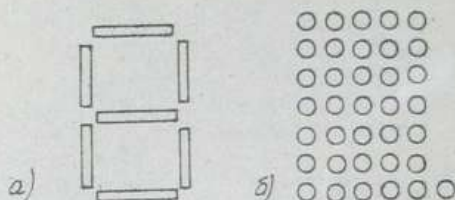


Рис. 6.4. Варіанти висвітлюваних за допомогою світлодіодів елементів:
 а - семи сегментна конфігурація;
 б - матрична конфігурація

6.3. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ФОТОПРИЙМАЧІ

Фотоприймачі призначені для перетворення світлових сигналів в електричні. В напівпровідникових фотоприладах використовується внутрішній фото ефект, який полягає в тому, що при спроміненні електрики напівпровідникового кристала набирають додаткової енергії, що необхідна для звільнення їх з ковалентних зв'язків. Тому в напівпровідниках з'являються додаткові носії електричного заряду, які збільшують електропровідність.

6.3.1. Фоторезистори

Фоторезисторами називають напівпровідникові прилади, електричний опір яких змінюється під дією світла. Конструктивно фоторезистор складається з діелектрика 3, на який нанесено світлочутливий шар напівпровідника 1, і зовнішніх електродів 2 (рис. 6.5, а).

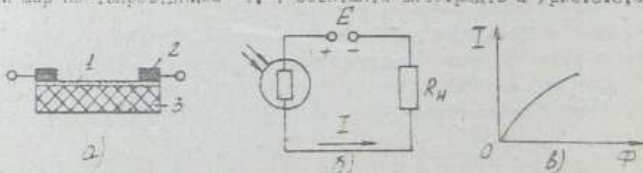


Рис. 6.5. Будова /а/, схема включення /б/ та статична характеристика /в/ фоторезистора

Схема включення фоторезистора до електричного кола показана на рис. 6.5,б. Включення джерела E не залежить від полярності, оскільки фоторезистор не має змінливих властивостей.

Вихідним матеріалом виготовлення світлочутливого шару фоторезистора є PbS , $CdSe$ або CdS .

При відсутності світла /світловий потік $\Phi=0$ / фоторезистор має великий темновий опір, і при прикладенні зовнішньої напруги через нього протікає малий темновий струм I_T . Під дією світла опір фоторезистора зменшується, і через нього протікає струм

$$I = c\sqrt{\Phi} + I_T, \quad /6.1/$$

де c - коефіцієнт пропорційності;

Φ - світловий потік;

I_T - темновий струм /темновий опір фоторезистора - сотні кілоом/.

Залежність $I = f(\Phi)$ при $E = const$ відповідно до формули /6.1/ показана на рис. 6.5,в.

При низьких рівнях освітлення залежність $I = f(\Phi)$ можна вважати лінійною

$$I = S_\Phi \Phi + I_T, \quad /6.2/$$

де S_Φ - інтегральна чутливість фоторезистора.

Недоліком фоторезисторів є нелінійність характеристики $I = f(\Phi)$ та мала швидкість /граничні частоти приладу не перевищують 1кГц /. Фоторезистори застосовуються як оптоелектронні датчики, а також як фотоприймачі в оптронах.

6.3.2. Фотодіоди

У фотодіодах кристал PN обернений до скляного вікна, через яке надходить світловий потік. Під дією світла на $p-n$ перехід фотодіода внаслідок явища внутрішнього фотоелектру в областях біля переходу відбувається додаткова генерація пар "електрон-дірка". Під дією дифузійного поля $p-n$ - переходу фотодірка переміщуються до області p , а фотоелектрони - до області n . При цьому створюється фотоЕРС $E_\Phi = /0,1-1/ E$, залежність якої від світлового потоку показана на рис. 6.6.

Під дією цієї фотоЕРС у зовнішньому колі фотодіода протікає фотострум I_Φ , що збігається за напрямом зі зворотним

струмом $p-n$ - переходу /рис. 6.7/.
Оскільки фотострум протікає незалежно від струму, який викликається зовнішнім джерелом напруги, то вираз для повного струму може бути записаний у вигляді

$$I = I_s \left(e^{\frac{U}{\Phi}} - 1 \right) - I_{\Phi}, \quad (6.3)$$

де I_s - струм насичення /екстракції/ $p-n$ - переходу;

U - зовнішня напруга;

I_{Φ} - фотострум.

Для фотоЕРС на $p-n$ - перехід еквівалентна додатковому зворотному зміщенню переходу, наслідком чого є збільшення зворотного струму фотодіода на величину I_{Φ} .

Схема ВАХ фотодіода показана на рис. 6.8. Оскільки фотоЕРС і пряма напруга вклучені назустріч одна одній, то при їх рівності струм діода дорівнює нулю, що відповідає режимові холостого ходу. ЕРС холостого ходу при $I = 0$ можна знайти з формули /6.3/:

$$E_{\Phi} = \Phi_T \ln \left(\frac{I_{\Phi}}{I_s} + 1 \right).$$

Ці фотоЕРС з'являються також з ВАХ рис. 6.8.

Фотодіод використовується в двох режимах: світлового фотоеlementa /рис. 6.9/ та фотодіодному /рис. 6.10/. У першому режимі фотодіод використовується як джерело струму, другим, занадто малим ЕРС

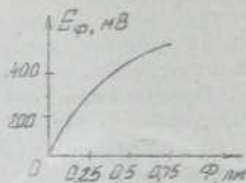


Рис. 6.6. Залежність фотоЕРС від світлового потоку

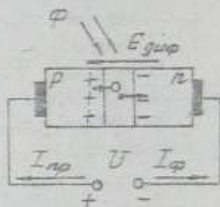


Рис. 6.7. До пояснення принципу дії фотодіода

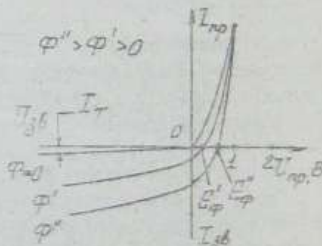


Рис. 6.8. Схема ВАХ фотодіода

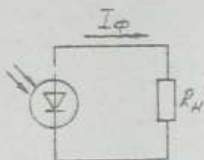


Рис. 6.9. Режим вентиля-
ного фотоелемента

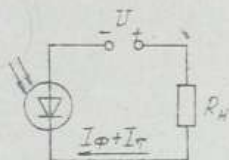


Рис. 6.10. Фотодіодний
режим

E_{ϕ} , в чутливому індикаторі випромінювання або сонячній батареї. ФотоЕРС може досягати 1В. У цьому режимі робоча точка пересувається вздовж осі I_{ϕ} на ВАХ рис. 6.8 в залежності від інтенсивності світла.

У другому режимі /рис. 6.10/ фотодіод працює на зворотній вітні ВАХ як фоторезистор, опір якого залежить від світлового потоку. Робоча точка може займати будь-яке положення між осями U_{ϕ} , I_{ϕ} в залежності від напруги джерела U і світлового потоку Φ .

Фотострум залежить не тільки від потоку Φ , але й від довжини хвилі світлового випромінювання, яке діє на $p-n$ - перехід. Цей факт ілюструє спектральна характеристика рис. 6.11.

Параметрами фотодіода є: темновий струм I_T - струм, що протікає через діод при робочій напрузі і відсутності світла; робоча напруга $U_{роб}$ - напруга на діоді у фотодіодному режимі;

$$S_{\phi} = I_{\phi} / \Phi \quad - \text{інтегральна чутливість.}$$

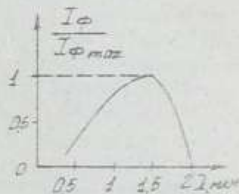


Рис. 6.11. Спектральна характеристика германієвого фотодіода

6.3.3. Фотоприймачі з внутрішнім підсиленням

До таких фотоприймачів належать фоторезистори та фотодіодисти.

Крім перетворення світлової енергії в електричну з утворенням фотоструму, як у фотодіодах, фототранзистор ще й підсилює цей фотострум.

Розглянемо роботу фототранзистора у ССЗ в режимі з відключеною базою / $I_b = 0$ / рис. 6.12/. Якщо $\Phi = 0$, то через фототранзистор протікає невеликий темновий струм

$$I_T = I_{кво} (h_{21E} + 1). \quad /6.4/$$

При освітленні області бази через вікно / $2 > 0$ / в ній генеруються нерівноважні пари носіїв заряду - фотоелектрони та фотодірки, які дифундують до ЕП та КП. При цьому поле КП розділяє заряди: електрони рухаються до n -колектора, дірки - до p -бази. У колі колектора під дією цих електронів зростає струм на величину I_Φ . Дірки створюють у базі позитивний заряд, який змінює ЕП у пряму напругу і викликає інжекцію електронів. Внаслідок інжекції електронів через ЕП, I_x дифузії через базу і екстракції через КП струм колектора додатково зростає на величину $h_{21E} I_\Phi$. Тобто фотодірки у базі відіграють роль вхідного струму бази.

Загальний колекторний струм фототранзистора

$$I_K = I_\Phi + h_{21E} I_\Phi + I_T = (1 + h_{21E}) I_\Phi + I_T. \quad /6.5/$$

Сім'ю ВАХ фототранзистора $I_K = f(U_{KE}) / \Phi = \text{const}$ показано на рис. 6.12, б. Збільшення освітлення фототранзистора призводить згідно з формулою /6.5/ до зростання колекторного струму. Інтегральна чутливість фототранзистора S_Φ в $1 + h_{21E}$ раз більша, ніж у фотодіода. Це пояснюється тим, що у фототранзистора струм I_Φ підсилюється в $1 + h_{21E}$ раз.

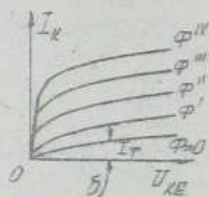
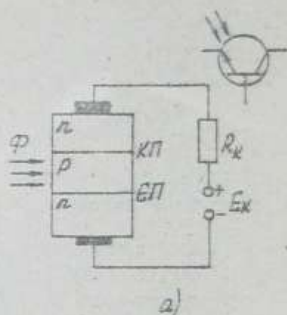


Рис. 6.12. Структура і схема включення фототранзистора /а/, статичні вихідні характеристики /б/

Фототристор /рис. 6.13/ в фотоприймачах з вимовою порогових характеристик і застосовуються для переключення значних струмів і напруг. ВАХ з відкриваючою дією світлового потоку Φ показана на рис. 6.13,б. Засвічення базової області тристора зумовлює генерацію надлишкових носіїв заряду, що призводить до переключення чотиришарової структури з закритого стану у відкритий так само, як це буває у тристорі при переключенні керульми струмом.

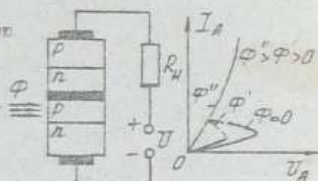


Рис. 6.13. Структура, схема включення /в/ та ВАХ /б/ фототристора

6.4. ОПТРОНІ ТА ЇХ ЗАСТОСУВАННЯ

Оптрон, або оптопаре, — це оптоелектронний прилад, що містить у собі конструктивно об'єднані і розміщені в одному корпусі джерело і приймач випромінювання з певним видом оптичного й електричного зв'язку між ними.

В електронних схемах оптрон виконує функції елемента зв'язку, в одній з ланок якого інформація передається оптичним шляхом. Якщо між компонентами оптрона створити електричний зворотний зв'язок, то оптрон стає активним приладом, придатним для підсилення і генерування електричних і оптичних сигналів.

Приклад будови резисторного оптрона показано на рис. 6.14. Як джерело світла в ньому використовується світлодіод 1, як фотоприймач — фоторезистор 3 у вигляді спресованої таблетки. Для зменшення емісійного зв'язку між джерелом світла та фотоприймачем розміщується прозорий електростатичний екран 4. Внутрішня частина оптрона закриттяється оргсклом або епоксидною смолою, які захищають прилад від впливу зовнішнього середовища і відіграють роль світловода. Герметичний металевий корпус 2 зовні нагадує корпус простого транзистора.

Джерело і приймач світла в оптроні мають бути спектрально узгоджені між собою. У оптичному видимому діапазоні застосовуються світлодіоди на основі GaP або SiC і фоторе-

зистори на основі селеніду кадмію /CdSe / або сульфід кадмію /CdS /.

Проте оптичне середовище в оптроні може створюватись не лише з прозорого компаунда на основі полімерів. Для одержання високі розв'язки виходу і входу використовуються волоконні світловоди у вигляді нитки з прозорого діелектрика. Світловий промінь від джерела випромінювання потрапляє в торець світловоду, і після багаторазового відбиття від бічних стінок він виходить з іншого кінця світловоду, завдяки малому затуханню. За допомогою волоконного світловоду можна передавати сигнал управління на великі відстані з високою електричною розв'язкою і зв'язистістю.

Схема включення діодного оптрона показана на рис. 6.15. Принцип дії оптрона полягає в тому, що під дією вхідного сигналу /сигналу управління/ змінюється інтенсивність світлового потоку від випромінювача, і це приводить до зміни внутрішнього

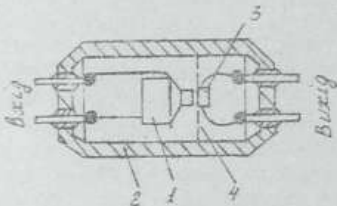


Рис. 6.14. Будова резисторного оптрона:

- 1- світлодіод; 2- металевий корпус; 3- фоторезистор; 4- електростатичний екран

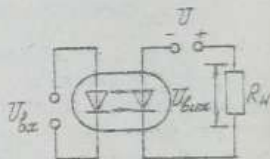


Рис. 6.15. Схема включення діодного оптрона

опору фотоприймача /фотодіода/, струму у вихідному колі і напруги, що змінюється з навантаження R_H .

До основних параметрів оптрона належать: коефіцієнт передачі $K = U_{вих} / U_{вх}$

зв'язності;

опір розв'язки $R_p \geq 10^4 \text{ Ом};$

ємність розв'язки $C_p \approx 10^{-14} \text{ Ф}.$

Переваги оптронів:

1. Можливість управляти високими напругами за допомогою напруг низьких завдяки високій електричній ізоляції / $K_p > 10^{10} \text{ Ом/}$.
2. Широка смуга пропускання /від постійної складової до гіггерц/.
3. Фізична й конструктивна різноманітність; широта функціональних можливостей.

Оптронам властиві й деякі недоліки. До них належать висока споживана потужність, сильна температурна залежність характеристик, складність виготовлення, високий рівень власних шумів.

В залежності від виду фотоприймача розрізняють /рис.6.16/ діодні, резисторні, транзисторні, тиристорні оптрони.

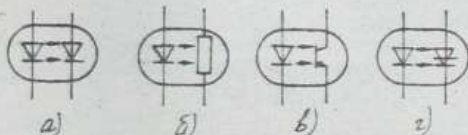


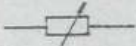

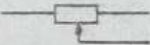
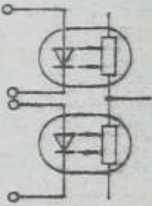
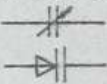



Рис. 6.16. Схеми позначення різновидів оптронів:
а - діодний; б - резисторний; в - транзисторний;
г - тиристорний

Швидкий розвиток оптоелектроніки зробив можливим у багатьох випадках замінити елементи електронних схем оптронами. Деякі приклади такої заміни наведені у табл. 6.1.

Таблиця 6.1

№	Електрорадіокомпонент	Оптронний аналог
1	2	3
1.	Імпульсний трансформатор	

1	2	3
2.	Перемикач 	
3.	Змінний резистор 	
4.	Потенціометр 	
5.	Змінний конденсатор 	

7. ЕКСПЛУАТАЦІЙНІ ОСОБЛИВОСТІ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИБАДІВ

7.1. ТЕПЛОВІ РЕЖИМИ І ТЕПЛОВИЙ РОЗРАХУНОК НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИБАДІВ

7.1.1. Теплообмін прилад - навколишнє середовище

Надійність роботи приладу визначається температурою: чим вище температура структури T_j , чим сильніші й різкіші коливання температури, тим нижча надійність.

Здатність напівпровідникового приладу (НПП) короткочасно чи тривало витримувати дію підвищеної температури або різкі змі-

ня температури називається теплостійкістю. При порушенні теплостійкості температура структури НПП досягає свого граничного значення T_{max} , і починаються необоротні зміни параметрів.

Джерелом тепла у НПП є так званий активний елемент - елемент конструкції, через який протікає струм, на якому розсіюється електрична енергія; ця енергія перетворюється в тепло і визначає тепловий режим приладу. Між активним елементом НПП і навколишнім середовищем /ректором об'єму електронного пристрою/ виникає тепловий потік і розвиваються процеси, спрямовані на установлення теплової рівноваги, - це і є теплообмін. Розрізняють три механізми теплообміну у системі "НПП - середовище": теплопровідність, конвекцію і випромінювання.

Теплопровідність

У активному елементі НПП теплопровідність забезпечується за рахунок коливань атомів кристалічної решітки. Тепловий потік здебільшого спрямований в бік масивної основи корпусу НПП.

Тепловий потік

$$Q = -\lambda \operatorname{grad} T dS, \quad (7.1)$$

де λ - коефіцієнт теплопровідності;
 T - температура;
 S - площа ізотермічної поверхні, через яку проходить потік.

З рівняння /7.1/ випливає, що тепловий потік Q пропорційний до температурного градієнта $\operatorname{grad} T$ і спрямований у бік зниження температури.

Конвекція

Конвекція у процесі теплообміну - це переміщення макроскопічних елементів середовища /теплоносія/ з одночасним переносом тепла. Конвекція спостерігається лише в рідинах і газах.

Вільна конвекція має свою причину неоднорідність мас теплоносія за рахунок різниці температур. Вимушена конвекція теплоносія викликається вентилятором, насосом тощо. Рух теплоносія при цьому може бути ламінарним /без перемішування мас теплоносія, здебільшого за рахунок теплопровідності/ і турбулентним /з перемішуванням мас теплоносія/.

Тепловий потік конвекції

$$Q = \alpha_k S (T - T_{\text{ср}}), \quad /7.2/$$

α_k - коефіцієнт конвективного теплообміну;

T - наявна температура НПІ;

$T_{\text{ср}}$ - температура навколишнього середовища.

Випромінювання

Теплове випромінювання - це нехотерентне випромінювання електронів та іонів речовини у процесі хаотичного теплового руху. У НПІ випромінює поверхня тіла. Теренос тепла випромінюванням відбувається за допомогою механізму теплообміну. Тепловий потік випромінювання визначається за формулою

$$Q = \varepsilon S_f (\Delta T) = \varepsilon S C_0 [(T/100)^4 - (T_{\text{ср}}/100)^4], \quad /7.3/$$

де ε - коефіцієнт випромінювання поверхні тіла;

$C_0 = 5,67$ - коефіцієнт випромінювання абсолютно чорного тіла.

При тепловому розрахунку НПІ урахуються лише стаціонарні /усталені/ теплові режими, оскільки саме в усталеному температурному режимі температура структури досягає максимального значення.

7.1.2. Тепловий опір та теплова ємність

При відносному аналізі теплових процесів у НПІ використовують електричні схеми заміщення приладів, створені на основі електротеплової аналогії. За цієї аналогії тепловий потік Q можна представити у вигляді еквівалентного струму I , температуру T - як потенціал φ . Аналогічно електричному опору $R = \Delta\varphi / I$ можна ввести тепловий опір $R = \Delta T / Q$ [K/Wm], або $R = \Delta T / P$, де P - потужність, до числамо дорівнює величині теплового потоку. Подібно тому як електричний заряд може накопичуватись в електричній ємності, так і тепловий потік зберігається в теплоємності локальної області.

Миттєвий /безінерційний/ зв'язок між тепловим потоком і перепадом температури в деякій області НПІ моделюється на схемі заміщення тепловим опором R . Інерційний зв'язок між температурою і запасом теплової енергії у даній області відображається на схемі заміщення теплоємністю C .

В режимі постійного струму, коли не вийде струм до провідника через прилад, але і потужності втрад, і температура структури постійна, вважається, що теплове енергія в заданих областях структури не накопичується, і тепловідносності на цій величині не змінюються.

Тепловий опір теплопровідності можна знайти за формулою

$$R = \Delta T / P = \ell / \lambda S. \quad (7.4)$$

Тепловий опір конвекційного теплообміну

$$R = \ell / (\alpha_k S). \quad (7.5)$$

де

$$\alpha_k = A_1 [(T - T_{\text{ср}}) / \ell^5]^{1/4} \quad (7.6, a)$$

для ламінарного руху теплоносія;

$$\alpha_k = k A_2 (T - T_{\text{ср}})^{1/3} \quad (7.6, b)$$

для турбулентного руху теплоносія.

В формулах 7.6, a/ і 7.6, b/ A_1 і A_2 - коефіцієнти, які характеризують стан теплоносія при температурі $T = 2,5 T - T_{\text{ср}}$; $k = 0,7-1,3$ - коефіцієнти, що залежить від просторової орієнтації поверхні теплообміну; ℓ - характерний розмір поверхні. Значення коефіцієнтів A_1 і A_2 для повітря і води наведені у табл. 7.1.

Таблиця 7.1

Теплоносій	Температура $T = 2,5 T - T_{\text{ср}}, ^\circ\text{C}$								A_1
	0	20	40	60	80	100	120	150	
Повітря	0,291	0,295	0,3	0,306	0,31	0,315	0,32	-	A_2
Вода	9,4	12,1	15,7	17,6	19	20	-	-	
Повітря	1,69	1,61	1,53	1,45	1,39	1,33	1,28	1,23	A_2
Вода	102	198	299	363	425	493	-	-	

Тепловий опір випромінювання дорівнює

$$R = \Delta T / Q = (T - T_{\text{сеп}}) / \epsilon S f(\Delta T), \quad (7.7)$$

де S - площа поверхні випромінювання;
 $f(\Delta T)$ - функція, вказана у формулі (7.3).

7.1.3. Тепловий зворотний зв'язок у напівпровідникових приладах

Виділення тепла в НПП під час його роботи викликає зміну температури; температурна залежність параметрів структури при - водить до зміни електричного режиму приладу, змінюється електрична потужність, дозвасється приладом, і це приводить до нової зміни температури. Такий взаємозв'язок теплового і електричного режимів НПП називається тепловим зворотним зв'язком. Механізм його дії у приладі пояснюється на рис. 7.1.

Потужність джерела $P_{\text{джер}}$ передається до навантаження P_H . Частково потужність розсіюється в структурі НПП і перетворюється в тепло Q . Тепловий опір R_T визначає нагрівання структури $\Delta T_j = Q R_T$.

Під дією температурної залежності параметрів структури /блок P/T_j // здійснюється коло теплового зворотного зв'язку. В залежності від глибини зворотного зв'язку, теплового спону, температури середовища й інших факторів температура структури T_j обмежується на певному рівні або необмежено зростає аж до виходу приладу з ладу.

Приклад дії теплового зворотного зв'язку у біполярних НПП - відоме з попереднього матеріалу явище самоперегріву. Тепловий зворотний зв'язок має бути врахований при тепловому розрахунку НПП.

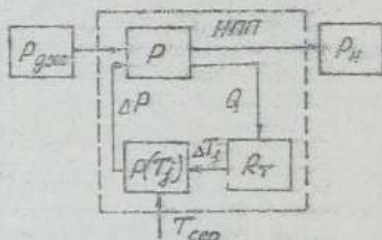


Рис. 7.1. Тепловий зворотний зв'язок напівпровідникового приладу

7.1.4. Тепловий розрахунок у режимі постійного струму

Тепловий розрахунок у режимі постійного струму зводиться до розрахунку температури структури T_j за умови забезпечення теплостійкості НПП

$$T_j \leq T_{jmax}, \quad /7.8/$$

де T_{jmax} - максимально допустима температура структури, перевищення якої в тривалих режимах експлуатації забороняється. Значення T_{jmax} для конкретних типів приладів звичайно подається у довідниках.

Для визначення температури структури T_j в режимі постійного струму НПП треба представити схему зміщення, яка складається тільки з теплових опорів /рис. 7.2/.

Із схеми зміщення виразимо температуру структури

$$T_j = P(R_{ст-к} + R_{к-о} + R_{о-сер}) + T_{сер},$$

/7.9/

де $R_{ст-к}$ - тепловий опір ділянки між структурою і корпусом НПП /внутрішній тепловий опір/;

$R_{к-о}$ - тепловий опір між корпусом приладу і охолоджувачем;

$R_{о-сер}$ - тепловий опір між охолоджувачем і навколишнім середовищем.

Тепловий розрахунок НПП в режимі постійного струму має наступний алгоритм.

1. Розрахувати тепловий опір системи „структура-середовище“:

$$R_{ст-сер} = R_{ст-к} + R_{к-о} + R_{о-сер}.$$

/7.10/

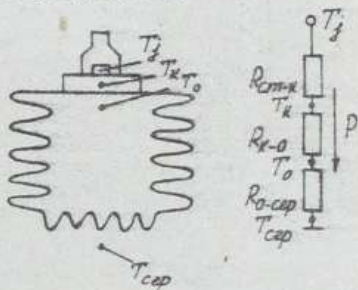


Рис. 7.2. Теплова модель НПП у режимі постійного струму

2. Визначити максимально допустиму потужність втрат за даними значеннями T_{jmax} і $T_{ср}$:

$$P_{max} = (T_{jmax} - T_{ср}) / R_{ст-ср} \quad /7.11/$$

3. Розрахувати максимально допустимий прямий струм, користуючись зв'язком між струмом і допустимою потужністю втрат.

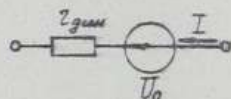
Зменшення температури структури, тобто підвищення надійності роботи НПП, можливе або за рахунок інтенсивного охолодження /зменшення $R_{ст-ср}$ /, або за допомогою зменшення потужності втрат.

Потужність втрат і внутрішній тепловий опір

Для визначення потужності втрат відкритий НПП замінюється еквівалентною електричною схемою, яка складається з джерела напруги U_0 і динамічного опору $z_{дин}$ /рис. 7.3/.

При протіканні постійного струму I потужність втрат

$$P = U_0 I + I^2 z_{дин} \quad /7.12/$$



В табл. 7.2 наведені параметри схеми заміщення /рис. 7.3/ для різних класів НПП, методика визначення параметрів за ВАХ, а також формули розрахунку потужності втрат.

Рис. 7.3. Електрична модель НПП у відкритому стані

Таблиця 7.2

	Діод і тиристор	Біполярний транзистор	МДП-транзистор
Тип параметру і формула			
Формула	$\text{ctg } \varphi = z_{дин}$ $P = I U_0 + I^2 z_{дин}$	$\text{ctg } \varphi = z_{дин}$ $P = [I_{cmax} I_0 - I_{cmax}^2 z_{дин}]$	$\text{ctg } \varphi = z_{дин}$ $P = I_c z_{дин}$ $U_0 = 0$

Потік тепла від напівпровідникової структури визначається наступними внутрішніми факторами: теплопровідність, формою і розмірами кристала, якістю з'єднання кристала з основою, теплопровідність матеріалу-основи, формою і розмірами основи приладу, а також тепловим опором виводів. Всі ці фактори задають значення внутрішнього теплового опору приладу $R_{ст-к}$. Слід зауважити, що $R_{ст-к}$ визначає границю навантажувальної здатності НП, яке задається формулою /7.11/ при $R_{к-с} + R_{с-ср} \rightarrow 0$

$$P = (T_{j,max} - T_{ср}) / R_{ст-к}, \quad /7.13/$$

і жодними вдосконаленнями охолоджувача і умов охолодження ця межа не може бути перевищена. Використовуючи НП, розробник не може впливати на названі фактори і користується значенням теплового опору $R_{ст-к}$ з довідника. Але в той же час температуру структури можна знизити за рахунок вибору приладу з кращими теплофізичними параметрами корпусу. Нижче наведені приблизні значення теплових опорів типових корпусів потужних НП.

Тип корпусу	$R_{ст-к}$, °C/Вт
ТО-3, 6I, 66, I27; Д0-5.....	0,4-2,0
ТО-220; Д0-4.....	2,0-5,0
ТО-126.....	4,0-15,0
ТО-5, IВ, 92.....	30,0-100,0

Внутрішній тепловий опір насперех визначається конструкцією приладу. Найбільшого зростання у силових приладах відбули конструкції штирьового та таблеткового типів.

Для НП штирьової конструкції основний тепловий потік /35-95 % тепла/ спрямований від джерела тепла - активного елемента - до основи і далі - через охолоджувач до середовища /рис.7.2/. Це прилади з одностороннім тепловідводом; перенос тепла в напрямку верхнього виводу в них не відбувається.

В приладах таблеткової конструкції тепловий потік розділяється на дві частини, і тепловідвод стає двостороннім /рис.7.4/. Внутрішній тепловий опір приладу зменшується і при симетрії тепловідводу дорівнює:

$$1/R_{ст-к} = 1/R_{ст-к1} + 1/R_{ст-к2}, \quad /7.14/$$

$$\text{де } R_{ст-к1} = (T_j - T_k) / P_k;$$

$$R_{ст-к2} = (T_j - T_k) / P_2.$$

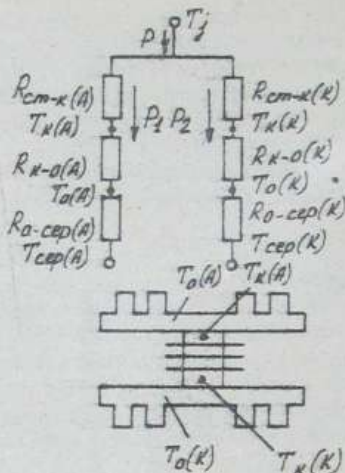


Рис. 7.4. Теплова модель приладу таблеткової конструкції в режимі постійного струму

Тепловий опір корпус-охолоджувач

Заходи по зменшенню $R_{к-о}$ суттєво впливають на поліпшення теплового режиму НПП. Для зменшення теплового опору корпус-охолоджувач

між поверхнями корпусу та охолоджувача потрібно вводити теплопровідні мастила;

контактувчі поверхні мають бути плоскими і рівними;

площа контакту має бути максимальною;

закручувальний момент повинен відповідати значенням, рекомендованим виготовлювачем НПП ; збільшення закручувального моменту в допустимих межах дозволяє знизити $R_{к-о}$;

при необхідності ізоляції корпусу приладу від охолоджувача треба вибрати ізолюючий матеріал з мінімальними тепловими опороми /табл. 7.3/.

Таблиця 7.3

Матеріал прокладки	Товщина, мм	Звернувальний момент, М/М _{зв}	Тип корпусу	$R_{к-о}$, °С/Вт
Слюда	0,145	1	ТО-3	0,8
		2/3	ТО-66	1,6
		1/3	ТО-220	5,2
Пластик	0,051	1	ТО-3	0,8
		2/3	ТО-66	1,6
		1/3	ТО-220	5,2
Органічна гума	3,05	1	ТО-3	1,2
		2/3	ТО-66	2,4
		1/3	ТО-220	7,9
Без ізоляції	-	1	ТО-3	0,15-0,25
		2/3	ТО-66	0,35-0,45
		1/3	ТО-220	0,55-0,65

В табл. 7.3 значення $R_{к-о}$ ізоляційних прокладок подаються з урахуванням того, що застосовується теплопровідне мастило.

Тепловий опір контакту корпус-охолоджувач може бути знайдений за формулою

$$R_{к-о} = \frac{1}{\sigma_{плт} S} + \frac{l}{\lambda S} \quad /7.15/$$

де $\sigma_{плт}$ - питоме поверхневе теплопровідність контакту корпус-охолоджувач; $l/\lambda S$ - тепловий опір ізоляційної прокладки /може бути визначений за табл. 7.3/.

Нижче наведені значення $\sigma_{плт}$ контактів різних пер матеріалів при даній нерівності контактних поверхонь і стисненні 10 Н/м².

Питоме теплопровідність контактів матеріалів, Вт/°С·м ²	
Мідь - алюміній.....	12,5
Мідь - мідь.....	10,0
Мідь - дюралюміній.....	5,0

У процесі експлуатації НПЗ значення $R_{к-о}$ може збільшуватися внаслідок зниження сили притиску поверхонь з причини коливань і вібрації, окислення контактних поверхонь, ви-

току мстила. Необхідно періодично перевіряти якість контакту корпус-охолоджувач, щоб забезпечити надійну роботу НПЛ.

Тепловий опір охолоджувач-середовище

Завдяки простоті і зручності в експлуатації найбільш поширеним є повітряне охолодження. Теплопердача від охолоджувача до навколишнього середовища здійснюється конвекцією і випромінюваннями.

У формулі /7.2/ коефіцієнт конвективного теплообміну α_k є функцією теплофізичних властивостей, температури і швидкості руху теплоносія, а також конфігурації і розмірів поверхні теплообміну.

Теплообмін при випромінюванні залежить від коефіцієнта випромінювання матеріалу охолоджувача ϵ . Значення коефіцієнтів наведені нижче.

Матеріал охолоджувача	Коефіцієнт випромінювання, ϵ
Алюміній полірований.....	0,05-0,1
Алюміній анодований.....	0,7-0,9
Мідь полірована.....	0,05-0,1
Олійні фарби.....	0,92-0,96
Сталь.....	0,55-0,65
Лак.....	0,3-0,95

Металева поверхня випромінює ефективніше, ніж блискуча.

Просте повітряне охолодження /за допомогою вільної конвекції/ має низький коефіцієнт теплообміну $\alpha_k \leq 10 \text{ Вт/м}^2\text{К}$. Тому потужність НПЛ з простим повітряним охолодженням не перевищує 10-15 кВт.

В більшості силових приладів застосовується вимушене повітряне охолодження /за рахунок вентиляції/. При цьому значення коефіцієнта теплообміну $\alpha_k = 70-150 \text{ Вт/м}^2\text{К}$ в залежності від швидкості повітря.

При простому повітряному охолодженні 70 % тепла відводиться за допомогою конвекції, 30 % - випромінювання. При вимушеному охолодженні роль випромінювального тепловідводу зменшується до 2-7 %, це дозволяє застосувати більш компактну конструкцію охолоджувача.

Основні вимоги до монтажу конвективних охолоджувачів: при вільній конвекції максимальна довжина поверхні тепловідводу має розміститись у вертикальній площині;

НПН, які є джерелом тепла, не повинні підноситись над охолоджувачем;

при змушеній конвекції малопотужні НПН монтується на початку потоку, а потужні - на кінці.

Вибір охолоджувача

При виборі охолоджувача НПН зриваються наступні дані: параметри режиму експлуатації приладу /величина струму, тривалість відкритого стану, діапазон робочих температур/; клас приладу /діод, тиристор, БТ, МПН-транзистор, оптрон тощо/; елементи конструкції /наявність ізоляційної прокладки між корпусом і охолоджувачем, теплові параметри прокладки, наявність теплопровідного мастила між корпусом приладу та охолоджувачем, теплові параметри мастила/; кількість приладів на одному охолоджувачі; відстань між охолоджувачами; параметри навколишнього середовища /температура, тиск, швидкість потоку теплоносія/.

Вибір охолоджувача зводиться до визначення його конструкції і розмірів, які забезпечують теплостійкість приладу, тобто задовольняють умову $T_j \leq T_{j,max}$. Задача розв'язується методом послідовних наближень. В першому наближенні з ряду типових охолоджувачів, що випускається промисловістю, за максимально допустимим потужністю втрат або за тепловим опором охолоджувача R_{Σ} /табл. 7.4/ вибиривть з деяким запасом найбільш придатний охолоджувач. Ряд типових охолоджувачів обмежений, "запас", що виникає в результаті розрахунку, може виявитись значним, що приведе до збільшення маси і габаритів пристрою в цілому. Тому дещільшим є більш точний розрахунок максимально необхідного теплового опору охолоджувача за тепловою моделлю, що дає змогу спроектувати охолоджувач.

Розрахунок охолоджувача здійснюється наступним чином. Записується тепловий аналог закону Ома

$$T_j - T_{\text{ср}} = P(R_{\text{ст-к}} + R_{\text{к-с}} + R_{\text{с-сп}}). \quad 7.16/$$

Потім з досвідкових даних вибирається значення внутрішнього опору НПН $R_{\text{ст-к}}$ з урахуванням впливу типу корпусу приладу на тепловідвід. Спір $R_{\text{к-с}}$ визначається за формулою 7.15/.

Таблиця 7.4

Тип охолоджувача	Маса, кг	Тепловий опір $R_0, ^\circ\text{C}/\text{Вт}$	Потужність втрет, Вт
Для приладів штирьової конструкції			
О-III-60	0,11	5,5	10
О-131-60	0,139	2,9	16
О-151-80	0,42	1,82	50
О-161-80	0,8	1,1	70
О-181-110	1,75	0,68	130
Для приладів таблеткової конструкції			
О-123-100	2,0	0,7 / 0,21/	120
О-143-150	3,0	0,5 / 0,2/	120
О-353-150	5,3	0,36 / 0,095/	220
О-153-150	6,0	0,27 / 0,075/	220
О-173-200	17,0	0,18 / 0,045/	400
О-273-250	20,0	0,13 / 0,043/	460

Після цього максимально необхідний тепловий опір охолоджувача R_0 відповідатиме його максимально допустимому перегріву, що визначається за формулою /7.16/.

$$\Delta T_{0\max} = T_{0\max} - T_{\text{ср}} \leq k_T [T_{j\max} - T_{\text{ср}} - P(R_{\text{ст-к}} + R_0)]^{1/7.17}$$

де $k_T = f(L)$ - коефіцієнт, що враховує нерівномірність нагріву охолоджувача при збільшенні його розмірів / L - максимальний лінійний розмір охолоджувача/.

На основі вимог до маси, габаритних розмірів і вартості пристрою з урахуванням можливостей виробництва вибирають конструкцію охолоджувача і його розміри. Потім на кожну кроці розрахунку визначаються площа поверхні конвективного обміну S_K і площа поверхні випромінювального обміну S_ε . На основі знайденого максимального перегріву охолоджувача $\Delta T_{0\max}$ і формула для теплових опорів конвекції /7.2/ і випромінювання /7.3/ записують теплову характеристику охолоджувача

$$\Delta T_{0\max} \geq P / [\alpha_K (\Delta T_0) S_K + \varepsilon S_\varepsilon f(\Delta T_0)], \quad 7.17$$

де $\Delta T_0 \leq \Delta T_{0\max}$ - перегрів охолоджувача;

$\alpha_k(\Delta T_0)$ - коефіцієнт конвективного теплообміну /за формулами /7.6./ і /7.6,8//;

ϵ - коефіцієнт випромінювання;

$$f(\Delta T_0) = C_0 [(T_0/100)^4 - (T_{\text{ср}}/100)^4]$$

З формули /7.17/ визначить площі S_k і S_{ϵ} поверхні охолоджувача, який задовольняє вимозі забезпечення ефективного відводу тепла у навколишнє середовище.

Наведемо приклади охолоджувачів. Для плоскої пластини як охолоджувача вважають, що $S_k = S_{\epsilon} = 2 S_0 = S$ і теплову характеристику одержують у вигляді

$$P = \Delta T_0 S [2,84 \cdot 10^{-8} \epsilon (\Delta T_0 + 2T_{\text{ср}})^3 + \alpha_k(\Delta T_0)] \quad /7.18/$$

Охолоджувач - пластинка простий у виготовленні, має низьку вартість, але потребує великих об'ємів.

З метою підвищення ефективності тепловідводу і зменшення габаритів переходять до ребристих охолоджувачів /рис. 7.5/. При їх розрахунку необхідно враховувати, що у випромінюванні бере участь здебільшого зовнішня поверхня охолоджувача, а у конвекції беруть

участь обидві поверхні: зовнішня і внутрішня, тобто міжреберний простір.

Тоді площі поверхонь теплообміну:

$$S_{\epsilon} = 2L(B+H) + 2BH; \quad /7.19/$$

$$S_k = [2(H-d) + \Delta](n-1)L + L(B + \Delta H + \delta_n), \quad /7.20/$$

де n - кількість ребер охолоджувача.

Теплова характеристика ребристого охолоджувача, на основі якої здійснюється його розрахунок, задається виразом

$$P = \Delta T_0 [\alpha_k(\Delta T_0) S_k + \epsilon S_{\epsilon} f(\Delta T_0)] \quad /7.21/$$

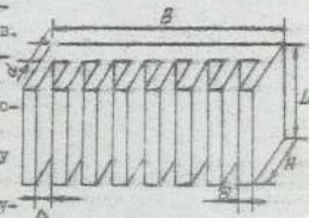


Рис. 7.5. Конструкція ребристого охолоджувача НПП

Робристі охолоджувачі також прості у виготовленні, дозволяють відводити значні потужності, але ефективність тепловідводу в них сильно залежить від орієнтації відносно потоку теплоносія, що не завжди є зручним при розробці конструкції пристрою в цілому.

7.2. ПОСЛІДОВНЕ ТА ПАРАЛЕЛЬНЕ З'ЄДНАННЯ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИБЛАДІВ

Часто в силових електронних пристроях мають справу з великими напругами і струмами. Це вимагає застосування відповідно послідовного або паралельного з'єднання вентильних та інших напівпровідникових приладів.

Послідовне і паралельне з'єднання приладів дозволяє:

1. Розширити граничні можливості пристрою, а саме підвищити граничне значення зовнішньої потужності втрат до значення

$$P_{\Sigma \text{вт}} = \sum_{k=1}^n P_k, \quad (7.22)$$

де P_k - максимально допустима потужність втрат окремого приладу в з'єднанні;

n - кількість приладів у з'єднанні;

підвищити граничне значення напруги у закритому стані /при послідовному з'єднанні/ до значення

$$U_{\Sigma \text{вт}} = \sum_{k=1}^n U_k; \quad (7.23)$$

збільшити граничне значення струму у відкритому стані /при паралельному з'єднанні/ до значення

$$I_{\Sigma \text{вт}} = \sum_{k=1}^n I_k. \quad (7.24)$$

2. Уникнути граничного режиму експлуатації за будь-яким параметром, що дозволяє підвищити надійність НПП і всього пристрою в цілому. Наприклад, для забезпечення напруги 2000 В використовуємо два послідовно з'єднаних прилади з напругою 1000 В, при цьому потужність втрат на кожному приладі зменшується в 2 рази, відповідно зменшується температура струмури і підвищується надійність роботи.

Але названі переваги групового з'єднання НПП повністю здійснюються лише при абсолютній ідентичності приладів. Навіть

в середній однієї групи є значний розкид електричних і теплових параметрів від приладу, який суттєво знижує ефективність групового з'єднання: з'являються нерівномірності розподілу напруг при послідовному і струмія при паралельному з'єднанні, і створюються необхідні спеціальні заходи по вирівнюванню цих нерівномірностей. Так, наприклад, якщо маємо послідовне з'єднання випрямляючих діодів, то допустиме зворотне напруга групи не дорівнює сумі допустимих зворотних напруг окремих діодів. Справа в тому, що припаяний діодам майже 20-кратний розкид величини зворотного опору призводить до нерівномірного розподілу зворотної напруги між діодами групи і, як наслідок, до пробиву один за одним усіх діодів.

Для ліквідації нерівномірності розподілу зворотної напруги між послідовно з'єднаними діодами останні шунтують опорними $R_{ш} = 1-10 \text{ кОм}$ /рис. 7.6, а/. Опори шунтуючих резисторів вибираються з міркувань, щоб струм, що протікає через резистори, був у кілька разів більший зворотної струму діодів. Це зумовлює рівномірний розподіл зворотних напруг у стаціонарному режимі і при зміні температури.

Порушення рівномірного розподілу зворотних напруг між діодами групи може виникнути і під час процесу відновлення заперних властивостей діодів /при переході їх з провідного стану до непровідного/. Напруга на діодах, котрі вже відновили свій високий зворотний опір, швидко наростає і може перевищити гранично допустимий рівень, що призведе до пробиву діода. Для захисту від перенапруги паралельно до шунтуючих резисторів підключають конденсатори, ємність яких у кілька раз перевищує ємність діодів /рис. 7.6, б/. Внаслідок цього збігає напруги на діодах у перехідному режимі сповільнюється.

Якщо протікий струм в електричному колі перевищує значення, допустиме для одного діода, то рекомендується застосувати

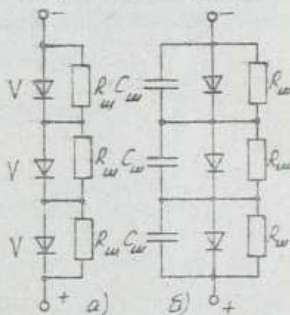


Рис. 7.6. Вирівнювання напруг на діодах в стаціонарному і перехідному режимах

паралельне включення діодів /рис. 7.7/. Однак внаслідок неідеальності прямих віток ВАХ діодів навіть одного типу струм, що протікає через одну з паралельних віток, може значно перевищувати струми, що протікають в інших вітках паралельного з'єднання діодів. При цьому один з діодів перегрівається, його пробивна напруга зменшується, що викликає подальший розігрів діода за рахунок збільшення зворотного струму, і діод виходить з ладу. Отже, паралельне з'єднання діодів допустиме лише в тому випадку, коли в кожному вітку послідовно з діодом увімкнута додатковий опір R_g , що становить одиниці або частини ома. Струми потужних діодів вирівнюються за допомогою індуктивностей.

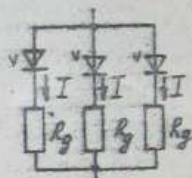


Рис. 7.7. Вирівнювання прямих струмів через діоди у паралельному з'єднанні

ПОЗНАЧЕННЯ ОСНОВНИХ ВЕЛИЧИН І ПАРАМЕТРІВ

- U_{c2} - напруга між стоком та витоком ПТ
 U_{z2} - напруга між затвором та витоком ПТ
 I_z, I_c - струм затвора, стоку ПТ
 N_A, N_D - концентрації акцепторів, донорів
 $U_{z2,ig}$ - напруга відсічки на затворі
 U_k - контактна різниця потенціалів
 q - заряд електрона
 ε - товщина $p-n$ - переходу
 w_k - ширина каналу
 R_k - опір каналу
 L_k - довжина каналу
 $U_{k,over}$ - напруга перекриття каналу /на стоці/
 U - напруга між стоком і затвором ПТ
 $S_{пт}$ - крутизна польового транзистора
 $\gamma_{c,пт}$ - внутрішній опір ПТ
 $M_{пт}$ - статичний коефіцієнт підсилення напруги ПТ
 σ - питомо електропровідність
 P_i, n_i - власна концентрація дірок, електронів
 $I_{конт}$ - початковий струм
 μ_T - рухомість носіїв в залежності від температури
 T - абсолютна температура
 $\gamma_{канер}$ - середній опір каналу
 C_{z2}, C_{c1}, C_{c2} - ємності між затвором і витоком, стоком і витоком, стоком і затвором ПТ
 ω_z - гранична частота ПТТЛ /частота затвора/
 Q_c, Q_d - кулонові та односторонній заряди потенціальних ям ПТТЛ
 U_A, I_A - вхідні напруга, струм
 R_H - опір навантаження
 $n_{цпб}$ - статичний коефіцієнт передачі струму емітера ПТ в схемі зі спільною базою
 $U_{ска}$ - напруга ввічлення тиристора
 $I_{ска}$ - струм ввічлення /утримання/ тиристора
 U_{inf} - порогова напруга
 Φ - світловий потік
 $S_{ф}$ - інтегральна світлочутливість фотоприймача
 $I_{ф}$ - фотострум
 I_T - темновий струм
 E_f - фотоЕРС

- $k_{\text{мк}}$ - статичний коефіцієнт передачі струму ЕТ у схемі зі спільним емітером
 $I_{\text{кбс}}$ - зворотний /тепловий/ струм колектора ЕТ
 T_j - температура структури
 T_k - температура корпусу
 $T_{\text{ср}}$ - температура середовища
 T_c - температура охолоджувача
 $R_{\text{ст-к}}, R_{\text{к-с}}, R_{\text{с-о}}$ - теплові опори: між структурами НШІ та його корпусом, між корпусом та охолоджувачем, між охолоджувачем та середовищем
 Q - тепловий потік
 S_k, S_θ - площі поверхонь теплообміну за рахунок конвекції та випромінювання

СІМВОЛ СКОРОЧЕНЬ

- ЕТ - біполярний транзистор
 ВАХ - вольт-амперна характеристика
 ЕП - емітерний перехід
 ЕРС - електрорушійна сила
 ККД - коефіцієнт корисної дії
 КП - колекторний перехід
 МДН - метал-діелектрич-напіпровідник
 МОН - метал-окис-напіпровідник
 НШІ - напіпровідниковий прилад
 НП - напіпровідник
 ПЗЗ - прилад з зарядним зв'язком
 ПТ - польовий транзистор
 ПШПТ - польовий транзистор з керуванням $p-n$ - переходом

СІМВОЛ ЛІТЕРАТУРИ

1. Букичез А.Л. Електронніе прибори.- М.: Воениздат, 1982.-416 с.
2. Пасынков Б.В., Черкин Л.К., Шинков А.Д. Полупроводниковые прибори - М.: Высш. школе, 1997.- 432 с.
3. Батушев В.А. Электронные прибори.- М.: Высш. школа, 1980.-333с.
4. Тугов Н.М., Глебов Е.А., Черныков Н.А. Полупроводниковые прибори.- М.: Энергоатомиздат, 1990.- 576 с.
5. Руденко В.С., Ромашко В.Я., Трифимук В.В. Промышленные электроника - Киев: Лабіда, 1993.- 432 с.
6. Лавриненко В.В.: Справочник по полупроводниковым приборам.-Киев: Техніка, 1984.- 424 с.

З М І С Т

	Стор.
4. Польові транзистори.....	3
4.1. Польові транзистори з керуванням $p-n$ переходом.....	-
4.2. Польові транзистори з ізолюваним затвором /МПН-транзистори/.....	12
4.2.1. Ефект поля.....	-
4.2.2. МПН-транзистори з індукованим каналом....	13
4.2.3. МПН-транзистори з вбудованим каналом....	15
4.3. Залежність характеристик і параметрів польових транзисторів від температури.....	17
4.4. Динамічний режим роботи польових транзисторів....	19
4.4.1. Каскад на польовому транзисторі: розрахунок у статичній і динамічній.....	20
4.4.2. Частотні властивості польових транзисторів.....	23
4.5. Потужні польові транзистори.....	25
4.6. Польові прилади з зарядовим зв'язком.....	27
Тристоры.....	30
5.1. Будова та принципи дії тристорів.....	-
5.1.1. Загальні відомості.....	-
5.1.2. Диністорний режим.....	32
5.1.3. Триністорний режим.....	36
5.1.4. Симістори.....	37
5.2. Способи комутації тир сторів.....	38
5.2.1. Включення тристорів.....	-
5.2.2. Виключення тристорів.....	40
Оптоелектронні напівпровідникові прилади.....	41
6.1. Загальні відомості.....	-
6.2. Випромінювачі діоди.....	42
6.3. Напівпровідникові фотоприймачі.....	44
6.3.1. Фоторезистори.....	-
6.3.2. Фотодіоди.....	45
6.3.3. Фотоприймачі з внутрішнім підсиленням....	47
6.4. Оптирони та їх застосування.....	49
Експлуатаційні особливості напівпровідникових приладів.....	52
7.1. Теплові режими і тепловий розрахунок напівпровідникових приладів.....	-

7.1.1. Теплообмін прилад-навколишнє середовище..	-
7.1.2. Тепловий опір та теплова ємність.....	54
7.1.3. Тепловий зворотний зв'язок у неізо- провідникових приладах.....	56
7.1.4. Тепловий розрахунок у режимі постійного струму.....	57
7.2. Послідовне та паралельне з'єднання напівоізоляцій- них приладів.....	66
Тозначення основних величин і параметрів./додаток/.....	69
Список скорочень.....	70
Список літератури.....	-