

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до практичних занять та самостійної роботи
з дисципліни

„ЕЛЕМЕНТИ ТА КОМПОНЕНТИ

ЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ“

для студентів спеціальностей

175 „Інформаційно-вимірювальні технології“,
освітня програма: „Інформаційні системи моніторингу і контролю“;

176 „Мікро- та наносистемна техніка“,
освітня програма: „Мікро- та наноелектронні прилади і пристрої“
першого (бакалаврського) рівня вищої освіти
денної й заочної форм навчання

Методичні вказівки до практичних занять та самостійної роботи з дисципліни „Елементи та компоненти електронних систем” для студентів спеціальностей: 175 „Інформаційно-вимірювальні технології“, освітня програма: „Інформаційні системи моніторингу і контролю“; 176 „Мікро- та наносистемна техніка“, освітня програма: „Мікро- та наноелектронні прилади і пристрої“ першого (бакалаврського) рівня вищої освіти денної й заочної форм навчання / Укл.: Андрій КОРОТУН, Ніна СМІРНОВА, Ніна НАГОРНА, Назар ПАВЛИЩЕ. – Запоріжжя: НУ «Запорізька політехніка», 2025. – 132 с.

Укладачі: Андрій КОРОТУН, канд. фіз.-мат. наук, професор,
Ніна СМІРНОВА, ст. викладач,
Ніна НАГОРНА, ст. викладач,
Назар ПАВЛИЩЕ, аспірант

Рецензент: Валентин ПОГОСОВ, проф., д-р фіз.-мат. наук

Відповідальний за випуск: Андрій КОРОТУН, канд. фіз.-мат. наук,
професор

Затверджено
на засіданні кафедри
інформаційної безпеки та
наноелектроніки

Протокол № 5
від “ 22 ” січня 2025 р.

Рекомендовано до видання
НМК ФІБЕК
Протокол № 7
від “ 24 ” лютого 2025 р.

ЗМІСТ

1 ФІЗИЧНІ ЯВИЩА НА КОНТАКТІ ТА ПОВЕРХНІ ТВЕРДИХ ТІЛ	4
1.1 Основні формули і визначення	4
1.2 Приклади розв'язування задач	13
1.3 Задачі для самостійного розв'язування	25
2 ДЮДИ	30
2.1 Основні формули та визначення	30
2.2 Діод Шотткі	35
2.3 Математична модель діода Шотткі	37
2.4 Деякі характеристики діодів Шотткі	39
2.5 Приклади розв'язування задач	40
2.6 Задачі для самостійного розв'язування	62
3 БІПОЛЯРНИЙ ТРАНЗИСТОР	67
3.1 Основні формули та визначення	67
3.2 Параметри транзистора як чотирьохполюсника	76
3.2 Приклади розв'язування задач	79
3.4 Задачі для самостійного розв'язування	100
4 ПОЛЬОВИЙ ТРАНЗИСТОР З ІЗОЛЬОВАНИМ ЗАСЛОНОМ	105
4.1 Основні формули та визначення	105
4.2 Приклад розв'язування задачі	115
4.3 Задачі для самостійного розв'язування	122
Додаток А Одиниці вимірювання фізичних величин	128
Додаток Б Фундаментальні фізичні сталі	128
Додаток В Властивості напівпровідників	129
ПЕРЕЛІК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	131

1 ФІЗИЧНІ ЯВИЩА НА КОНТАКТІ ТА ПОВЕРХНІ ТВЕРДИХ ТІЛ

1.1 Основні формули і визначення

В основі контактних явищ лежать фізичні процеси, що протікають у напівпровідниках під дією електричного поля на контакті. Найбільш поширеними контактами є:

- контакт метал–напівпровідник;
- p - n -перехід;
- n^+ - n -перехід (p^+ - p) – це перехід між напівпровідниками з одним типом провідності і різними концентраціями домішок;
- *гетеропереходи* – це переходи між напівпровідниками з різною шириною забороненої зони, що бувають *ізотипові* (n - n , p - p) і *неізотипові* (p - n).

При розгляді вищезазначених переходів використовують роботу виходу електронів з металу A_m , роботу виходу електронів із напівпровідника A_n , що визначається як енергетична відстань між рівнем Фермі E_F та нульовим рівнем у вакуумі. Отже, *струм термоелектронної емісії електронів*:

$$j = AT^2 e^{-\frac{A_m}{k_B T}}, \quad (1.1)$$

де $A \equiv \frac{em_n^* k_B^2}{2\pi^2 h^3}$ – стала Річардсона – Дешмена.

Контакт метал – напівпровідник може бути *запірним* ($A_m > A_n$ для напівпровідника n -типу; $A_m < A_n$ для напівпровідника p -типу) чи *антизапірним* в залежності від співвідношення між роботами виходу електронів із напівпровідника і металу. Запірний контакт метал – напівпровідник n -типу має *ширину об'ємного заряду* в напівпровіднику:

$$d = \sqrt{\frac{\varepsilon\varepsilon_0 (A_m - e\varphi_k)}{e^2 N_d}}, \quad (1.2)$$

де ε – діелектрична проникність напівпровідника; $A_M - A_n$ – висота потенціального бар'єру на межі метал – напівпровідник; N_d – концентрація донорів у напівпровіднику n -типу.

Запірний контакт метал – напівпровідник можна вважати плоским конденсатором, тоді його ємність:

$$C = S \sqrt{\frac{e^2 N_d}{\varepsilon \varepsilon_0 (A_M - e\varphi_k)}}. \quad (1.3)$$

Запірний контакт має випрямляючі властивості, його *вольтамперна характеристика* має вигляд:

$$j = j_s \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right) = AT^2 e^{-\frac{A_M}{k_B T}} \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right), \quad (1.4)$$

де U – напруга, прикладена до переходу; при прямому включенні позитивна, при зворотному – негативна.

Параметри електронно-діркового переходу залежать від параметрів p - і n -областей (рис. 1.1).

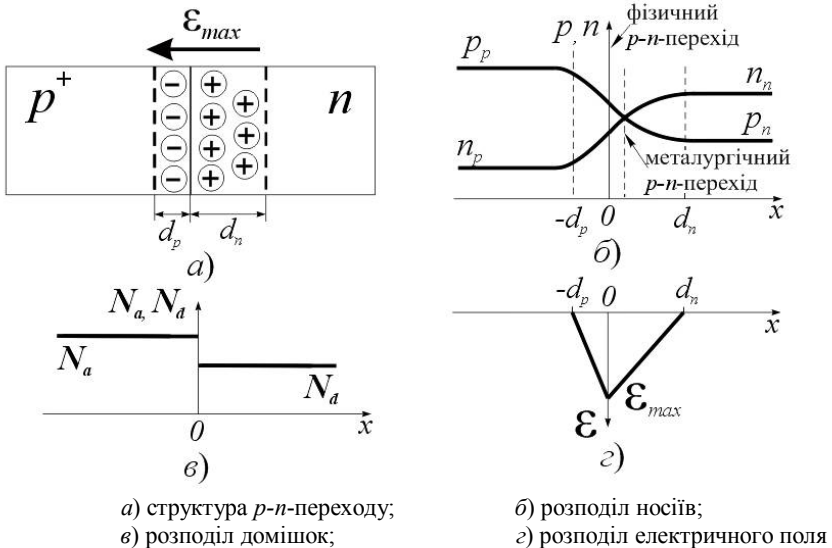


Рисунок 1.1 – Електронно-дірковий перехід у рівноважному стані

Для невідроджених напівпровідників, виходячи з закону діючих мас ($n_n p_n = n_i^2$ (для n -типу), $p_p n_p = n_i^2$ (для p -типу)):

$$n_p = \frac{n_i^2}{N_a} \text{ – концентрація електронів у } p\text{-області;} \quad (1.5 \text{ а})$$

$$p_n = \frac{n_i^2}{N_d} \text{ – концентрація дірок у } n\text{-області.} \quad (1.5 \text{ б})$$

Питома провідність квазінейтральної p -області

$$\sigma_p = e p_p \mu_p \quad (1.6)$$

і квазінейтральної n -області

$$\sigma_n = e n_n \mu_n \quad (1.7)$$

набагато більші за провідність *збіднілої області* p - n -переходу (ОПЗ). Тому падінням напруги на квазінейтральних областях можна знехтувати.

Висота потенціального бар'єру переходу φ_k (або *контактна різниця потенціалів*) (рис. 1.2, а) дорівнює

$$\varphi_k = \frac{k_B T}{e} \ln \frac{n_n}{n_p} \quad \text{або} \quad \varphi_k = \varphi_T \ln \frac{N_d N_a}{n_i^2}, \quad (1.8)$$

де n_n , n_p – концентрації електронів у n - та p -області, розподіл яких зображений на рис. 1.1, б);

N_d , N_a – концентрації домішок у n - та p -області, розподіл яких зображений на рис. 1.1, в (при кімнатній температурі вся домішка іонізована, тому концентрація основних носіїв дорівнює концентрації домішок);

$$\varphi_T \text{ – тепловий потенціал } (\varphi_T = \frac{k_B T}{e}).$$

Ширина різкого p - n -переходу (або *області просторового заряду* (ОПЗ)) d у кожній з областей залежить від концентрації основних

носіїв в областях та прикладеної напруги U (при прямих напругах ОПЗ звужується, при зворотних – розширюється):

$$p_p d_p = n_n d_n; \quad d = d_n + d_p;$$

$$d = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0}{e}(\varphi_\kappa - U) \left(\frac{1}{n_n} + \frac{1}{p_p} \right)} \quad \text{або} \quad d = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0}{e}(\varphi_\kappa - U) \left(\frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d} \right)}, \quad (1.9, a)$$

де d_n і d_p – товщини областей просторового заряду в n - і p -областях (рис. 1.1, а).

Для плавних p - n -переходів з лінійним розподілом домішок біля границі розділу напівпровідників ширина переходу дорівнює:

$$d = \sqrt[3]{\frac{3\varepsilon_0\varepsilon}{e} \left(\frac{1}{N'_a} + \frac{1}{N'_d} \right)^2 (\varphi_\kappa - U)}, \quad (1.9, б)$$

де N'_a та N'_d – градієнти концентрації донорних і акцепторних домішок.

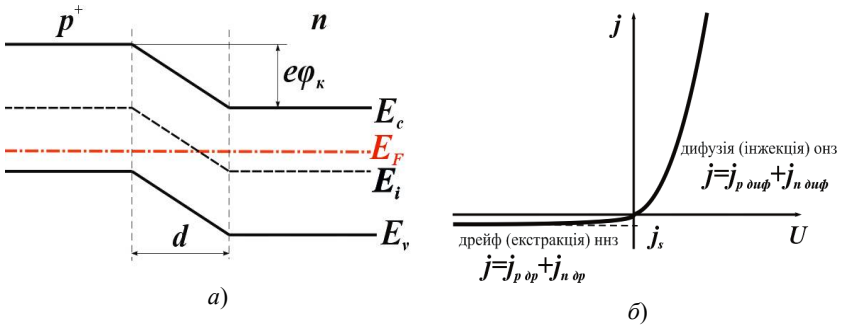


Рисунок 1.2 – Зонна діаграма електронно–діркового переходу в рівноважному стані (а) та ВАХ p - n -переходу (б)

Оскільки всередині p - n -переходу загальний негативний заряд іонізованих акцепторів дорівнює загальному позитивному заряду іонізованих донорів, то

$$d_n N_d S = d_p N_a S, \quad (1.10)$$

тут S – площа поперечного перерізу p - n -переходу.
Звідси випливає, що

$$\frac{d_n}{d_p} = \frac{N_a}{N_d} = \frac{p_p}{n_p}. \quad (1.11)$$

Напруженість електричного поля в p - n -переході максимальна на металургійній межі (рис. 1.1, z) і дорівнює

$$\mathcal{E}_{\max} = -\frac{2\varphi_k}{d} \quad \text{або} \quad \mathcal{E}_{\max} = -\frac{eN_a d_p}{\varepsilon\varepsilon_0} = -\frac{eN_d d_n}{\varepsilon\varepsilon_0}. \quad (1.12, a)$$

Залежність напруженості електричного поля від координати x $\mathcal{E}(x)$ в напівпровіднику n - і p -типу відповідно:

$$\mathcal{E}(x) = -\frac{eN_d}{\varepsilon\varepsilon_0}(d_n - x), \quad x > 0; \quad (1.12, б)$$

та

$$\mathcal{E}(x) = -\frac{eN_a}{\varepsilon\varepsilon_0}(d_p + x), \quad x < 0. \quad (1.12, в)$$

Залежність потенціалу від координати x $\varphi(x)$ в напівпровіднику n - і p -типу відповідно:

$$\varphi(x) = \frac{eN_a}{2\varepsilon\varepsilon_0}(x + d_p)^2, \quad x < 0; \quad (1.13 a)$$

та

$$\varphi(x) = -\frac{eN_d}{2\varepsilon\varepsilon_0}(x - d_n)^2, \quad x > 0. \quad (1.13 б)$$

Позитивний та негативний заряд по обидві боки від межі поділу p та n областей для східчастого переходу дорівнює:

$$Q = eN_d d_n S = eN_a d_p S. \quad (1.14)$$

Бар'єрна ємність p - n -переходу – це ємність при зворотному зміщенні, обумовлена зміною заряду іонізованих носіїв в області просторового заряду, і визначається виразом:

$$C_6 = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 S}{d} = S \sqrt{\frac{\varepsilon\varepsilon_0 e}{2(\varphi_k - U)} \frac{n_n p_p}{(n_n + p_p)}}. \quad (1.15)$$

Дифузійна ємність – це ємність p - n -переходу при прямому зміщенні, обумовлена зміною заряду інжекттованих носіїв у базу з емітера:

$$C_d = \frac{e^2 S}{k_B T} (p_n L_p + n_p L_n) e^{\frac{eU}{k_B T}} = \frac{e^2 S}{k_B T} (p_n L_p + n_p L_n) \left(\frac{j}{j_s} + 1 \right). \quad (1.16)$$

При прямо- і зворотномзміщеному p - n -переходах спостерігаються *інжекція* й *екстракція* неосновних носіїв заряду відповідно. При інжекції концентрації неосновних носіїв на межах переходу зростають (*надлишкові*) у n - і p -області відповідно:

$$\Delta p_n(0) = p_n \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right); \quad \Delta n_p(0) = n_p \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right). \quad (1.17, a)$$

При зворотному зміщенні – зменшуються:

$$\Delta p_n(0) = p_n \left(e^{-\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right); \quad \Delta n_p(0) = n_p \left(e^{-\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right). \quad (1.17, б)$$

Ці значення концентрацій використовуються як *граничні умови* на p - n -переході.

Вольт-амперна характеристика p - n -переходу (рис. 1.2, б) виражає залежність між струмом I (або густиною струму j) через p - n -перехід і прикладеною напругою U :

$$j = e \left(\frac{D_n n_p}{L_n} + \frac{D_p p_n}{L_p} \right) \left(e^{\pm \frac{eU}{k_B T}} - 1 \right) = j_s \left(e^{\pm \frac{eU}{k_B T}} - 1 \right), \quad (1.18, a)$$

$$\text{де} \quad j_s \equiv e \left(\frac{D_n n_p}{L_n} + \frac{D_p p_n}{L_p} \right), \quad (1.18, б)$$

j_s – густина зворотного струму насичення (рис. 1.2, б);

D_n і D_p – коефіцієнти дифузії, відповідно, електронів і дірок;

L_n і L_p – відповідні дифузійні довжини.

Для p - n -переходу з тонкими нейтральними областями ($W_n \ll L_p$ і $W_p \ll L_n$) і зворотним зміщенням густина струму насичення знаходиться за формулою:

$$j_s = e \left(\frac{D_n n_p}{L_n} \operatorname{cth} \frac{W_p}{L_n} + \frac{D_p p_n}{L_p} \operatorname{cth} \frac{W_n}{L_p} \right). \quad (1.18, \text{в})$$

Струм складається з діркової й електронної складових, вони визначають коефіцієнт інжекції p - n -переходу:

$$\gamma_p = \frac{j_p}{j_n + j_p}. \quad (1.19)$$

За відсутності зовнішньої зміщувальної напруги через p - n -перехід протікають такі складові струму (рис. 1.2, б):

– дифузійний струм дірок $j_{p_{\text{диф}}} = -eD_p \frac{dp}{dx}; \quad (1.20)$

– дрейфовий струм дірок $j_{p_{\text{др}}} = e\mu_p p_n \mathcal{E}_{\text{max}}; \quad (1.21)$

– дифузійний струм електронів $j_{n_{\text{диф}}} = eD_n \frac{dn}{dx}; \quad (1.22)$

– дрейфовий струм електронів $j_{n_{\text{др}}} = e\mu_n n_p \mathcal{E}_{\text{max}}. \quad (1.23)$

Наявність поверхневих станів на поверхні напівпровідника призводить до утворення подвійного шару електричного заряду. В залежності від його типу (акцептори або донори), поверхня заряджається негативно або позитивно. При цьому в приповерхневій області виникає шар об'ємного заряду. Електричне поле, що виникає при цьому, викликає вигин енергетичних зон (рис. 1.3):

$$E_c(\mathbf{r}) = E_c^0 - e\varphi(\mathbf{r}), \quad E_v(\mathbf{r}) = E_v^0 - e\varphi(\mathbf{r}). \quad (1.24)$$

Величину вигину зон на поверхні напівпровідника, тобто різницю між значеннями електростатичного потенціалу на поверхні й в об'ємі, називають *поверхневим потенціалом* φ_s .

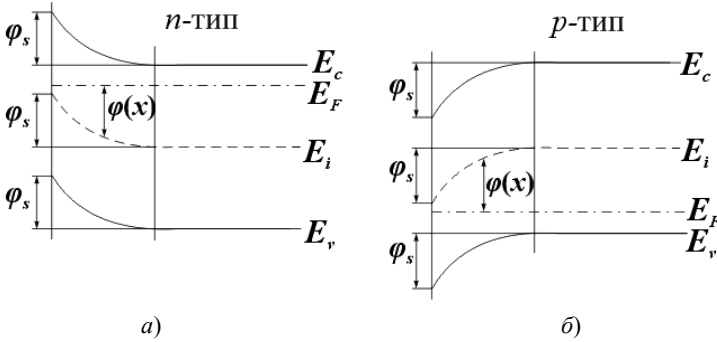


Рисунок 1.3 – Енергетичні діаграми на поверхні напівпровідника *n*-типу (а) та *p*-типу (б), режим збіднення

В області об'ємного заряду концентрації електронів і дірок залежать від координат. Для невідроджених напівпровідників ці залежності мають вигляд

$$n(\mathbf{r}) = N_c e^{\frac{E_F - E_c^0 + e\varphi(\mathbf{r})}{k_B T}} = n e^{\frac{e\varphi(\mathbf{r})}{k_B T}}, \quad (1.25)$$

$$p(\mathbf{r}) = N_v e^{\frac{E_v^0 - e\varphi(\mathbf{r}) - E_F}{k_B T}} = n e^{-\frac{e\varphi(\mathbf{r})}{k_B T}}.$$

При вигині зон вгору (вниз) у напівпровіднику *p*-типу (*n*-типу) концентрація основних носіїв заряду – дірок (електронів) поблизу поверхні збільшується, утворюється *збагачений* дірками (електронами) шар. При вигині зон униз (вгору) в напівпровіднику *p*-типу (*n*-типу) відбувається зменшення концентрації основних носіїв заряду – утворення *збіднілого* шару. В останньому випадку, якщо вигин зон достатньо великий (як правило, більший за $\frac{\Delta E_g}{2}$, де ΔE_g – ширина забороненої зони напівпровідника), поблизу поверхні виникає шар, концентрація електронів (дірок) в якому може стати помітною. Шар поблизу поверхні, провідність якого порівняна з провідністю в об'ємі напівп-

ровідника чи перевищує її й створюється електронами (дірками) в напівпровідниках p -типу (n -типу), називається *інверсійним*.

Ширина області просторового заряду характеризується *довжиною екранування*, або *дебайівською довжиною* L_D . Для електронного напівпровідника вона дорівнює

$$L_D = \sqrt{\frac{\varepsilon\varepsilon_0 k_B T}{e^2 N_c \Phi'_1 \left(\frac{E_F - E_c}{k_B T} \right)}}, \quad (1.26)$$

де $\Phi'_1(\eta)$ – похідна інтегралу Фермі. В невідродженому випадку

$$L_D = \sqrt{\frac{\varepsilon\varepsilon_0 k_B T}{e^2 n}}, \quad (1.27)$$

де n – концентрація електронів, а в умовах виродження

$$L_D = \sqrt{\frac{\varepsilon\varepsilon_0 k_B T}{e^2 N(E_F)}}, \quad (1.28)$$

де $N(E_F)$ – густина станів на рівні Фермі.

Для власного напівпровідника за відсутності виродження маємо

$$L_D = \sqrt{\frac{\varepsilon\varepsilon_0 k_B T}{2e^2 n_i}}. \quad (1.29)$$

Залежність концентрації власних носіїв заряду від температури виражається формулою

$$n_i^2 = A^* e^{-\frac{\Delta E_g}{\Phi_r}}, \quad (1.30)$$

де $A^* = 0,5 \cdot 10^{16} \left(\frac{m_{dn}^* m_{dp}^*}{m_e^2} \right)^{\frac{3}{4}} T^{\frac{3}{2}}$.

Залежність концентрації носіїв заряду з рівнем Фермі E_F для невідроджених напівпровідників визначається формулами:

$$n = N_c e^{-\frac{E_c - E_F}{k_B T}}, \quad (1.31)$$

де $N_c = 2 \left(\frac{2\pi m_{dn}^* k_B T}{h^2} \right)^{\frac{3}{2}}$ – ефективна густина станів в зоні провідності;

$$p = N_v e^{-\frac{E_F - E_v}{k_B T}}, \quad (1.32)$$

де $N_v = 2 \left(\frac{2\pi m_{dp}^* k_B T}{h^2} \right)^{\frac{3}{2}}$ – ефективна густина станів у валентній зоні.

1.2 Приклади розв'язування задач

Приклад 1.2.1. Питомий опір p -області германієвого p - n -переходу: $\rho_p = 2 \text{ Ом} \cdot \text{см}$, а питомий опір n -області $\rho_n = 1 \text{ Ом} \cdot \text{см}$. Обчисліть контактну різницю потенціалів (висоту потенціального бар'єру) при $T = 300 \text{ К}$.

Розв'язок

Відомо, що питомий опір p -області напівпровідника

$$\rho_p = \frac{1}{\sigma_p} = \frac{1}{e N_a \mu_p},$$

де N_a – концентрація акцепторів; e – заряд електрона; μ_p – рухливість дірок. Звідси

$$N_a = \frac{1}{e \rho_p \mu_p} = \frac{1}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 2 \cdot 10^{-2} \cdot 0,19} = 1,65 \cdot 10^{15} \text{ м}^{-3}.$$

Аналогічно знайдемо концентрацію донорів в n -області напівпровідника

$$N_d = \frac{1}{e\rho_n\mu_n} = \frac{1}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 10^{-2} \cdot 0,39} = 1,6 \cdot 10^{15} \text{ м}^{-3}.$$

Контактна різниця потенціалів

$$\varphi_k = \frac{k_B T}{e} \ln \frac{N_a N_d}{n_i^2} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1,6 \cdot 10^{-19}} \cdot \ln \frac{1,65 \cdot 10^{15} \cdot 1,6 \cdot 10^{15}}{(2,5 \cdot 10^{19})^2} = 0,215 \text{ В}.$$

Відповідь: $\varphi_k = 0,215 \text{ В}$.

Приклад 1.2.2. В германієвому p - n -переході питома провідність p -області $\sigma_p = 10^4 \text{ См/м}$, а питома провідність n -області $\sigma_n = 10^2 \text{ См/м}$. Рухливості електронів μ_n і дірок μ_p у германії відповідно дорівнюють $0,39$ і $0,19 \text{ м}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$. Концентрація власних носіїв в германії при $T = 300 \text{ К}$ $n_i = 2,5 \cdot 10^{19} \text{ м}^{-3}$. Обчисліть:

- а) густину зворотного струму насичення, а також відношення діркової складової зворотного струму насичення до електронної, якщо дифузійні довжини електронів і дірок $L_n = L_p = 10^{-3} \text{ м}$;
- б) напругу, за якої густина прямого струму дорівнює $j = 10^6 \text{ А/м}^2$.

Розв'язок

а) Густину зворотного струму насичення знайдемо з виразу (1.18 б)

$$j_s = e \left(\frac{D_n n_p}{L_n} + \frac{D_p p_n}{L_p} \right).$$

Аналогічно попередній задачі та, користуючись законом дії мас, знаходимо

$$p_n = 3,91 \cdot 10^{17} \text{ м}^{-3}; \quad n_p = \frac{n_i^2}{p_p} = 1,9 \cdot 10^{15} \text{ м}^{-3}.$$

Відомо, що $D_p = \frac{k_B T}{e} \mu_p$ та $D_n = \frac{k_B T}{e} \mu_n$ (рівняння Ейнштейна).

Відповідно,

$$j_s = 1,6 \cdot 10^{-19} \left(\frac{3,91 \cdot 10^{17} \cdot 0,19}{10^{-3}} + \frac{1,19 \cdot 10^{15} \cdot 0,39}{10^{-3}} \right) = 0,31 \frac{\text{А}}{\text{м}^2}.$$

Відношення діркової складової зворотного струму насичення до електронної

$$\frac{I_{s_p}}{I_{s_n}} = \frac{\mu_p p_n L_p}{\mu_n n_p L_n} = \frac{0,19 \cdot 3,91 \cdot 10^{17}}{0,39 \cdot 1,19 \cdot 10^{15}} = 100.$$

б) Напругу, яку необхідно прикласти до p - n -переходу для отримання струму густиною 10^6 А/м^2 , знайдемо з рівняння ВАХ p - n -переходу:

$$j = j_s \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right), \quad \text{звідки} \quad U = \frac{k_B T}{e} \ln \left(\frac{j}{j_s} + 1 \right).$$

Тоді
$$U = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1,6 \cdot 10^{-19}} \cdot \ln \left(\frac{10^6}{0,31} + 1 \right) = 0,328 \text{ В}.$$

Відповідь: $U = 0,328 \text{ В}$.

Приклад 1.2.3. Маємо германієвий p - n -перехід з концентрацією домішок $N_d = 10^3 N_a$, причому на кожні 10^8 атомів германію приходить один атом акцепторної домішки. Визначте контактну різницю потенціалів за температури $T = 300 \text{ К}$. Концентрації атомів германію N та іонізованих атомів n_i прийміть такими:
 $N = 4,4 \cdot 10^{28} \text{ м}^{-3}$, $n_i = 2,5 \cdot 10^{19} \text{ м}^{-3}$.

Розв'язок

Концентрація акцепторних атомів

$$N_a = \frac{N}{10^8} = \frac{4,4 \cdot 10^{28}}{10^8} = 4,4 \cdot 10^{20} \text{ м}^{-3}.$$

Концентрація атомів донорів

$$N_d = 10^3 N_a = 10^3 \cdot 4,4 \cdot 10^{20} = 4,4 \cdot 10^{23} \text{ м}^{-3}.$$

Якщо домішки іонізовано, то контактна різниця потенціалів

$$\varphi_k = \frac{k_B T}{e} \ln \frac{N_d N_a}{n_i^2} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1,6 \cdot 10^{-19}} \ln \frac{4,4 \cdot 10^{20} \cdot 4,4 \cdot 10^{23}}{(2,5 \cdot 10^{19})^2} = 0,326 \text{ В}.$$

Відповідь: $\varphi_k = 0,326 \text{ В}$.

Приклад 1.2.4. Визначте, як зміниться густина зворотного струму j_s через ідеальний кремнієвий p - n -перехід при зменшенні температури від $T_1 = 300 \text{ К}$ до $T_2 = 250 \text{ К}$. Ширина забороненої зони кремнію при 300 К $\Delta E_g = 1,12 \text{ еВ}$.

Розв'язок

Ширина забороненої зони кремнію при 300 К $\Delta E_g = 1,12 \text{ еВ}$.

При зміні температури ширина забороненої зони змінюється за законом:

$$\Delta E_g(T) = \Delta E_g(300) - \xi(T - 300),$$

де ξ – температурний коефіцієнт ширини забороненої зони, який для кремнію дорівнює $\xi_{Si} = 2,84 \cdot 10^{-4} \text{ еВ/К}$.

Використаємо формулу залежності власної концентрації носіїв заряду від температури:

$$n_i^2 = N_c N_v e^{-\frac{\Delta E_g}{k_B T}},$$

де N_c , N_v – густини станів у зоні провідності і в валентній зоні. Тоді густина зворотного струму (1.18 б) дорівнюватиме:

$$j_s = eN_c N_v \left(\frac{D_n}{L_n N_a} + \frac{D_p}{L_p N_d} \right) e^{-\frac{\Delta E_g}{k_B T}}.$$

Параметри N_c , N_v , D_n , D_p , L_n і L_p слабко залежать від температури. Тому основна температурна залежність зворотного струму визначається експоненційним множником $e^{-\frac{\Delta E_g}{k_B T}}$.

При $T_1 = 300$ К він дорівнює $e^{-\frac{\Delta E_g}{k_B T}} = e^{-\frac{1,12}{0,0256}} = 1,96 \cdot 10^{-19}$.

При $T_2 = 250$ К ширина забороненої зони

$$\Delta E_g(250) = \Delta E_g(300) - \xi \cdot (250 - 300) = 1,1342 \text{ eV}.$$

Тоді $e^{-\frac{\Delta E_g(300)}{k_B \cdot 300}} = e^{-\frac{1,12}{8,63 \cdot 10^{-5} \cdot 300}} = 1,96 \cdot 10^{-19}$.

$$e^{-\frac{\Delta E_g(250)}{k_B \cdot 250}} = e^{-\frac{1,1342}{8,63 \cdot 10^{-5} \cdot 250}} = 1,84 \cdot 10^{-23}.$$

Відношення зворотних струмів в основному визначається відношенням цих експонент:

$$\frac{j_1}{j_2} = \frac{1,96 \cdot 10^{-19}}{1,84 \cdot 10^{-23}} \approx 10^4.$$

Відповідь: $\frac{j_1}{j_2} \approx 10^4$.

Приклад 1.2.5. Відомо, що діелектрична проникність кремнію $\varepsilon = 12$, концентрація власних носіїв заряду $n_i = 1,4 \cdot 10^{16} \text{ м}^{-3}$, температура $T = 300$ К, власні провідності в n - і p -областях $\sigma_n = 800 \frac{\text{См}}{\text{м}}$ і $\sigma_p = 240 \frac{\text{См}}{\text{м}}$ відповідно, а

рухливості електронів і дірок $\mu_n = 0,05 \frac{\text{м}^2}{\text{В} \cdot \text{с}}$,

$\mu_p = 0,03 \frac{\text{м}^2}{\text{В} \cdot \text{с}}$. Визначте:

- 1) контактну різницю потенціалів φ_{κ} ;
- 2) ширину p - n -переходу з боку n - і p -областей d_n і d_p , а також повну ширину p - n -переходу d ;
- 3) максимальну величину напруженості контактного поля \mathcal{E}_{max} .

Як зміниться висота потенціального бар'єру φ , якщо до p - n -переходу прикласти зовнішню напругу:

- а) $U_1 = +0,5 \text{ В}$; б) $U_2 = -5,0 \text{ В}$?

Розв'язок

Визначимо концентрації основних носіїв заряду

$$n_n = \frac{\sigma_n}{e\mu_n} = \frac{800}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,05} = 10^{23} \text{ м}^{-3};$$

$$p_p = \frac{\sigma_p}{e\mu_p} = \frac{240}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,03} = 5 \cdot 10^{22} \text{ м}^{-3}.$$

Висота потенціального бар'єру за відсутності зовнішньої напруги

$$\varphi_{\kappa} = \frac{k_B T}{e} \ln \frac{n_n p_p}{n_i^2}.$$

Ширина p - n -переходу:

$$d = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0 \varepsilon \varphi_{\kappa} (N_d + N_a)}{e N_d N_a}}.$$

Використовуючи співвідношення (1.11), можна записати

$$\frac{d_n}{d_p} = \frac{p_p}{n_n},$$

тому
$$d_p = \frac{d}{1+d_n} = \frac{0,166}{1+0,5} \approx 0,111 \text{ мкм};$$

тоді
$$d_n = d - d_p = 0,166 - 0,111 = 0,055 \text{ мкм}.$$

Максимальну напруженість електричного поля знайдемо з виразу (1.12, а)

$$\mathcal{E}_{\max} = \frac{2\varphi_k}{d} = \frac{2 \cdot 0,688}{1,66 \cdot 10^{-7}} = 8,29 \cdot 10^6 \frac{\text{В}}{\text{м}}.$$

Якщо до p - n -переходу прикладена пряма напруга $U_1 = 0,5 \text{ В}$, то потенціальний бар'єр зменшиться на $0,5 \text{ В}$:

$$\varphi_1 = \varphi_k - U_1 = 0,688 - 0,5 = 0,188 \text{ В}.$$

Якщо до p - n -переходу прикладена зворотна напруга $U_2 = -5 \text{ В}$, то потенціальний бар'єр збільшиться на 5 В :

$$\varphi_2 = \varphi_k - U_2 = 0,688 + 5 = 5,688 \text{ В}.$$

Відповідь: $\varphi_k = 0,688 \text{ В}; \quad d = 0,166 \text{ мкм}; \quad d_p = 0,111 \text{ мкм};$
 $d_n = 0,055 \text{ мкм}; \quad \mathcal{E}_{\max} = 8,29 \cdot 10^6 \frac{\text{В}}{\text{м}}; \quad \varphi_1 = 0,188 \text{ В};$
 $\varphi_2 = 5,688 \text{ В}.$

Приклад 1.2.6. Зворотний струм насичення p - n -переходу за температури $T_1 = 293 \text{ К}$ $I_0 = 10^{-14} \text{ А}$. При зростанні температури до $T_2 = 398 \text{ К}$ зворотний струм збільшився у 10^5 разів. Визначити напругу на переході при $T_1 = 293 \text{ К}$ і при $T_2 = 398 \text{ К}$, якщо прямий струм через нього $I = 1 \text{ мА}$.

Розв'язок

З вольт-амперної характеристики p - n -переходу

$$I = I_0 \left[e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right] \quad \text{маємо} \quad e^{\frac{eU}{k_B T}} = \frac{I}{I_0} + 1.$$

Розв'язуючи це рівняння відносно U , отримуємо

$$U = \frac{k_B T}{e} \ln \left(\frac{I}{I_0} + 1 \right).$$

$$\text{За } T_1 = 293 \text{ К: } U_1 = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293}{1,6 \cdot 10^{-19}} \cdot \ln \left(\frac{10^{-3}}{10^{-14}} + 1 \right) = 0,66 \text{ В.}$$

$$\text{За } T_2 = 398 \text{ К: } U_2 = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 398}{1,6 \cdot 10^{-19}} \cdot \ln \left(\frac{10^{-3}}{10^{-14} \cdot 10^5} + 1 \right) = 0,5 \text{ В.}$$

Відповідь: $U_1 = 0,66 \text{ В}$; $U_2 = 0,5 \text{ В}$.

Приклад 1.2.7. Германієвий p - n -перехід має зворотний струм насичення 1 мкА , а кремнієвий p - n -перехід таких же розмірів – 10^{-8} А . Розрахуйте і порівняйте прямі напруги U на переходах за температури $T = 293 \text{ К}$ і значенні струму 100 мА .

Розв'язок

$$\text{Струм крізь } p\text{-}n\text{-перехід визначається ВАХ} \quad I = I_0 \left[e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right],$$

$$\text{тоді пряма напруга} \quad U = \frac{k_B T}{e} \ln \left(\frac{I}{I_0} + 1 \right).$$

Отже, для германієвого p - n -переходу

$$U = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293}{1,6 \cdot 10^{-19}} \cdot \ln \left(\frac{0,1}{10^{-6}} + 1 \right) = 0,288 \text{ В.}$$

Для кремнієвого p - n -переходу

$$U = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293}{1,6 \cdot 10^{-19}} \cdot \ln\left(\frac{0,1}{10^{-8}} + 1\right) = 0,407 \text{ В.}$$

Відповідь: для Ge : $U = 0,288 \text{ В}$; для Si : $U = 0,407 \text{ В}$.

Приклад 1.2.8. Визначте густину струму насичення в ідеальному кремнієвому p - n -переході, якщо $n_i = 1,4 \cdot 10^{16} \text{ м}^{-3}$;
 $D_n = 0,004 \frac{\text{М}^2}{\text{с}}$; $D_p = 0,0015 \frac{\text{М}^2}{\text{с}}$; $L_n = 100 \text{ мкм}$;
 $L_p = 60 \text{ мкм}$; $N_d = 10^{21} \text{ м}^{-3}$; $N_a = 10^{23} \text{ м}^{-3}$.

Розв'язок

Визначимо концентрацію неосновних носіїв заряду в n - і p -областях згідно закону дії мас:

$$p_n = \frac{n_i^2}{N_d} = \frac{(1,4 \cdot 10^{16})^2}{10^{21}} = 1,96 \cdot 10^{11} \text{ м}^{-3};$$

$$n_p = \frac{n_i^2}{N_a} = \frac{(1,4 \cdot 10^{16})^2}{10^{23}} = 1,96 \cdot 10^9 \text{ м}^{-3}.$$

Тоді густина струму

$$j_s = e \left(\frac{D_n}{L_n} n_p + \frac{D_p}{L_p} p_n \right) = 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot \left(\frac{4 \cdot 10^{-3}}{10^{-4}} \cdot 1,96 \cdot 10^9 + \frac{1,5 \cdot 10^{-3}}{6 \cdot 10^{-5}} \cdot 1,96 \cdot 10^{11} \right) =$$

$$= 7,96 \cdot 10^{-7} \frac{\text{А}}{\text{м}^2}.$$

Відповідь: $j_s = 7,96 \cdot 10^{-7} \frac{\text{А}}{\text{м}^2}$.

Приклад 1.2.9. Відомо, що контактна різниця потенціалів у різкому p - n -переході $\varphi_k = \frac{e}{2\varepsilon_0\varepsilon} (n_n d_n^2 + p_p d_p^2)$, де ε – діелектрична проникність напівпровідника; d_n і d_p – ширини

області об'ємного заряду з обох боків межі поділу електронного і діркового напівпровідників відповідно. Використовуючи цей вираз, визначити ширину області об'ємного заряду d симетричного й несиметричного p - n -переходів за відсутності та наявності зовнішньої напруги. Отримайте вираз для бар'єрної ємності симетричного та несиметричного p - n -переходів.

Розв'язок

Об'ємні заряди в обох областях співпадають, тому $n_n d_n = p_p d_p$, крім того $d = d_n + d_p$, і тоді

$$\varphi_k = \frac{e}{2\varepsilon_0\varepsilon} d^2 \frac{n_n p_p}{n_n + p_p}.$$

Вважаючи домішки іонізованими ($n_n = N_d$, $p_p = N_a$), знаходимо вираз для ширини області об'ємного заряду за відсутності зовнішньої напруги для *симетричного різкого p - n -переходу*:

$$d = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0\varepsilon}{e} \varphi_k \frac{N_d + N_a}{N_d N_a}}.$$

При подачі зовнішньої напруги U висота потенціального бар'єру змінюється й ширина області об'ємного заряду дорівнює

$$d = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0\varepsilon(N_d + N_a)}{eN_d N_a} (\varphi_k - U)}.$$

Цей вираз має сенс при $|\varphi_k - U| > 0$, тому при зворотних напругах $U < 0$ (зазвичай $\varphi_k \ll |U|$), при прямих напругах $0 < U < \varphi_k$.

У *несиметричному p - n -переході* концентрація домішок в одній області набагато більше, ніж в іншій. Тому, наприклад, у випадку $N_d \ll N_a$, маємо

$$d = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0\varepsilon}{eN_d} (\varphi_k - U)}.$$

Використовуючи формулу плоского конденсатора $C_{\phi} = \frac{\epsilon_0 \epsilon S}{d}$, де S – площа переходу, знайдемо бар'єрну ємність симетричного та несиметричного p - n -переходів

$$C_{\phi \text{ сим}} = S \sqrt{\frac{e \epsilon_0 \epsilon N_d N_a}{2(N_d + N_a)(\phi_K - U)}}, \quad C_{\phi \text{ несим}} = S \sqrt{\frac{e \epsilon_0 \epsilon N}{2(\phi_K - U)}},$$

де N – концентрація домішок у слабколегованій області.

Відповідь: для несиметричного p - n -переходу:

$$d = \sqrt{\frac{2\epsilon_0 \epsilon (\phi_K - U)}{e N_d}}; \quad C_{\phi \text{ несим}} = S \sqrt{\frac{e \epsilon_0 \epsilon N}{2(\phi_K - U)}};$$

для симетричного p - n -переходу:

$$d = \sqrt{\frac{2\epsilon_0 \epsilon (N_d + N_a)}{e N_d N_a}} (\phi_K - U), \quad C_{\phi \text{ сим}} = S \sqrt{\frac{e \epsilon_0 \epsilon N_d N_a}{2(N_d + N_a)(\phi_K - U)}}.$$

Приклад 1.2.10. На поверхні зразка кремнію n -типу існує сильний вигин зон вгору, який відповідає утворенню збідненого шару. При якому значенні потенціалу в приповерхневій області концентрація дірок зрівняється з концентрацією електронів? Оцінити товщину приповерхневого шару, в якому $p(x) > n(x)$, якщо $e\phi_s = 0,5$ еВ, концентрація електронів в об'ємі $n = 10^{15} \text{ см}^{-3}$; $T = 300 \text{ К}$, $b = \frac{\mu_n}{\mu_p} = 2,9$.

Розв'язок

Рівняння Пуассона з урахуванням носіїв заряду обох знаків:

$$\frac{d^2 \phi}{dx^2} = \frac{k_B T}{e L_D^2} \left[1 - e^{-\frac{e\phi}{k_B T}} + \frac{p}{n} \left(e^{-\frac{e\phi}{k_B T}} - 1 \right) \right],$$

де $L_D = \sqrt{\frac{\varepsilon\varepsilon_0 k_B T}{ne^2}}$, а n і p – концентрації електронів і дірок в об'ємі напівпровідника. Звідси

$$\int_{\frac{e\varphi}{k_B T}}^{\frac{e\varphi_s}{k_B T}} \sqrt{y + e^{-y} - 1 + \frac{p}{n}(e^y - y - 1)} dy = \frac{x\sqrt{2}}{L_D}.$$

Точка $x = x_i$, в якій $n(x_i) = p(x_i)$, визначається умовою

$$\varphi(x_i) = \frac{k_B T}{2e} \ln \frac{n}{p} \approx 0,3 \text{ В}.$$

$$\text{Отже, } x_i = \frac{L_D}{\sqrt{2}} \int_{y_i}^{y_s} \frac{dy}{\sqrt{y - 1 + e^{-y} + \frac{p}{n}(e^y - y - 1)}},$$

де $y_s \equiv \frac{e\varphi_s}{k_B T}$, $y_i = \frac{1}{2} \ln \frac{n}{p}$, причому область, де $p(x) > n(x)$, виникає лише при $y_s > y_i$, тобто при $\varphi_s > \frac{k_B T}{2e} \ln \frac{n}{p}$. Оскільки в наших умовах $y_i \ll 1$ і $p \ll n$, маємо

$$x_i \approx L_D \left\{ \sqrt{\frac{2e\varphi_s}{k_B T}} - \sqrt{\ln \frac{n}{p}} \right\} = 1,4 L_D.$$

Беручи до уваги, що $p = \frac{n_i^2}{n}$, де $n_i = 1,03 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-3}$, звідси знаходимо

$$x_i \approx 1,8 \cdot 10^{-5} \text{ см}.$$

Відповідь: $x_i \approx 1,8 \cdot 10^{-5} \text{ см}.$

1.3 Задачі для самостійного розв'язування

- 1.3.1 Визначте контактну різницю потенціалів ϕ_k кремнієвого p - n -переходу при $T = 300$ К, якщо $N_a = 2 \cdot 10^{13}$ см⁻³ та $N_d = 5 \cdot 10^{12}$ см⁻³.
- 1.3.2 Знайдіть висоту потенціального бар'єра германієвого p - n -переходу з об'ємними питомими опорами $\rho_n = \rho_p = 2$ Ом·м. Як зміниться висота потенціального бар'єра при зміні напруги від +0,15 В до -5 В? Намалювати зонні діаграми.
- 1.3.3 Задані питомі опори p - та n -областей p - n -переходу:

Варіант	1	2	3	4	5	6
Матеріал	кремній			германій		
ρ_p , Ом·см	2	10^{-3}	1	10^{-2}	10^{-3}	1
ρ_n , Ом·см	1	10^{-4}	10	1	10^{-4}	10

Відомо, що дифузійна довжина електронів і дірок дорівнює 10^{-3} м. Обчисліть:

- а) контактну різницю потенціалів (висоту потенціального бар'єру) при $T = 300$ К ;
- б) густину зворотного струму насичення;
- в) відношення діркової складової зворотного струму насичення до електронної;
- г) напругу, що забезпечує густину прямого струму 10^5 мА/см².
- 1.3.4 В германієвому p - n -переході питома провідність p -області $\sigma_p = 10^4$ См/м, а питома провідність n -області $\sigma_n = 10^2$ См/м. Рухливості електронів μ_n і дірок μ_p у германії відповідно дорівнюють 0,39 і 0,19 $\frac{\text{м}^2}{\text{В} \cdot \text{с}}$. Концентрація власних носіїв в германії при $T = 300$ К $n_i = 2,5 \cdot 10^{19}$ м⁻³. Обчисліть контактну

різницю потенціалів (висоту потенціального бар'єру) при $T = 300 \text{ К}$.

- 1.3.5 В кремнії створено p - n -перехід. Питомий опір області p -типу $\rho_p = 5 \cdot 10^{-3} \text{ Ом} \cdot \text{м}$, питомий опір області n -типу $\rho_n = 4 \cdot 10^{-4} \text{ Ом} \cdot \text{м}$. Рухливість електронів $\mu_n = 0,045 \frac{\text{м}^2}{\text{В} \cdot \text{с}}$, ді-

рок $\mu_p = 0,03 \frac{\text{м}^2}{\text{В} \cdot \text{с}}$. При $T = 300 \text{ К}$ розрахуйте висоту потенціального бар'єра і товщину області просторового заряду.

- 1.3.6 P - n -перехід, виконаний з власного германію з концентрацією $n_i = 10^{13} \text{ см}^{-3}$, легований акцепторною домішкою з концентрацією $N_a = 10^{17} \text{ см}^{-3}$ та донорною домішкою з концентрацією $N_d = 5 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$. Коефіцієнти дифузії для неосновних електронів та дірок відповідно дорівнюють 100 та $50 \text{ см}^2/\text{с}$, дифузійна довжина $L_n = L_p = 0,8 \text{ см}$. Визначте:

- а) контактну різницю потенціалів ϕ_k ;
 б) густину зворотного струму насичення j_s при $T = 300 \text{ К}$.

- 1.3.7 Ідеальний різкий p - n -перехід має наступні параметри: концентрація акцепторної домішки в p -області $N_a = 10^{24} \text{ м}^{-3}$, концентрація донорної домішки в n -області $N_d = 10^{22} \text{ м}^{-3}$. Площа поперечного перерізу p - n -переходу $S = 10^{-6} \text{ м}^2$. Рухливість електронів $\mu_n = 0,4 \text{ м}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$ та дірок $\mu_p = 0,2 \text{ м}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$, дифузійні довжини неосновних носіїв заряду $L_p = 2 \cdot 10^{-4} \text{ м}$, $L_n = 3 \cdot 10^{-4} \text{ м}$, відносна діелектрична проникність зразка $\varepsilon = 16$, концентрація власних носіїв заряду $n_i = 10^{19} \text{ м}^{-3}$. Знайдіть при $T = 300 \text{ К}$ значення наступних величин:

- а) концентрацію основних та неосновних носіїв заряду;
 б) питомі провідності p - та n -областей;
 в) контактну різницю потенціалів ϕ_k ;

- г) коефіцієнти дифузії для носіїв заряду обох типів;
- д) зворотний струм насичення діода I_s ;
- е) струм діода при прямій напрузі 0,25 В;
- ж) струм діода при великій зворотній напрузі;
- з) ширину p - n -переходу при зворотній напрузі 10 В;
- і) бар'єрну ємність p - n -переходу при зворотній напрузі 10 В.

1.3.8 Визначте ширину областей просторового заряду в кожній із областей p - n -переходу, загальну ширину ОПЗ переходу і ємність p - n -переходу при $N_a = 10^{17} \text{ см}^{-3}$, $N_d = 10^{15} \text{ см}^{-3}$, $\varepsilon = 12,5$, $\phi_k = 0,6 \text{ eV}$, $S = 10^{-4} \text{ см}^2$.

1.3.9 Для p - n -переходу з наступними параметрами:

Варіант	1	2	3	4	5	6
$\sigma_n, (\text{Ом} \cdot \text{см})^{-1}$	8	3,2	3,2	1,6	8	0,024
$\sigma_p, (\text{Ом} \cdot \text{см})^{-1}$	2,4	4,8	0,64	2,4	0,008	4,8
$\mu_n, \text{см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$	500	800	800	1 000	500	1 500
$\mu_p, \text{см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$	300	250	400	300	500	250
$U_{np}, \text{В}$	0,5	0,3	0,4	0,1	0,3	0,6
$U_{зв}, \text{В}$	5	2	4	1,5	3	7

власна концентрація носіїв заряду $n_i = 1,4 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-3}$, $\varepsilon = 12$.

Знайдіть:

- а) контактну різницю потенціалів ϕ_k ;
- б) як зміниться висота потенціального бар'єра ϕ , якщо до p - n -переходу прикласти зовнішню напругу U_{np} та $U_{зв}$;
- в) ширину p - n -переходу зі сторони n - і p -областей d_n і d_p , а також повну ширину переходу d ;
- г) максимальну величину напруженості контактного поля \mathcal{E}_{max} .

1.3.10 Як зміняться величина і напрямок електричного поля в кремнієвому p - n -переході з питомими опорами $\rho_n = \rho_p = 10 \text{ Ом} \cdot \text{см}$

при зміні зовнішньої напруги з прямої $+0,4\text{ В}$ на зворотну -2 В на відстані $+0,2\text{ мкм}$ від фізичної границі розділу.

- 1.3.11 Знайдіть зміну потенціального бар'єра вглиб напівпровідників кремнієвого $p-n^+$ -переходу при напрузі -1 В з шагом $0,1\text{ мкм}$, якщо $\rho_n = 0,001\text{ Ом}\cdot\text{см}$, $\rho_p = 4,5\text{ Ом}\cdot\text{см}$. Намалуйте зонну діаграму.
- 1.3.12 Розрахуйте висоту потенціального бар'єра, товщину області просторового заряду, заряд у збіднених областях $p-n$ -переходу, сформованого в кремнії. Концентрація домішок $N_a = 10^{21}\text{ м}^{-3}$, $N_d = 10^{23}\text{ м}^{-3}$. Знайдіть питому ємність переходу ($T = 300\text{ К}$, $\epsilon_{\text{Si}} = 12$, $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}\text{ Ф/м}$) за умов відсутності зовнішнього зміщення.
- 1.3.13 Визначте дифузійну ємність $p-n$ -переходу при $p_p = 10^{17}\text{ см}^{-3}$, $n_n = 10^{14}\text{ см}^{-3}$, $L_p = 0,1\text{ см}$, $L_n = 0,01\text{ см}$, $S = 10^{-4}\text{ см}^2$, $j_s = 100\text{ мкА}$.
- 1.3.14 В кремнієвому $p-n$ -переході концентрація домішки в області p -типу дорівнює $N_a = 3 \cdot 10^{23}\text{ м}^{-3}$, в області n -типу дорівнює $N_d = 3 \cdot 10^{22}\text{ м}^{-3}$, площа $p-n$ -переходу $S = 1\text{ мм}^2$, зворотна напруга $U = 10\text{ В}$. Визначте:
- ширину $p-n$ -переходу;
 - максимальну напруженість електричного поля в $p-n$ -переході;
 - бар'єрну ємність $p-n$ -переходу.
- 1.3.15 Побудуйте вольт-амперну характеристику $p-n$ -переходу на основі германію при 300 К , $p_p = 10^{17}\text{ см}^{-3}$, $n_n = 10^{14}\text{ см}^{-3}$, $D_p = 50\text{ см}^2/\text{с}$, $D_n = 100\text{ см}^2/\text{с}$, $L_p = 0,1\text{ см}$, $L_n = 0,01\text{ см}$. Визначте коефіцієнт інжекції $p-n$ -переходу.
- 1.3.16 Розрахуйте концентрації надлишкових неосновних носіїв, інжекттованих крізь кремнієвий $p-n$ -перехід на границі ОПЗ за

умов прямого зміщення, що дорівнює 0,8 В. Концентрація домішок в областях $N_a = 10^{23} \text{ м}^{-3}$, $N_d = 10^{25} \text{ м}^{-3}$, $T = 300 \text{ К}$, $\epsilon_{\text{Si}} = 12$.

- 1.3.17 У германієвому p - n -переході питомі опори областей дорівнюють: $\rho_p = 4,2 \cdot 10^{-4} \text{ Ом} \cdot \text{м}$ та $\rho_n = 2,8 \cdot 10^{-2} \text{ Ом} \cdot \text{м}$. Рухливість електронів $\mu_n = 0,3 \text{ м}^2 / (\text{В} \cdot \text{с})$ та дірок $\mu_p = 0,15 \text{ м}^2 / (\text{В} \cdot \text{с})$, концентрація власних носіїв заряду дорівнює $n_i = 2,5 \cdot 10^{19} \text{ м}^{-3}$. Час життя неосновних носіїв заряду $\tau_n = 75 \text{ мкс}$ та $\tau_p = 150 \text{ мкс}$. Площа поперечного перерізу p - n -переходу $S = 10^{-6} \text{ м}^2$ ($T = 300 \text{ К}$).

Знайдіть:

- контактну різницю потенціалів ϕ_k ;
- зворотний струм насичення;
- частку струму, що створюють дірки.
- концентрацію дірок на границі збідненого носіями заряду шару та матеріалу n -типу, якщо на перехід подаються прямі та зворотні напруги 25, 50 та 100 мВ;
- пряму напругу, при якій концентрація інжектованих дірок складає 10 % рівноважної концентрації електронів;
- питому провідність на границі збідненого носіями шару у випадку д).

- 1.3.18 Кремнієвий планарний p - n -перехід має питому провідність p -області $\sigma_p = 10^3 \text{ См/м}$ та n -області $\sigma_n = 20 \text{ См/м}$. Час життя неосновних носіїв заряду 5 та 1 мкс у p - та n -областях відповідно. Температура $T = 300 \text{ К}$, концентрація власних носіїв заряду $n_i = 1,4 \cdot 10^{16} \text{ м}^{-3}$, рухливість електронів $\mu_n = 0,12 \text{ м}^2 / (\text{В} \cdot \text{с})$, рухливість дірок $\mu_p = 0,05 \text{ м}^2 / (\text{В} \cdot \text{с})$.

Знайдіть:

- відношення діркової складової струму до електронної в p - n -переході;
- густину зворотного струму насичення;

в) густину струму, який проходить через p - n -перехід при прямій напрузі, що дорівнює 0,3 В.

1.3.19 Германієвий сплавний p - n -перехід має зворотний струм насичення $I_s = 1 \text{ мкА}$, а кремнієвий з такими ж розмірами – $I_s = 10^{-8} \text{ А}$. Знайдіть та порівняйте прямі напруги на переходах при $T = 293 \text{ К}$, якщо через кожний діод протікає струм 100 мА.

1.3.20 Визначте, як зміниться густина зворотного струму j_s через ідеальний p - n -перехід з арсеніду галію при зменшенні температури від $T_1 = 300 \text{ К}$ до $T_2 = 250 \text{ К}$. Ширина забороненої зони GaAs змінюється за законом

$$\Delta E_g = \Delta E_g^{300} - \xi(T - 300),$$

де ξ – температурний коефіцієнт, який для арсеніду галію дорівнює $\xi_{\text{GaAs}} = 2,84 \cdot 10^{-4} \frac{\text{еВ}}{\text{К}}$. При $T = 300 \text{ К}$ $\Delta E_g^{300} = 1,42 \text{ еВ}$.

2. ДЮДИ

2.1 Основні формули та визначення

Основою напівпровідникових випрямляючих діодів є плоский електронно-дірковий перехід, тому формули з попереднього розділу для p - n -переходу справедливі і для діода.

Випрямні властивості діода можна охарактеризувати *опором* у прямому та зворотному напрямках його зміщення.

Опір постійному струму (для діода з ідеальною експоненційною ВАХ):

$$R = \frac{U}{I} = \frac{U}{I_s \left(e^{\frac{U}{\Phi_T}} - 1 \right)}. \quad (2.1)$$

Звідси виходить, що зі збільшенням прямої напруги на діоді опір p - n -переходу зменшується, а зворотної – збільшується, і при $|U_{зв}| > \Phi_T$

він стає прямо пропорційним зворотній напрузі ($e^{\frac{U_{зв}}{\Phi_T}} \approx 0$):

$$R_{зв} = \frac{|U_{зв}|}{I_s}. \quad (2.2)$$

Диференціальний опір представляє собою похідну $\frac{dU}{dI}$ і характеризує нахил дотичної до кривої ВАХ при даній напрузі на діоді до вісі абсцис:

$$r = \frac{\Phi_T}{I + I_s}. \quad (2.3)$$

При прямому зміщенні, коли $I_{пр} \gg I_s$,

$$r_{пр} = \frac{\Phi_T}{I}, \quad (2.4)$$

а при зворотному зміщенні $I = I_s$ і $r_{зв} = \frac{\Phi_T}{I_s}$. (2.5)

У прямому напрямку диференціальний опір діода завжди менший за опір постійному струму ($r_{пр} < R_{пр}$), а в зворотному – $r_{зв} > R_{зв}$.

ВАХ реального діода з урахуванням опору базової області R_0 має вигляд:

$$I = I_s \left[e^{\frac{U - IR_0}{\Phi_T}} - 1 \right]. \quad (2.6)$$

Історично першими напівпровідниковими приладами стали діоди на основі контакту „метал – напівпровідник“. В залежності від співвідношень термодинамічних робіт виходу з металу і напівпровідника, а також типу напівпровідника можливі три стани. Перший стан відповідає умові плоских зон в напівпровіднику, в цьому випадку реалізується **нейтральний контакт**.

Якщо робота виходу електрона із металу A_m більше роботи виходу електрона з напівпровідника A_n , то електрони з більшою ймовірністю будуть переходити з напівпровідника у метал. Це приводить до утворення збідненого електронами (або *інверсного*, якщо $A_m \gg A_n$) приконтактного шару в напівпровіднику n -типу (рис. 2.1, *а*). При умові $A_n > A_m$ у напівпровіднику p -типу утворюється збагачений дірками шар (рис. 2.1, *в*).

Якщо ж співвідношення робіт виходу протилежне ($A_n < A_m$), то електрони переходять з металу в напівпровідник. В результаті в напівпровіднику n -типу електропровідності утворюється збагачений електронами шар (рис. 2.1, *б*), а в напівпровіднику p -типу – збіднений дірками шар (рис. 2.1, *г*).

Отже, просторовий заряд формується при контакті металу з напівпровідником будь-якого типу провідності, незважаючи на співвідношення робіт виходу. Але в збіднених шарах просторовий заряд сформований іонізованими атомами домішки, і самі шари через збіднення основними носіями заряду мають великий порівняно з об'ємом напівпровідника електричний опір. Такий контакт має випрямляючі властивості (рис. 2.1, *а, г*), тому що зовнішня напруга, падаючи, в основному, на високоомному переході, буде змінювати висоту потенціального бар'єра, змінюючи тим самим умови проходження носіїв через контакт. Такий контакт називається *блокуючим* або *бар'єром Шотткі*.

Приконтактний шар, збагачений основними носіями заряду, має малий опір (порівняно з об'ємом напівпровідника) і не здатен випрямляти змінний електричний струм.

Контакт називається *омічним*, якщо струм і різниця потенціалів від зовнішнього джерела на контакті відповідають закону Ома.

Для контакту, зображеного на рис. 2.1, *а* ($A_n < A_m$) різниця потенціалів дорівнює величині згину енергетичних зон:

$$\varphi_k = \frac{A_m - A_n}{e}. \quad (2.7)$$

При цьому *ефективна характерна глибина проникнення* електричного контактного поля в напівпровідник (товщина ОПЗ) дорівнюватиме:

$$d = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0\varphi_k}{eN_d}} = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0(A_m - A_n)}{e^2N_d}}. \quad (2.8)$$

Розподіл електричного поля описується формулою:

$$\mathcal{E}(x) = -\frac{eN_d}{\varepsilon\varepsilon_0}(d-x), \quad (2.9)$$

яка показує, що напруженість електричного поля максимальна на границі метал – напівпровідник (\mathcal{E}_{\max} при $x=0$), лінійно спадає в ОПЗ і дорівнює нулю на межі ОПЗ ($x=d$).

Розподіл потенціалу описується формулою:

$$\varphi(x) = -\frac{eN_d}{2\varepsilon\varepsilon_0}(d-x)^2. \quad (2.10)$$

Вольт-амперна характеристика бар'єра Шотткі має вигляд:

$$I = I_s \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right), \quad \text{де} \quad I_s = \frac{1}{4} e n_s v_0, \quad (2.11)$$

де n_s – поверхнева концентрація носіїв заряду в напівпровіднику на межі з металом

$$n_s = n_0 e^{-\frac{e\varphi_s^0}{k_B T}} = n_0 e^{-\frac{\varphi_s^0}{\varphi_T}}, \quad (2.12)$$

n_0 – рівноважна концентрація основних носіїв у напівпровіднику

$$n_0 = 2 \left(\frac{2\pi m_n^* k_B T}{h^2} \right)^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{E_c - E_F}{k_B T}}, \quad (2.13)$$

v_0 – теплова швидкість електронів

$$v_0 = \sqrt{\frac{8k_B T}{\pi m_n^*}}. \quad (2.14)$$

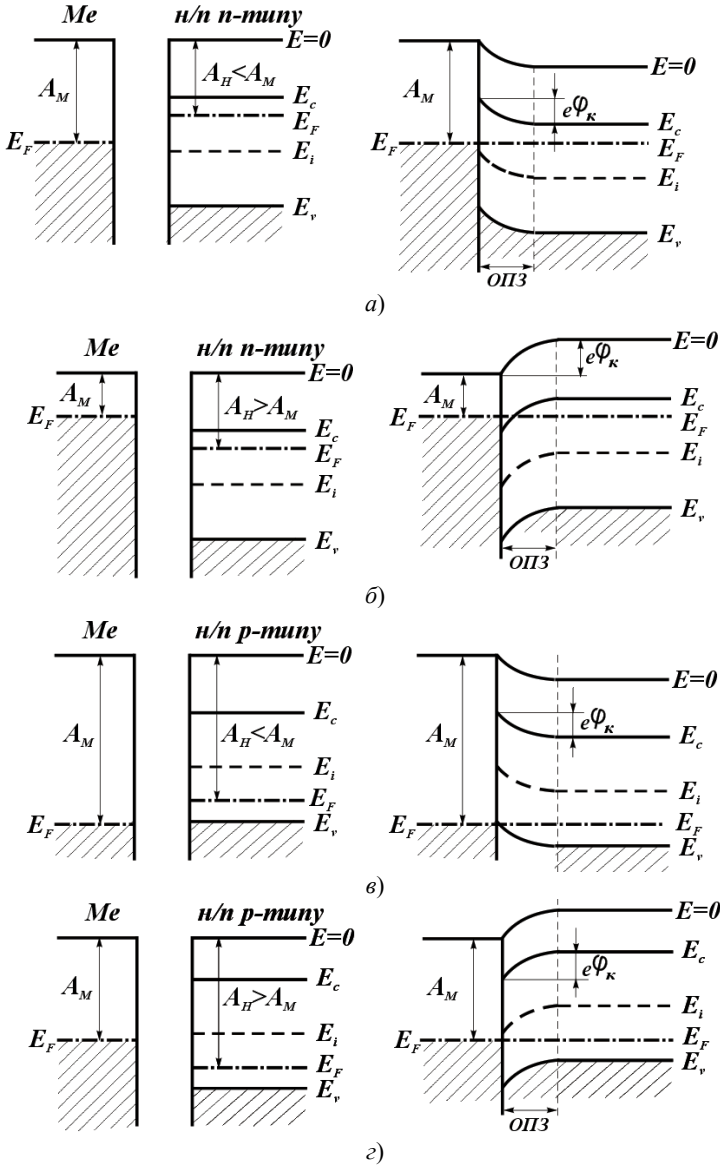


Рисунок 2.1 – Зонна діаграма метала, напівпровідника (ліворуч) та їх контакту (праворуч)

2.2 Діод Шотткі

Діод Шотткі – це напівпровідниковий прилад на основі контакту метал – напівпровідник, принцип дії якого ґрунтується на явищі термоелектронної емісії.

У наведених на рис. 2.2 (а і б) структурах діода Шотткі є два контакти метал ($M1$, $M2$) – напівпровідник. **Випрямляючим** контактом є контакт $M1$ – напівпровідник n -типу. Контакт $M2$ – напівпровідник n^+ -типу є **омічним**. Система, що складається з n^+ – n -шарів, називається **базою** діода. Шар n^+ -типу вводиться для зменшення опору бази.

Еквівалентна схема діода Шотткі наведена на рис. 2.2, в, де R_6 – **омічний опір бази**, який відображає падіння напруги на базі при протіканні струму через прилад.

Чисельне значення R_6 при найпростішій геометрії діода визначається виразом:

$$R_6 = \rho_6 \frac{W}{S}, \quad (2.15)$$

де ρ_6 – питомий опір напівпровідника n -типу; W – товщина n -шару; S – площа контакту.

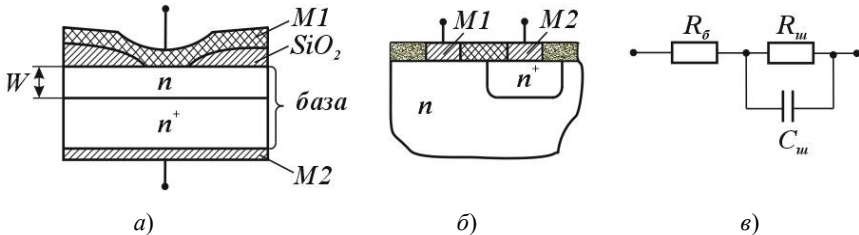


Рисунок 2.2 – Структура дискретного (а) та інтегрального (б) діодів Шотткі, еквівалентна схема діода Шотткі (в)

Вважається, що опір системи $M2$ – n^+ малий і на величину R_6 впливає мало.

Для точкового контакту Шотткі **опір розтікання** R_6 визначається формулою:

$$R_6 = \rho_6 \frac{1}{\pi a}, \quad (2.16)$$

де a – радіус точкового контакту.

Ефект однобічної провідності діода Шоттки відображений на еквівалентній схемі **диференціальним опором** R_{III} . За визначенням,

$R_{III} = \frac{dU}{dI}$. Продиференціюємо вираз для струму через діод за напругою:

$$\frac{dI}{dU} = I_s \frac{e}{k_B T} e^{\frac{eU}{k_B T}}. \quad (2.17)$$

Тоді з урахуванням того, що $I = I_s \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right)$, даний вираз можна пред-

ставити як $I + I_s = I_s e^{\frac{eU}{k_B T}}$ і, взявши обернену величину від (2.17), отримаємо

$$R_{III} = \frac{k_B T}{e(I + I_s)}. \quad (2.18)$$

З формули (2.18) видно, що при прямих включеннях діода, коли через нього протікає значний струм, R_{III} малий, а при зворотних – R_{III} великий.

Діод Шоттки володіє *ємнісними властивостями*, що відображені на еквівалентній схемі ємністю C_{III} . Це ємність плоского конденсатора, однією з обкладок якого є метал, а іншою (уявною) обкладкою є границя ОПЗ, що змінює своє положення за координатою x в залежності від напруги на діоді U (рис. 2.3). Функцію діелектрика в такому плоскому конденсаторі відіграє ОПЗ. Тоді

$$C_{III} = \frac{\epsilon \epsilon_0 S}{L} = S \sqrt{\frac{\epsilon \epsilon \epsilon_0 N_{\text{дом}}}{2(\phi_s^0 \pm U)}}. \quad (2.19)$$

З формули (2.19) видно, що ємність C_{III} залежить від концентрації легуючої домішки N_d в напівпровіднику і прикладеної напруги U на діоді. При прямих зміщеннях ширина ОПЗ L зменшується, що викликає збільшення C_{III} , а при зворотних – L збільшується і C_{III}

зменшується. Ємність $C_{Ш}$ відображає наявність струмів зміщення на контакті метал–напівпровідник.

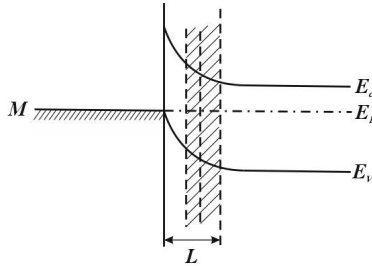


Рисунок 2.3 – Структура контакту метал–напівпровідник, що пояснює сенс $C_{Ш}$

Повна величина змінного струму через діод i_d дорівнює сумі змінного струму i , пов'язаного з рухом зарядів через ОПЗ, та струму зміщення $i_{зм}$. Отже, для протікання змінного струму крізь діод Шоттки існує два паралельних канали: через $R_{Ш}$ і $C_{Ш}$. Причому і опір $R_{Ш}$ і ємність $C_{Ш}$ залежать від величини і полярності напруги, що подається на діод. При зворотному зміщенні діода $R_{Ш}$ різко зростає, і основна частина змінного струму протікає через $C_{Ш}$, а еквівалентну схему для змінного сигналу можна представити як послідовне з'єднання опору R_0 та ємності $C_{Ш}$.

2.3 Математична модель діода Шоттки

Головна перевага діодів Шоттки – висока швидкодія, що пов'язано з відсутністю ефекту накопичення неосновних носіїв у базі діода, тому не потрібний час для їх розсмоктування, що визначає тривалість перехідних процесів, а також більш низькі робочі напруги при прямому зміщенні, особливо для великих струмів.

До недоліків діодів Шоттки слід віднести дуже низькі зворотні напруги і більші, ніж у діодів на основі $p-n$ -переходів, зворотні струми. Низькі пробивні напруги пов'язані з ефектом збільшення напруженості електричного поля на краях контакту метал – напівпровідник (рис. 2.4, *a* і *б*). Цей ефект зникає, якщо в шарі SiO_2 вікно має пологі

краї (як показано на рис. 2.2, *a*) або при застосуванні охоронного *p-n*-переходу (рис. 2.4, *в*). Більш високі струми обумовлені малою висотою реальних бар'єрів Шотткі, а також наявністю ефекту тунелювання електронів крізь бар'єр при великих зворотних напругах.

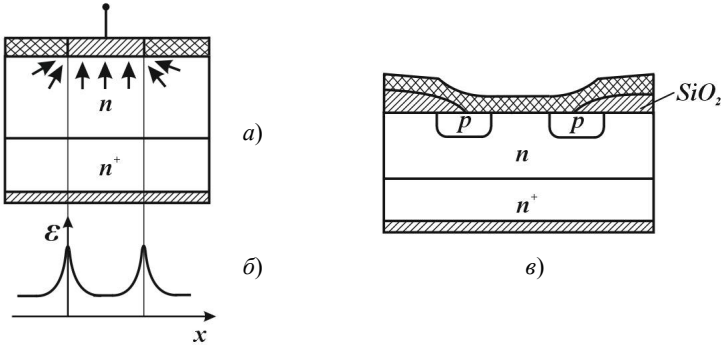


Рисунок 2.4 – Структура діода Шотткі (*a*), розподіл напруженості електричного поля на контакті (*б*) та конструкція діода Шотткі з охоронним *p-n*-переходом (*в*)

Діоди Шотткі використовують для виготовлення дискретних приладів НВЧ-діапазона, а також в інтегральних схемах.

Математична модель діода Шотткі має вигляд:

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{III}} &= C_{\text{III}} \frac{dU}{dt} + \frac{U_{\text{III}}}{R_{\text{III}}} + I'_{\text{III}}; \\ I'_{\text{III}} &= I_s \left(e^{\frac{eU}{m k_B T}} - 1 \right); \\ C_{\text{III}} &= \frac{C_{\text{III}}^0}{\sqrt{1 + \frac{U_{\text{III}}}{\Phi_s^0}}}; \\ R_{\text{в}} &= \rho_{\text{в}} \frac{W}{S}; \\ U_{\text{в}} &= I_{\text{III}} R_{\text{в}}, \end{aligned} \right\} \quad (2.20)$$

де m – коефіцієнт неідеальності діода Шотткі, який визначається експериментально.

Отже, схема заміщення (рис. 2.5) і система рівнянь (2.20) представляють собою **модель діода Шотткі**.

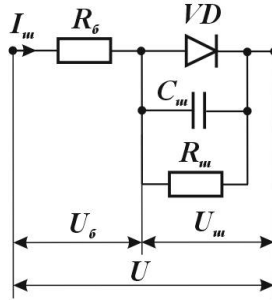


Рисунок 2.5 – Схема заміщення для моделі діода Шотткі

2.4 Деякі характеристики діодів Шотткі

$n_s = n_0 e^{-\frac{e\phi_s^0}{k_B T}}$ – залежність концентрації носіїв у збідненому шарі напівпровідника від значення потенціалу;

$\phi_s^0 = \frac{1}{e}(A_M - \chi)$ – бар'єр Шотткі;

$\phi_s^0 = \frac{1}{e}(A_M - A_H)$ – поверхневий потенціал;

$L = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0\varepsilon}{eN_d}(\phi_s^0 \pm U)}$ – ширина області просторового заряду;

$C_{ш} = S \sqrt{\frac{\varepsilon_0\varepsilon e N_d}{2(\phi_s^0 \pm U)}}$ – ємність діода Шотткі;

$I_s = SA^* T^2 e^{-\frac{e\phi_B}{k_B T}}$ – струм насичення ідеального діода;

$I_s = SA^* T^2 e^{-\frac{e\phi_B - \Delta\phi}{k_B T}}$ – зворотній струм реального діода Шотткі;

- $\Delta\varphi = \beta_{\text{Ш}} \sqrt{\varphi_s^0 \pm U}$ – зниження бар'єра Шотткі за рахунок ефекту Шотткі;
- $\beta_{\text{Ш}} = \sqrt[4]{\frac{e^3 N_d}{8\pi^2 \varepsilon_0^3 \varepsilon^3}}$ – значення коефіцієнту Шотткі;
- $\mathcal{E}_{\text{max}} = \frac{eN_d}{\varepsilon_0 \varepsilon} L$ – максимальна напруженість електричного поля на бар'єрі Шотткі;
- $f_{\text{гр}} = \frac{1}{2\pi R_B C_{\text{ш}}}$ – гранична частота діода Шотткі;
- $Q_{\text{max}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{\text{ш}}}{R_0}}$ – максимальна добротність діода Шотткі, де R_0 – опір бази діода;
- $\omega_{Q_{\text{max}}} = \frac{1}{C_{\text{ш}} \sqrt{R_0 R_{\text{ш}}}}$ – частота, при якій добротність максимальна;
- $\omega_{\text{min}} = \frac{1}{Q_{\text{min}} C_{\text{ш}} R_{\text{ш}}}$ – частота, при якій добротність мінімальна;
- $Q_{\text{min}} = \frac{Q_{\text{max}}}{\sqrt{2}}$ – зв'язок між мінімальною та максимальною добротностями.

2.5 Приклади розв'язування задач

Приклад 2.5.1. Германієвий напівпровідниковий діод, який має зворотний струм насичення $I_s = 25$ мкА, працює при прямій напрузі, що дорівнює 0,1 В при $T = 300$ К. Визначити:

- опір діода постійному струму R_0 ;
- диференціальний опір $r_{\text{диф}}$.

Розв'язок

Знайдемо струм діода при прямій напрузі $U = 0,1$ В за формулою

$$I = I_s \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right) = 25 \cdot 10^{-6} \cdot \left(e^{\frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,1}{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}} - 1 \right) = 1,17 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 1,17 \text{ мА}.$$

Тоді опір діода постійному струму

$$R_0 = \frac{U}{I} = \frac{0,1}{1,17 \cdot 10^{-3}} = 85 \text{ Ом}.$$

Знайдемо диференційний опір

$$\frac{1}{r_{\text{диф}}} = \frac{dI}{dU} = I_s \frac{e}{k_B T} e^{\frac{eU}{k_B T}} = 25 \cdot 10^{-6} \cdot 38,6 \cdot 48 = 46 \cdot 10^{-3} \text{ См},$$

звідки $r_{\text{диф}} = \frac{1}{46 \cdot 10^{-3}} = 21,6 \text{ Ом}$, або наближено, з урахуванням того,

що $I \ll I_s$, $\frac{1}{r_{\text{диф}}} = \frac{dI}{dU} = \frac{e}{k_B T} (I + I_s) \approx \frac{e}{k_B T} I$, звідки

$$r_{\text{диф}} = \frac{k_B T}{eI} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 1,17 \cdot 10^{-3}} = 22 \text{ Ом}.$$

Відповідь: $R_0 = 85 \text{ Ом}$; $r_{\text{диф}} = 22 \text{ Ом}$.

Приклад 2.5.2. У напівпровідниковому ідеальному діоді $D_n \approx D_p$, $L_n \approx L_p$, $N_a \approx 20N_d$. Визначити співвідношення між дірковою та електронною складовою струму крізь p - n -перехід.

Розв'язок

Електронна та діркова компоненти струму відповідно дорівнюють:

$$j_n = en_i^2 \frac{D_n}{L_n N_a} \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right), \quad j_p = en_i^2 \frac{D_p}{L_p N_d} \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right).$$

Враховуючи, що $D_n \approx D_p$ і $L_n \approx L_p$, маємо

$$\frac{j_p}{j_n} = \frac{N_a}{N_d} = 20.$$

Відповідь: $\frac{j_p}{j_n} = 20$.

Приклад 2.5.3. Два діоди з ідеальними p - n -переходами мають однако-
ву геометрію й зроблені з одного матеріалу. Але в
першому діоді концентрація домішок N_a і N_d в 10
разів менша, ніж у другому діоді. Визначити відно-
шення густини струмів $\frac{j_1}{j_2}$ при однаковій зовнішній
напрузі U . Вважати, що коефіцієнти дифузії носіїв
 D_n і D_p , а також дифузійні довжини L_n і L_p однакові
для обох діодів.

Розв'язок

Послудуючи співвідношення

$$j = e \left(\frac{D_n}{L_n} n_p + \frac{D_p}{L_p} p_n \right) \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right) \quad \text{та} \quad n_p = \frac{n_i^2}{N_a}; \quad p_n = \frac{n_i^2}{N_d},$$

маємо
$$j = en_i^2 \left(\frac{D_n}{L_n N_a} + \frac{D_p}{L_p N_d} \right) \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right);$$

звідси
$$j_1 = en_i^2 \left(\frac{D_n}{L_n N_{a1}} + \frac{D_p}{L_p N_{d1}} \right) \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right),$$

$$j_2 = en_i^2 \left(\frac{D_n}{L_n N_{a2}} + \frac{D_p}{L_p N_{d2}} \right) \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right).$$

Враховуючи, що $N_{a2} = 10N_{a1}$, $N_{d2} = 10N_{d1}$, маємо

$$\frac{j_1}{j_2} = \frac{en_i^2 \left(\frac{D_n}{L_n N_{a1}} + \frac{D_p}{L_p N_{d1}} \right) \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right)}{en_i^2 \left(\frac{D_n}{L_n 10N_{a1}} + \frac{D_p}{L_p 10N_{d1}} \right) \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right)} = 10.$$

Відповідь: $\frac{j_1}{j_2} = 10$.

Приклад 2.5.4. Бар'єрна ємність діода дорівнює 200 пФ при зворотній напрузі 2 В. Яка знадобиться зворотна напруга, щоб зменшити ємність до 50 пФ, якщо контактна різниця потенціалів $\varphi_k = 0,82$ В?

Розв'язок

Бар'єрна ємність різкого p - n -переходу визначається за формулою (1.15):

$$C_6 = \sqrt{\frac{\varepsilon \varepsilon_0 N_a N_d}{2(N_a + N_d)}} \cdot \frac{1}{\sqrt{U}} \quad \text{або} \quad C_6 = \frac{K}{\sqrt{(U_{зв} + \varphi_k)}},$$

де K – деякий коефіцієнт, рівний

$$K = C_6 \sqrt{(U_{зв} + \varphi_k)} = 200 \cdot 10^{-12} \cdot \sqrt{(2 + 0,82)} = 3,35 \cdot 10^{-10} \text{ Ф} \cdot \sqrt{\text{В}}.$$

Знаходимо зворотну напругу, при якій $C_6 = 50$ пФ :

$$50 \cdot 10^{-12} = \frac{3,35 \cdot 10^{-10}}{\sqrt{(U_{зв} + 0,082)}},$$

звідки $U_{зв} = 44,1$ В.

Відповідь: $U_{зв} = 44,1$ В.

Приклад 2.5.5. Пояснити якісно роботу p - n -переходу, що використовується у випрямлячі. Довести, що якщо розглядати

рух носіїв заряду через потенційний бар'єр на переході, тоді вольт-амперна характеристика ідеального $p-n$ -

переходу має вигляд $I = I_s \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right)$ (формула (1.18 а)).

Побудувати вольт-амперну характеристику, що відповідає цьому рівнянню. На тому ж графіку привести типову ВАХ реального переходу та визначити причини розходження між цими кривими.

Розв'язок

За відсутності напруги зміщення й струму (умова рівноваги) в $p-n$ -переході концентрація акцепторів N_a в p -області зазвичай більша концентрації донорів N_d . В p -області висока концентрація дірок p_p , а в n -області – висока концентрація електронів n_n і низька концентрація дірок p_n (рис. 1.1, б). Електрони і дірки рекомбінують в області металургічної границі, що приводить до виникнення збідненого шару товщиною d . Кількості іонізованих атомів домішки по обидві сторони переходу однакові. Якщо p -область сильнолегована, тоді $d_n \gg d_p$ (рис. 1.1, а).

При прямому зміщенні $U_{пр}$ n -область знаходиться під негативним потенціалом відносно p -області і потенціальний бар'єр зменшується до величини $e(\varphi_k - U_{пр})$. Отже, дифундувати може більша кількість дірок з p -області в n -області і більша кількість електронів з n -області в p -область. Напруга зміщення не впливає на рух неосновних носіїв n_p і p_n (тобто на дрейфові струми). Товщина збідненого шару зменшується, і через перехід проходить великий струм.

При зворотному зміщенні $U_{зв}$ (n -область знаходиться під додатнім потенціалом відносно p -області) і потенціальний бар'єр збільшується до величини $e(\varphi_k + U_{зв})$. Товщина збідненого шару зростає, і через перехід проходить невеликий струм. Отже, $p-n$ -перехід виявляє випрямляючі властивості.

При нульовій напрузі зміщення (в рівновазі) концентрації неосновних носіїв визначаються залежностями:

$$p_n(0) = p_p e^{-\frac{e\varphi_k}{k_B T}}; \quad n_p(0) = n_n e^{-\frac{e\varphi_k}{k_B T}}.$$

Позначимо p_n загальну кількість дірок в n -області при прямому зміщенні U_{np} , тоді за аналогією

$$p_n = p_p e^{-\frac{e(\varphi_k - U_{np})}{k_B T}}.$$

Надлишкова концентрація дірок в n -області $\Delta p = p_n - p_n(0)$:

$$\Delta p = p_p e^{-\frac{e(\varphi_k - U_{np})}{k_B T}} - p_p e^{-\frac{e\varphi_k}{k_B T}} = p_p e^{-\frac{e\varphi_k}{k_B T}} \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right).$$

Тобто

$$\Delta p = p_n \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right).$$

Наявність цієї надлишкової концентрації дірок в області переходу приводить до дифузії дірок вглиб n -області. Густина струму через перехід, обумовлена цими дірками, дорівнює

$$j_p(0) = eD_p \frac{d\Delta p}{dx} \quad \text{при} \quad x = 0.$$

В p -області відповідно виникає надлишкова концентрація електронів Δn :

$$\Delta n = n_p \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right).$$

В процесі дифузії концентрація носіїв змінюється за законом:

$$\Delta p(x) = \Delta p e^{-\frac{x}{L_p}}.$$

Якщо продиференціювати це рівняння за x , знайдемо

$$\frac{d(\Delta p(x))}{dx} = -\frac{\Delta p}{L_p} e^{-\frac{x}{L_p}},$$

звідки при $x = 0$ отримаємо $\frac{d(\Delta p(x))}{dx} = -\frac{\Delta p}{L_p}$.

Відповідна густина діркового струму визначається виразом:

$$j_p = -eD_p \left(-\frac{\Delta p}{L_p} \right) = eD_p \frac{\Delta p}{L_p}.$$

Звідки $\Delta p = j_p \frac{L_p}{eD_p}$.

Якщо цей вираз підставити в попередній для Δp , тоді:

$$j_p = \frac{eD_p p_n}{L_p} \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right).$$

Аналогічно отримуємо вираз для густини електронного струму:

$$j_n = \frac{eD_n n_p}{L_n} \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right).$$

Тоді загальна густина струму:

$$j = j_p + j_n = e \left(\frac{D_p p_n}{L_p} + \frac{D_n n_p}{L_n} \right) \left[e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right]$$

Повний струм враховує площу переходу S :

$$I = eS \left(\frac{D_p p_n}{L_p} + \frac{D_n n_p}{L_n} \right) \left[e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right].$$

У випадку прямого зміщення U додатна, а у випадку зворотного – від'ємна. За кімнатної температури $\frac{e}{k_B T} = 40 \text{ В}^{-1}$, тому в останньому

виразі $e^{\frac{eU}{k_B T}} \rightarrow 0$, тоді зворотний струм насичення j_s дорівнює:

$$I_s = -eS \left(\frac{D_p p_n}{L_p} + \frac{D_n n_p}{L_n} \right).$$

Отже, вираз для вольт-амперної характеристики має вигляд:

$$I = I_s \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right).$$

Графічно вольт-амперні характеристики ідеального і реального переходів представлені на рис. 2.6. В реальних переходах через забруднення поверхні зворотний опір може бути порядку 100 МОм, в результаті чого ВАХ відхиляється від ідеальної.

При прямому зміщенні наявність опору матеріалу діода за межами області об'ємного заряду (збідненого шару) приводить до того, що в реальних діодах для отримання того ж значення струму необхідно прикласти більшу напругу.

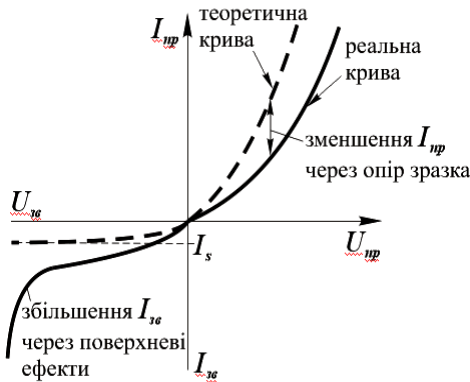


Рисунок 2.6 – Вольт-амперна характеристика напівпровідникового діода

Приклад 2.5.6. Визначити вихідну змінну напругу схеми на рис. 2.7, якщо вона працює за кімнатної температури.

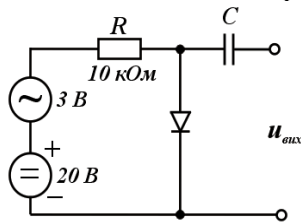


Рисунок 2.7 – Електрична схема для задачі 2.5.6

Розв'язок

Вихідна змінна напруга дорівнює змінній складовій напруги на діоді. Положення робочої точки визначається постійною складовою струму діода

$$I \approx \frac{U}{R} = \frac{20}{10 \cdot 10^3} = 2 \text{ мА} .$$

Прямий диференціальний опір діода

$$r_{\text{пр}} = \frac{k_{\text{В}} T}{eI} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = 13 \text{ Ом} .$$

Тому
$$u_{\text{вих}} = \frac{U r_{\text{пр}}}{R + r_{\text{пр}}} = \frac{3 \cdot 13}{13 + 10 \cdot 10^3} = 3,9 \cdot 10^{-3} \text{ В} = 3,9 \text{ мВ} .$$

Відповідь: $u_{\text{вих}} = 3,9 \text{ мВ} .$

Приклад 2.5.7. Визначити вихідну змінну напругу в схемі, зображеній на рис. 2.8, якщо за кімнатної температури використовується кремнієвий діод, що має зворотний струм насичення $I_s = 10 \text{ мкА} .$

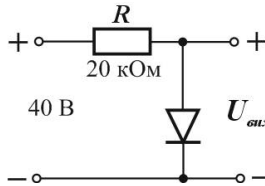


Рисунок 2.8 – Електрична схема для задачі 2.5.7

Розв'язок

Оскільки на діод подається пряма напруга, то опір кремнієвих діодів приблизно дорівнюватиме 200 Ом або менше, і струм у схемі визначатиметься в основному струмом резистора $R = 20 \text{ кОм} .$

Тому
$$I = \frac{U}{R} = \frac{40}{20 \cdot 10^3} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 2 \text{ мА} .$$

Підставляючи це значення у вираз для струму напівпровідникового діода та розв'язуючи його відносно U , отримаємо

$$I = I_s \left(e^{\frac{eu_{\text{вих}}}{k_B T}} - 1 \right), \quad u_{\text{вих}} = \frac{k_B T}{e} \ln \left(\frac{I}{I_s} + 1 \right);$$

$$u_{\text{вих}} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1,6 \cdot 10^{-19}} \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot 10^{-3}}{10^{-5}} + 1 \right) \approx 0,14 \text{ В.}$$

Відповідь: $u_{\text{вих}} = 0,14 \text{ В.}$

Приклад 2.5.8. У напівпровідникового діода $R_{\text{пр}} = 40 \text{ Ом}$, $R_{\text{зв}} = 400 \text{ кОм}$, $C = 80 \text{ пФ}$. Визначити:

- на якій частоті ємнісний опір $X_C = R_{\text{зв}}$ і внаслідок цього відбудеться помітне збільшення зворотного струму (але він ще буде малим);
- на якій частоті ємнісний опір дорівнюватиме $R_{\text{пр}}$ і відбудеться різке погіршення випрямляючих властивостей діода.

Розв'язок

а) Оскільки

$$X_C = R_{\text{зв}} = \frac{1}{2\pi f_1 C},$$

$$\text{То } f_1 = \frac{1}{2\pi R_{\text{зв}} C} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 4 \cdot 10^5 \cdot 80 \cdot 10^{-12}} = 5 \cdot 10^3 \text{ Гц} = 5 \text{ кГц.}$$

б) Внаслідок того, що

$$X_C = R_{\text{пр}} = \frac{1}{2\pi f_2 C},$$

маємо

$$\begin{aligned} f_2 &= \frac{1}{2\pi R_{\text{пр}} C} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 40 \cdot 80 \cdot 10^{-12}} = \\ &= 5 \cdot 10^7 \text{ Гц} = 50 \text{ МГц.} \end{aligned}$$

Відповідь: $f_1 = 5 \text{ кГц}$; $f_2 = 50 \text{ МГц}$.

Приклад 2.5.9. Сплавний діод працює в найпростішій схемі випрямлення з опором навантаження $R_n = 10 \text{ кОм}$ (рис. 2.9).

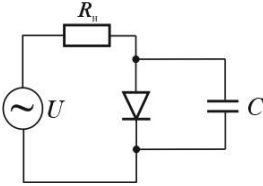


Рисунок 2.9 – Електрична схема для задачі 2.5.9

Діод має параметри $R_{пр} = 40 \text{ Ом}$, $R_{зв} = 400 \text{ кОм}$ і $C = 80 \text{ пФ}$. Знайти, на якій частоті випрямлений струм за рахунок впливу ємності діода зменшується вдвічі.

Розв'язок

Враховуючи, що $R_n \ll R_{пр}$ і $R_n \ll R_{зв}$, можна вважати, що на низьких

частотах

$$I_{пр. \max} \approx \frac{U_{\max}}{R_n + R_{пр}} \approx \frac{U_{\max}}{R_n},$$

і

$$I_{зв. \max} \approx \frac{U_{\max}}{R_n + R_{зв}} \approx \frac{U_{\max}}{R_{зв}} < I_{пр. \max}.$$

На високій частоті як і раніше $I_{пр} \approx \frac{U}{R_n}$, а $I_{зв} \approx \frac{U}{Z_{зв}}$.

При зменшенні $I_{випр}$ вдвічі повинно бути $I_{зв} \approx 0,5 I_{пр}$, тому $Z_{зв} = 2R_n$. Можна вважати, що $Z = \sqrt{R_n^2 + X_C^2}$, і звідси

$$X_C = \sqrt{Z^2 - R_n^2} = \sqrt{4R_n^2 - R_n^2} = \sqrt{3}R_n = 1,73 \cdot 10^4 \text{ Ом}.$$

Внаслідок того, що $X_C = \frac{1}{2\pi f C}$, маємо

$$f = \frac{1}{2\pi X_C C} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 1,73 \cdot 10^4 \cdot 80 \cdot 10^{-12}} = 1,15 \cdot 10^3 \text{ Гц}.$$

Відповідь: $f = 1,15 \cdot 10^3 \text{ Гц}$.

Приклад 2.5.10. Зворотний струм насичення діода з бар'єром Шоттки $I_s = 2$ мкА. Діод з'єднано послідовно з резистором та джерелом постійної напруги зміщення $E = 0,2$ В, так що на діод подається пряма напруга. Визначити опір резистора, якщо падіння напруги на ньому $U_R = 0,1$ В. Діод працює при $T = 300$ К.

Розв'язок

На діоді $U = E - U_R = 0,2 - 0,1 = 0,1$ В.

Струм діода

$$I = I_s \left[e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right].$$

Опір резистора

$$R = \frac{U}{I} = \frac{0,1}{9,3 \cdot 10^{-5}} = 1,08 \cdot 10^3 \text{ Ом} = 1,08 \text{ кОм}.$$

Відповідь: $R = 1,08$ кОм.

Приклад 2.5.11. Визначити величину поверхневого потенціалу ϕ_s^0 на контакті метала з напівпровідником, якщо концентрація електронів на поверхні напівпровідника дорівнює $n_s = 10^{15}$ см⁻³, а в об'ємі $n_0 = 10^{17}$ см⁻³. Температура $T = 300$ К.

Розв'язок

Залежність концентрації носіїв у збідненому шарі напівпровідника від значення потенціалу має вигляд:

$$n_s = n_0 e^{-\frac{e\phi_s^0}{k_B T}}, \quad \text{звідки} \quad \phi_s^0 = \frac{k_B T}{e} \ln \frac{n_0}{n_s} = 0,0258 \cdot \ln \frac{10^{17}}{10^{15}} = 0,12 \text{ В}.$$

Відповідь: $\phi_s^0 = 0,12$ В.

Приклад 2.5.12. Визначити густину струму насичення діода Шоттки за кімнатної температури, якщо контактує напівпровідник n -типу провідності, який має спорідненість до електрона $\chi = 3,1$ еВ і метал із роботою виходу $A_m = 4,0$ еВ. Значення приведеної сталої Річардсона

$$A^* = 140 \frac{\text{А}}{\text{см}^2 \cdot \text{К}^2}.$$

Розв'язок

Струм насичення діоду Шоттки

$$I_s = A^* T^2 S e^{-\frac{e\phi_0}{k_B T}}.$$

Густина струму насичення

$$j_s = \frac{I_s}{S} = A^* T^2 e^{-\frac{e\phi_0}{k_B T}},$$

де бар'єр Шоттки $\phi_0 = A_m - \chi = 4 - 3,1 = 0,9$ еВ.

Остаточно маємо:

$$j_s = 1,4 \cdot 10^6 \cdot 300^2 \cdot e^{-\frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,9}{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}} = 10^{-8} \frac{\text{А}}{\text{см}^2}$$

Відповідь: $j_s = 10^{-8} \frac{\text{А}}{\text{см}^2}.$

Приклад 2.5.13. Визначити напруженість поля і потенціал на поверхні напівпровідника при утворенні запірного контакту, якщо розмір області просторового заряду $L = 5 \cdot 10^{-5}$ см, концентрація електронів у об'ємі напівпровідника $n_0 = 2 \cdot 10^{15}$ см $^{-3}$, а температура $T = 300$ К.

Розв'язок

Напруженість електричного поля на поверхні напівпровідника

$$\mathcal{E}_{\max} = \frac{eN_d}{\varepsilon_0\varepsilon} L = \frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 2 \cdot 10^{21}}{8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 12} \cdot 5 \cdot 10^{-7} = 1,5 \cdot 10^6 \frac{\text{В}}{\text{м}}.$$

Ширина області просторового заряду на поверхні напівпровідника

$$L = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0\varepsilon}{eN_d} \varphi_s^0},$$

тому потенціал на поверхні напівпровідника

$$\varphi_s^0 = \frac{eN_d L^2}{2\varepsilon_0\varepsilon} = \frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 2 \cdot 10^{21} \cdot (5 \cdot 10^{-7})^2}{2 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 12} = 0,38 \text{ В}.$$

Відповідь: $\mathcal{E}_{\max} = 1,5 \cdot 10^6 \frac{\text{В}}{\text{м}}$; $\varphi_s^0 = 0,38 \text{ В}$.

Приклад 2.5.14. Визначте напруженість електричного поля на межі контакту метал – напівпровідник за температури $T = 300 \text{ К}$, якщо на відстані $x = 5 \cdot 10^{-5} \text{ см}$ від межі контакту напруженість поля $\mathcal{E} = 8,5 \cdot 10^2 \frac{\text{В}}{\text{см}}$. Концентрація електронів у об'ємі напівпровідника $n_0 = 10^{16} \text{ см}^{-3}$, а діелектрична проникність напівпровідника $\varepsilon = 16$.

Розв'язок

Напруженість електричного поля на межі контакту визначається виразом:

$$\mathcal{E}_{\max} = \frac{eN_d}{\varepsilon_0\varepsilon} L.$$

Для знаходження ширини області просторового заряду L скористаємось виразом для напруженості поля на відстані x від поверхні напівпровідника:

$$\mathcal{E} = \frac{eN_d}{\varepsilon_0\varepsilon}(L - x),$$

звідки
$$L = x + \frac{\varepsilon_0\varepsilon}{eN_d}\mathcal{E}.$$

Тоді для напруженості поля на межі контакту матимемо

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_{\max} &= \frac{eN_d}{\varepsilon_0\varepsilon} \left(\frac{\varepsilon_0\varepsilon}{eN_d}\mathcal{E} + x \right) = \mathcal{E} + \frac{eN_d}{\varepsilon_0\varepsilon}x = 8,5 \cdot 10^4 + \frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 10^{22}}{8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 16} \times \\ &\times 5 \cdot 10^{-7} = 5,7 \cdot 10^6 \frac{\text{В}}{\text{м}}. \end{aligned}$$

Відповідь: $\mathcal{E}_{\max} = 5,7 \cdot 10^6 \frac{\text{В}}{\text{м}}.$

Приклад 2.5.15. Визначте ємність діода Шотткі на основі кремнію n -типу з площею $S = 10^{-4} \text{ см}^2$ при зворотній та прямій напрузі ($U_{\text{зв}} = 20 \text{ В}$, $U_{\text{пр}} = +0,5 \text{ В}$), якщо поверхневий потенціал напівпровідника $\varphi_s^0 = 0,8 \text{ В}$ і концентрація дірок у n -базі складає 10^5 см^{-3} . Концентрація власних носіїв заряду $n_i = 10^{10} \text{ см}^{-3}$, діелектрична проникність кремнію $\varepsilon = 12$.

Розв'язок

Відповідно до закону діючих мас $n_i^2 = n_{n0}p_{n0}$, маємо

$$n_{n0} = N_d = \frac{n_i^2}{p_{n0}} = \frac{10^{20}}{10^5} = 10^{15} \text{ см}^{-3}.$$

Ємність діода Шотткі визначається за формулою:

$$C_{\text{Ш}} = S \sqrt{\frac{\varepsilon\varepsilon_0 e N_d}{2(\varphi_s^0 \pm U)}}.$$

Тоді ємність при зворотній і прямій напругах:

$$\begin{aligned} C_{\text{Ш зв}} &= S \sqrt{\frac{\varepsilon\varepsilon_0 e N_d}{2(\varphi_s^0 + U_{\text{зв}})}} = 10^{-8} \cdot \sqrt{\frac{12 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 10^{21}}{2 \cdot (0,8 + 20)}} = \\ &= 2 \cdot 10^{-13} \text{ Ф} = 0,2 \text{ пФ}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_{\text{Ш пр}} &= S \sqrt{\frac{\varepsilon\varepsilon_0 e N_d}{2(\varphi_s^0 - U_{\text{пр}})}} = 10^{-8} \cdot \sqrt{\frac{12 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 10^{21}}{2 \cdot (0,8 - 0,5)}} = \\ &= 1,68 \cdot 10^{-12} \text{ Ф} = 1,68 \text{ пФ}. \end{aligned}$$

Відповідь: $C_{\text{Ш зв}} = 0,2 \text{ пФ}$; $C_{\text{Ш пр}} = 1,68 \text{ пФ}$.

Приклад 2.5.16. Діод Шотткі виготовлено на основі контакту кремнію n -типу провідності з питомим опором $\rho_{\text{с}} = 3,5 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ та електронною спорідненістю $\chi = 3,5 \text{ еВ}$ і металу, що має роботу виходу $A_{\text{м}} = 4,5 \text{ еВ}$. У кремнії $E_{\text{с}} - E_{\text{ф}} = 0,2 \text{ еВ}$. Площа контакту $S = 10^{-4} \text{ см}^2$. Рухливість електронів $\mu_n = 1400 \frac{\text{см}^2}{\text{В} \cdot \text{с}}$. Визначте ємність діода Шотткі.

Розв'язок

Для знаходження ємності діода Шотткі скористаємось формулою (2.19):

$$C_{\text{Ш}} = S \sqrt{\frac{e\varepsilon\varepsilon_0 N_{\text{дом}}}{2(\varphi_s^0 \pm U)}}.$$

Враховуючи, що поверхневий потенціал

$$\varphi_s^0 = \frac{1}{e}(A_M - A_n) = \frac{1}{e}A_M - \frac{1}{e}(\chi + (E_c - E_F)),$$

маємо $\varphi_s^0 = 4,5 - (3,5 + 0,2) = 0,8 \text{ В}.$

Концентрація домішки в базі за умови, що всі донори іонізовані

$$N_d = \frac{1}{e\mu_n\rho_0} = \frac{1}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,14 \cdot 0,035} = 1,28 \cdot 10^{21} \text{ м}^{-3}.$$

За умовою задачі $U = 0$, тому

$$C_{\text{ш}} = S \sqrt{\frac{e\varepsilon\varepsilon_0 N_d}{2\varphi_s^0}} = 10^{-8} \cdot \sqrt{\frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 12 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 1,28 \cdot 10^{21}}{2 \cdot 0,8}} =$$

$$= 1,17 \cdot 10^{-12} \text{ Ф} = 1,17 \text{ пФ}.$$

Відповідь: $C_{\text{ш}} = 1,17 \text{ пФ}.$

Приклад 2.5.17. Розмір області просторового заряду на контакті металу з електронним напівпровідником $L = 2 \cdot 10^{-5} \text{ см}.$ Визначити концентрацію електронів на поверхні напівпровідника за $T = 300 \text{ К},$ за умови, що рівень Фермі лежить нижче дна зони провідності на $0,2 \text{ еВ}$ і ефективна маса дорівнює масі вільного електрона, а діелектрична проникність $\varepsilon = 16.$

Розв'язок

Концентрація електронів на поверхні напівпровідника має ви-

гляд: $n_s = n_0 e^{-\frac{e\varphi_s^0}{k_B T}}.$

Поверхневий потенціал φ_s^0 знайдемо з рівняння для ширини області просторового заряду

$$L = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0\varepsilon}{eN_d}\varphi_s^0}, \quad \text{звідки} \quad \varphi_s^0 = \frac{en_0L^2}{2\varepsilon_0\varepsilon}.$$

Внаслідок того, що концентрація електронів у об'ємі напівпровідника

$$n_0 = N_c e^{-\frac{E_F - E_c}{k_B T}},$$

отримуємо для поверхневого потенціалу

$$\begin{aligned} \phi_s^0 &= \frac{eL^2}{2\varepsilon_0\varepsilon} N_c e^{-\frac{E_F - E_c}{k_B T}} = \frac{eL^2}{\varepsilon_0\varepsilon} \left(\frac{2\pi m_{dn}^* k_B T}{h^2} \right)^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{E_F - E_c}{k_B T}} = \frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot (2 \cdot 10^{-7})^2}{8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 16} \times \\ &\times \left(\frac{2 \cdot 3,14 \cdot 9,1 \cdot 10^{-31} \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{(6,62 \cdot 10^{-34})^2} \right)^{\frac{3}{2}} \cdot e^{-\frac{0,2}{8,625 \cdot 10^{-5} \cdot 300}} = 0,25 \text{ В.} \end{aligned}$$

Тепер розрахуємо концентрацію електронів на поверхні напівпровідника

$$\begin{aligned} n_s &= N_c e^{-\frac{(E_F - E_c) + e\phi_s^0}{k_B T}} = \left(\frac{2\pi m_{dn}^* k_B T}{h^2} \right)^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{(E_F - E_c) + e\phi_s^0}{k_B T}} = \\ &= 2 \cdot \left(\frac{2 \cdot 3,14 \cdot 9,1 \cdot 10^{-31} \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{(6,62 \cdot 10^{-34})^2} \right)^{\frac{3}{2}} \cdot e^{-\frac{(0,2 + 0,25) \cdot 1,6 \cdot 10^{-19}}{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}} = \\ &= 7 \cdot 10^{17} \text{ м}^{-3}. \end{aligned}$$

Відповідь: $n_s = 7 \cdot 10^{17} \text{ м}^{-3}$.

Приклад 2.5.18. При зворотному зміщенні $U_{зв} = 20 \text{ В}$ крізь діод Шоттки тече струм $2 \cdot 10^{-7} \text{ А}$. За цих умов на частоті $f = 750 \text{ кГц}$ діод має максимальну добротність $Q_{\max} = 2 \cdot 10^3$. Площа контакту $S = 5 \cdot 10^{-5} \text{ см}^2$. Визначте: ємність діода при $U_{зв} = 20 \text{ В}$; опір бази діода $R_б$; опір контакту Шоттки $R_{Ш}$; частотний діапазон діода при $U_{зв} = 20 \text{ В}$; питомий опір бази $\rho_б$.

Розв'язок

Опір контакту Шоттки знаходимо за формулою (2.18):

$$R_{\text{III}} = \frac{k_B T}{e(I + I_s)} \approx \frac{k_B T}{eI} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 2 \cdot 10^{-7}} = 1,29 \cdot 10^5 \text{ Ом}.$$

З виразу для максимальної добротності

$$Q_{\text{max}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{\text{III}}}{R_6}}$$

знаходимо опір бази діода:

$$R_6 = \frac{R_{\text{III}}}{4Q_{\text{max}}^2} = \frac{1,29 \cdot 10^5}{4 \cdot (2 \cdot 10^3)^2} = 0,008 \text{ Ом} = 8 \text{ мОм}.$$

Ємність діода знайдемо, скориставшись виразом для частоти, при якій добротність максимальна:

$$\omega_{Q_{\text{max}}} = \frac{1}{C_{\text{III}} \sqrt{R_6 R_{\text{III}}}};$$

звідки

$$\begin{aligned} C_{\text{III}} &= \frac{1}{\omega_{Q_{\text{max}}} \sqrt{R_6 R_{\text{III}}}} = \frac{1}{2\pi f \sqrt{R_6 R_{\text{III}}}} = \\ &= \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 7,5 \cdot 10^5 \cdot \sqrt{8 \cdot 10^{-3} \cdot 1,29 \cdot 10^5}} = 6,6 \cdot 10^{-9} \text{ Ф} = 6,6 \text{ нФ}. \end{aligned}$$

Визначаємо робочий діапазон частот за формулою:

$$\begin{aligned} \omega_{\text{min}} &= \frac{1}{Q_{\text{min}} C_{\text{III}} R_{\text{III}}}; \quad Q_{\text{min}} = \frac{Q_{\text{max}}}{\sqrt{2}}; \\ f_{\text{min}} &= \frac{\sqrt{2}}{2\pi Q_{\text{max}} C_{\text{III}} R_{\text{III}}} = \frac{1,41}{2 \cdot 3,14 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 6,6 \cdot 10^{-9} \cdot 1,29 \cdot 10^5} = \\ &= 0,13 \text{ Гц}; \end{aligned}$$

$$\omega_{\text{max}} = \frac{1}{Q_{\text{min}} C_{\text{III}} R_6},$$

$$f_{\max} = \frac{\sqrt{2}}{2\pi Q_{\max} C_{\text{Ш}} R_0} = \frac{1,41}{2 \cdot 3,14 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 6,6 \cdot 10^{-9} \cdot 8 \cdot 10^{-3}} =$$

$$= 2,12 \cdot 10^6 \text{ Гц.}$$

Питомий опір бази знайдемо з виразу:

$$\rho_0 = \frac{R_0 S}{W},$$

при цьому прийmemo товщину бази $W = 350 \text{ мкм}$,

$$\rho_0 = \frac{8 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^{-9}}{3,5 \cdot 10^{-5}} = 0,11 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{м}$$

Відповідь: $C_{\text{Ш}} = 6,6 \text{ нФ}$; $R_0 = 8 \text{ мОм}$; $R_{\text{Ш}} = 1,29 \cdot 10^5 \text{ Ом}$;
 $f_{\min} = 0,13 \text{ Гц}$; $f_{\max} = 2,12 \cdot 10^6 \text{ Гц}$; $\rho_0 = 0,11 \text{ мкОм} \cdot \text{м}$.

Приклад 2.5.19. За температури $T = 300 \text{ К}$ і зворотному зміщенні $U_{\text{зв}} = 9 \text{ В}$ максимальна добротність діода Шотткі складає $Q_{\max} = 10^3$. Діод виготовлений із кремнію з концентрацією донорів $N_d = 10^{16} \text{ см}^{-3}$ і має опір бази $R_0 = 100 \text{ Ом}$. Напруженість поля в області просторового заряду $\mathcal{E} = 10^5 \frac{\text{В}}{\text{см}}$. Площа контакту $S = 10^{-4} \text{ см}^2$. Розрахувати: зміну бар'єра $\Delta\phi$ за рахунок сил дзеркального зображення; опір діода $R_{\text{Ш}}$ за напруги $U_{\text{зв}} = 9 \text{ В}$; величину бар'єра Шотткі; вольт-амперну характеристику. Для розрахунку ВАХ прийняти різницю робот виходу $\Delta A = 0,5 \text{ еВ}$.

Розв'язок

Розрахуємо значення коефіцієнта Шотткі:

$$\beta_{\text{III}} = \sqrt[4]{\frac{e^3 N_d}{8\pi^2 \epsilon_0^3 \mathcal{E}^3}} = \sqrt[4]{\frac{(1,6 \cdot 10^{-19})^3 \cdot 10^{22}}{8 \cdot 3,14^2 \cdot (8,85 \cdot 10^{-12})^3 \cdot 12^3}} \approx 0,026.$$

Ширина області просторового заряду і напруженість поля в області просторового заряду визначаються співвідношенням:

$$L = \sqrt{\frac{2\epsilon_0 \mathcal{E}}{eN_d} (\varphi_s^0 + U_{\text{зв}})}; \quad \mathcal{E}_{\text{max}} = \frac{eN_d}{\epsilon_0} L.$$

Звідси

$$L^2 = \frac{2\epsilon_0 \mathcal{E}}{eN_d} (\varphi_s^0 + U_{\text{зв}}) = \frac{\epsilon_0^2 \mathcal{E}^2}{e^2 N_d^2} \mathcal{E}^2,$$

$$i \quad \varphi_s^0 + U_{\text{зв}} = \frac{\epsilon_0 \mathcal{E}}{2eN_d} \mathcal{E}^2 = \frac{8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 12}{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 10^{22}} \cdot (10^7)^2 = 3,32 \text{ В}.$$

Тоді зміна бар'єра $\Delta\varphi$ за рахунок сил дзеркального зображення

$$\Delta\varphi = \beta_{\text{III}} \sqrt[4]{\varphi_s^0 + U_{\text{зв}}} = 0,026 \cdot \sqrt[4]{3,32} \approx 0,035 \text{ В}.$$

Максимальна добротність діода Шотткі:

$$Q_{\text{max}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{\text{III}}}{R_0}},$$

звідки опір діода Шотткі

$$R_{\text{III}} = 4Q_{\text{max}}^2 R_0 = 4 \cdot (10^3)^2 \cdot 10^2 = 4 \cdot 10^8 \text{ Ом}.$$

Зворотний струм реального діода Шотткі

$$I_{\text{зв}} = \frac{U_{\text{зв}}}{R_{\text{III}}} = A^* T^2 S e^{-\frac{e(\varphi_0 - \Delta\varphi)}{k_B T}},$$

де приведена стала Річардсона $A^* = 140 \frac{\text{А}}{\text{см}^2 \cdot \text{К}^2}$.

Тоді
$$\ln \frac{U_{зв}}{A^* R_{III} T^2 S} = -\frac{e(\varphi_0 - \Delta\varphi)}{k_B T},$$

звідки величина бар'єру Шотткі

$$\begin{aligned} \varphi_0 = \Delta\varphi - \frac{k_B T}{e} \ln \frac{U_{зв}}{A^* R_{III} T^2 S} &= 0,035 - \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1,6 \cdot 10^{-19}} \times \\ &\times \ln \frac{9}{140 \cdot 10^4 \cdot 4 \cdot 10^8 \cdot 300^2 \cdot 10^{-4}} = 0,975 \text{ В.} \end{aligned}$$

Вольт-амперна характеристика реального діода Шотткі

$$I(U) = I_s \left(e^{\frac{eU}{mk_B T}} - 1 \right),$$

де струм насичення

$$I_s = A^* T^2 S e^{-\frac{e\varphi_0}{k_B T}} = 140 \cdot 10^4 \cdot 300^2 \cdot 10^{-8} \cdot e^{-\frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,975}{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}} = 1,4 \cdot 10^{-14} \text{ А;}$$

і тоді $I(U) = 1,4 \cdot 10^{-14} \left(e^{\frac{38,65U}{m}} - 1 \right)$, $m = 2 \div 3$ – коефіцієнт неідеальності реального діода Шотткі.

Відповідь: $\Delta\varphi = 0,035 \text{ В;}$ $R_{III} = 4 \cdot 10^8 \text{ Ом;}$ $\varphi_0 = 0,975 \text{ В;}$

$$I(U) = 1,4 \cdot 10^{-14} \left(e^{\frac{38,65U}{m}} - 1 \right).$$

2.6 Задачі для самостійного розв'язування

Напівпровідникові діоди

2.6.1 Струм насичення германієвого діода дорівнює 10 мкА. Визначити відношення струмів діода при напругах $U = -0,1 \text{ В}$ та $U = -\infty$.

2.6.2 Струм насичення германієвого діода дорівнює 5 мкА . Визначити коефіцієнт випрямлення¹ струму діодом при напругах:
а) 0,1 В та -0,1 В ; б) 0,2 В та -0,2 В ; в) 0,3 В та -0,3 В .

2.6.3 Визначити струм насичення діода, якщо при прямій напрузі $U_{np} = 0,1$ В струм $I_{np} = 1,4$ мА . Температура кімнатна.

2.6.4 Діод з *p-n*-переходом створено методом дифузії акцепторної домішки *p*-типу (бор) у рівномірно леговану кремнієву пластину *n*-типу провідності з концентрацією домішки $1,1 \cdot 10^{21} \text{ м}^{-3}$. Виник лінійний перехід з градієнтом концентрації 10^{28} м^{-4} . Товщина областей у напрямку проходження носіїв заряду $I_n = 1,5$ мкА , $I_p = 2$ мкА . Дифузійна довжина дірок в *n*-області $L_p = 30$ мкА , електронів в *p*-області $L_n = 20$ мкА . Коефіцієнт дифузії дірок $D_p = 1,2 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2/\text{с}$, електронів – $D_n = 3,4 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2/\text{с}$. Площа *p-n*-переходу діода $S = 300 \text{ мкм}^2$.

Розрахувати:

- а) висоту потенціального бар'єру;
- б) товщину ОПЗ за умов рівноваги;
- в) максимальну напруженість внутрішнього електричного поля в ОПЗ;
- г) товщину ОПЗ за умов зворотного зміщення переходу 5 В ;
- д) питому ємність переходу за умов відсутності зовнішнього зміщення та за умов зворотного зміщення 5 В ;
- е) концентрації надлишкових неосновних носіїв, інжекттованих у кожену областей переходу за умов прямого зміщення 0,6 В ;
- ж) повний струм, що проходить крізь діод за умов прямого зміщення 0,6 В ;
- з) зворотний струм насичення діода.

2.6.5 Розрахувати струм дифузії електронів і струм дифузії дірок у діоді зі ступінчастим *p-n*-переходом. Області леговані рівномірно:

¹ Відношення прямого і зворотного струмів – за модулем

$N_a = 10^{23} \text{ м}^{-3}$, $N_d = 10^{24} \text{ м}^{-3}$. Дифузійна довжина дірок $L_p = 10^{-5} \text{ м}$, електронів – $L_n = 2 \cdot 10^{-5} \text{ м}$. Товщина нейтральних областей $W_n = 2 \text{ мкм}$, $W_p = 5 \text{ мкм}$. Площа переходу $S = 100 \text{ мкм}^2$, напруга прямого зміщення $0,5 \text{ В}$; $T = 300 \text{ К}$.

2.6.6 Концентрація донорів у n -області діода з ідеальним p - n -переходом дорівнює концентрації акцепторів у p -області. Як зміниться густина струму крізь такий перехід, якщо концентрацію донорів збільшити в 5 разів? Вважайте, що відношення $\frac{D_n}{D_p} = 3$,

$\frac{L_n}{L_p} = 1,5$ не змінюється при зміні рівня легування.

2.6.7 Для кремнієвого діода з різким p - n -переходом намалювати в напівлогарифмічному масштабі розподіл концентрації носіїв заряду в переході, якщо $N_d = 10^{15} \text{ см}^{-3}$, а $N_a = 10^{16} \text{ см}^{-3}$. Визначити чисельні значення ординат, вказати n - і p -області, а також область, збіднену носіями заряду. Для цих умов намалювати також розподіл густини об'ємного заряду та потенціалу в переході.

2.6.8 Розрахувати і побудувати вольт-амперну характеристику ідеального напівпровідникового діода при $T = 300 \text{ К}$, якщо зворотний струм насичення $I_s = 10 \text{ мкА}$. Розрахунок провести в інтервалі напруг від 0 до -10 В (через 1 В) і від 0 до $0,2 \text{ В}$ (через $0,05 \text{ В}$).

2.6.9 Для умов, сформульованих в попередньому завданні, розрахувати і побудувати вольт-амперну характеристику діода, припустивши, що діод має омичний опір p - і n -областей, рівний 25 Ом .

2.6.10 Яка область діода (n або p) має більш високий питомий опір, якщо відомо, що кількість дірок, що інжектуються через p - n -перехід в одиницю часу, на декілька порядків перевищує кількість електронів?

- 2.6.11 Зворотний струм насичення напівпровідникового діода $I_s = 1$ мкА при 27°C та $I_s = 10$ мкА при 65°C . Побудувати вольт-амперні характеристики цього діода при температурах, що дорівнюють 27°C і 65°C , при зміні напруги від -2 до $0,5$ В.
- 2.6.12 При $T = 300$ К зворотний струм насичення ідеального германієвого діода $I_s = 30$ мкА. Знайти диференційний опір діода при прямій та зворотній напругах, що дорівнюють $0,2$ В.
- 2.6.13 Визначити, у скільки разів збільшується зворотний струм насичення сплавного p - n -переходу діода, якщо температура збільшується:
- від 20 до 80°C для германієвого діода;
 - від 20 до 150°C для кремнієвого діода.

Діоди Шотткі

- 2.6.14 Нарисувати зонну енергетичну діаграму контакту метал – напівпровідник у стані термодинамічної рівноваги (при $U = 0$) і при прикладенні прямої ($U > 0$) і зворотної ($U < 0$) напруги. Показати потоки носіїв через контакт.
- 2.6.15 Визначити ширину області просторового заряду й ємність контакту метал – напівпровідник, якщо $N_d = 10^{16}$ см $^{-3}$, $\epsilon = 12,5$, робота виходу з металу $A_m = 4,6$ еВ, робота виходу з напівпровідника $A_n = 4,3$ еВ, площа контакту $S = 10^{-4}$ см 2 . Побудувати залежності ширини області просторового заряду й ємності від прикладеної напруги.
- 2.6.16 Побудувати вольт-амперну характеристику контакту метал – напівпровідник при прямому і зворотному зміщеннях при 300 К, роботі виходу з металу $A_m = 4,6$ еВ і роботі виходу з напівпровідника $A_n = 4,3$ еВ відповідно до діодної теорії при $N_d = 10^{16}$ см $^{-3}$.

- 2.6.17 Визначити опір бази діода Шотткі R_g на основі електронного кремнію з концентрацією домішки $N_d = 10^{15} \text{ см}^{-3}$. Площа контакту $S = 10^{-5} \text{ см}^2$, товщина бази $W = 10 \text{ мкм}$.
- 2.6.18 Визначити диференціальний опір діода Шотткі при прямому зміщенні $0,3 \text{ В}$ за температури $T = 300 \text{ К}$, якщо струм насичення дорівнює 10^{-8} А .
- 2.6.19 Визначити густину струму насичення діода Шотткі за температури $T = 300 \text{ К}$, якщо контактує напівпровідник n -типу провідності, що має електронну спорідненість $\chi = 3,1 \text{ еВ}$ і метал з роботою виходу $A_m = 4,0 \text{ еВ}$. Значення приведені сталої Річардсона прийміть рівною $A^* = 140 \frac{\text{А}}{\text{см}^2 \cdot \text{К}^2}$.
- 2.6.20 Знайти висоту потенційного бар'єра в діоді Шотткі германій n -типу – золото ($n\text{-Ge} - \text{Au}$), якщо питомий опір напівпровідника $1 \text{ Ом} \cdot \text{см}$. Намалювати зонну діаграму контакту в умовах термодинамічної рівноваги.
- 2.6.21 Знайти ширину області збіднення при зовнішніх напругах $U_1 = +0,4 \text{ В}$, $U_2 = -2 \text{ В}$ і в рівноважних умовах в діоді $n\text{-Si} - \text{Pt}$. Намалювати зонну діаграму контакту в умовах термодинамічної рівноваги.
- 2.6.22 Визначити граничну частоту діода Шотткі, якщо товщина бази з кремнію $W = 10 \text{ мкм}$, концентрація домішки в базі 10^{15} см^{-3} і поверхневий потенціал $0,6 \text{ В}$.
- 2.6.23 Визначити ємність $C_{\text{ш}}$ контакту золото – кремній ($\epsilon = 12$), якщо концентрація електронів у об'ємі напівпровідника $n_0 = 10^{16} \text{ см}^{-3}$, висота потенціального бар'єру $\phi_s^0 = 0,5 \text{ В}$. До контакту прикладено зворотне зміщення $U = 0,4 \text{ В}$. Площа контакту $S = 10^{-4} \text{ см}^2$.

2.6.24 Крізь контакт метал – напівпровідник n -типу при $T = 300$ К під дією прямого зміщення $U = 0,3$ В протікає струм $I = 100$ мА. Площа контакту $S = 5 \cdot 10^{-4}$ см². Ємність контакту при нульовому зміщенні $1,38$ пФ. Ефективна стала $A^* = 110 \frac{\text{А}}{\text{см}^2 \cdot \text{К}^2}$. Визна-

чити:

- а) висоту потенціального бар'єру;
- б) густину струму насичення;
- в) розмір області просторового заряду при $U = 0$;
- г) концентрацію електронів у об'ємі напівпровідника.

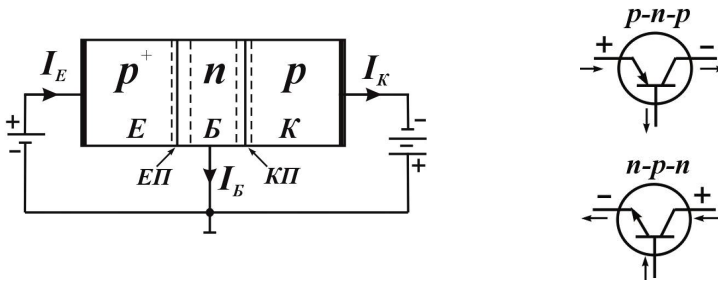
2.6.25 Діод Шотткі створено на кремнії n -типу. Металевий контакт вольфрамовий з площею $S = 100$ мкм². Напруга прямого зміщення діода $U = 0,4$ В. Розрахувати:

- а) товщину ОПЗ;
- б) питому ємність;
- в) висоту потенціального бар'єра;
- г) густину струму насичення;
- д) диференціальний опір діода Шотткі;
- е) бар'єрну ємність;
- ж) струм діода;
- з) граничну частоту;
- к) густину струму через діод Шотткі, якщо висота потенціального бар'єра дорівнюватиме нулю.

3 БІПОЛЯРНИЙ ТРАНЗИСТОР

3.1 Основні формули та визначення

Транзистор – це напівпровідниковий прилад з двома $p-n$ -переходами, призначений для підсилення і генерування електричних сигналів. Структура транзистора типу $p-n-p$ представлена на рис. 3.1, а, а умовні позначення обох типів транзисторів з робочими полярностями напруг і напрямками струмів – на рис. 3.1, б.



а – структура транзистора;

б – умовне позначення

Рисунок 3.1 – Транзистор типу p^+-n-p

Конструктивно **біполярний транзистор** (БТ) є сукупністю двох взаємодіючих $p-n$ -переходів, ввімкнених назустріч один одному. Кожний з переходів транзистора можна ввімкнути або в прямому, або в зворотному напрямку, в залежності від чого розрізняють три режими роботи транзистора:

- ❖ *режим відсічки* – обидва переходи обернено зміщені, при цьому через транзистор протікає порівняно невеликий струм;

- ❖ *режим насичення* – обидва переходи відкриті (прямозміщені);

- ❖ *активний режим* – один з $p-n$ -переходів відкритий, інший закритий (якщо на емітерному переході (ЕП) напруга пряма, а на колекторному (КП) – зворотна, то вмикання транзистора називають *нормальним*; при протилежній полярності – *інверсним*).

В режимі відсікання і режимі насичення керування транзистором неможливе. В активному режимі таке керування здійснюється найбільш ефективно, при цьому транзистор може виконувати функції

активного елемента електричної схеми (підсилення, генерування, тощо).

Розрізняють різні способи вмикання транзистора як чотириполюсника: зі спільною базою (СБ), спільним емітером (СЕ), спільним колектором (СК). Схеми вмикання наведені в таблиці 3.1.

Формули Еберса – Молла є універсальними співвідношеннями, які описують характеристики біполярних транзисторів у всіх режимах роботи.

Відповідно моделі Еберса – Молла представимо біполярний транзистор у вигляді еквівалентної схеми (рис. 3.2). При нормальному вмиканні через ЕП протікає струм I_1 , через КП протікає струм $\alpha_N I_1$ менший, ніж I_1 , внаслідок рекомбінації частини інжектованих носіїв у базі. На рис. 3.3 цей процес відображається як генератор струму $\alpha_N I_1$, де α_N – коефіцієнт передачі емітерного струму. При інверсному вмиканні транзистора прямому колекторному струму I_2 буде відповідати емітерний струм $\alpha_I I_2$, де α_I – коефіцієнт передачі в інверсному вмиканні. Отже, струми емітера I_E та колектора I_K в загальному випадку складаються з інжектуемого (I_1 або I_2) і екстрагуемого ($\alpha_N I_1$ або $\alpha_I I_2$) струмів:

$$I_E = I_1 - \alpha_I I_2, \quad (3.1)$$

$$I_E = \alpha_N I_1 - I_2. \quad (3.2)$$

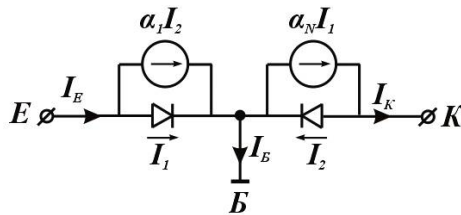


Рисунок 3.2 – Еквівалентна схема біполярного транзистора

Величини струмів I_1 та I_2 крізь $p-n$ -переходи виражаються стандартними формулами:

$$I_1 = I'_{E_0} \left(e^{\frac{eU_E}{k_B T}} - 1 \right), \quad (3.3)$$

$$I_2 = I'_{K_0} \left(e^{\frac{eU_K}{k_B T}} - 1 \right), \quad (3.4)$$

де I'_{E_0} і I'_{K_0} – зворотні струми насичення p - n -переходів, пов'язані зі зворотними струмами емітера I_{E_0} і колектора I_{K_0} співвідношеннями:

$$I'_{E_0} = \frac{I_{E_0}}{1 - \alpha_N \alpha_1}, \quad (3.5)$$

$$I'_{K_0} = \frac{I_{K_0}}{1 - \alpha_N \alpha_1}. \quad (3.6)$$

З формул (3.5) – (3.6) видно, що $I_{E_0} \square I'_{E_0}$, $I_{K_0} \square I'_{K_0}$. Відмінність, наприклад, зворотних струмів I_{K_0} , I'_{K_0} з'являється тому, що струм I_{K_0} визначається при розімкненому емітерному ланцюгу ($I_E = 0$), а струм I'_{K_0} визначається при короткозамкненому емітерному ланцюгу ($U_E = 0$).

Тоді, враховуючи формули (3.1) – (3.4), отримуємо залежності від напруги емітерного і колекторного струмів:

$$I_E = I'_{E_0} \left(e^{\frac{eU_E}{k_B T}} - 1 \right) - \alpha_I I'_{K_0} \left(e^{\frac{eU_K}{k_B T}} - 1 \right), \quad (3.7)$$

$$I_K = \alpha_N I'_{E_0} \left(e^{\frac{eU_E}{k_B T}} - 1 \right) - I'_{K_0} \left(e^{\frac{eU_K}{k_B T}} - 1 \right), \quad (3.8)$$

Струм бази

$$I_B = I_E - I_K = (1 - \alpha_N) I'_{E_0} \left(e^{\frac{eU_E}{k_B T}} - 1 \right) + (1 - \alpha_I) I'_{K_0} \left(e^{\frac{eU_K}{k_B T}} - 1 \right). \quad (3.9)$$

Формули (3.7) – (3.9) називають *формулами Еберса – Молла*, вони корисні для аналізу *статичних* характеристик біполярного транзистора при будь-яких співвідношеннях знаків струмів і напруг. *Статичними характеристиками* називають графічно виражені залежності струму від напруги вхідного ланцюга (*вхідні ВАХ*) і вихідного ланцюга (*вихідні ВАХ*). Вид характеристик залежить від способу вмикання транзистора.

Вольт-амперні характеристики біполярного *p-n-p*-транзистора в активному режимі в схемі зі СБ представлені на рис. 3.3 і описуються рівняннями виду:

$$I_K = \alpha_N I_E - I_{K_0} \left(e^{\frac{eU_K}{k_B T}} - 1 \right) \quad (3.10)$$

– для сім'ї *колекторних (вихідних)* характеристик $I_K = f(U_K)$ з параметром I_E (рис. 3.4, б);

$$U_E = \frac{k_B T}{e} \ln \left[\frac{I_E}{I'_{E_0}} + 1 + \alpha_N \left(e^{\frac{eU}{k_B T}} - 1 \right) \right]. \quad (3.11)$$

– для сім'ї *емітерних (вхідних)* характеристик $I_E = f(U_E)$ з параметром U_K (рис. 3.3, а).

Для активного режиму, коли $U_E > 0$, $U_K < 0$, $|U_K| \ll 0$, вирази (3.10), (3.11) переходять у

$$I_K = \alpha_N I_E - I_{K_0}, \quad (3.12)$$

$$U_E = \frac{k_B T}{e} \ln \frac{I_E}{I'_{E_0}}. \quad (3.13)$$

Ідеалізовані вольт-амперні характеристики БТ в схемі зі СБ у вигляді (3.12), (3.13) є найбільш розповсюдженими при аналізі фізичних процесів у транзисторі.

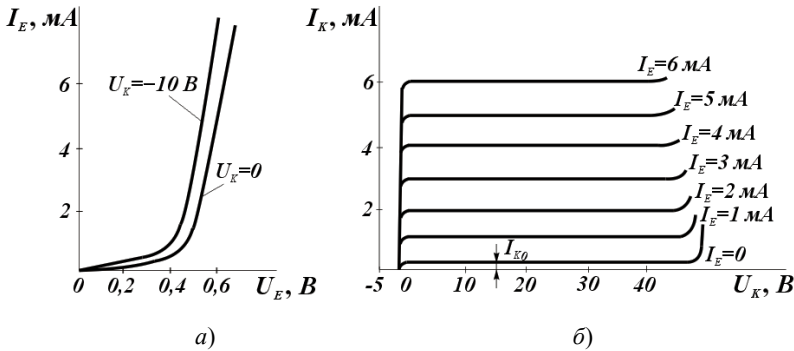


Рисунок 3.3 – Вольт-амперні характеристики $p-n-p$ БТ в активному режимі

Основними величинами, що характеризують параметри БТ, є:

– *коефіцієнт передачі струму емітера* (чим більший цей коефіцієнт, тим ефективніше транзистор передає струм):

$$\alpha = \frac{dI_K}{dI_E} \approx \frac{\Delta I_K}{\Delta I_E}, \text{ при } U_{KB} = \text{const} \quad \text{або} \quad \alpha = \gamma_{ш}, \quad (3.14)$$

де

$$\gamma = \frac{dI_{pE}}{dI_E} \approx 1 - \frac{N_{dB}}{N_{aE}} \quad (3.15)$$

– *коефіцієнт інжекції або ефективність емітера*, тобто частка корисного діркового струму I_{pE} в повному струмі емітера I_E ;

– *коефіцієнт перенесення*, тобто частка емітерного діркового струму I_{pE} , що без рекомбінації дійшла до колекторного переходу (W_B – товщина базової області):

$$\gamma_{ш} = \frac{dI_{pK}}{dI_{pE}} \quad \text{або} \quad \gamma_{ш} = 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{W_B}{L_p} \right)^2 \quad (3.16)$$

– *коефіцієнт підсилення базового струму* БТ в схемі зі СЕ:

$$\beta = \frac{dI_K}{dI_B} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \approx \frac{1}{1-\alpha} \approx 2 \frac{L_p^2}{W_B^2}; \quad (3.17)$$

– *диференціальний опір емітерного переходу*:

$$r_E = \frac{dU_E}{dI_E} = \frac{k_B T}{e I_E}, \quad \text{при } I_K = \text{const}, \quad (3.18 \text{ а})$$

$$\text{в умовах короткого замикання } (U_E = 0) \quad r_E = \frac{dU_E}{dI_E} = \frac{\Phi_T}{I'_{E_0}}, \quad (3.18 \text{ б})$$

$$\text{в умовах холостого ходу } (I_E = 0) \quad r_E = \frac{dU_E}{dI_E} = \frac{\Phi_T}{I_{E_0}}; \quad (3.18 \text{ в})$$

– диференціальний опір колекторного переходу:

$$r_K = \frac{dU_K}{dI_K} \quad \text{при } I_E = \text{const} \quad \text{або} \quad r_K = \sqrt{\frac{2eN_d}{\epsilon\epsilon_0} \frac{L_p^2}{W_B} \frac{\sqrt{U_K}}{\gamma I_E}}; \quad (3.19)$$

– коефіцієнт зворотного зв'язку (відношення приросту напруги на емітері до приросту напруги на колекторі, що його викликав при постійному струмі через емітер):

$$\mu_{EK} = \frac{dU_K}{dU_E} \quad \text{при } I_E = \text{const} \quad \text{або} \quad \mu_{EK} = -\sqrt{2 \frac{\epsilon\epsilon_0}{eN_{dB}} \frac{\Phi_T}{W_B \sqrt{U_K}}}; \quad (3.20)$$

– час прольоту носіїв крізь базу дифузійного транзистора (за відсутності струмів не існує електричного поля в базі) визначається товщиною бази і коефіцієнтом дифузії неосновних носіїв:

$$t_{\text{пр(диф)}} = \frac{W_B^2}{2D_{pB}}; \quad (3.21)$$

– напруженість електричного поля в базі дрейфового транзистора (в базі спеціальною технологією створюється неоднорідний розподіл домішки, і за рахунок цього виникає вбудоване електричне поле, що значно розширює область використання транзистора за частотою) визначається дифузійною довжиною основних носіїв заряду L_{nB} в базі:

$$\mathcal{E} = \frac{k_B T}{e} \frac{1}{L_{nB}}; \quad (3.22)$$

– час прольоту носіїв через базу дрейфового транзистора:

$$t_{\text{пр(др)}} = \frac{W_B^2}{2D_{pB}} = t_{\text{пр(диф)}} \frac{2}{m}, \quad (3.23)$$

де m показує, у скільки разів струм емітера дрейфового транзистора більший за струм емітера дифузійного транзистора (N_E – концентрація домішки в емітері; $N_B(x)$ – розподіл домішки в базі транзистора):

$$m = \frac{N_E}{\bar{N}}, \quad \text{де} \quad \bar{N} = \frac{1}{W_B} \int_0^{W_B} N_B(x) dx; \quad (3.24)$$

– коефіцієнт підсилення за напругою:

$$K_U = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}}; \quad (3.25)$$

– коефіцієнт підсилення за потужністю:

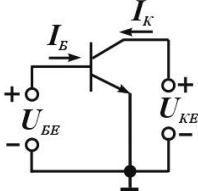
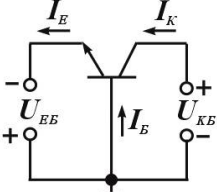
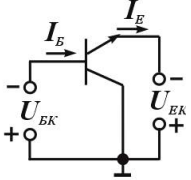
$$K_P = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}} = \alpha K_U. \quad (3.26)$$

Будь-яка схема вмикання транзистора характеризується двома основними показниками:

- коефіцієнт підсилення за струмом $I_{\text{вих}}/I_{\text{вх}}$;
- вхідний опір $R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}/I_{\text{вх}}$.

Порівняльна характеристика схем вмикання біполярного транзистора представлена в Табл. 3.1.

Таблиця 3.1 – Особливості схем вмикання транзистора

Схема включення	СЕ	СБ	СК
1	2	3	4
Принципова схема			
Вхідний струм $I_{\text{вх}}$	I_B	I_E	I_B
Вхідна напруга $U_{\text{вх}}$	U_{BE}	U_{EB}	U_{BK}
Вихідний струм $I_{\text{вих}}$	I_K	I_K	I_E
Вихідна напруга $U_{\text{вих}}$	U_{KE}	U_{KB}	U_{EK}
Вхідний опір $R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{вх}}$	$\Delta U_{BE} / \Delta I_B$ середній	$\Delta U_{EB} / \Delta I_E$ малий	$\Delta U_{BK} / \Delta I_B$ дуже високий
Вихідний опір $R_{\text{вих}} = U_{\text{вих}} / I_{\text{вих}}$	$\Delta U_{KE} / \Delta I_K$ середній	$\Delta U_{KB} / \Delta I_K$ високий	$\Delta U_{EK} / \Delta I_E$ малий
Підсилення за струмом $I_{\text{вих}} / I_{\text{вх}}$	$\frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} = \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} (\beta \gg 1)$	$\frac{\Delta I_K}{\Delta I_E} = \alpha (\alpha < 1)$	$\frac{\Delta I_E}{\Delta I_B} = \frac{1}{1 - \alpha} = \frac{\beta}{\alpha} (\beta \gg 1)$
Підсилення за напругою $K_U = U_{\text{вих}} / U_{\text{вх}}$	декілька сотень	декілька сотень або тисяч	близько одиниці

Продовження таблиці 3.1

1	2	3	4
Підсилення за потужністю $K_p = P_{вих}/P_{вх}$	декілька тисяч	декілька сотень	декілька десятків
Напруга на виході та вході	в протифазі	в фазі	в фазі
Переваги	<ul style="list-style-type: none"> – великий коефіцієнт підсилення за струмом; – великий коефіцієнт підсилення за напругою; – найбільше підсилення потужності; – достатньо одного джерела живлення; – вихідна змінна напруга інвертується відносно вхідної; – велика допустима напруга. 	<ul style="list-style-type: none"> – добрі температурні та частотні властивості; – висока допустима напруга. 	<ul style="list-style-type: none"> – великий вхідний опір; – малий вихідний опір.
Недоліки	<ul style="list-style-type: none"> – дещо гірші частотні та температурні властивості, ніж у схемі зі спільною базою. 	<ul style="list-style-type: none"> – мале підсилення за струмом, ($\alpha < 1$); – малий вхідний опір; – необхідні два різних джерела напруги для живлення. 	<ul style="list-style-type: none"> – коефіцієнт підсилення за напругою менше одиниці.

3.2 Параметри транзистора як чотирьохполюсника

Біполярний транзистор у схемотехнічних застосуваннях представляють як чотирьохполюсник і розраховують його параметри для схеми на рис. 3.4. Для транзистора як чотирьохполюсника характерні два значення струму I_1 та I_2 і два значення напруги U_1 та U_2 .

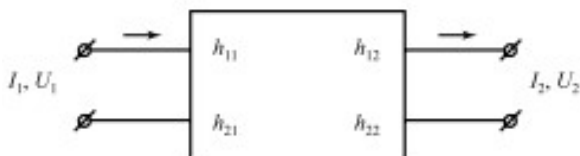


Рисунок 3.4 – Схема чотирьохполюсника

Параметри z , y , h . Залежно від того, які з цих параметрів обрані як вихідні, можна побудувати три системи формальних параметрів транзистора як чотирьохполюсника. Це системи z -параметрів, y -параметрів та h -параметрів. Розглянемо їх більш детально, використовуючи лінійне наближення.

Система z -параметрів. Задамо як вхідні параметри біполярного транзистора як чотирьохполюсника струми I_1 та I_2 , а напруги U_1 та U_2 визначатимемо як функції цих струмів. Тоді зв'язок напруг і струмів у лінійному наближенні матиме вигляд:

$$\begin{aligned} U_1 &= z_{11}I_1 + z_{12}I_2; \\ U_2 &= z_{21}I_1 + z_{22}I_2. \end{aligned} \quad (3.27)$$

Коефіцієнти z_{ik} у цих рівняннях визначаються наступним чином:

$$\begin{aligned} z_{11} &= \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad \text{та} \quad z_{22} = \left. \frac{U_2}{I_2} \right|_{I_1=0} && \text{– вхідний і вихідний опори;} \\ z_{12} &= \left. \frac{U_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad \text{та} \quad z_{21} = \left. \frac{U_2}{I_1} \right|_{I_2=0} && \text{– опори зворотної та прямої передач.} \end{aligned}$$

Вимірювання z -параметрів здійснюються у режимі *холостого ходу* на вході ($I_1 = 0$) і виході ($I_2 = 0$). Реалізувати режим розімкнутого входу $I_1 = 0$ для біполярного транзистора достатньо просто (опір емітерного переходу складає всього десятки Ом, і тому розмикаючий опір у ланцюзі емітера в декілька кілоОм дозволяє вважати $I_1 = 0$). Реалізувати режим розімкнутого виходу $I_2 = 0$ для біполярного транзистора складно (опір колекторного переходу дорівнює десяткам мегаОм, розмикаючий опір у ланцюзі колектора в силу цього має бути порядку гігаОм).

Система y -параметрів. Задамо як вхідні параметри біполярного транзистора як чотиригохполюсника напруги U_1 та U_2 , а струми I_1 та I_2 визначатимемо як функції цих напруг. Тоді зв'язок струмів і напруг у лінійному наближенні матиме вигляд:

$$\begin{aligned} I_1 &= y_{11}U_1 + y_{12}U_2; \\ I_2 &= y_{21}U_1 + y_{22}U_2. \end{aligned} \quad (3.28)$$

Коефіцієнти в цих рівняннях мають розмірність провідності і визначаються наступним чином:

$$\begin{aligned} y_{11} &= \left. \frac{I_1}{U_1} \right|_{U_2=0} \quad \text{та} \quad y_{22} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{U_1=0} && \text{— вхідна і вихідна провідності;} \\ y_{12} &= \left. \frac{I_1}{U_2} \right|_{U_1=0} \quad \text{та} \quad y_{21} = \left. \frac{I_2}{U_1} \right|_{U_2=0} && \text{— провідності зворотної та прямої передач.} \end{aligned}$$

Вимірювання y -параметрів відбувається в режим *короткого замикання* на вході ($U_1 = 0$) і виході ($U_2 = 0$). Реалізувати режим короткого замикання на вході ($U_1 = 0$) для біполярного транзистора достатньо складно (опір емітерного переходу складає всього десятки ом, і тому замикаючий опір у ланцюзі емітера має складати частки ома, що досить складно). Реалізувати режим короткого замикання на виході ($U_2 = 0$) для біполярного транзистора просто (опір колекторного переходу дорівнює десяткам мегаОм і замикаючий опір у ланцюзі колектора може бути навіть сотні Ом).

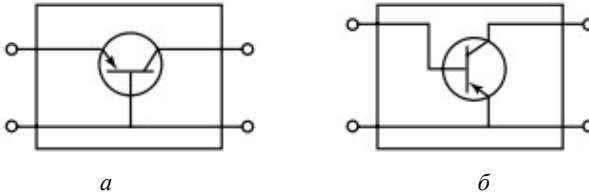
Система h -параметрів. Система h -параметрів використовується як комбінована схема з двох попередніх, причому з міркувань зручності вимірювання параметрів біполярного транзистора обирається режим короткого замикання на виході ($U_2 = 0$) і режим холостого ходу на вході ($I_1 = 0$). Тому для системи h -параметрів як вхідні параметри задаються струм I_1 і напруга U_2 , а як вихідні параметри розраховуються струм I_2 і напруга U_1 , при цьому система, що описує зв'язок вхідних I_1, U_2 та вихідних I_2, U_1 параметрів, виглядає так:

$$\begin{aligned} U_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}I_2; \\ I_2 &= h_{21}U_1 + h_{22}U_2. \end{aligned} \quad (3.29)$$

Значення коефіцієнтів у рівнянні для h -параметрів мають наступний вигляд:

$$\begin{aligned} h_{11} &= \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{U_2=0} && \text{– вхідний опір при короткому замиканні на виході;} \\ h_{22} &= \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{I_1=0} && \text{– вихідна провідність при холостому ході у вхідному ланцюзі;} \\ h_{12} &= \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_1=0} && \text{– коефіцієнт зворотного зв'язку при холостому ході у вхідному ланцюзі;} \\ h_{21} &= \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{U_2=0} && \text{– коефіцієнт передачі струму при короткому замиканні на виході.} \end{aligned}$$

Еквівалентна схема чотирьохполюсника з h -параметрами наведена на рис. 3.5. З цієї схеми можна легко побачити, що режим короткого замикання на вході дозволяє виміряти той чи інший h -параметр.



a – біполярний транзистор у схемі зі спільною базою;
б – біполярний транзистор у схемі зі спільним емітером
 Рисунок 3.5 – Еквівалентна схема чотирьохполюсника

3.3 Приклади розв’язування задач

Приклад 3.3.1. Визначити середній час прольоту дірок $t_{\text{пр(диф)}}$ від емітера до колектора за кімнатної температури. Товщина бази складає $W_{\text{Б}} = 0,001$ см. Транзистор виготовлений із кремнію.

Розв’язок

Середній час прольоту від емітера до колектора визначається виразом (3.21):

$$t_{\text{пр(диф)}} = \frac{W_{\text{Б}}^2}{2D_{\text{pБ}}}.$$

Коефіцієнт дифузії дірок у базі знайдемо за допомогою співвідношення Ейнштейна

$$D_{\text{pБ}} = \frac{k_{\text{Б}}T}{e} \mu_{\text{p}}.$$

Тому

$$t_{\text{пр(диф)}} = \frac{eW_{\text{Б}}^2}{2k_{\text{Б}}T\mu_{\text{p}}} = \frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot (10^{-5})^2}{2 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 0,06} = 3,22 \cdot 10^{-3} \text{ с} = 3,22 \text{ мс}.$$

Відповідь: $t_{\text{пр(диф)}} = 3,22 \text{ мс}.$

Приклад 3.3.2. Як зміниться коефіцієнт перенесення на низькій частоті σ , якщо товщина бази зменшиться втричі?

Розв'язок

Коефіцієнт перенесення визначається співвідношенням (3.16):

$$\sigma = 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{W_B}{L_{pB}} \right)^2.$$

$$\text{Якщо } W_{B_1} = \frac{1}{3} W_B, \text{ то } \sigma_1 = 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{W_B}{3L_{pB}} \right)^2 = 1 - \frac{1}{18} \left(\frac{W_B}{L_{pB}} \right)^2$$

і коефіцієнт перенесення зменшиться на величину:

$$\Delta\sigma = \sigma - \sigma_1 = 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{W_B}{L_{pB}} \right)^2 - \left(1 - \frac{1}{18} \left(\frac{W_B}{L_{pB}} \right)^2 \right) = \frac{4}{9} \left(\frac{W_B}{L_{pB}} \right)^2 = \left(\frac{2W_B}{3L_{pB}} \right)^2.$$

$$\text{Відповідь: } \Delta\sigma = \left(\frac{2W_B}{3L_{pB}} \right)^2.$$

Приклад 3.3.3. Знайдіть диференційний опір колекторного переходу германієвого транзистора при напрузі колектора $U_K = 8 \text{ В}$ і струмі емітера $I_E = 1 \text{ мА}$. Товщина бази $W_B = 0,004 \text{ см}$, концентрація донорів в базі $N_d = 2 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$, дифузійна довжина дірок $L_p = 0,08 \text{ см}$. Прийміть, що коефіцієнт інжекції дорівнює одиниці.

Розв'язок

Диференційний опір колекторного переходу визначається виразом (3.19):

$$r_k = \sqrt{\frac{2eN_d}{\epsilon\epsilon_0} \frac{L_p^2}{W_B} \sqrt{U_K}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 2 \cdot 10^{14}}{16 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12}} \cdot \frac{(0,08)^2}{0,004} \cdot \frac{\sqrt{8}}{1 \cdot 10^{-3}}} =$$

$$= 3,04 \cdot 10^7 \text{ Ом} = 30,4 \text{ МОм}.$$

Відповідь: $r_k = 30,4 \text{ МОм}$.

Приклад 3.3.4. Концентрації домішок в базі, емітері й колекторі деякого транзистора $p-n-p$ і ширина бази контролюються так, що тільки 1 % дірок, що інжектуються з емітера, втрачається при рекомбінації в базі. Нехтуючи струмами витікання, знайти коефіцієнт передачі струму емітера, ефективність емітера, коефіцієнт перенесення, якщо електронна складова струму емітера $I_{nE} = 0,01 \cdot I_E$. Коефіцієнт множення в колекторному переході приймається рівним одиниці.

Розв'язок

Ефективність емітера (коефіцієнт інжекції)

$$\gamma = \frac{I_{pE}}{I_{pE} + I_{nE}} = \frac{I_E - I_{nE}}{I_E} = 1 - \frac{I_{nE}}{I_E} = 1 - 0,01 = 0,99.$$

$$\text{Коефіцієнт перенесення } \psi = \frac{I_{pK}}{I_{pE}} = \frac{I_{pE} - 0,01 \cdot I_{pE}}{I_{pE}} = 0,99.$$

Коефіцієнт передачі струму емітера $\alpha = \psi M$,

де коефіцієнт множення $M = 1$. Отже, $\alpha = 0,99 \cdot 0,99 \cdot 1 = 0,98$.

Відповідь: $\gamma = 0,99$; $\psi = 0,99$; $\alpha = 0,98$.

Приклад 3.3.5. Прямий струм емітера $n-p-n$ -транзистора складає $I_E = 2 \text{ мА}$, колекторний ланцюг розірвано. Визначити:

а) напругу на колекторному та емітерному переходах;

б) напругу емітер – колектор, вважаючи $I_{КБ_0} = 2 \text{ мкА}$, $I_{ЕБ_0} = 1,6 \text{ мкА}$, $\alpha = 0,98$. В якому режимі працює транзистор?

Розв'язок

За умовами задачі $I_K = 0$, $I_E = 2 \text{ мА}$, тому

$$U_{BE} = \frac{k_B T}{e} \ln \left(1 + \frac{I_E}{I_{ЕБ_0}} \right) = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1,6 \cdot 10^{-19}} \cdot \ln \left(1 + \frac{2 \cdot 10^{-3}}{1,6 \cdot 10^{-6}} \right) = 0,1853 \text{ В}.$$

Напруга база – колектор

$$U_{BK} = \frac{k_B T}{e} \ln \left(1 + \frac{\alpha I_E}{I_{КБ_0}} \right) = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1,6 \cdot 10^{-19}} \cdot \ln \left(1 + \frac{0,98 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{1,6 \cdot 10^{-6}} \right) = 0,1179 \text{ В},$$

тому транзистор працює в режимі насичення.

Напруга емітер – колектор

$$U_{EK} = U_{BK} - U_{BE} = 0,1179 - 0,1853 = -0,0063 \text{ В}.$$

Відповідь: $U_{BE} = 0,1853 \text{ В}$; $U_{BK} = 0,1179 \text{ В}$; $U_{EK} = -0,0063 \text{ В}$.

Приклад 3.3.6. У $p-n-p$ -транзисторі концентрація донорів в емітері $N_d = 10^{24} \text{ м}^{-3}$, концентрація акцепторів в базі $N_a = 10^{22} \text{ м}^{-3}$. Вважаючи, що рухливості електронів і дірок рівні $0,4$ і $0,2 \text{ м}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$ відповідно, визначити відношення діркового струму до електронного на переході емітер – база.

Розв'язок

Відношення діркового струму до електронного на $p-n$ -переході дорівнює відношенню питомих провідностей матеріалів бази та емітера, які утворюють $p-n$ -перехід, для будь-яких напруг зміщення. Отже,

$$\frac{I_p}{I_n} = \frac{\sigma_p}{\sigma_n} = \frac{e\mu_p N_a}{e\mu_n N_d},$$

де N_a та N_d – концентрації акцепторів та донорів.

Для даного випадку

$$\frac{I_p}{I_n} = \frac{10^{22} \cdot 0,2}{10^{24} \cdot 0,4} = \frac{1}{200}.$$

Відповідь: $\frac{I_p}{I_n} = \frac{1}{200}.$

Приклад 3.3.7. Транзистор $p-n-p$ ввімкнений у схему зі спільною базою. Показати, що диференціальний опір емітерного переходу можна наближено розрахувати за формулою

$$r_E \approx \frac{k_B T}{eI_E}.$$

Розрахувати r_E за температури $T = 300$ К ,

якщо $I_E = 2$ мА .

Розв'язок

Оскільки на емітерний перехід подається пряма напруга, то струм емітера можна визначити з виразу:

$$I_E \approx I_{E_0} e^{\frac{eU_{EB}}{k_B T}},$$

де I_{E_0} – початковий струм емітерного переходу.

Тоді

$$\begin{aligned} r_E &= \left. \frac{dU_{EB}}{dI_E} \right|_{U_{KB}=\text{const}} = \frac{1}{\left. \frac{dI_E}{dU_{EB}} \right|_{U_{KB}=\text{const}}} = \frac{k_B T}{eI_{E_0} e^{\frac{eU_{EB}}{k_B T}}} = \frac{k_B T}{eI_E} = \\ &= \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = 13 \text{ Ом}. \end{aligned}$$

Відповідь: $r_E = 13$ Ом .

Приклад 3.3.8. Інтегрований кремнієвий n^+p-n -транзистор має такі параметри: середня концентрація домішки в області бази $N_{aB} = 10^{23} \text{ м}^{-3}$; товщина бази $W_B = 0,5 \text{ мкм}$; дифузійна довжина електронів у базі $L_{nB} = 1,5 \cdot 10^{-5} \text{ м}$; $\alpha_N = 0,99$; $\alpha_I = 0,5$; $\mu_n = 0,127 \frac{\text{М}^2}{\text{В} \cdot \text{с}}$. Транзистор працює за нормальних умов в активному режимі $U_{BE} = 0,7 \text{ В}$; $U_{BK} = -4 \text{ В}$. Площа $p-n$ -переходу дорівнює 400 мкм^2 . Розрахувати струми транзистора: I_E , I_K , I_B .

Розв'язок

Спочатку знаходимо струм насичення транзистора I_s . Товщина бази менша за дифузійну довжину електронів у базі ($W_B < L_{nB}$), тому згідно формули:

$$I_s = eSD_n \frac{n_{B_0}}{L_{nB}} \frac{1}{\text{sh}\left(\frac{W_B}{L_{nB}}\right)}.$$

Концентрацію неосновних носіїв заряду в області бази за умов рівноваги визначимо згідно із законом діючих мас (1.15 а):

$$n_{B_0} = \frac{n_i^2}{p_{B_0}} = \frac{n_i^2}{N_{aB}} = \frac{(1,45 \cdot 10^{16})^2}{10^{23}} = 2,25 \cdot 10^9 \text{ м}^{-3}.$$

Коефіцієнт дифузії D_n електронів знаходимо з рівняння Ейнштейна $D_n = \mu_n \varphi_T = 0,127 \cdot 0,026 = 0,33 \cdot 10^{-2} \frac{\text{М}^2}{\text{с}}$.

Знаходимо концентрацію неосновних надлишкових електронів в області бази:

$$\Delta n_B(0) = n_{B_0} \left[e^{\frac{U_{BE}}{\Phi_T}} - 1 \right] = 2,25 \cdot 10^9 \cdot \left[e^{\frac{0,7}{0,026}} - 1 \right] = 1,1 \cdot 10^{21} \text{ м}^{-3}.$$

Тоді струм насичення дорівнює:

$$I_s = \frac{1,602 \cdot 10^{-19} \cdot 400 \cdot 10^{-12} \cdot 0,33 \cdot 10^{-2} \cdot 2,25 \cdot 10^9}{1,5 \cdot 10^{-5} \cdot \text{sh} \frac{0,6 \cdot 10^{-6}}{1,5 \cdot 10^{-5}}} = 9,5 \cdot 10^{-16} \text{ А}.$$

Струм колектора в активному нормальному режимі:

$$I_{K \text{ акт}} = I_s \left[e^{\frac{U_{BE}}{\Phi_T}} - 1 \right] = 9,5 \cdot 10^{-16} \left[e^{\frac{0,7}{0,026}} - 1 \right] = 0,468 \text{ мА}.$$

Скориставшись формулою (3.14), знаходимо струм емітера в активному нормальному режимі:

$$I_{E \text{ акт}} = \frac{I_{K \text{ акт}}}{\alpha_N} = \frac{4,68 \cdot 10^{-4}}{0,99} = 4,73 \cdot 10^{-4} \text{ А}.$$

Знайдемо струм емітера в активному інверсному режимі

$$I_{E \text{ інв}} = I_s \left[e^{\frac{U_{BK}}{\Phi_T}} - 1 \right] = 9,5 \cdot 10^{-16} \left[e^{\frac{-4}{0,026}} - 1 \right] = -9,5 \cdot 10^{-16} \text{ А}.$$

Тоді струм колектора в активному інверсному режимі:

$$I_{K \text{ інв}} = \frac{I_{E \text{ інв}}}{\alpha_1} = \frac{-9,5 \cdot 10^{-16}}{0,5} = -1,9 \cdot 10^{-15} \text{ А}.$$

Струм емітера $I_E = I_{E \text{ акт}} - I_{E \text{ інв}} \cong I_{E \text{ акт}} = 4,73 \cdot 10^{-4} \text{ А}.$

Струм колектора $I_K = I_{K \text{ акт}} - I_{K \text{ інв}} \cong I_{K \text{ акт}} = 4,68 \cdot 10^{-4} \text{ А}.$

Струм бази знайдемо як суму струмів бази в нормальному та інверсному режимах, але визначальним за умов задачі буде струм бази в активному нормальному режимі:

$$I_B \cong I_{B \text{ акт}} = I_{E \text{ акт}} - I_{K \text{ акт}} = 4,73 \cdot 10^{-4} - 4,68 \cdot 10^{-4} = 5 \cdot 10^{-6} \text{ А}.$$

Відповідь: $I_E = 4,73 \cdot 10^{-4}$ А, $I_K = 4,68 \cdot 10^{-4}$ А, $I_B = 5 \cdot 10^{-6}$ А.

Приклад 3.3.9. У транзисторі *n-p-n* надлишкова концентрація електронів поблизу емітерного переходу в базі дорівнює 10^{20} м^{-3} . Площі переходів S однакові та дорівнюють 10^{-6} м^2 . Побудувати графік приблизного розподілу концентрації електронів в області бази й визначити струм колектора, якщо ефективна ширина бази $4 \cdot 10^{-5} \text{ м}$, рухливість електронів $\mu_n = 0,39 \frac{\text{м}^2}{\text{В} \cdot \text{с}}$ при $T = 300 \text{ К}$.

Розв'язок

Будемо вважати, що ширина бази набагато менша дифузійної довжини електронів (неосновних носіїв), концентрація акцепторних домішок в базі значно нижча концентрації донорних домішок в емітері та колекторі, в базовій області відсутня рекомбінація носіїв, тобто розподіл електронів в базі лінійний, концентрація неосновних носіїв на колекторному переході дорівнює нулю.

Виходячи з цих припущень, побудуємо приблизний розподіл концентрації електронів в базі (рис. 3.6).

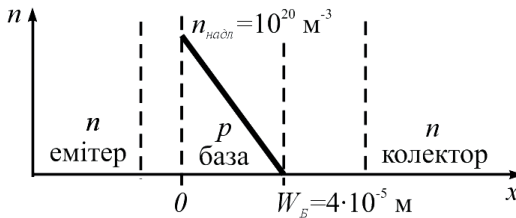


Рисунок 3.6 – Розподіл концентрації електронів у базі

Густина струму неосновних носіїв заряду (електронів) в базі

$$j_n = eD_n \frac{dn_E}{dx}.$$

Коефіцієнт дифузії знаходимо зі співвідношення Ейнштейна

$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{k_B T}{e}, \text{ звідки}$$

$$D_n = \frac{k_B T \mu_n}{e} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 0,39}{1,602 \cdot 10^{-19}} = 1 \cdot 10^{-2} \text{ м}^2/\text{с}.$$

Визначимо градієнт концентрації електронів в базі

$$\frac{dn_E}{dx} = -\frac{n_{\text{напл}}}{W_B} = -\frac{10^{20}}{4 \cdot 10^{-5}} = -0,25 \cdot 10^{25} \text{ м}^{-4}.$$

Якщо прийняти напрямок струму колектора в активному режимі за додатній, тоді

$$\begin{aligned} I_K &\approx -j_n S = -e D_n \frac{dn_E}{dx} S = 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 1 \cdot 10^{-2} \cdot 0,25 \cdot 10^{25} \cdot 10^{-6} = \\ &= 4 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 4 \text{ мА}. \end{aligned}$$

Відповідь: $I_K = 4 \text{ мА}$.

Приклад 3.3.10. У p - n - p -транзисторі площі емітерного та колекторного переходів однакові і складають $S = 1 \text{ мм}^2$;

$$D_{pB} = 4,7 \cdot 10^{-3} \frac{\text{м}^2}{\text{с}}; U_{KB} = -1 \text{ В}; \text{ розподіл дірок у базі}$$

лінійний; ширина бази $W_B = 2 \cdot 10^{-5} \text{ м}$;

$$N_{pE} = 2 \cdot 10^{20} \text{ м}^{-3}. \text{ Знайти:}$$

а) дірковий струм емітера;

б) диференціальний опір між колектором і базою при $U_{KB} = -16 \text{ В}$, якщо товщина колекторного переходу

$$W_{KB} = \left(1 + \sqrt{|U_{KB}|}\right) \cdot 10^{-6} \text{ м}.$$

Вважати, що умови на переході емітер – база не змінюються.

Розв'язок

Розподіл концентрації дірок у базі має вигляд, наведений на рис. 3.7.

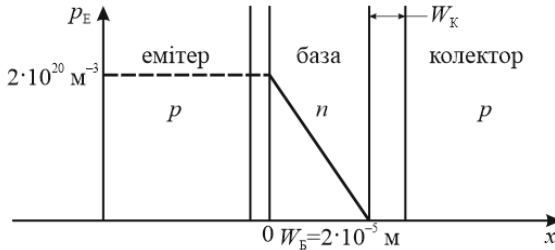


Рисунок 3.7 – Розподіл концентрації дірок у базі

Густина діркового струму в базі

$$j_{pБ} = -eD_{pБ} \frac{dp_E}{dx}.$$

Оскільки умови на переході емітер – база не змінюються, то дірковий струм емітера

$$I_{pЕ} = -eD_{pБ} \frac{dp_E}{dx} S = j_{pБ} S.$$

Гradient концентрації дірок (рис. 3.7)

$$\frac{dp_E}{dx} = -\frac{p_E}{W} = -\frac{2 \cdot 10^{20}}{2 \cdot 10^{-5}} = -10^{25} \text{ м}^{-4}.$$

Отже,

$$I_{pЕ} = j_{pБ} S = -eD_{pБ} \frac{dp_E}{dx} S = 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 47 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{25} \cdot 10^{-6} = 7,5 \text{ мА}.$$

Струм колектора

$$I_K = eD_{pБ} \frac{p_E}{W_{\text{повн}} - W_K} S = eD_{pБ} \frac{p_E}{W_{\text{eff}}} S,$$

де W_{eff} – ефективна ширина бази.

Отже, $W_{\text{повн}} = W_{\text{eff}} + W_{\text{к}} = 2 \cdot 10^{-5} + \left(1 + \sqrt{|U_{\text{кб}}|}\right) \cdot 10^{-6}$; при
 $U_{\text{кб}} = -1 \text{ В}$ $W_{\text{повн}} = W_{\text{eff}} + W_{\text{к}} = 2 \cdot 10^{-5} + 2 \cdot 10^{-6} = 2,2 \cdot 10^{-5} \text{ м}$, тоді

$$I_{\text{к}} = \frac{eD_{\text{рб}}p_{\text{Е}}S}{\left|W_{\text{повн}} - \left(1 + \sqrt{|U_{\text{кб}}|}\right) \cdot 10^{-6}\right|}.$$

Продиференціюємо цей вираз за $U_{\text{кб}}$:

$$\left|\frac{dI_{\text{к}}}{dU_{\text{кб}}}\right| = \frac{eD_{\text{рб}}p_{\text{Е}}S \left(1 + \frac{1}{2\sqrt{|U_{\text{кб}}|}}\right) \cdot 10^{-6}}{\left|W_{\text{повн}} - \left(1 + \sqrt{|U_{\text{кб}}|}\right) \cdot 10^{-6}\right|}.$$

При $U_{\text{кб}} = -16 \text{ В}$

$$\begin{aligned} \left|\frac{dI_{\text{к}}}{dU_{\text{кб}}}\right| &= \frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 47 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^{20} \cdot 10^{-6} \cdot \frac{1}{2\sqrt{16}} \cdot 10^{-6}}{\left|2,2 \cdot 10^{-5} - \left(1 + \sqrt{16}\right) \cdot 10^{-6}\right|} = \\ &= \frac{1,88 \cdot 10^{-14}}{2,89 \cdot 10^{-10}} = 6,5 \cdot 10^{-5} \text{ См}. \end{aligned}$$

Диференціальний опір

$$r_{\text{кб}} = \frac{1}{\left|\frac{dI_{\text{к}}}{dU_{\text{кб}}}\right|} = \frac{1}{6,5 \cdot 10^{-5}} = 15,4 \cdot 10^3 \text{ Ом} = 15,4 \text{ кОм}.$$

Відповідь: $I_{\text{рЕ}} = 7,5 \text{ мА}$; $r_{\text{кб}} = 15,4 \text{ кОм}$.

Приклад 3.3.11. Маємо біполярний транзистор $n-p-n$ -типу; легування емітера $N_d = 10^{24} \text{ м}^{-3}$; легування бази $N_a = 10^{23} \text{ м}^{-3}$. Ширина нейтральної області емітера $W_{\text{Е}} = 2 \text{ мкм}$,

бази $W_B = 0,4$ мкм. Час життя електронів у базі складає 100 нс. Розрахувати ефективність емітера, коефіцієнт переносу та коефіцієнт підсилення транзистора в прямому активному режимі. Рухливості електронів і дірок прийміть такими: $\mu_n = 1000 \frac{\text{см}^2}{\text{В} \cdot \text{с}}$,

$\mu_p = 300 \frac{\text{см}^2}{\text{В} \cdot \text{с}}$. Яка частина базового струму переходить в емітер?

Розв'язок

Коефіцієнт ефективності емітера

$$\gamma = \frac{1}{1 + \frac{D_{pE} N_{aB} W_B}{D_{nB} N_{aE} W_E}}$$

Враховуючи співвідношення Ейнштейна

$$D_{nB} = \frac{k_B T}{e} \mu_n, \quad D_{pE} = \frac{k_B T}{e} \mu_p,$$

отримаємо
$$\gamma = \frac{1}{1 + \frac{\mu_p N_{aB} W_B}{\mu_n N_{aE} W_E}} = \frac{1}{1 + \frac{300 \cdot 10^{23} \cdot 0,4}{1000 \cdot 10^{24} \cdot 2}} \approx 0,9940.$$

Коефіцієнт переносу визначається формулою (3.16):

$$\begin{aligned} \eta &= 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{W_B}{L_p} \right)^2 = 1 - \frac{W_B^2}{2D_{nB} \tau_n} = 1 - \frac{eW_B^2}{2k_B T \mu_n \tau_n} = 1 - \\ &= \frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot (0,4 \cdot 10^{-6})^2}{2 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 1000 \cdot 0,1 \cdot 10^{-7}} \approx 0,9969. \end{aligned}$$

Коефіцієнт підсилення знайдемо за допомогою виразу (3.17):

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{\gamma \eta}{1 - \gamma \eta} = \frac{0,994 \cdot 0,9969}{1 - 0,994 \cdot 0,9969} \approx 109,8.$$

Відношення струму дірок із бази, що буде переходити в емітер, до повного струму бази дорівнює

$$\frac{I_{pE}}{I_B} = \frac{\frac{1-\gamma}{\gamma}}{\frac{1-\gamma}{\gamma} + 1 - \text{щ}} = \frac{1-\gamma}{1-\gamma\text{щ}} = \frac{1-0,994}{1-0,994 \cdot 0,9969} \approx 0,661.$$

Відповідь: $\gamma = 0,994$; $\text{щ} = 0,9969$; $\beta = 109,8$; $\frac{I_{pE}}{I_B} = 0,661$.

Приклад 3.3.12. Сплавний транзистор $p-n-p$ ввімкнений у схему, зображену на рис. 3.8. Визначити колекторний струм, якщо коефіцієнт передачі струму емітера $\alpha = 0,98$ і зворотний струм колекторного переходу $I_{КБ_0} = 10$ мкА.

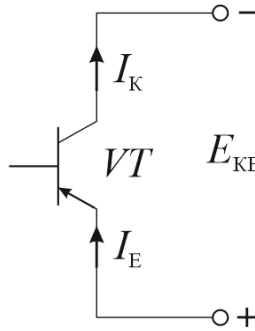


Рисунок 3.8 – Ввімкнення транзистора з розірваним ланцюгом бази

Розв'язок

Скористаємось співвідношеннями для струмів транзистора в активному режимі (3.10):

$$I_K = \alpha I_E + I_{КБ_0}.$$

Оскільки ланцюг бази розірвано, то $I_B = 0$ і $I_K = I_E - I_B = I_E$. Виключаючи струм I_E із попереднього рівняння, отримаємо

$$I_K = \alpha_N I_K + I_{KB_0} \quad \text{або} \quad I_K = \frac{I_{KB_0}}{1 - \alpha}.$$

Цей струм позначається як I_{KE_0} і має назву зворотного струму колекторного переходу біполярного транзистора, ввімкненого за схемою із спільним емітером при розімкненому виводі бази.

Отже,

$$I_{KE_0} = \frac{I_{KB_0}}{1 - \alpha} = \frac{10}{1 - 0,98} = 500 \text{ мкА}.$$

Відповідь: $I_{KE_0} = 500 \text{ мкА}.$

Приклад 3.3.13. Користуючись схемою заміщення біполярного транзистора із залежним джерелом струму, ввімкненого за схемою із спільною базою (рис. 3.99), встановіть залежність між власними параметрами і параметрами системи h .

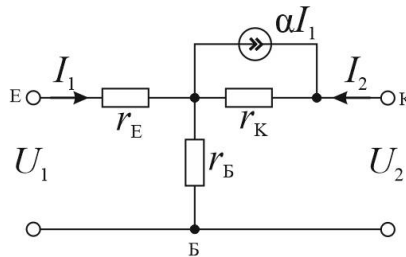


Рисунок 3.9 – Вихідна фізична малосигнальна еквівалентна схема біполярного транзистора

Розв'язок

Параметри

$$h_{11Б} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{U_2=0} \quad \text{і} \quad h_{21Б} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{U_2=0}$$

визначаються в режимі короткого замикання на виході для змінного струму. Тому для знаходження цих параметрів перетворимо схему,

наведену на рис. 3.9 у схему, зображену на рис. 3.10. Застосовуючи до цієї схеми закони Кірхгофа, знайдемо напругу на вході

$$U_1 = I_1 r_E + \frac{(1-\alpha)I_1 r_B r_K}{r_B + r_K}.$$

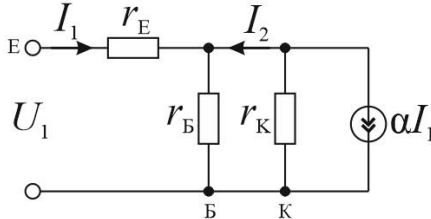


Рисунок 3.10 – Фізична малосигнальна еквівалентна схема біполярного транзистора в режимі короткого замикання на виході

Тому вхідний опір транзистора при короткому замиканні на виході для змінного струму

$$h_{11B} = \frac{U_1}{I_1} = r_E + \frac{(1-\alpha)r_B r_K}{r_B + r_K}.$$

Це точний вираз, який можна спростити. Враховуючи, що $r_K \square r_B$, можна записати: $h_{11B} \approx r_E + (1-\alpha)r_B$.

Зі схеми на рис. 3.9 видно, що

$$I_2 + \alpha I_1 = -\frac{U}{r_K}, \quad U = \frac{(1-\alpha)I_1 r_B r_K}{r_B + r_K}.$$

Тому,

$$I_2 = -\alpha I_1 - \frac{(1-\alpha)I_1 r_B}{r_B + r_K} = -I_1 \frac{\alpha r_B + \alpha r_K + r_B - \alpha r_B}{r_B + r_K} = -I_1 \frac{\alpha r_K + r_B}{r_B + r_K},$$

звідки

$$h_{21B} = \frac{I_2}{I_1} \Big|_{U_2=0} = -\frac{\alpha r_K + r_B}{r_B + r_K} = -\frac{\alpha + \frac{r_B}{r_K}}{1 + \frac{r_B}{r_K}}.$$

Оскільки $\alpha \approx 1$, $\frac{r_B}{r_K} \ll 1$, то $h_{21B} \approx -\alpha$.

Параметри h_{12B} і h_{22B} визначаються в режимі холостого ходу вхідного ланцюга для змінного струму (при розімкнених вхідних застискачах). При цьому струм залежного джерела струму стає рівним нулю (внаслідок того, що $I_1 = 0$). Тому

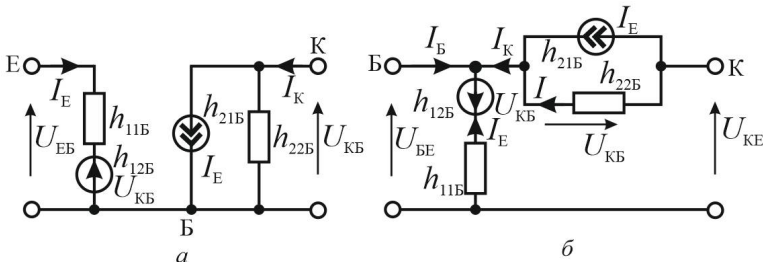
$$h_{12B} = \frac{r_B}{r_B + r_K} \quad \text{і} \quad h_{22B} = \frac{1}{r_B + r_K}.$$

Відповідь: $h_{11B} = r_E + \frac{(1-\alpha)r_B r_K}{r_B + r_K}$; $h_{21B} = -\frac{\alpha r_K + r_B}{r_B + r_K}$; $h_{12B} = \frac{r_B}{r_B + r_K}$;
 $h_{22B} = \frac{1}{r_B + r_K}$.

Приклад 3.3.14. Виразити параметри транзистора h_{12E} і h_{11E} у схемі зі спільним емітером через h -параметри транзистора у схемі зі спільною базою.

Розв'язок

Схема заміщення транзистора зі спільною базою зображена на рис. 3.11, а. Якщо цей транзистор увімкнути в схему зі спільним емітером, то схема заміщення набуває вигляду, зображеного на рис. 3.11, б.



а – зі спільною базою; б – зі спільним емітером;

Рисунок 3.11 – Еквівалентні схеми біполярного транзистора в системі h -параметрів

За визначенням

$$h_{12E} = \left. \frac{U_{BE}}{U_{KE}} \right|_{I_B=0} = \left. \frac{-U_{KB} + U_{KE}}{U_{KE}} \right|_{I_B=0} = \left(1 - \frac{U_{KB}}{U_{KE}} \right) \Big|_{I_B=0}.$$

Якщо $I_B = 0$, то $I_K = -I_E$ і струм (рис. 3.12, б) $I = -(1 + h_{21B})I_E$.

Оскільки h_{22B} є провідністю, то $I = h_{22B}U_{KB} = -(1 + h_{21B})I_E$.

Використовуючи другий закон Кірхгофа для вихідного контуру на рис. 3.11, б, можна записати:

$$h_{11B}I_E + h_{12B}U_{KB} - U_{KB} + U_{KE} = 0.$$

Комбінуючи два останніх вирази, отримаємо:

$$-\frac{h_{11B}h_{22B}}{1 + h_{21B}}U_{KB} + h_{12B}U_{KB} - U_{KB} + U_{KE} = 0,$$

або

$$\frac{U_{KB}}{U_{KE}} = \frac{1 + h_{21B}}{h_{11B}h_{22B} + (1 - h_{12B})(1 + h_{21B})}.$$

Отже,

$$h_{12E} = 1 - \frac{U_{KB}}{U_{KE}} = \frac{h_{11B}h_{22B} - (1 + h_{21B})h_{12B}}{h_{11B}h_{22B} + (1 - h_{12B})(1 + h_{21B})}.$$

Оскільки $h_{12B} \ll 1$ і $h_{11B}h_{22B} \ll 1 + h_{21B}$, цю формулу можна спростити:

$$h_{12E} \approx \frac{h_{11B}h_{22B}}{(1 + h_{21B})} - h_{12B}.$$

За визначенням, $h_{11E} = \left. \frac{U_{BE}}{I_B} \right|_{U_{KE}=0}$, тобто цей параметр визначається

в режимі короткого замикання на виході. Замикаючи вихідні зажими в схемі на рис. 3.11, б, отримаємо схему, зображену на рис. 3.12. Відмітимо, що в цьому випадку $U_{KB} = -U_{BE}$.

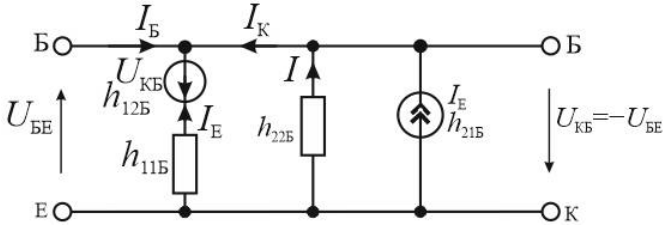


Рисунок 3.12 – Еквівалентна схема біполярного транзистора при ввімкненні зі спільним емітером у системі h -параметрів при короткому замиканні на виході

Використовуючи другий закон Кірхгофа для вхідного контуру, отримуємо

$$U_{\text{КБ}} - h_{11\text{Б}} I_{\text{Е}} - h_{12\text{Б}} U_{\text{КБ}} = 0,$$

звідки

$$I_{\text{Е}} = \frac{1 - h_{12\text{Б}}}{h_{11\text{Б}}} U_{\text{КБ}}.$$

Застосовуючи перший закон Кірхгофа для вузла „Б“ (рис. 3.13), отримуємо:

$$I_{\text{Б}} + I_{\text{Е}} + h_{21\text{Б}} I_{\text{Е}} + I = I_{\text{Б}} + I_{\text{Е}} + h_{21\text{Б}} I_{\text{Е}} - h_{22\text{Б}} U_{\text{БЕ}}.$$

$$\text{Отже, } h_{11\text{Е}} = \left. \frac{U_{\text{БЕ}}}{I_{\text{Б}}} \right|_{U_{\text{КЕ}}=0} = \frac{h_{11\text{Б}}}{h_{11\text{Б}} h_{22\text{Б}} + (1 - h_{12\text{Б}})(1 + h_{21\text{Б}})}.$$

Внаслідок того, що $h_{12\text{Б}} \ll 1$ і $h_{11\text{Б}} h_{22\text{Б}} \ll 1 + h_{21\text{Б}}$, останній вираз приводиться до вигляду:

$$h_{11\text{Е}} \approx \frac{h_{11\text{Б}}}{1 + h_{21\text{Б}}}.$$

$$\text{Відповідь: } h_{11\text{Е}} \approx \frac{h_{11\text{Б}}}{1 + h_{21\text{Б}}}; \quad h_{12\text{Е}} \approx \frac{h_{11\text{Б}} h_{22\text{Б}}}{(1 + h_{21\text{Б}})} - h_{12\text{Б}}.$$

Приклад 3.3.15. Встановити зв'язок між z -параметрами та y -параметрами транзистора.

Розв'язок

Рівняння для системи z -параметрів мають вигляд (3.27):

$$\begin{cases} U_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2; \\ U_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2. \end{cases} \quad (1)$$

Рівняння для системи y -параметрів мають вигляд (3.28):

$$\begin{cases} I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2; \\ I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2. \end{cases} \quad (2)$$

Перехід від однієї системи параметрів до іншої зручно здійснити за допомогою визначників.

Розв'язуючи рівняння системи (1) відносно I_1 та I_2 , отримуємо:

$$I_1 = \frac{\begin{vmatrix} U_1 & z_{12} \\ U_2 & z_{22} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{vmatrix}} = \frac{z_{22}U_1 - z_{12}U_2}{z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}} = \frac{z_{22}}{\Delta_z} U_1 - \frac{z_{12}}{\Delta_z} U_2;$$

$$I_2 = \frac{\begin{vmatrix} z_{11} & U_1 \\ z_{21} & U_2 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{vmatrix}} = \frac{z_{11}U_2 - z_{21}U_1}{z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}} = -\frac{z_{21}}{\Delta_z} U_1 + \frac{z_{11}}{\Delta_z} U_2,$$
(3)

де $\Delta_z \equiv z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}$.

Зіставляючи коефіцієнти перед U_1 та U_2 рівнянь системи (2) з відповідними коефіцієнтами рівнянь (3), отримаємо шукані співвідношення:

$$y_{11} = \frac{z_{22}}{\Delta_z}; \quad y_{12} = -\frac{z_{12}}{\Delta_z}; \quad y_{21} = -\frac{z_{21}}{\Delta_z}; \quad y_{22} = \frac{z_{11}}{\Delta_z}. \quad (4)$$

Відповідь: $y_{11} = \frac{z_{22}}{\Delta_z}$; $y_{12} = -\frac{z_{12}}{\Delta_z}$; $y_{21} = -\frac{z_{21}}{\Delta_z}$; $y_{22} = \frac{z_{11}}{\Delta_z}$.

Приклад 3.3.16. В схемі на рис. 3.13 використовується транзистор із коефіцієнтом передачі струму бази $\beta = 19$. Визначити напругу колектор – емітер.

Дані схеми: $E_k = 24$ В;
 $R_{\text{к}} = 50$ кОм; $R_{\text{н}} = 10$ кОм;
 $U_{\text{БЕ}} = 0,6$ В.

Розв'язок

Нехтуючи струмом $I_{\text{КБ}_0}$, маємо:

$$\begin{aligned} U_{\text{КЕ}} &= E_k - I_{\text{Е}} R_{\text{н}} = E_k - I_{\text{Б}} (\beta + 1) R_{\text{н}} = \\ &= E_k - (\beta + 1) \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{б}}} (U_{\text{КЕ}} - U_{\text{БЕ}}), \end{aligned}$$

звідки

$$U_{\text{КЕ}} = \frac{E_k + \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{б}}} (\beta + 1) U_{\text{БЕ}}}{1 + \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{б}}} (\beta + 1)} = \frac{24 + \frac{10^4}{5 \cdot 10^4} \cdot (19 + 1) \cdot 0,6}{1 + \frac{10^4}{5 \cdot 10^4} \cdot (19 + 1)} = 5,28 \text{ В.}$$

Відповідь: $U_{\text{КЕ}} = 5,28$ В.

Приклад 3.3.17. Визначити, чи є сумісними типові значення параметрів деякого транзистора, ввімкненого за схемою із спільною базою: $h_{116} = 30$ Ом; $h_{126} = 4 \cdot 10^{-3}$; $h_{216} = -0,97$; $h_{226} = 10^{-6}$ См. Параметри задані для робочої точки: $U_{\text{КБ}} = -5$ В; $I_{\text{Е}} = 1$ мА.

Розв'язок

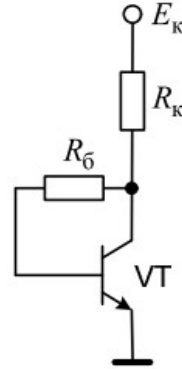


Рисунок 3.13 – Ланцюг зміщення біполярного транзистора з паралельним зворотним зв'язком за напругою

Необхідність попередньої перевірки сумісності усіх чотирьох h -параметрів пов'язана з тим, що вони характеризують один транзистор і тому між ними існують певні співвідношення. В довідниках даються усереднені значення параметрів, які можуть цим співвідношенням не задовольняти. Інакше кажучи, беручи для розрахунку наведені в довідниках типові значення параметрів, можна отримати абсурдні результати.

Перевірку сумісності значень параметрів виконують, розраховуючи за допомогою цих параметрів значення Т-подібної схеми заміщення. Як критерій сумісності приймають положення про те, що всі три опори Т-подібної схеми заміщення з одним залежним джерелом повинні бути додатними.

Знайдемо власні параметри транзистора за формулами:

$$\alpha = -h_{216} = 0,97; \quad r_6 \approx \frac{h_{126}}{h_{226}} = \frac{4 \cdot 10^{-3}}{10^{-6}} = 4000 \text{ Ом};$$

$$r_e \approx h_{116} - h_{126} \frac{1 + h_{216}}{h_{226}} = h_{116} - r_6 (1 - \alpha) = 30 - 4000 \cdot (1 - 0,97) = -90 \text{ Ом};$$

$$r_k = \frac{1}{h_{226}} - r_6 \approx \frac{1}{h_{226}} = \frac{1}{10^{-6}} = 10^6 \text{ Ом} = 1 \text{ МОм}.$$

Оскільки $r_e = -90 \text{ Ом} < 0$, наведені в умові задачі значення параметрів є несумісними. Від'ємне значення опору r_e зумовлене занадто великим значенням r_6 , а останній – великим значенням параметра h_{126} .

При несумісності параметрів як вихідні дані при розрахунку приймають будь-які три h -параметри з чотирьох, наведених у довіднику, а четвертий визначається з урахуванням вибраних значень трьох інших, задаючись додатково значеннями одного з опорів схеми заміщення транзистора. Наприклад, у випадку що розглядається, приймаємо: $h_{116} = 30 \text{ Ом}$; $h_{216} = -0,97$; $h_{226} = 10^{-6} \text{ См}$ і вважаємо, що значен-

ня опору емітера в схемі заміщення транзистора при $U_{\text{кб}} = -5 \text{ В}$ та $I_{\text{Е}} = 1 \text{ мА}$ складає $r_{\text{е}} = 26 \text{ Ом}$.

Вважаючи $r_{\text{е}} = 26 \text{ Ом}$ і $\alpha = |h_{216}|$, знаходимо $r_{\text{б}}$ за формулою

$$r_{\text{б}} = \frac{h_{116} - r_{\text{е}}}{1 - |h_{216}|} = \frac{30 - 26}{1 - 0,97} = 133 \text{ Ом}.$$

Тепер знаходимо параметр h_{126} за формулою

$$h_{126} = r_{\text{б}} h_{226} = 133 \cdot 10^{-6} = 1,33 \cdot 10^{-4}.$$

Відповідь: $r_{\text{б}} = 133 \text{ Ом}$; $h_{126} = 1,33 \cdot 10^{-4}$.

3.4 Задачі для самостійного розв'язування

3.4.1 Кремнієвий p - n -перехід база–емітер біполярного $n^+ - p - n$ -транзистора ступінчатий. Концентрація домішки в області емітера $N_d = 10^{25} \text{ м}^{-3}$, в області бази $N_a = 10^{23} \text{ м}^{-3}$. Розрахуйте максимальну напруженість електричного поля в ОПЗ переходу і напруженість електричного поля в середній точці збідненої області напівпровідника p -типу.

3.4.2 Кремнієвий p - n -перехід база–колектор біполярного транзистора плавний. Концентрація домішки поблизу переходу змінюється від $N_a = 10^{24} \text{ м}^{-3}$ до $N_d = 10^{22} \text{ м}^{-3}$ на відстані $\Delta x = 10^{-6} \text{ м}$. Концентрація змінюється лінійно з градієнтом

$$\frac{\Delta N}{\Delta x} \approx 1 \cdot 10^3 \text{ м}^{-4}.$$

Розрахуйте товщину області просторового заряду; висоту потенціального бар'єра прийміть рівною $0,7 \text{ В}$. Розрахуйте максимальну напруженість електричного поля в ОПЗ. Побудуйте графік залежності напруженості електричного поля в ОПЗ від координати x .

3.4.3 Усі три області кремнієвого $n^+ - p - n$ -транзистора рівномірно леговані: концентрація домішки в емітері 10^{26} м^{-3} , в базі 10^{22} м^{-3} , в колекторі $5 \cdot 10^{20} \text{ м}^{-3}$. Товщина бази $1,5 \text{ мкм}$. На-

пруга зміщення p - n -переходу база – емітер позитивна і дорівнює 0,6 В. Розрахуйте зворотнє зміщення на p - n -переході база – колектор, при якому ОПЗ цього переходу досягне величини ОПЗ переходу база – емітер.

- 3.4.4 Кремнієвий інтегрований $n^+ - p - n$ -транзистор має рівномірно леговані області: концентрація домішки в емітері 10^{25} м^{-3} , в базі – 10^{22} м^{-3} , в колекторі – 10^{20} м^{-3} . Дифузійна довжина дірок в емітері – $L_{pE} = 0,5 \cdot 10^{-5} \text{ м}$, електронів у базі – $L_{nB} = 10^{-5} \text{ м}$, дірок у колекторі – $L_{pK} = 2 \cdot 10^{-5} \text{ м}$; коефіцієнти дифузії електронів у базі $D_{nB} = 3,4 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2/\text{с}$, дірок в емітері – $D_{pE} = 1,2 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2/\text{с}$, електронів у колекторі – $D_{nK} = 3,4 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2/\text{с}$. Площа емітерного переходу 81 мкм^2 , площа колекторного переходу 400 мкм^2 . Розрахуйте зворотні струми насичення p - n -переходів база – емітер і база – колектор.
- 3.4.5 Як зміниться диференціальний опір колекторного переходу при збільшенні напруги колектора в 10 разів?
- 3.4.6 Струм емітера збільшився з $I_{E_1} = 2 \text{ мА}$ до $I_{E_2} = 5 \text{ мА}$. Як це вплине на диференціальний опір колекторного переходу?
- 3.4.7 Напруга колектора збільшена на 15 В. Знайти зміну напруги емітера, якщо коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою дорівнює 10^4 .
- 3.4.8 Знайти опір активної області бази, що має питомий опір $\rho_B = 10 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ і товщину $W_B = 0,003 \text{ см}$.
- 3.4.9 Знайти товщину бази, якщо опір її активної області дорівнює 50 Ом, а питомий опір $\rho_B = 5 \text{ Ом} \cdot \text{см}$.
- 3.4.10 Транзистор типу n - p - n включений за схемою зі спільною базою. Напруга емітер – база $U_{EB} = -0,5 \text{ В}$; напруга колектор – база $U_{KB} = 12 \text{ В}$. Знайти напругу колектор – емітер U_{KE} .

- 3.4.11 Транзистор типу $p-n-p$ включений по схемі зі спільним емітером. Напряга база – емітер $U_{BE} = -0,8$ В; напряга колектор – емітер $U_{KE} = 10$ В. Знайти напрягу колектор – база U_{KB} .
- 3.4.12 У транзисторі $I_E = 1$ мА, $I_B = 20$ мкА, $I_K = 1,02$ мА. Визначити коефіцієнт передачі струму бази транзистора β^* .
- 3.4.13 У $n-p-n$ -транзисторі надлишкова концентрація електронів $\Delta n_E = 10^{20}$ м⁻³; площа $p-n$ -переходів $S = 1$ мм²; ефективна ширина бази 50 мкм; $\mu_n = 0,4 \frac{\text{м}^2}{\text{В} \cdot \text{с}}$; $T = 300$ К. Визначити струм колектора.
- 3.4.14 Визначити коефіцієнт переносу дірок через базу на низькій частоті α , якщо товщина бази $W_B = 0,004$ см, а дифузійна довжина дірок $L_p = 0,02$ см.
- 3.4.15 Визначити коефіцієнт передачі струму на низькій частоті в схемі зі спільною базою α транзистора, в якого питомий опір емітера $\rho_E = 0,01$ Ом·см, питомий опір бази $\rho_B = 5$ Ом·см, а коефіцієнт переносу $\alpha = 0,98$.
- 3.4.16 Визначити середній час прольоту дірок $t_{\text{пр(диф)}}$ від емітера до колектора за кімнатної температури. Товщина бази $W_B = 0,003$ см. Як зміниться середній час прольоту дірок в базі, якщо замінити германієвий транзистор кремнієвим?
- 3.4.17 Чи однакові середні часи прольоту електронів і дірок через бази однакової товщини?
- 3.4.18 Як зміниться величина коефіцієнта передачі струму зі зменшенням питомого опору бази при незмінному питомому опорі емітера?
- 3.4.19 Знайти диференційний опір емітерного переходу за кімнатної температури та струму емітера $I_E = 1$ мА.

- 3.4.20 Знайти диференційний опір колекторного переходу германієвого транзистора при напрузі колектора $U_K = 10 \text{ В}$ і струмі емітера $I_E = 2 \text{ мА}$. Товщина бази $W_B = 0,005 \text{ см}$, концентрація донорів в базі $N_d = 10^{14} \text{ см}^{-3}$, дифузійна довжина дірок $L_p = 0,07 \text{ см}$. Прийняти, що коефіцієнт інжекції дорівнює одиниці.
- 3.4.21 Знайти дифузійну ємність емітера германієвого транзистора типу $p-n-p$, якщо товщина бази $W_B = 0,002 \text{ см}$, а диференціальний опір емітерного переходу дорівнює 25 Ом . Як зміниться дифузійна ємність емітера, якщо замінити германієвий транзистор на кремнієвий? Як зміниться дифузійна ємність емітера при збільшенні товщини бази кремнієвого транзистора з $W_{B_1} = 0,002 \text{ см}$ до $W_{B_2} = 0,005 \text{ см}$?
- 3.4.22 Знайти дифузійну ємність колектора германієвого транзистора типу $p-n-p$ при струмі емітера $I_E = 1 \text{ мА}$ та напрузі на колекторі $U_K = 16 \text{ В}$. Товщина бази $W_B = 0,003 \text{ см}$, концентрація донорів в базі $N_d = 10^{14} \text{ см}^{-3}$. Чи зміниться дифузійна ємність колектора, якщо транзистор типу $p-n-p$ замінити транзистором типу $n-p-n$?
- 3.4.23 Визначити коефіцієнт підсилення струму для $p-n-p$ -транзистора, що включений за схемою зі спільним емітером, якщо при зміні струму бази струм колектора змінився на 5 мА , а струм емітера – на $5,2 \text{ мА}$.
- 3.4.24 Визначити коефіцієнт переносу біполярного $p-n-p$ -транзистора з товщиною бази W_B і дифузійною довжиною неосновних носіїв (дірок) L_{pB} .
- 3.4.25 Транзистор типу $n-p-n$ включений за схемою зі спільним емітером. Пояснити, в якому режимі працює транзистор, якщо:
 а) напруга база – емітер $U_{BE} = -0,4 \text{ В}$ та напруга колектор – емітер $U_{KE} = -0,3 \text{ В}$;
 б) $U_{BE} = -0,4 \text{ В}$ та $U_{KE} = -10 \text{ В}$.

3.4.26 Біполярний транзистор працює в активному режимі. Струм насичення емітера $I_{E_s} = 10^{-14}$ А; струм насичення колектора $I_{K_s} = 1,9 \cdot 10^{-14}$ А; $\alpha_N = 0,99$; $\alpha_1 = 0,5$. Напруга зовнішнього зміщення p - n -переходу база – емітер $U_{BE} = 0,65$ В, напруга зовнішнього зміщення p - n -переходу база – колектор $U_{BK} = -4,5$ В. Розрахувати струми I_E , I_B та I_K .

3.4.27 Нарисувати схеми включення зі спільною базою для транзисторів типів p - n - p і n - p - n . Показати полярності живлячих напруг для випадків роботи транзистора:

- а) в активному режимі;
- б) у режимі відсічки;
- в) у режимі насичення;
- г) в інверсному режимі.

На обох схемах показати напрямки струмів емітера I_E , колектора I_K , бази I_B для всіх режимів роботи.

4 ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ З ІЗОЛЬОВАНИМ ЗАСЛОНОМ

4.1 Основні формули та визначення

Польовий транзистор (ПТ) – транзистор, в якого провідність каналу між витокком і стоком змінюється залежно від прикладеної до заслону напруги, а струм дрейфу проходить у каналі під дією електричного поля між витокком і стоком (рис. 4.1).

Більшість сучасних цифрових інтегрованих мікросхем і значну частку аналогових виготовляють на польових транзисторах з ізолюваним заслоном на зразок метал – діелектрик – напівпровідник польовий транзистор (МДНПТ).

Метал – діелектрик – напівпровідник польовий транзистор, на відміну від біполярного або польового транзистора з $p-n$ -переходом, виготовляють на поверхні напівпровідникової монокристалічної пластини і його параметри залежать від умов на межі поділу діелектрик – напівпровідник.

4.1.1 Порогова напруга

Порогову напругу МДНПТ розраховують за виразом

$$U_{ПОР} = U_{ПЗ} + \Phi_B - \frac{Q_B}{C_{0ox}}, \quad (4.1)$$

де $U_{ПЗ}$ – напруга плоских зон. Її отримують за рівнянням

$$U_{ПЗ} = \varphi_{MS} - \frac{Q_{ox}}{C_{0ox}}. \quad (4.2)$$

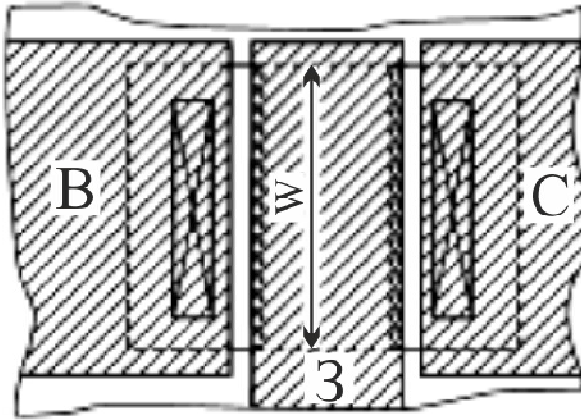
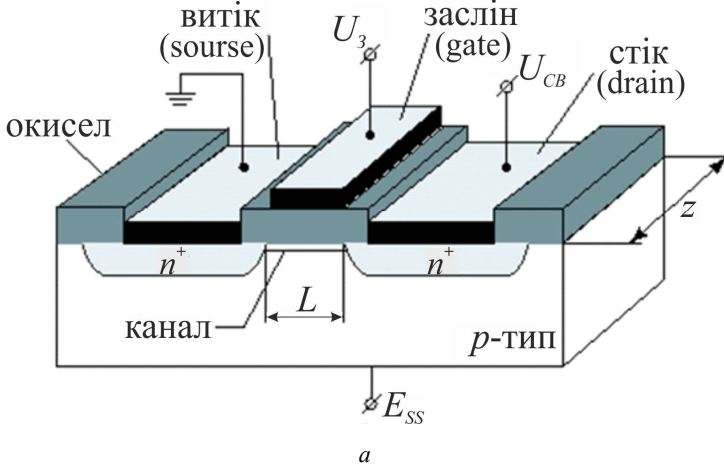
Потенціальний бар'єр φ_{MS} між алюмінієм (матеріалом заслону) і кремнієм визначають для кремнію n -типу – за рівнянням

$$\varphi_{MS(n)} = -0,6 + \varphi_{Fn}, \quad (4.3)$$

для кремнію p -типу –

$$\varphi_{MS(p)} = -0,6 - \varphi_{Fp}, \quad (4.4)$$

де φ_{Fn} , φ_{Fp} – потенціал Фермі в напівпровідниках n - і p -типу відповідно. Величини $\varphi_{MS(n)}$ та $\varphi_{MS(p)}$ завжди від'ємні.



б

Рисунок 4.1 – Польовий транзистор з ізованим заслоном (метал – діелектрик – напівпровідник) (а), його топологія на кристалі (б)

Значення потенціалів φ_{MS} для заслонів, виготовлених із полікремнію n^+ -типу, на кремнії n -типу визначають за виразом

$$\varphi_{MS(n)} = 0,50 - \varphi_{Fn}, \quad (4.5)$$

а на кремнії p -типу – за виразом

$$\varphi_{MS(p)} = 0,50 + \varphi_{Fp}, \quad (4.6)$$

де індекс у дужках указує тип провідності кремнію основи.

Значення потенціалів φ_{MS} для заслонів із полікремнію p^+ -типу розраховують за виразами

$$\varphi_{MS(n)} = -0,50 - \varphi_{Fn}, \quad (4.7)$$

$$\varphi_{MS(p)} = -0,50 + \varphi_{Fp}. \quad (4.8)$$

У формули потрібно підставляти абсолютні значення потенціалів Фермі.

Густина заряду на межі поділу Si – SiO₂ Q_{ox} завжди позитивна. Вона залежить від кристалографічної орієнтації поверхні кремнієвих пластин і способів очищення поверхні

$$Q_{ox} = qN_{ss}, \quad (4.9)$$

де N_{ss} – густина поверхневих станів. Для пластин кремнію з кристалічною орієнтацією (111) густина поверхневих станів дорівнює $5 \cdot 10^{15} \text{ м}^{-2}$, для кремнію з кристалічною орієнтацією (110) – $2 \cdot 10^{15} \text{ м}^{-2}$, для кремнію з кристалічною орієнтацією (100) – $9 \cdot 10^{14} \text{ м}^{-2}$.

Питому ємність C_{0ox} розраховують за формулою

$$C_{0ox} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{ox}}{d_{ox}}, \quad (4.10)$$

де ε_0 – діелектрична проникність вакууму; ε_{ox} – відносна діелектрична проникність діоксиду, $\varepsilon_{ox} = 4$; d_{ox} – товщина шару діоксиду.

Поверхневий потенціал Φ_B удвічі перевищує потенціал Фермі в об'ємі напівпровідника

$$\Phi_B = -2\varphi_F. \quad (4.11)$$

Знак Φ_B залежить від типу провідності кремнію. Для напівпровідника n -типу провідності поверхневий потенціал матиме негативну полярність, для напівпровідника p -типу провідності – позитивну.

Густина просторового заряду Q_{B0} іонізованих атомів домішки за умови відсутності зовнішнього зміщення на індукованому p - n -переході канал – основа $U_{CB} = 0$ розраховують за виразом

$$Q_{B0} = \sqrt{2\varepsilon_{Si}\varepsilon_0qN|\Phi_B|}, \quad (4.12)$$

де N – концентрація легуючої домішки у монокристалічній напівпровідниковій основі.

Полярність густини заряду Q_{B0} залежить від типу провідності кремнію. Для кремнію n -типу густина заряду Q_{B0} позитивна, для кремнію p -типу – негативна.

Для забезпечення умов функціонування МДНПТ між витоком і стоком умикають напругу U_{CB} , яка створює зворотне зміщення p - n -переходу канал – основа. За таких умов величина Q_B зростає. Густина заряду Q_B обчислюють за формулою

$$Q_B = \sqrt{2\varepsilon_{Si}\varepsilon_0qN|U + \Phi_B|}, \quad (4.13)$$

де U – напруга на p - n -переході канал – основа.

Порогову напругу за умов зворотного зміщення p - n -переходу основа – витік розраховують за виразом

$$U_{ПОР\phi} = U_{ПОР}(U_{OB} = 0) + \Delta U_{ПОР}, \quad (4.14)$$

де U_{OB} – напруга зворотного зміщення переходу основа – витік МДНПТ, $\Delta U_{ПОР}$ – величина зміщення порогової напруги.

Величину зміщення порогової напруги визначають за формулами: для n -канальних транзисторів –

$$\Delta U_{ПОРn} \approx \frac{1}{2}\sqrt{U_{OB}}, \quad (4.15)$$

для p -канальних –

$$\Delta U_{\text{ПОР } p} \approx -\frac{1}{2}\sqrt{U_{\text{OB}}}. \quad (4.16)$$

Для n -канального транзистора точний розрахунок величини зміщення порогової напруги виконують за рівнянням

$$\Delta U_{\text{ПОР}} = \frac{(2\varepsilon_{\text{Si}}\varepsilon_0 q N_a)^2}{C_{0\text{ox}}} \left[(|U_{\text{OB}} + \Phi_B|)^{1/2} - (|\Phi_B|)^{1/2} \right]. \quad (4.17)$$

4.1.2 Струми транзистора

Якщо витік МДНПТ використовувати як заземлений електрод, то *струм стік – витік* $I_{\text{CB } n}$ n -канального транзистора визначають:

у лінійній області ВАХ – за виразами

$$I_{\text{CB } n} = \mu_{\text{sn}} \frac{\varepsilon_{\text{ox}}\varepsilon_0}{d_{\text{ox}}} \frac{W}{L} \left\{ (U_{\text{ЗВ}} - U_{\text{ПОР}})U_{\text{ЗВ}} - \frac{1}{2}U_{\text{CB}}^2 \right\}, \quad (4.18)$$

$$|U_{\text{ЗВ}} - U_{\text{ПОР}}| > |U_{\text{CB}}|;$$

в області насичення ВАХ

$$I_{\text{CB } n} = \frac{1}{2} \mu_{\text{sn}} \frac{\varepsilon_{\text{ox}}\varepsilon_0}{d_{\text{ox}}} \frac{W}{L} (U_{\text{ЗВ}} - U_{\text{ПОР}})^2, \quad (4.19)$$

$$|U_{\text{ЗВ}} - U_{\text{ПОР}}| \leq |U_{\text{CB}}|,$$

де μ_{sn} – середня поверхнева рухливість електронів у каналі; d_{ox} – товщина діоксиду над каналом; ε_{ox} – відносна діелектрична проникність оксиду; L – довжина каналу; W – ширина каналу; $U_{\text{ЗВ}}$ – напруга заслін – витік; $U_{\text{ПОР}}$ – порогова напруга.

Для розрахунків струмів p -канального транзистора потрібно скористатися попередніми формулами, замінивши в них середню поверхневу рухливість електронів у каналі на середню поверхневу рухливість дірок у каналі μ_{sp} .

Поверхневу рухливість носіїв заряду в каналі МДНПТ, обмежену поперечним електричним полем заслону, розраховують за виразом

$$\mu_{\perp}(U_{OB}) = \frac{\mu_0}{1 + \Theta(U_{OB} - U_{ПОР})} \quad (4.20)$$

де μ_0 – рухливість носіїв у приповерхневому шарі в слабкому електричному полі, яка не залежить від напруги на заслоні; Θ – коефіцієнт зменшення приповерхневої рухливості $\mu_{\perp}(U_{OB})$ поперечним полем заслону. Для технологій з топологічними нормами 1 мкм $\Theta = 0,08 \text{ В}^{-1}$.

Рухливість носіїв заряду в каналі МДНПТ, обмежену поздовжнім електричним полем, створюваним напругою між витокком і стоком, обчислюють за формулою

$$\mu_s = \frac{\mu_{\perp}(U_{3B})}{1 + \eta U_{3B}}, \quad (4.21)$$

де $\eta = \mu_{\perp}(U_{3B}) / (v_{\max} L)$ – коефіцієнт насичення швидкості носіїв; v_{\max} – максимальна швидкість носіїв, $v_{\max} \approx 0,6 \cdot 10^5 \text{ м/с}$; L – ефективна довжина каналу.

4.1.3 Параметри транзистора

Коефіцієнт провідності k'_n визначають за формулою

$$k'_n = \frac{\mu_{sn} \varepsilon_{ox} \varepsilon_0}{2d_{ox}}, \quad (4.22)$$

де індекс n означає належність коефіцієнта k' до n -канального транзистора. Для розрахунків коефіцієнта провідності p -канального транзистора в рівнянні (5.22) потрібно замінити μ_{sn} на μ_{sp} .

Питому крутість транзистора k_n розраховують за формулою

$$k_n = k'_n \frac{W}{L}. \quad (4.23)$$

Вона може бути змінена в процесі проектування транзистора, оскільки залежить від геометричних розмірів: довжини L і ширини W каналу.

Провідність каналу в лінійній області ВАХ за умов сильного сиг-

налу визначають за виразом

$$G = \frac{I_{CB}}{U_{CB}} = k [2(U_{3B} - U_{ПОР}) - U_{CB}] \Big|_{U_{3B} = const}. \quad (4.24)$$

Провідність каналу G_0 на початковому відрізьку лінійної області ВАХ отримують за рівнянням області ВАХ отримують за рівнянням

$$G_0 = \frac{I_{CB}}{U_{CB}} \Big|_{U_{CB} \rightarrow 0} = 2k(U_{3B} - U_{ПОР}). \quad (4.25)$$

Пряму динамічну передавальну провідність, або крутість, g_{ms} визначають за умов постійної напруги на стоці U_{CB}

$$\begin{aligned} g_{ms} &= \frac{dI_{CB}}{dU_{3B}} = 2k(U_{3B} - U_{ПОР}) = \\ &= 2I_{CB} / (U_{3B} - U_{ПОР}) = 2(kI_{CB})^{1/2} \Big|_{U_{CB} = const}. \end{aligned} \quad (4.26)$$

Вихідну динамічну провідність визначають в області насичення за постійного значення напруги заслін – витік U_{3B}

$$g_{ds} = \left(\frac{dI_{CB}}{dU_{CB}} \right) = \frac{I_{CB}}{U_A} \Big|_{U_{CB} = const} \quad (4.27)$$

де U_A – напруга Ерлі.

Напругу Ерлі визначають за формулою

$$U_A = 2(U_{CB} + U_0)(L/L') = 2(U_{CB} + U_0)(L_T/L' - 1), \quad (4.28)$$

де L_T – топологічна довжина каналу; L' – товщина області просторового заряду p - n -переходу стік – основа, яку розраховують за виразом

$$L' = \sqrt{\frac{2\varepsilon_{Si}\varepsilon_0(U_{CB} + U_0)}{qN}}, \quad (4.29)$$

де U_0 – висота потенціального бар'єра p - n -переходу стік – основа, яка має значення приблизно 0,75 В; N – концентрація домішки

в основі.

Значення U_A для більшості польових транзисторів змінюється від 10 до 200 В.

Ефективну довжину каналу L обчислюють за рівнянням

$$L = L_T - L' . \quad (4.30)$$

Динамічний вихідний опір $r_{ds} = 1/g_{ds}$ визначають за виразом

$$r_{ds} = \frac{dU_{CB}}{dI_{CB}} = \frac{U_A}{I_{CB}} \Big|_{U_{3B}=\text{const}} . \quad (4.31)$$

Опір каналу відкритого транзистора в лінійній області характеристик розраховують за формулою

$$r_{ds} = \frac{1}{2k(U_{CB} - U_{ПОР} - U_{3B})} = \frac{Ld_{ox}}{\mu_s \varepsilon_{ox} \varepsilon_0 W (U_{CB} - U_{ПОР} - U_{3B})} . \quad (4.32)$$

Опір каналу відкритого транзистора R_0 на початку координат, тобто за $U_{3B} = 0$, отримують за рівнянням

$$R_0 = \frac{1}{2k(U_{CB} - U_{ПОР})} = \frac{Ld_{ox}}{\mu_s \varepsilon_{ox} \varepsilon_0 W (U_{CB} - U_{ПОР})} . \quad (4.33)$$

З урахуванням виразів для наведених вище параметрів питомо крутість транзистора обчислюють за формулою

$$k = \frac{\mu_{\perp}(U_{CB})\varepsilon_{ox}\varepsilon_0}{2d_{ox}(1+\eta U_{3B})} \left(\frac{W}{L} \right) , \quad (4.34)$$

а коефіцієнт провідності k' –

$$k' = \frac{\mu_{\perp}(U_{CB})\varepsilon_{ox}\varepsilon_0}{2d_{ox}(1+\eta U_{3B})} . \quad (4.35)$$

Коефіцієнт підсилення транзистора за напругою K_U в режимі насичення визначають так:

$$K_U = g_{ms} r_{ds} . \quad (4.36)$$

Коефіцієнт впливу основи Σ_B досягає максимального значення за відсутності напруги зміщення основи. Його визначають за формулою

$$\Sigma_B = \frac{1}{2} \frac{d_{ox}}{\varepsilon_{ox} \varepsilon_0} \left(\frac{2\varepsilon_{Si} \varepsilon_0 qN}{\Phi_B} \right)^{1/2}. \quad (4.37)$$

Коефіцієнт впливу основи Σ_B за зворотного зміщення p - n -переходу основа – витік U_{OB} набере вигляду

$$\Sigma_B = \frac{1}{2} \frac{d_{ox}}{\varepsilon_{ox} \varepsilon_0} \left(\frac{2\varepsilon_{Si} \varepsilon_0 qN}{U_{OB} + \Phi_B} \right)^{1/2}. \quad (4.38)$$

4.1.4 Транзистори з коротким каналом

Канал називають коротким, якщо довжина каналу L , товщина збідненої області в основі p - n -переходу основа – витік x_B і товщина збідненої області в основі p - n -переходу основа – стік x_C мають приблизно однакові розміри.

Для оцінювання наближення реального транзистора до умов роботи з коротким каналом упроваджують параметр

$$\xi = \frac{L}{x_B + x_C}. \quad (4.39)$$

Порогова напруга. Функціонально залежний від напруги U_{CB} заряд Q_B в області просторового заряду нижче від каналу визначають за виразом

$$Q_B = |Q_{B0}| F(U_{CB}), \quad (4.40)$$

де Q_{B0} – густина заряду в ОПЗ за $U_{CB} = 0$; $F(U_{CB})$ – функція модифікації порогової напруги МДН-транзистора з коротким каналом напругою стік – витік U_{CB} :

$$F(U_{CB}) = \frac{2}{3} \left[\left(1 + \frac{|\Phi_B|}{U_{CB}} \right) \left(1 + \frac{U_{CB}}{|\Phi_B|} \right)^{1/2} - \frac{|\Phi_B|}{U_{CB}} \right]. \quad (4.41)$$

Модифіковану напругою U_{CB} порогову напругу МДН-транзистора UQS'YTIЕ розраховують за формулою

$$U_{ПОР\ nE} = -\varphi_{MS} + \Phi_B - \frac{Q_{ox}}{C_{0\ ox}} + \frac{|Q_{B0}|}{C_{0\ ox}} F(U_{CB}). \quad (4.42)$$

Концентрація домішки в основі. З метою надійного проектування схем загального призначення і запобігання явищу зниження потенціального бар'єра під дією стоку як базовий критерій для розрахунків середньої концентрації домішки в основі приймають умову

$$x_C(U_{CB} = E_{SS}) + x_B(U_{BO} = 0) = L/2, \quad (4.43)$$

де E_{SS} – напруга живлення.

Для випадку заземленого витоку $U_{BO} = 0$

$$x_C \approx \left[\frac{2\varepsilon_0\varepsilon_{Si}(E_{SS} + U_0)}{q\bar{N}_B} \right]^{1/2}; \quad (4.44)$$

$$x_B \approx \left[\frac{2\varepsilon_0\varepsilon_{Si}U_0}{q\bar{N}_B} \right]^{1/2}, \quad (4.45)$$

де \bar{N}_B – середня концентрація домішки в основі,

$$\bar{N}_B = \frac{8\varepsilon_0\varepsilon_{Si}}{qL^2} \left[(E_{SS} + U_0)^{1/2} + (U_0)^{1/2} \right]^2. \quad (4.46)$$

Для визначення \bar{N}_B потрібно задати мінімальний топологічний розмір Δ (у цьому випадку – довжиною каналу d_{ox}) і вибрати напругу живлення E_{SS} .

Напругу насичення транзистора з коротким каналом за умови відсутності перекриття між областями просторового заряду витоку і стоку розраховують за виразом

$$U_{C\ наc} = \frac{1}{\eta} \left\{ \left[1 + 2(U_{3B} - U_{ПОР})^{1/2} \right]^2 - 1 \right\}, \quad (4.47)$$

де η – коефіцієнт насичення швидкості носіїв заряду в каналі під дією поздовжнього електричного поля.

За напруги $U_{3B} = E_{SS}$, напруга насичення $U_{C_{нас}}$ становить приблизно $E_{SS}/2$.

Струм насичення транзистора з коротким каналом $I_{C_{нас}}$ за умови відсутності перекриття між областями просторового заряду витоків і стоку визначають за напруги $U_{CB} = U_{C_{нас}}$

$$I_{C_{нас}} = \frac{\mu_{\perp}(U_{3B})\epsilon_{ox}\epsilon_0}{2(1+\eta U_{C_{нас}})d_{ox}} \left(\frac{W}{L}\right) \left\{2[U_{3B} - U_{ПОР}]U_{C_{нас}} - U_{C_{нас}}^2\right\}. \quad (4.48)$$

4.2 Приклад розв'язування задачі

Польовий n -канальний транзистор з ізольованим заслоном з алюмінію створено на кремнії p -типу провідності з концентрацією акцепторної домішки $3 \cdot 10^{22}$ ат./м³ і кристаліграфічною орієнтацією поверхні (100). Товщина підзаслінного діоксиду кремнію $d_{ox} = 500 \text{ \AA}$, довжина каналу $L = 2$ мкм, ширина каналу $W = 8$ мкм, напруга живлення $E_{SS} = 5$ В. Транзистор функціонує за температури 300 К. Коефіцієнт зменшення приповерхневої рухливості електронів електричним полем заслону $\Theta = 0,08 \text{ В}^{-1}$.

Визначити:

- 1) потенціал Фермі в основі ϕ_{Fp} ;
- 2) поверхневий потенціал Φ_B на межі Si – SiO₂;
- 3) потенціал ϕ_{MS} ;
- 4) заряд Q_{ox} у діоксиді кремнію;
- 5) заряд Q_B в ОПЗ під каналом за двох значень напруги стік – витік: $U_{CB} = 0$; $U_{CB} = +5$ В;
- 6) питому ємність підзаслінного діелектрика;
- 7) напругу плоских зон $U_{ПЗ}$;
- 8) порогову напругу за двох значень напруги стік – витік: $U_{CB} = 0$; $U_{CB} = +5$ В;

9) товщину області просторового заряду p - n -переходів витік – основа і основа – стік, якщо висота потенціального бар'єра переходів $U_0 = 0,9$ В. Витік з'єднано з основою. На стоці відносно витіку напруга $U_{CB} = +5$ В ;

10) коефіцієнт наближення транзистора до умов роботи з коротким каналом за відсутності напруги на стоці $U_{CB} = 0$ і за напруги на стоці $U_{CB} = +5$ В ;

11) функцію зміни заряду Q_B для транзисторів з коротким каналом $F(U_{CB})$ за напруги $U_{CB} = 2,5$ В і можливого значення $\xi < 2$;

12) модифіковану порогову напругу транзистора за напруги на стоці $U_{CB} = 2,5$ В і $\xi < 2$ для короткого каналу;

13) поверхневу рухливість носіїв заряду в каналі транзистора за напруги на заслоні $U_{3B} = 2,5$ В і напруги на стоці $U_{CB} = 2,5$ В ;

14) коефіцієнт провідності k'_n і питому крутість k_n за напруги на заслоні $U_{3B} = 2,5$ В і напруги на стоці $U_{CB} = 2,5$ В ;

15) коефіцієнт провідності k'_n і питому крутість k_n за напруги на заслоні $U_{3B} = +2,5$ В і напруги на стоці $U_{CB} = +2,5$ В за температури 350 К;

16) напругу насичення стоку $U_{C_{нас}}$ за температури 300 К і напруги на заслоні $U_{3B} = +2,5$ В ;

17) струм насичення стоку $I_{C_{нас}}$ за напруги насичення стоку $U_{C_{нас}} = +1,23$ В і напрузі на заслоні $U_{3B} = +2,5$ В .

Розв'язок

1. Потенціал Фермі φ_{Fp} – це величина, що характеризує зміщення рівня Фермі відносно рівня Фермі власного напівпровідника. Його розраховують за формулою

$$\varphi_{Fp} = \frac{k_B T}{q} \ln \left(\frac{N_a}{n_i} \right) = 0,0256 \cdot \ln \left(\frac{3 \cdot 10^{22}}{1,5 \cdot 10^{16}} \right) \approx 0,377 \text{ В} .$$

Знак потенціалу Фермі у напівпровіднику p -типу від'ємний,

$$\varphi_{Fp} \approx -0,377 \text{ В.}$$

2. Поверхневий потенціал Φ_B визначають за формулою (4.11)

$$\Phi_B = -2\varphi_{Fp} = -2 \cdot (-0,377) \approx 0,75 \text{ В.}$$

3. Значення потенціалу $\varphi_{MS(p)}$ для кремнію p -типу обчислюють за формулою (4.4)

$$\varphi_{MS(p)} = -0,6 - \varphi_{Fp} = -0,6 - 0,377 = -0,98 \text{ В.}$$

Знак потенціалу $\varphi_{MS(p)}$ від'ємний, $\varphi_{MS(p)} = -0,98 \text{ В.}$

4. Оскільки для виготовлення транзистора використовують кремній p -типу з орієнтацією поверхні (100), то густина заряду у перехідному шарі Si – SiO₂ $N_{\text{Si-SiO}_2} = 9 \cdot 10^{14} \text{ м}^{-2}$. Заряд Q_{ox} позитивний і розраховують його за виразом

$$Q_{ox} = qN_{\text{Si-SiO}_2} = 1,6 \cdot 10^{19} \cdot 9 \cdot 10^{14} = 1,44 \cdot 10^{-4} \text{ Кл/м}^2.$$

5. – 5.1 Заряд в області просторового заряду нижче від каналу за відсутності напруги U_{CB} отримують за формулою (4.12)

$$Q_{B0} = \sqrt{2\varepsilon_{\text{Si}}\varepsilon_0qN_a|\Phi_B|} = \\ = \left[2 \cdot 12 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 3 \cdot 10^{22} \cdot 0,75 \right]^{1/2} = 8,7 \cdot 10^{-4} \text{ Кл/м}^2.$$

5.2 Заряд в області просторового заряду нижче від каналу за напруги $U_{CB} = +5 \text{ В}$ визначають за формулою (4.13)

$$Q_B = \sqrt{2\varepsilon_{\text{Si}}\varepsilon_0qN_a|U + \Phi_B|} = \\ = \left[2 \cdot 12 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 3 \cdot 10^{22} \cdot 5,75 \right]^{1/2} = 2,4 \cdot 10^{-3} \text{ Кл/м}^2.$$

Заряд у силіції p -типу Q_B буде негативний, тобто

$$Q_{B0} = -8,7 \cdot 10^{-4} \text{ Кл/м}^2; \quad Q_B = -2,4 \cdot 10^{-3} \text{ Кл/м}^2.$$

6. Питому ємність МДН-конденсатора обчислюють за формулою (4.10)

$$C_{0\text{ox}} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{\text{ox}}}{d_{\text{ox}}} = \frac{3,5 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12}}{0,05 \cdot 10^{-6}} = 6,2 \cdot 10^{-4} \text{ пФ/мкм}^2.$$

7. Значення напруги плоских зон розраховують за формулою (4.2)

$$U_{\text{ПЗ}} = - \left(\varphi_{\text{MS}(p)} + \frac{Q_{\text{ox}}}{C_{0\text{ox}}} \right) = - \left(0,98 + \frac{1,44 \cdot 10^{-4}}{6,2 \cdot 10^{-4}} \right) = -1,2 \text{ В.}$$

8. Порогову напругу $U_{\text{ПОР}n}$ визначають за формулою (4.1)

8.1 За напруги $U_{\text{CB}} \approx 0$

$$\begin{aligned} U_{\text{ПОР}n1} &= -U_{\text{ПЗ}(p)} - \frac{Q_{\text{ox}}}{C_{0\text{ox}}} + \Phi_B + \frac{|Q_B|}{C_{0\text{ox}}} = \\ &= -0,98 - \frac{1,44 \cdot 10^{-4}}{6,2 \cdot 10^{-4}} + 0,75 + \frac{8,7 \cdot 10^{-4}}{6,2 \cdot 10^{-4}} = 0,94 \text{ В.} \end{aligned}$$

8.2 За напруги $U_{\text{CB}} = +5 \text{ В}$ і за умови $\xi < 2$ модифікована порогова напруга може досягати значення

$$\begin{aligned} U_{\text{ПОР}n2} &= -U_{\text{ПЗ}(p)} - \frac{Q_{\text{ox}}}{C_{0\text{ox}}} + \Phi_B + \frac{|Q_B|}{C_{0\text{ox}}} = \\ &= -0,98 - \frac{1,44 \cdot 10^{-4}}{6,2 \cdot 10^{-4}} + 0,75 + \frac{2,4 \cdot 10^{-4}}{6,2 \cdot 10^{-4}} = 3,4 \text{ В.} \end{aligned}$$

9. – 9.1 Оскільки p - n -перехід витік – основа не має зовнішнього зміщення, то x_B розраховують за формулою (4.45)

$$x_B \approx \left[\frac{2\varepsilon_0 \varepsilon_{\text{Si}} U_0}{q N_B} \right]^{1/2} = \left[\frac{2 \cdot 12 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 0,9}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 3 \cdot 10^{22}} \right]^{1/2} = 2 \cdot 10^{-7} \text{ м.}$$

9.2 P - n -перехід основа – стік поляризовано зворотно напругою $U_{\text{CB}} = +5 \text{ В}$. Значення x_C отримують за формулою (4.44)

$$x_C = \left[\frac{2\varepsilon_0\varepsilon_{Si}(U_{CB} + U_0)}{qN_a} \right]^{1/2} = \left[\frac{2 \cdot 12 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12} \cdot (5 + 0,9)}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 3 \cdot 10^{22}} \right]^{1/2} = 5 \cdot 10^{-7} \text{ м.}$$

10. Коефіцієнт наближення транзистора до умов роботи з коротким каналом визначають за формулою (4.39)

$$\xi = \frac{L}{x_B + x_C}.$$

10.1 За напруги на стоці, близької до $U_{CB} \approx 0$,

$$\xi_1 = \frac{L}{2x_B} = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 2 \cdot 10^{-7}} = 5.$$

10.2 За напруги на стоці $U_{CB} = +5 \text{ В}$

$$\xi_2 = \frac{L}{x_B + x_C} = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 10^{-7} + 5 \cdot 10^{-7}} = 2,85.$$

У всьому діапазоні напруг стік – витік від 0 до +5 В транзистор працює в режимі короткого каналу. Оскільки $\xi > 2$, то значення порогової напруги $U_{ПОР\ n1} = 0,94 \text{ В}$ не буде модифіковане напругою U_{CB} .

11. Значення функції $F(U_{CB})$ розраховують за формулою (4.41)

$$\begin{aligned} F(U_{CB}) &= \frac{2}{3} \left[\left(1 + \frac{|\Phi_B|}{U_{CB}} \right) \left(1 + \frac{U_{CB}}{|\Phi_B|} \right)^{1/2} - \frac{|\Phi_B|}{U_{CB}} \right] = \\ &= \frac{2}{3} \left[\left(1 + \frac{0,75}{2,5} \right) \left(1 + \frac{2,5}{0,75} \right)^{1/2} - \frac{0,75}{2,5} \right] = 1,6. \end{aligned}$$

12. Значення порогової напруги $U_{ПОР\ nE}$ за напруги $U_{CB} = 2,5 \text{ В}$ і $\xi < 2$ розраховують за формулою (4.42)

$$\begin{aligned}
 U_{\text{ПОР}nE} &= -\varphi_{MS(p)} + \Phi_B - \frac{Q_{ox}}{C_{0ox}} + \frac{|Q_{B0}|}{C_{0ox}} F(U_{CB}) = \\
 &= -0,98 + 0,75 - \frac{1,44 \cdot 10^{-4}}{6,2 \cdot 10^{-4}} + \frac{8,7 \cdot 10^{-4}}{6,2 \cdot 10^{-4}} \cdot 1,6 = 1,8 \text{ В.}
 \end{aligned}$$

13. – 13.1 Спочатку за формулою (4.20) потрібно розрахувати рухливість електронів у каналі, обмежену вертикальним електричним полем заслону, де рухливість електронів у слабкому електричному полі $\mu_{0n} = 6 \cdot 10^{-2} \text{ м}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$:

$$\begin{aligned}
 \mu_{\perp}(U_{OB}) &= \frac{\mu_{0n}}{1 + \Theta(U_{OB} - U_{\text{ПОР}})} = \\
 &= \frac{6 \cdot 10^{-2}}{1 + 0,08 \cdot (2,5 - 0,94)} = 5,3 \cdot 10^{-2} \text{ м}^2/(\text{В} \cdot \text{с}).
 \end{aligned}$$

13.2 Коефіцієнт насичення швидкості електронів визначають за виразом

$$\eta_n = \frac{\mu_{\perp}(U_{OB})}{v_{\text{max}} L} = \frac{5,3 \cdot 10^{-2}}{0,6 \cdot 10^5 \cdot 2 \cdot 10^{-6}} = 0,44,$$

де $v_{\text{max}} = 0,6 \cdot 10^5 \text{ м/с}$; L – довжина каналу.

13.3 Поверхневу рухливість носіїв у каналі розраховують за формулою (4.21)

$$\mu_{sn} = \frac{\mu_{\perp}(U_{3B})}{1 + \eta_n U_{3B}} = \frac{5,3 \cdot 10^{-2}}{1 + 0,44 \cdot 2,5} = 2,5 \cdot 10^{-2} \text{ м}^2/(\text{В} \cdot \text{с}).$$

14. – 14.1 Коефіцієнт провідності обчислюють за формулою (4.22)

$$k'_n = \frac{\mu_{sn} \varepsilon_{ox} \varepsilon_0}{2d_{ox}} = \frac{2,5 \cdot 10^{-2} \cdot 3,5 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12}}{2 \cdot 0,05 \cdot 10^{-6}} = 7,74 \cdot 10^{-6} \text{ А/В}^2.$$

14.2 Питому крутість отримують за формулами (4.23) або (4.34)

$$k_n = \frac{\mu_{\perp}(U_{CB})\varepsilon_{ox}\varepsilon_0}{2d_{ox}(1+\eta_n U_{3B})} \frac{W}{L} =$$

$$= \frac{3,5 \cdot 10^{-2} \cdot 3,5 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12}}{2 \cdot 0,05 \cdot 10^{-6} \cdot (1+0,44 \cdot 2,5)} \cdot \frac{8 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 10^{-6}} = 3,1 \cdot 10^{-5} \text{ А/В}^2.$$

15. – 15.1 Значення коефіцієнта провідності за температури 350 К розраховують за формулою

$$k'_{nT} = k'_n \left(\frac{T}{T_0} \right)^{-3/2} = 7,74 \cdot 10^{-6} \left(\frac{350}{300} \right)^{-3/2} = 6,14 \cdot 10^{-6} \text{ А/В}^2.$$

15.2 Щоб розрахувати питому крутість транзистора за температури 350 К, потрібно у формулу (4.23) або (4.34) підставити значення коефіцієнта провідності за температури 350 К

$$k_{nT} = k'_{nT} \left(\frac{W}{L} \right) = 6,14 \cdot 10^{-6} \left(\frac{8 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 10^{-6}} \right) = 2,46 \cdot 10^{-5} \text{ А/В}^2.$$

16. Напругу насичення стоку транзистора з коротким каналом визначають за формулою (4.47)

$$U_{C_{нас}} = \frac{1}{\eta} \left\{ \left[1 + 2\eta(U_{3B} - U_{ПОРn}) \right]^{1/2} - 1 \right\} =$$

$$= \frac{1}{0,44} \left\{ \left[1 + 2 \cdot 0,44(2,5 - 0,94) \right]^{1/2} - 1 \right\} = 1,23 \text{ В.}$$

У пп. 12–15 обчислено основні параметри транзистора за напруги на заслоні $U_{3B} = +2,5 \text{ В}$. Їх використано в попередніх розрахунках. Якщо є потреба визначити напругу насичення стоку транзистора $U_{C_{нас}}$ за іншої напруги на заслоні, то параметри з пп. 12–15 слід перерахувати.

17. Струм насичення стоку обчислюють за формулами (4.18), (4.19) або (4.48) з урахуванням модифікованої порогової напруги

$$\begin{aligned}
 I_{C_{нас}} &= \frac{\mu_{\perp}(U_{3B})\varepsilon_{ox}\varepsilon_0}{2(1+\eta U_{C_{нас}})d_{ox}} \left(\frac{W}{L} \right) \{ 2[U_{3B} - U_{ПОР}]U_{C_{нас}} - U_{C_{нас}}^2 \} = \\
 &= k_n [2(U_{3B} - U_{ПОР}) - U_{C_{нас}}] U_{C_{нас}} = \\
 &= 3,1 \cdot 10^{-5} \cdot (2 \cdot (2,5 - 0,94) - 1,23) \cdot 1,23 = 7,2 \cdot 10^{-5} \text{ А.}
 \end{aligned}$$

4.3. Задачі для самостійного розв'язування

4.3.1 Визначити заряд в SiO₂, термічно вирощеному на поверхні силіцію з кристалографічною орієнтацією поверхні (110).

4.3.2 Обчислити значення потенціала φ_{MS} в структурі полікремній *p*-типу – SiO₂ – Si *p*-типу провідності з концентрацією акцепторної домішки $1 \cdot 10^{23}$ ат./м³. Розрахунки виконати за температури 300 К.

4.3.3 Визначити питому ємність підзаслінного діелектрика, що складається з двох шарів SiO₂ і Si₃N₄ зі співвідношенням товщини їх 6 : 4. Діелектрична проникність SiO₂ $\varepsilon_{SiO_2} = 3,5$; Si₃N₄ $\varepsilon_{Si_3N_4} = 7,5$.

Загальна товщина діелектрика $d_{ox} = 500 \text{ \AA}$.

4.3.4 Визначити густину заряду Q_B у збідненій області під каналом МДН-транзистора, виконаного в кремнії *n*-типу провідності з концентрацією донорної домішки $1 \cdot 10^{23}$ ат./м³ за напруги стік – витік $U_{CB} = 0 \text{ В}$.

4.3.5 Визначити густину заряду Q_B у збідненій області під каналом МДН-транзистора, виконаного в кремнії *p*-типу провідності з концентрацією акцепторної домішки $3 \cdot 10^{23}$ ат./м³ за напруги стік – витік $U_{CB} = 2 \text{ В}$.

4.3.6 Визначити напругу плоских зон $U_{ПЗ}$ для системи Al-SiO₂-Si на силіції *p*-типу провідності з кристалографічною орієнтацією поверхні (100). Концентрація акцепторної домішки у силіції $7 \cdot 10^{21}$ ат./м³. Товщина SiO₂ становить 500 \AA . Розрахунки виконати за температури 300 К.

4.3.7 Визначити напругу плоских зон $U_{ПЗ}$ для системи

Al-SiO₂-Si на силіції *n*-типу провідності з кристалографічною орієнтацією поверхні (111). Концентрація донорної домішки в кристалі $1,1 \cdot 10^{21}$ ат./м³. Товщина SiO₂ становить 0,15 мкм. Розрахунки виконати за температури 300 К.

4.3.8 Визначити напругу плоских зон $U_{ПЗ}$ для системи Si-SiO₂-Si на силіції *p*-типу провідності з кристалографічною орієнтацією поверхні (100). Товщина SiO₂ становить 500 Å. Концентрація акцепторної домішки в кристалі $6 \cdot 10^{22}$ ат./м³. Як електрод заслону використано полікремній *p*⁺-типу. Розрахунки виконати за температури 300 К. Рівень легування полікремній $1 \cdot 10^{25}$ ат./м³.

4.3.9 Визначити напругу плоских зон $U_{ПЗ}$ для системи Si-SiO₂-Si на силіції *p*-типу провідності з кристалографічною орієнтацією поверхні (100). Товщина SiO₂ становить 500 Å. Концентрація акцепторної домішки в кристалі $6 \cdot 10^{22}$ ат./м³. Як електрод заслону використано полікремній *n*⁺-типу. Розрахунки виконати за температури 300 К. Рівень легування полісиліцію $1 \cdot 10^{25}$ ат./м³.

4.3.10 Визначити порогову напругу МДН-транзистора з каналом *p*-типу. Транзистор виконано на кремнії *n*-типу з концентрацією донорної домішки в кристалі $1,1 \cdot 10^{21}$ ат./м³ і кристалографічною орієнтацією поверхні (111). Товщина підзаслінного діелектрика SiO₂ $d_{ox} = 0,1$ мкм. Заслін алюмінієвий. Напруга стік – витік $U_{CB} = 0,5$ В. Розрахунки виконати за температури 300 К.

4.3.11 Розрахувати порогову напругу *n*-канального МДН-транзистора, виконаного за низькопороговою технологією на кремнії *p*-типу з концентрацією акцепторної домішки в кристалі $7 \cdot 10^{21}$ ат./м³ і кристалографічною орієнтацією поверхні (100). Товщина підзаслінного діелектрика SiO₂ $d_{ox} = 200$ Å. Заслін полікремнієвий *n*⁺-типу з концентрацією донорів $1 \cdot 10^{25}$ ат./м³. Напруга стік – витік $U_{CB} = 0$ В. Розрахунки виконати за температури 300 К.

4.3.12 Напруга зворотного зміщення *p-n*-переходу основа – витік *n*-канального МДН-транзистора дорівнює -4 В. Розрахува-

ти величину зміщення порогової напруги $\Delta U_{\text{ПОР}_n}$ і значення порогової напруги $U_{\text{ПОР}_n}$ за відсутності та за наявності зворотного зміщення. Транзистор створено на кремнії p -типу з концентрацією акцепторної домішки в кристалі $7 \cdot 10^{21}$ ат./м³ і кристалографічною орієнтацією поверхні (110). Товщина підзаслінного діелектрика SiO₂ $d_{ox} = 0,1$ мкм. Заслін алюмінієвий. Напруга стік – витік $U_{CB} = 0,5$ В. Розрахунки виконати за температури 300 К

4.3.13 Розрахувати порогову напругу МДН-структури, що виникає під комутаційними провідниками (AI). Основою є кремній p -типу провідності з концентрацією домішки $7 \cdot 10^{21}$ ат./м³ і кристалографічною орієнтацією поверхні (100). Товщина захисного шару SiO₂ $d_{ox} = 1$ мкм. Діелектрична проникність SiO₂ $\epsilon_{\text{SiO}_2} = 3,9$. Напруга стік – витік $U_{CB} = 5$ В. Розрахунки виконати за температури 300 К. Як зміниться порогова напруга МДН-структури, якщо комутаційний провідник проходить над областю з концентрацією акцепторної домішки $3 \cdot 10^{23}$ ат./м³ ?

4.3.14 Розрахувати поверхневу рухливість електронів у каналі n -канального транзистора, витік якого з'єднано з кристалом. Порогова напруга $U_{\text{ПОР}_n} = +1,0$ В. Напруга заслін – витік $U_{3B} = +1,5$ В. Напруга стік – витік $U_{CB} = 0,5$ В. Рухливість електронів у глибині кристалу $\mu_{0n} = 6 \cdot 10^{-2}$ м²/(В·с). Коефіцієнт зменшення приповерхневої рухливості електронів електричним полем заслону $\Theta = 0,08$ В⁻¹. Довжина каналу $L = 1$ мкм. Розрахунки виконати за температури 300 К.

4.3.15 Розрахувати поверхневу рухливість електронів в каналі n -канального транзистора, витік якого з'єднано з основою. Транзистор створено в кремнії p -типу з концентрацією акцепторної домішки в кристалі $4,7 \cdot 10^{22}$ ат./м³ і кристалографічною орієнтацією поверхні (100). Товщина підзаслінного діелектрика SiO₂ $d_{ox} = 250$ Å. Заслін полікремнієвий n^+ -типу (вироджений). Коефіцієнт зменшення приповерхневої рухливості електронів електричним полем заслону $\Theta = 0,08$ В⁻¹, довжина каналу $L = 1$ мкм. Напруга заслін – витік

$U_{3B} = 3,3$ В. Розрахунки виконати за температури 300 К і напруги стік – витік $U_{CB} = 0,5$ В.

4.3.16 Розрахувати коефіцієнти провідності та питомі крутості n - і p -канального транзисторів, створених у кремнії. Порогова напруга p -канального транзистора становить $-1,5$ В, n -канального – $+1,5$ В. Витоки транзисторів з'єднані з основою. Напруги зазаслін – витік і стік – витік за абсолютними значеннями однакові $U_{3B} = U_{CB} = 3$ В. Коефіцієнт зменшення приповерхневої рухливості носіїв електричним полем заслону $\Theta = 0,15$ В $^{-1}$, довжина каналу $L = 2$ мкм, ширина каналу $W = 6$ мкм, товщина підзаслінного діелектрика SiO₂ $d_{ox} = 0,05$ мкм. Рухливість електронів у глибині кристалу $\mu_{0n} = 6 \cdot 10^{-2}$ м²/(В·с), рухливість дірок у глибині кристалу $\mu_{0p} = 2 \cdot 10^{-2}$ м²/(В·с). Розрахунки виконати за температури 300 К.

4.3.17 Розрахувати концентрацію легуючої домішки в силіцієвій основі p -типу за напруги живлення $E_{SS} = 3,3$ В, довжини каналу $L = 1,2$ мкм і висоти потенціального бар'єра p - n -переходу витік – основа (основа – стік) $U_0 = 0,85$ В. Максимальне значення суми ОПЗ стоку й витоку під заслоном не може перевищувати $L/3$. Розрахувати концентрацію донорної домішки в області витоку (стоку). Розрахунки виконати за температури 300 К.

4.3.18 Розрахувати струм стік – витік I_{CBn} , провідність каналу G , опір каналу відкритого транзистора r_{ds} для n -канального кремнієвого МОН-транзистора, що має такі параметри: $W/L = 10$; $d_{ox} = 0,1$ мкм; $U_{ПОРn} = +1,0$ В; $\mu_{sn} = 4,5 \cdot 10^{-2}$ м²/(В·с); напруга зазаслін – витік $U_{3B} = +3$ В; напруга стік – витік $U_{CB} = 0,5$ В. Розрахувати значення струму на межі лінійної області й області насичення за напруги $U_{CB} = 0,5$ В. Витік і основа заземлені. Розрахунки виконати за температури 300 К.

4.3.19 Розрахувати струм стік – витік I_{CBn} і крутість характеристики g_{ms} n -канального силіцієвого МОН-транзистора, що має такі параметри: $W/L = 10$; $d_{ox} = 0,05$ мкм; $U_{ПОРn} = +1,0$ В;

$\mu_{sn} = 4,5 \cdot 10^{-2} \text{ м}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$; $U_{3B} = U_{CB} = 3 \text{ В}$; $T = 300 \text{ К}$. Витік і основа заземлені. Розрахувати струм стік – витік I_{CBn} за температури 350 К.

4.3.20 Розрахувати напругу Ерлі U_A , вихідну динамічну провідність g_{ms} і динамічний вихідний опір r_{ds} n -канального кремнієвого МОН-транзистора, що має такі параметри: $W/L = 10$; $L = 3 \text{ мкм}$; $d_{ox} = 0,05 \text{ мкм}$; $U_{ПОРn} = +1,0 \text{ В}$; $\mu_{sn} = 4,5 \cdot 10^{-2} \text{ м}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$; $U_{3B} = +1,5 \text{ В}$; $U_{CB} = +1,2 \text{ В}$. Концентрація акцепторної домішки в кристалі $N_a = 1 \cdot 10^{22} \text{ ат./м}^3$. Витік і основа заземлені. Розрахунки виконати за температури 300 К.

4.3.21 Розрахувати порогову напругу $U_{ПОРn}$ і струм стік – витік I_{CBn} n -канального кремнієвого МОН-транзистора, на p - n -перехід основа – витік якого подано зворотне зміщення $U_{OB} = +3,0 \text{ В}$. Параметри транзистора: $W/L = 10$; $d_{ox} = 0,1 \text{ мкм}$; $\mu_{sn} = 4,5 \cdot 10^{-2} \text{ м}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$; напруга заслін – витік $U_{3B} = +3,0 \text{ В}$; напруга стік – витік $U_{CB} = +0,5 \text{ В}$; $T = 300 \text{ К}$. Порогова напруга без зворотного зміщення p - n -переходу основа – витік дорівнює $+1 \text{ В}$. Розрахувати також струм стік – витік I_{CBn} за температури 350 К.

4.3.22 Розрахувати струм стік – витік I_{CBn} n -канального МОН-транзистора з убудованим каналом, заслін якого з'єднано з витоком і заземлено. На стік відносно витоку подано напругу $U_{CB} = +5 \text{ В}$. Параметри транзистора: $W/L = 20$; $d_{ox} = 0,1 \text{ мкм}$; $U_{ПОРn} = -1,0 \text{ В}$; $\mu_{sn} = 6 \cdot 10^{-2} \text{ м}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$.

4.3.23 Розрахувати струм стік – витік I_{CBn} , провідність каналу G_0 , опір каналу відкритого транзистора r_{ds} для p -канального кремнієвого МОН-транзистора з індукованим каналом, що має такі параметри: $W/L = 10$; $d_{ox} = 0,1 \text{ мкм}$; $U_{ПОРp} = -1,0 \text{ В}$; $\mu_{sn} = 1,9 \cdot 10^{-2} \text{ м}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$; напруга на заслоні $U_{3B} = -3,0 \text{ В}$; напруга на стоці $U_{CB} = -0,5 \text{ В}$. Розрахунки виконати за температури 300 К.

4.3.24 Розрахувати порогову напругу $U_{ПОРp}$ і струм

стік – витік $I_{CB\ p}$ p -канального кремнієвого МОН-транзистора, на p - n -перехід основа – витік якого подано зворотнє зміщення $U_{OB} = 3\text{ В}$.
 Параметри транзистора: $W/L = 10$; $d_{ox} = 0,1\text{ мкм}$; $\mu_{sn} = 1,9 \cdot 10^{-2}\text{ м}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$. Порогова напруга без зворотного зміщення дорівнює -1 В . Напруга заслін – витік $U_{3B} = -3,0\text{ В}$; напруга стік – витік $U_{CB} = -0,5\text{ В}$; Розрахунки виконати за температури 300 К .

4.3.25 Розрахувати напругу насичення стоку $U_{C\ нас}$ і струм насичення стоку $I_{C\ нас}$ n -канального кремнієвого МОН-транзистора, в якого порогова напруга $U_{ПОР\ n0} = +0,7\text{ В}$, $U_{3B} = 3,3\text{ В}$, коефіцієнт зменшення приповерхневої рухливості електронів електричним полем заслону $\Theta = 0,08\text{ В}^{-1}$; $\eta = 0,5$; $\mu_{0n} = 6 \cdot 10^{-2}\text{ м}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$; $L = 1\text{ мкм}$; $W = 4\text{ мкм}$; $d_{ox} = 250\text{ \AA}$.

Додаток А

Одиниці вимірювання фізичних величин

Величина	Одиниця в СІ	Зв'язок з іншими одиницями
Маса	кілограм (кг)	$1 \text{ кг} = 10^3 \text{ г} = 10^6 \text{ мг}$
Довжина	метр (м)	$1 \text{ м} = 10^2 \text{ см} = 10^9 \text{ нм} = 10^{10} \text{ \AA}$
Об'єм	метр ³ (м ³)	$1 \text{ м}^3 = 10^3 \text{ л} = 10^6 \text{ см}^3$
Тиск	паскаль (Па)	$1 \text{ бар} = 10^5 \text{ Па} = 0,987 \text{ атм} = 750 \text{ Торр}$
		$1 \text{ атм} = 101\,325 \text{ Па} = 760 \text{ Торр}$
Енергія	джоуль (Дж)	$1 \text{ Дж} = 0,2390 \text{ кал} = 10^{-3} \text{ кДж}$
		$1 \text{ еВ} = 8065,5 \text{ см}^{-1} = 1,6022 \cdot 10^{-19} \text{ Дж} =$ $= 96\,485 \text{ Дж} \cdot \text{моль}^{-1} = 23\,060 \text{ кал} \cdot \text{моль}^{-1}$

Додаток Б

Фундаментальні фізичні сталі

Величина	Значення
Заряд електрона q	$1,6 \cdot 10^{-19} \text{ Кл}$
Маса спокою електрона m_0	$9,11 \cdot 10^{-31} \text{ кг}$
Стала Планка \hbar	$1,055 \cdot 10^{-34} \text{ Дж} \cdot \text{с} =$ $= 6,5855 \cdot 10^{-16} \text{ еВ} \cdot \text{с}$
Стала Больцмана k_B	$1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж/К} = 8,63 \cdot 10^{-5} \text{ еВ/К}$
Число Авогадро N_A	$6,022 \cdot 10^{23} \text{ моль}^{-1}$
Універсальна газова стала $R = N_A \cdot k_B$	$8,31 \frac{\text{Дж}}{\text{моль} \cdot \text{К}}$

Додаток В

Властивості напівпровідників

Таблиця В.1 – Властивості напівпровідників

Параметр	Si	Ge	GaAs
Атомний номер	14	32	31/33
Кристалічна структура, типу	алмаз		цинкова обманка
Кількість атомів, м^{-3}	$5,0 \cdot 10^{28}$	$4,42 \cdot 10^{28}$	$4,42 \cdot 10^{28}$
Атомна маса	28,08	72,6	144,63
Стала ґратки, нм	0,543	0,565	0,565
Густина, $10^3 \frac{\text{кг}}{\text{м}^3}$	2,328	5,3267	5,32
Відносна діелектрична проникність	11,8	16	10,9
Точка плавлення, $^{\circ}\text{C}$	1 412	937	1 238
Теплопровідність, $\frac{\text{Вт}}{\text{м} \cdot \text{К}}$	1 450	640	460
Температурний коефіцієнт лінійного розширення, $\frac{1}{l} \frac{\Delta l}{\Delta T}$, K^{-1}	$2,6 \cdot 10^{-6}$	$5,8 \cdot 10^{-6}$	$5,9 \cdot 10^{-6}$
Спорідненість до електрона, eВ	4,05	4,0	4,07
Власна концентрація, м^{-3}	$1,6 \cdot 10^{16}$	$2,5 \cdot 10^{19}$	$1,1 \cdot 10^{13}$
Ефективна густина станів, м^{-3} : – в зоні провідності N_c – у валентній зоні N_v	$2,8 \cdot 10^{25}$ $1,02 \cdot 10^{25}$	$1,04 \cdot 10^{25}$ $6,1 \cdot 10^{24}$	$4,7 \cdot 10^{23}$ $7,0 \cdot 10^{24}$
Ефективні маси для густини станів, в. о. – електронів $\frac{m_{dn}^*}{m_e}$	1,08	0,56	0,068

– дірок $\frac{m_{dp}^*}{m_e}$	0,56	0,35	0,5
Ширина забороненої зони ΔE_g :			
– при 300 К, еВ	1,11	0,66	1,43
– при 0 К, еВ	1,182	0,777	1,559
Температурний коефіцієнт ширини забороненої зони $\xi, \frac{\text{еВ}}{\text{К}}$	$-2,4 \cdot 10^{-4}$	$-3,9 \cdot 10^{-4}$	$-4,3 \cdot 10^{-4}$
Час життя неосновних носіїв, с	$2,5 \cdot 10^{-3}$	10^{-3}	10^{-8}
Рухливість, $\frac{\text{м}^2}{\text{В} \cdot \text{с}}$:			
– електронів μ_n	0,15	0,39	0,85
– дірок μ_p	0,06	0,19	0,04
Коефіцієнт дифузії, $\frac{\text{м}^2}{\text{с}}$:			
– електронів D_n	$3,5 \cdot 10^{-3}$	$9,3 \cdot 10^{-3}$	$2,22 \cdot 10^{-2}$
– дірок D_p	$1,31 \cdot 10^{-3}$	$4,4 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$
Питомий опір власного напівпровідника $\rho, \text{Ом} \cdot \text{м}$	0,47	$2,3 \cdot 10^3$	10^6
Фактор виродження домішкового рівня g :			
– донорна домішка	2	2	2
– акцепторна домішка	4	4	2
Дебаївська температура, $\Theta_D, \text{К}$	645	406	344
Швидкість звука, $s, \frac{\text{м}}{\text{с}}$	$9,15 \cdot 10^3$	$5,4 \cdot 10^3$	
Енергія раманівських фононів $E_R, \text{еВ}$	0,063	0,037	0,035

ПЕРЕЛІК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. **Аркуша, Ю. В.** Задачі з твердотілої електроніки [Текст] / Ю. В. Аркуша, М. І. Білецький, Е. Д. Прохоров. – Х.: ХНУ ім. В. Н. Каразіна, 2005. – 148 с.
2. **Борисов, О. В.** Твердотільна електроніка [Електронний ресурс]: Підручник для студ. спеціальності 153 "Мікро- та наносистемна техніка" / О. В. Борисов, Ю. І. Якименко; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: 19,2 Мбайт). – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018. – 484 с.
3. **Колонтаєвський, Ю. П.** Електроніка і мікросхемотехніка [Текст] / Ю. П. Колонтаєвський, А. Г. Сосков; Підручник. 2-е вид. / За ред. А. Г. Соскова. – К.: Каравела, 2009. – 416 с.
4. **Стахів, П. Г.** Основи електроніки: функціональні елементи та їх застосування [Текст] / П. Г. Стахів., В. І. Коруд, О. Є. Гамола; Підручник для студентів неелектротехнічних спеціальностей вищих навчальних закладів. – Львів: : "Новий Світ – 2000"; "Магнолія плюс". – 2003. – 208 с.
5. **Прищеп, М. М.** Мікроелектроніка. Елементи мікросхем. Збірник задач [Текст] / М. М. Прищеп, В. П. Погребняк. – К.: Вища школа, 2005. – 167 с.
6. **Борисов, О. В.** Твердотільна електроніка: Навчальний посібник [Текст] / О. В. Борисов, В. О. Гусев, Ю. І. Якименко. – К.: НТУУ КПІ, 2004. – 200 с.
7. **Прохоров, Е. Д.** Твердотіла електроніка [Текст] / Е. Д. Прохоров. – Х. ХНУ ім. В. Н. Каразіна, 2007. – 544 с.
8. **Находкін, М. Г.** Фізичні основи мікро- та наноелектроніки / М. Г. Находкін, Д. І. Шека. – К.: КНУ ім. Т. Г. Шевченка, 2005. – 431 с.
9. **Прищеп, М. М.** Елементи мікроелектроніки [Текст] / М. М. Прищеп, В. П. Погребняк; За ред. М. М. Прищепи.

– К.: Вища школа, 2004. – 431 с. – (Мікроелектроніка: в 3 ч. / М. М. Прищеп, В. П. Погребняк; ч. 1).

10. **Прохоров, Е. Д.** Квантово-розмірні ефекти у твердотілих надвисокочастотних приладах [Текст] / Е. Д. Прохоров. – Х.: ХНУ ім. В. Н. Каразіна, 2005. – 208 с.