

**Методичні вказівки  
до виконання лабораторних робіт з дисципліни  
«Конструювання і технологія приладів  
мікро- та нанoeлектроніки»  
для студентів спеціальності  
«Мікро- та нанoeлектронні прилади і пристрої»**

Міністерство освіти і науки України  
Вінницький національний технічний університет

**Методичні вказівки  
до виконання лабораторних робіт з дисципліни  
«Конструювання і технологія приладів  
мікро- та наноелектроніки»  
для студентів спеціальності  
«Мікро- та наноелектронні прилади і пристрої»**

Вінниця  
ВНТУ  
2016

Рекомендовано до друку Методичною радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 2 від 23.10.2014 р.)

Рецензенти:

**Т. Б. Мартинюк**, доктор технічних наук, професор

**С. Т. Барась**, кандидат технічних наук, доцент

Методичні вказівки до виконання лабораторних робіт з дисципліни «Конструювання і технологія приладів мікро- та нанoeлектроніки» для студентів спеціальності «Мікро- та нанoeлектронні прилади і пристрої» / Уклад. Осадчук О. В., Крилик Л. В. – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 58 с.

У методичних вказівках наведено основні теоретичні дані, вимоги до структури та захисту лабораторних робіт з дисципліни «Конструювання і технологія приладів мікро- та нанoeлектроніки» та рекомендована література. Методичні вказівки розроблено відповідно до навчальної програми дисципліни «Конструювання і технологія приладів мікро- та нанoeлектроніки».

## ЗМІСТ

Лабораторна робота 1. Конструктивний розрахунок дифузійних резисторів.....	4
Лабораторна робота 2. Конструктивний розрахунок біполярних транзисторів.....	12
Лабораторна робота 3. Конструктивний розрахунок МДН-конденсаторів.....	25
Лабораторна робота 4. Конструктивний розрахунок МДН-транзисторів.....	32
Лабораторна робота 5. Розрахунок теплових режимів інтегральної мікросхеми.....	38
Лабораторна робота 6. Розробка топології інтегральних мікросхем.....	44
Література.....	55

# ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 1

## КОНСТРУКТИВНИЙ РОЗРАХУНОК ДИФУЗІЙНИХ РЕЗИСТОРІВ

**Мета роботи:** визначити геометричні розміри дифузійних резисторів, використовуючи його номінали та електрофізичні характеристики матеріалу.

### Теоретичні відомості

Резистори біполярних інтегральних схем (ІС) зазвичай виготовляються на основі окремих дифузійних областей транзисторної структури.

На рис. 1.1 та рис. 1.2 подано структури дифузійних резисторів (ДР) на основі емітерної і базової дифузії. При використанні емітерного  $n^+$ -шару формування ДР здійснюється в області, отриманій при проведенні ізолювальної дифузії ( $P_{із}$ ). Нормальна робота ДР забезпечується закритим станом переходів, що обмежують резистивні шари. При використанні емітерної дифузії закритий стан переходів визначається ізолювальним переходом (рис. 1.1, а), а при використанні базової дифузії необхідно на колекторну область подати напругу закривання  $U_3$ , що перевищує напругу на клеммах резистора (рис. 1.1, б).

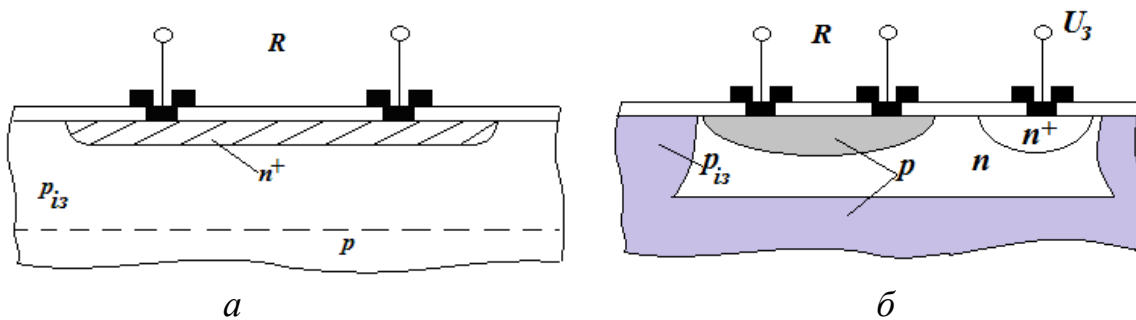


Рисунок 1.1 – Структура дифузійного резистора на основі емітерного  $n^+$  шару (а) і базового  $n$ -шару (б)

Найбільше розповсюдження отримали ДР на основі базової дифузії. На рис. 1.2, а, б подано вигляд зверху і поперечний переріз ДР на основі базової дифузії [1].

Провідність каналу такого резистора довжиною  $l$  визначається за виразом:

$$G = G_{cp} + 2G_{\delta}, \quad (1.1)$$

де  $G_{cp}$  – провідність середньої частини (шириною  $b$ );

$G_{\bar{o}}$  – провідність бокових частин (обмежених чвертю кола радіусом  $d_k$ , рис. 1.2, б). Значення  $G_{cp}$  і  $G_{\bar{o}}$  обчислюються за такими виразами [1]:

$$G_{cp} = \frac{bG_s}{l}, \quad (1.2)$$

$$G_{\bar{o}} = \frac{q}{l} \int_0^{\pi/2} d\theta \int_0^{d_k} \mu_p(N) N(r) r dr, \quad (1.3)$$

де  $\theta$  і  $r$  – координати точок бокових частин дифузійної області.  
Провівши інтегрування в (1.3) при  $d_k = \infty$  отримаємо

$$G_{\bar{o}} = \frac{q\pi K d_{o\bar{o}}^2 N_{s\bar{o}}^{m+1}}{4l(m+1)}. \quad (1.4)$$

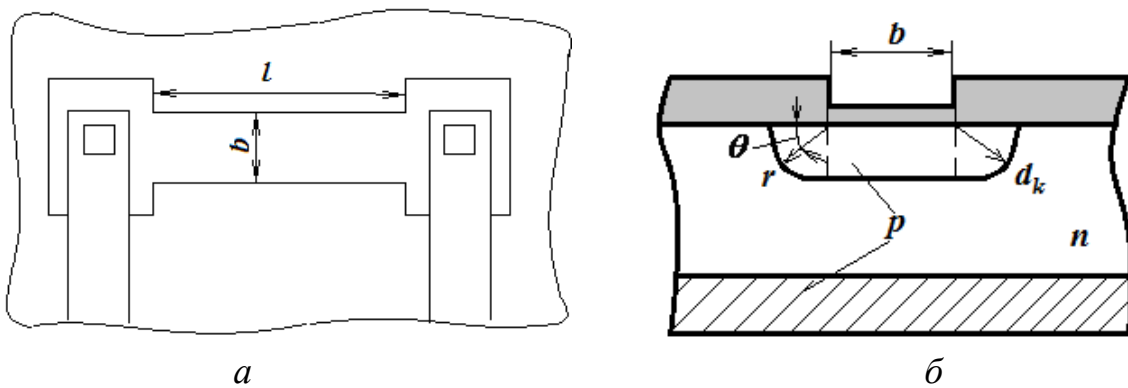


Рисунок 1.2 – Топологія дифузійного резистора на основі  $p$ -шару (а) і структура його каналу (б)

Опір середньої частини резистора (довжиною  $l$ ) без врахування впливу бокових частин:

$$R_{cp} = \frac{R_s l}{b}. \quad (1.5)$$

Врахування впливу бокових частин ДР на його опір здійснюється введенням  $\Delta b_{\bar{o}}$  в ефективну ширину  $b_{ef} = b + 2\Delta b_{\bar{o}}$ . В даному випадку вираз (1.5) запишеться так:

$$R = \frac{R_s l}{b_{ef}} = \frac{R_s l}{b + 2\Delta b_{\bar{o}}}. \quad (1.6)$$

Використовуючи (1.4) та провівши ряд перетворень, отримаємо

$$\Delta b_{\bar{\sigma}} = \frac{d_{0\bar{\sigma}}}{2} \sqrt{\frac{\pi}{m+1}}. \quad (1.7)$$

З врахуванням числових значень  $\pi$  та  $m$  маємо

$$\Delta b_{\bar{\sigma}} = 1,02d_{0\bar{\sigma}}. \quad (1.8)$$

*Розрахунок геометричних розмірів ДР*

Дифузійні резистори мають або прямолінійну (див. рис. 1.1), або зигзагоподібну структуру (див. рис. 1.2, а). Опір резистора визначається за виразом:

$$R = R_s \left( \sum_{i=1}^{n+1} \frac{l_i}{b_{ef}} + 0,55n + K_1 + K_2 \right), \quad (1.9)$$

де  $n$  – число секцій;

0,55 – еквівалентне число квадратів, що визначає опір області згину – квадрата зі стороною  $b$ ;

$K_1$  та  $K_2$  – сталі, що залежать від форми і розмірів контактних площадок (рис. 1.3). Значення  $K$  визначаються із номограм [1].

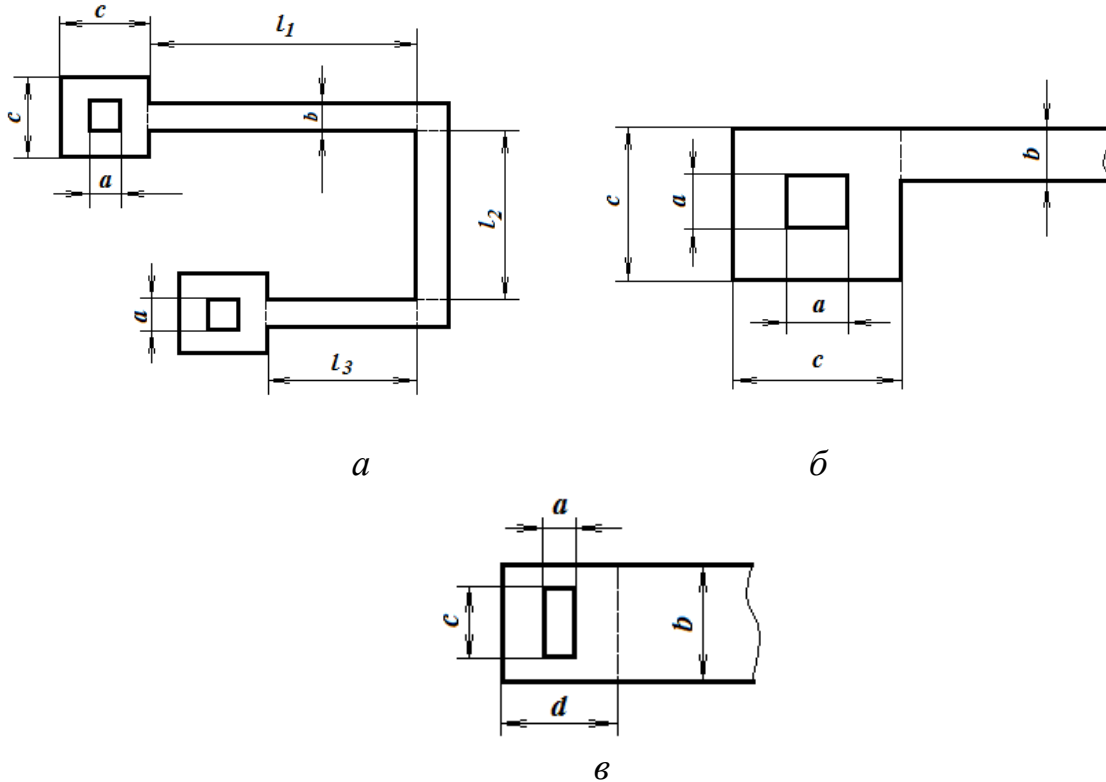


Рисунок 1.3 – Топологія дифузійного резистора зигзагоподібної форми (а), а також несиметричної (б) і симетричної (в) контактних площадок

На рис. 1.4. подана залежність  $K$  від геометричних розмірів контакту, зображеного на рис. 1.3, в при  $c = b + a - d$  [1].

Дифузійний резистор на основі базової дифузії з опором  $50 \div 500$  Ом зазвичай має прямолінійну конфігурацію з контактами, поданими на рис. 1.3, в; ДР з опором  $500 \div 1000$  Ом має прямолінійну конфігурацію, а із опором понад 1 кОм – конфігурацію із зламами. У двох останніх випадках можна використовувати контактні площадки, що подані на рис. 1.3, а, б. При великому опорі ДР набуває зигзагоподібної структури (меандр) з числом зламів  $n \gg 1$ .

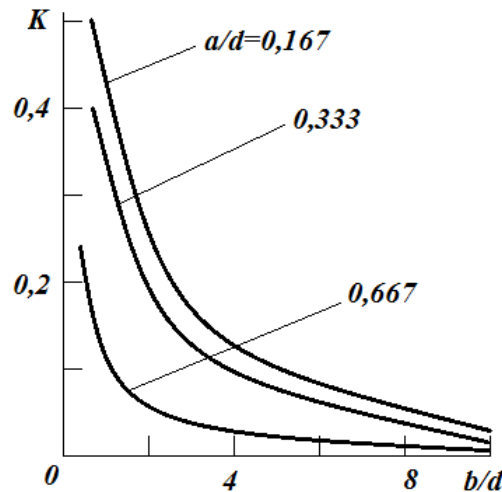


Рисунок 1.4 – Залежність коефіцієнта, що характеризує опір контактних площадок, від їх геометричних розмірів

При використанні емітерного шару ДР мають подібну конфігурацію.

Важливим параметром резистора, що в більшості випадків визначає його характеристики, є

$$b_{ef} = \max\{b_{ef.o}; b_{ef.p}; b_{ef.T}\}, \quad (1.10)$$

де  $b_{ef.o}$  – мінімальна ефективна ширина ДР, що визначається технологічними обмеженнями;

$b_{ef.p}$  – мінімальна ефективна ширина ДР, що визначається допустимою питомою потужністю розсіювання ( $P_0$ );

$b_{ef.T}$  – мінімальна ефективна ширина ДР, що забезпечує задану точність виготовлення.

Величина  $b_{ef.o}$  визначається мінімально допустимою шириною резистора. Значення  $b_{ef.p}$  визначаються з виразу для допустимої потужності ( $P$ ), яка повинна задовольняти нерівність:



$$P \leq b_{ef.p} l P_0, \quad (1.11)$$

де  $Вт/мм^2$  – допустима питома потужність.  
З виразів (3.6) та (3.11) маємо [1]:

$$b_{ef.p} = \sqrt{\frac{R_S P}{R P_0}}. \quad (1.12)$$

Значення  $b_{ef.T}$  визначається з врахуванням технологічного розкиду значень  $b, l, R_S$ :

$$R \pm \Delta R = (R_S \pm \Delta R_S)(l \pm 2\Delta l_T) / (b_{ef.T} \mp 2\Delta b_T). \quad (1.13)$$

Враховуючи, що  $\Delta l_T = \Delta b_T$  (розкид лінійних розмірів однаковий), маємо:

$$\frac{\Delta R}{R} \approx \frac{2\Delta b_T}{b_{ef.T}} + \frac{2\Delta b_T}{l} + \frac{\Delta R_S}{R_S}. \quad (1.14)$$

Співвідношення (1.14) визначає відносний розкид опору резистора. З (1.14) маємо:

$$b_{ef.T} = \frac{2\Delta b_T}{\left( \frac{\Delta R}{R} - \frac{2\Delta b_T}{l} - \frac{\Delta R_S}{R_S} \right)}. \quad (1.15)$$

При достатньо великому значенні  $b_{ef.T}$  і при  $l > b_{ef.T} \gg \Delta b_T$  з (1.4) мінімальний розкид:

$$\left( \frac{\Delta R}{R} \right)_{\min} \approx \frac{\Delta R_S}{R_S}.$$

Зазвичай  $\frac{\Delta R_S}{R_S} = 5 \div 10\%$ .

Розкид відношення опорів  $R_1$  та  $R_2$ , що виготовлені в одному технологічному циклі, не залежить від розкиду опорів шарів і при найгіршому поєднанні відхилень  $\Delta b_T$  визначається як:

$$\frac{R_1 + \Delta R_1}{R_2 - \Delta R_2} \approx 1 + 2\Delta b_T \left( \frac{1}{b_{ef.1}} + \frac{1}{b_{ef.2}} + \frac{1}{l_1} + \frac{1}{l_2} \right). \quad (1.16)$$

З (1.16) видно, що при  $b_{ef.1} = b_{ef.2}$  і  $l_1 = l_2$  відносний розкид дорівнює подвоєному розкиду одного резистора.

У співвідношеннях (1.13) – (1.16) не враховано вплив контактів та згинів, що не вносить істотної похибки.

#### Температурна залежність опору ДР

Залежність опору від температури визначається температурними характеристиками рухливості і концентрації домішок [1].

В загальному вигляді

$$TKO = \frac{1}{R} \cdot \frac{\partial R}{\partial T}. \quad (1.17)$$

На рис. 1.5 подано середні значення  $TKO$  в діапазоні температур  $-60 \div +125$  °С при різних питомих опорах шару бази. При емітерній дифузії ( $R_S = 2 \div 5$  Ом/кв)  $TKO \approx 0,02\%/^{\circ}\text{C}$ .

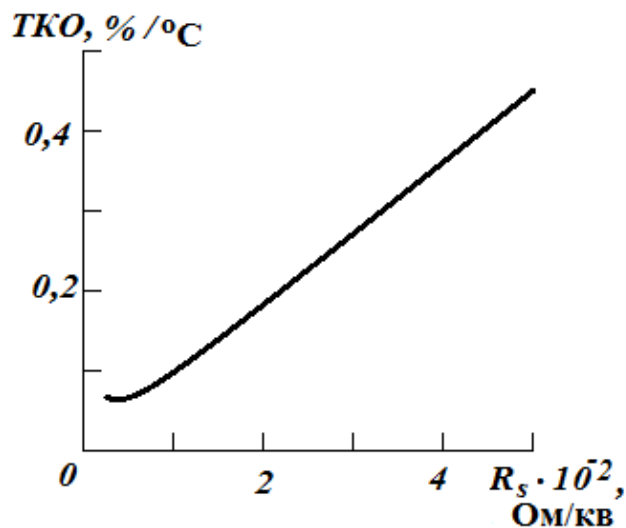


Рисунок 1.5 – Залежність  $TKO$  від питомого опору дифузійного  $p$ -шару

#### Завдання

Розрахувати геометричні розміри ДР. Вихідними даними для розрахунків геометричних розмірів інтегральних напівпровідникових резисторів є: задане в принциповій електричній схемі номінальне значення опору  $R$  і допуск на нього  $\Delta R$ ; поверхневий опір легованого шару  $\rho_S$ , на основі якого формується резистор; середнє значення потужності  $P$  і максимально допустима питома потужність розсіювання  $P_0$  ( $0,5 - 4,5$  Вт/мм<sup>2</sup>), основні технологічні й конструктивні обмеження.

## Примітка

Максимальний опір ДР на основі базової області приблизно дорівнює 60 кОм, якщо площа, відведена під резистор, не велика (не більше 15% від площі кристала). Відтворюваність номінальних значень опору зазвичай становить  $15 \div 20\%$  і залежить від ширини резистора (див. табл. 1.2). Відхилення від номіналів опорів резисторів, розташованих на одному кристалі, за рахунок неточностей технології мають однаковий знак, тому відношення опорів зберігається з високою точністю (див. табл. 1.2).

Аналогічно, температурний коефіцієнт відношення опорів малий порівняно із  $TKO$  для окремого резистора [ $(1,5 \div 3) \cdot 10^{-4} 1/^\circ\text{C}$ ]. Цю особливість дифузійних резисторів враховують при розробці напівпровідникових ІМС (див. табл. 1.3 та табл. 1.4).

На основі емітерної області формуються резистори малих номіналів [ $3 \div 100 \text{ Ом}$  із  $TKO = (1 \div 2) \cdot 10^{-4} 1/^\circ\text{C}$ ], оскільки значення  $\rho_S$  емітерного шару невелике (табл. 1.1) [1 – 5].

Таблиця 1.1 – Параметри областей інтегрального транзистора типу *n-p-n*

Найменування області	Концентрація домішки $N$ , $\text{см}^{-3}$	Товщина шару $d$ , $\mu\text{м}$	Питомий об'ємний опір матеріалу $\rho$ , $\text{Ом}\cdot\text{см}$	Питомий поверхневий опір шару $\rho_S$ , $\text{Ом}/\text{кв}$
Підкладка <i>p</i> -типу	$1,5 \cdot 10^{15}$	$200 \div 400$	10	–
Прихований $n^+$ -шар	–	$2,5 \div 10$	–	$10 \div 30$
Колекторна <i>n</i> -область	$10^{16}$	$2,5 \div 10$	$0,15 \div 5,0$	–
Базова <i>p</i> -область	$5 \cdot 10^{18}$	$1,5 \div 2,5$	–	$100 \div 300$
Емітерна $n^+$ -область	$10^{21}$	$0,5 \div 2,0$	–	$2 \div 15$
Ізольююча область	–	$3,5 \div 12$	–	$6 \div 10$
Плівка окислу кремнію	–	$0,3 \div 0,6$	–	–
Металева плівка (алюміній)	–	$0,6 \div 1,0$	$1,7 \div 10^{-6}$	$0,06 \div 0,1$

Примітка.  $N$  – об'ємна концентрація домішки для підкладки й колекторної області та поверхнева концентрація домішки для емітерної і базової областей.

Таблиця 1.2 – Точність виготовлення дифузійних резисторів на основі базової області й відношення їх опорів

Ширина резистора, мкм	Точність відтворення номіналу опору, %	Точність відношення опорів, %	
		1:1	1:5
7	± 15	± 2	± 5
25	± 8	± 0,5	± 1,5

Таблиця 1.3 – Характеристики інтегральних резисторів

Тип резистора	Товщина шару, мкм	Поверхневий опір $\rho_S$ , Ом/кв	Допуск, %	TKR( $\alpha_R$ ), 1/°C	Паразитна ємність, пФ/мм <sup>2</sup>
Дифузійний резистор на основі базової області	2,5 ÷ 3,5	100 ÷ 300	± (5 ÷ 20)	±(0,5 ÷ 3)·10 <sup>-3</sup>	150 ÷ 350
Пінч-резистор	0,5 ÷ 1,0	(2 ÷ 15)·10 <sup>3</sup>	±50	± (1,5 ÷ 3)·10 <sup>-3</sup>	1000÷1500
Дифузійний резистор на основі емітерної області	1,5 ÷ 2,5	1 ÷ 10	±20	±(1 ÷ 5)·10 <sup>-4</sup>	1000÷1500
Епітаксціальний резистор	7 ÷ 1,0	(0,5 ÷ 5)·10 <sup>3</sup>	±(15 ÷ 25)	± (2 ÷ 4)·10 <sup>-3</sup>	80 ÷ 100
Іонно-легований резистор n-типу	0,1 ÷ 0,2	(5 ÷ 10)·10 <sup>2</sup>	±50	± (1,5 ÷ 5)·10 <sup>-3</sup>	200 ÷ 350

Таблиця 1.4 – Характеристики тонкоплівкових резисторів суміщених ІМС

Матеріал	$\rho_S$ , Ом/кв	TKO( $\alpha_R$ )·10 <sup>-4</sup> ), 1/°C	Допуск, %	Розкид відношення опорів, %
Ніхром	40 ÷ 400	1	±5	±1
Тантал	200 ÷ 5000	1	±5	±1
Плівка SiO <sub>2</sub>	80 ÷ 4000	0 ÷ 15	±8	±2

### Звіт повинен містити

1. Вихідні дані.
2. Конструктивний розрахунок ДР.

3. Креслення ДР.
4. Лістинг програми.
5. Результати тестування.
6. Висновки.

### **Контрольні запитання**

1. Які з областей інтегрального транзистора використовують для створення ДР ?
2. Які фактори впливають на оптимізацію параметрів ДР ?
3. Як існують конфігурації ДР залежно від номінальних значень ?
4. Наведіть технологію виготовлення ДР.
5. Наведіть температурну залежність опору ДР.

## **ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 2 КОНСТРУКТИВНИЙ РОЗРАХУНОК БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ**

**Мета роботи:** провести конструктивний розрахунок біполярного транзистора, використовуючи вихідні дані.

### **Теоретичні відомості**

Вибір геометричних розмірів транзистора, кількість емітерів, базових і колекторних контактів та їх форма визначаються вимогами до параметрів. Максимальна густина емітерного струму, перевищення якого призводить до зменшення коефіцієнта підсилення транзистора, обмежує робочий струм. Визначення розмірів емітерної області, а отже й топології транзистора проводиться, виходячи із забезпечення максимального коефіцієнта підсилення при робочому струмі емітера [1].

*Розрахункові співвідношення для визначення геометричних розмірів емітерної області.*

Модуляція провідності базової області транзистора приводить до зміни коефіцієнта передачі й опору базової області. Ступінь модуляції провідності залежить від рівня інжекції:

$$\delta = (n_p / p_{p0} |_{x'=0}) , \quad (2.1)$$

де  $n_p$  й  $p_{p0}$  – концентрація неосновних і рівноважна концентрація основних носіїв на границі збідненого шару емітерного переходу в базовій області [1].

Коефіцієнт підсилення струму

$$B = \alpha / (1 - \alpha) \quad (2.2)$$

досягає максимального значення при

$$\delta \approx 1. \quad (2.3)$$

Якщо  $\delta \gg 1$  (високий рівень інжекції),  $B$  зменшується. Виконання умови (2.3) при максимальному робочому емітерному струмі  $I_e$  забезпечує роботу схеми при максимальному значенні  $B$ .

Настання високого рівня інжекції відбувається або по всій частині дна емітерного переходу, або ініціюється струмом  $I_b$ , який протікає через базову область (рис. 2.1), що й створює додатковий зсув на емітерному переході (поверхня емітерного переходу перестає бути екіпотенціальною).

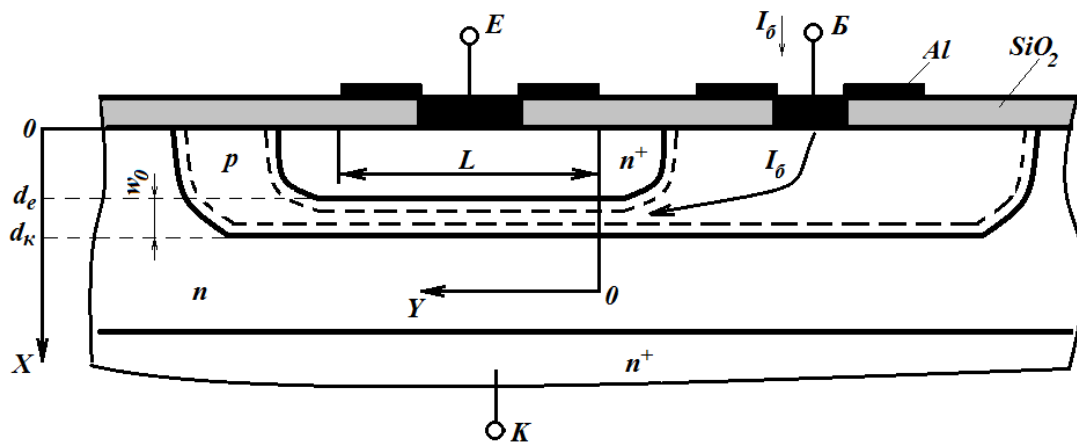


Рисунок 2.1 – Структура дискретного біполярного  $n$ - $p$ - $n$ -транзистора

Останнє викликає зміну густини емітерного струму в дні частини емітера, тобто залежність  $j_e(y)$  (див. рис. 2.2).

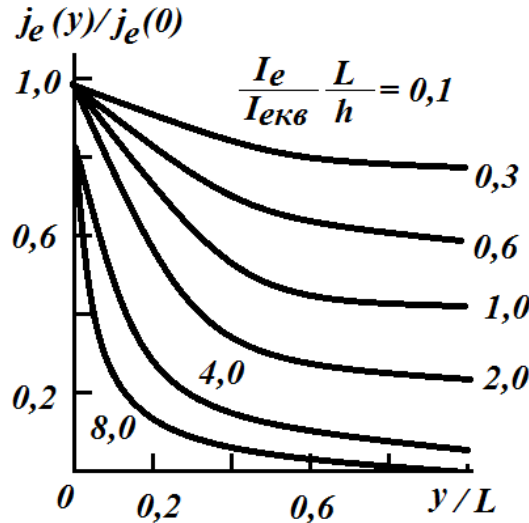


Рисунок 2.2 – Залежності відношення  $j_e(y)/j_e(0)$  від структурних параметрів транзистора  $\{I_{екв} = 2\varphi_T w / [\rho_{\bar{o}}(1-\alpha)]\}$

Це явище називається *ефектом відтискування емітерного струму*. Максимальна густина струму при  $y=0$ , а мінімальна — при  $y=L$ . Цей ефект буде істотним, якщо

$$I_{\bar{o}} r_{\bar{o}} \geq \varphi_T, \quad (2.4)$$

де  $r_{\bar{o}}$  – опір базової області:

$$r_{\bar{o}} \approx L / (\sigma_{\bar{o}} w h) = \rho_{\bar{o}} L / (w h), \quad (2.5)$$

де  $h$  – ширина дна частини емітерних областей (у напрямку, перпендикулярному до площини на рис. 2.1) [1].

З урахуванням умов (2.3) і (2.4) вирази для визначення максимального питомого струму (на одиницю ширини  $h$  емітера) мають вигляд

$$\frac{I_{e.ПВ}}{h} = \begin{cases} \varphi_T L / (\rho_{\bar{o}} w) & \text{при } \Psi \geq 1; \\ (\varphi_T / \rho_{\bar{o}}) (2B'_{\max})^{1/2} & \text{при } \Psi \leq 1, \end{cases} \quad (2.6)$$

$$(2.7)$$

де  $I_{e.ПВ}$  – величина емітерного струму, перевищення якого викликає перехід до високого рівня інжекції;

$B'_{\max} = 1 / (1-\alpha)$  – максимальне значення коефіцієнта підсилення струму (якщо  $\alpha \approx 1$  значення  $B'_{\max} = B_{\max}$ ), при якому виконується умова (2.3)

$$\Psi = (w / L) (2B'_{\max})^{1/2}. \quad (2.8)$$

При  $\Psi < 1$  спад  $B$  зі збільшенням емітерного струму відбувається через перехід до високого рівня інжекції, викликаного дією ефекту відтискування, а при  $\Psi > 1$  — перехід до високого рівня інжекції без дії ефекту відтискування. Як видно з рис. 2.1 і 2.2, при  $\Psi < 1$  робочою або «активною» є права частина емітера, найближча до базового контакту [1 – 4].

На рис. 2.3 подана залежність  $B$  від  $L/w$ , відповідно до умови  $\Psi = 1$ . Область, що перебуває вище кривої, визначає дію рівняння (2.6), а нижче — (2.7). Для визначення розмірів емітерної області за допомогою співвідношень (2.6) – (2.8) при обраних параметрах дифузійного процесу й напівпровідникової пластини необхідно знайти  $B'_{\max}$ .

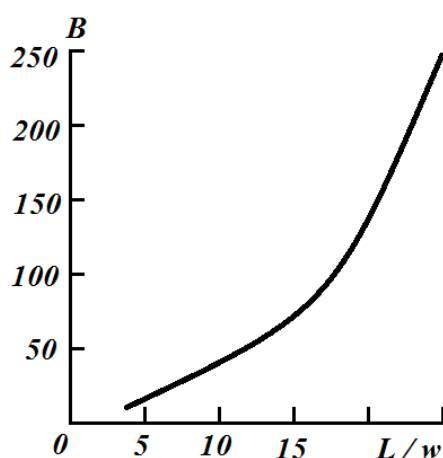


Рисунок 2.3 – Крива, що визначає механізм настання високого рівня інжекції

Залежність коефіцієнта підсилення від струму  $I_k$  (або  $I_e$ ) у робочій області має складну аналітичну форму. Її можна апроксимувати такою залежністю:

$$B \approx \left( K_1 + K_2 I_k^{-1/2} + K_3 I_k \right)^{-1}, \quad (2.9)$$

де  $K_1, K_2, K_3$  – сталі, зазвичай визначені з експериментальних даних. Максимальне значення  $B_{\max}$  відповідає  $I_k = (K_2 / 2K_3)^{2/3}$ . Якщо допустима величина  $B < B_{\max}$  при максимальному робочому струмі, тобто можливо  $\delta > 1$ , то можна використовувати менші розміри емітерних областей. Відповідне оцінення зменшення  $B$  може бути зроблено за допомогою (2.9).

**Геометрія транзисторів.** При виборі геометрії транзистора необхідно враховувати як електричні характеристики розроблюваного приладу, так і характеристики технологічного процесу й допуски на геометричні розмі-



ри. Зазвичай в інтегральних транзисторів  $\Psi < 1$  (2.7), тобто високий рівень інжекції настає через дію ефекту відтискування емітерного струму.

Для малопотужних транзисторів ( $I_k \leq 1$  мА) з високою швидкістю необхідно мінімізувати їхні геометричні розміри з метою зменшення ємностей емітерного, колекторного й ізолювального переходів. Ці транзистори зазвичай мають структуру, показану на рис. 2.4 [1].

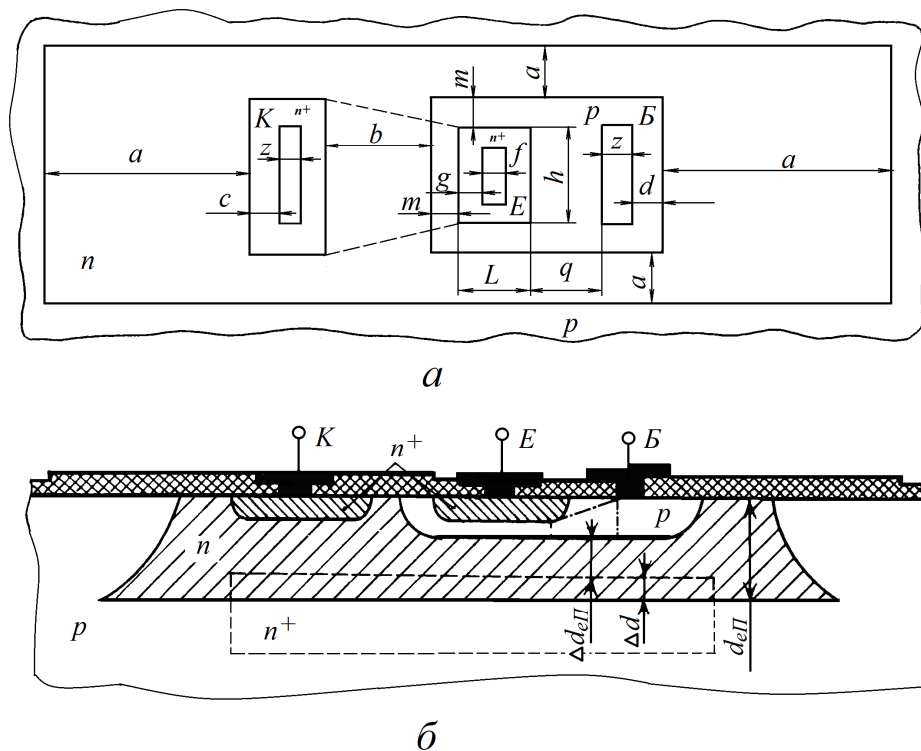


Рисунок 2.4 – Топологія (а) і структура (б) інтегрального біполярного транзистора

Довжина емітера  $L$  вибирається мінімальною для зменшення впливу ефекту відтискування емітерного струму. Транзистори з колекторними струмами до 10 мА зазвичай мають структуру із двома базовими контактами, показану на рис. 2.5.

У цьому випадку при використанні співвідношень (2.6) – (2.8) в (2.8) величина  $L$  замінюється на  $L/2$ , оскільки «активними» є обидві сторони емітера, що перебувають поблизу базових контактів. Тому, на відміну від структури з одним базовим контактом, у розглянутому транзисторі ( $\Psi < 1$ ) значення  $h$  буде у два рази меншим (при однакових  $I_k$ ), тобто буде у два рази меншою площа емітера. У потужних транзисторах ( $I_k$  – десятки міліамперів) для мінімізації займаної ними площі особливе значення має одержання максимального відношення «активної» частини периметра еміте-

рів до площі емітерів. Тому потужні транзистори мають смужкову структуру, що складається з декількох емітерів і базових контактів, з'єднаних паралельно (рис. 2.6) [1, 5,6].

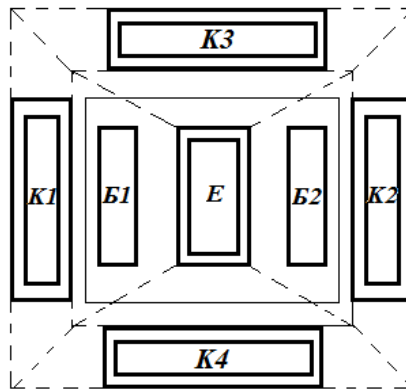


Рисунок 2.5 – Топологія  $n-p-n$ -транзистора зі зменшеними опорами базової області та тіла колектора

В емітерах, що мають більшу ширину  $h$ , необхідно оцінити спад напруги на його контактній площадці. Він не повинен перевищувати  $\phi_T$  (2.4), тому що в іншому випадку периферійні ділянки емітера будуть інжектувати менший струм, ніж ділянки, найближчі до зовнішньої частини електрода. Це погіршує електричні характеристики транзистора (зменшення  $B$ ,  $f_a$ ). Тому іноді буває доцільною розбивка емітера на частини, як показано на рис. 2.6.

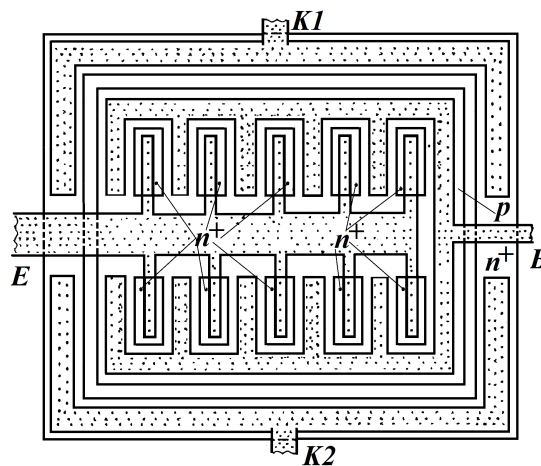


Рисунок 2.6 – Топологія потужного біполярного  $n-p-n$ -транзистора

**Опір базової області.** При розрахунках опору базової області  $r_b$  структуру розбивають на області, опір яких легко визначається. Однак, на відмі-

ну від опору  $r_{k.k}$ ,  $r_{\bar{b}}$  залежить від емітерного струму або від рівня інжекції. Останній модулює провідність частини базової області, що перебуває під основою емітера  $r_{\bar{b}1}$ . Рівняння для визначення опору цієї ділянки базової області транзистора з конфігурацією, показаною на рис. 2.2, залежно від емітерного струму має вигляд [1 – 6]:

$$r_{\bar{b}1} = \frac{\rho_{\bar{b}}}{hbtg^2 z} \int_0^L tg^2 \left[ z \left( 1 - \frac{y}{L} \right) \right] dy,$$

де  $ztgz = I_e L / (I_{екв} h)$  й деякий еквівалентний струм  $I_{екв} = 2\phi_T w / [\rho_{\bar{b}} (1 - \alpha)]$ .

Зробивши інтегрування, одержимо

$$r_{\bar{b}1} = r_0 (tgz - z) / (ztg^2 z), \quad (2.10)$$

де  $r_0 = \rho_{\bar{b}} L / (hw)$  – опір базової області під частиною дна емітера. При  $z \rightarrow 0$ , тобто при струмі  $I_e \rightarrow 0$ , вираз (2.10) має вигляд:

$$r_{\bar{b}1} = r_0 / 3. \quad (2.11)$$

З порівняння (2.5) і (2.11) видно, що, як і слід було сподіватися, вирази для визначення опору областей збігаються.

На рис. 2.7 показано залежність нормованого опору  $r_{\bar{b}1}$  від структурних і електричних характеристик. При заданих параметрах транзисторної структури за допомогою цієї залежності можна визначити опір частини базової області  $r_{\bar{b}1}$ .

Облік опору периферійних ділянок базової області ( $r_{\bar{b}2}$ ) за допомогою співвідношень (2.4), (2.5) дозволяє знайти  $r_{\bar{b}} = r_{\bar{b}1} + r_{\bar{b}2}$ . Для структури транзистора із двома базовими контактами співвідношення (2.10) запишемо як:

$$r_{\bar{b}1} = r_0 (tgz - z) / (4ztg^2 z). \quad (2.12)$$

Як видно з рис. 2.5, 2.6 і виразів (2.10), (2.12) використання транзистора із двома базовими контактами дозволяє в 2 ÷ 4 рази зменшити  $r_{\bar{b}}$  порівняно з опором у структурі з одним базовим контактом. Для зменшення  $r_{\bar{b}}$  в деяких випадках використовують Г-подібний контакт до базової області, що охоплює одну з торцевих частин емітера, або П-подібний.

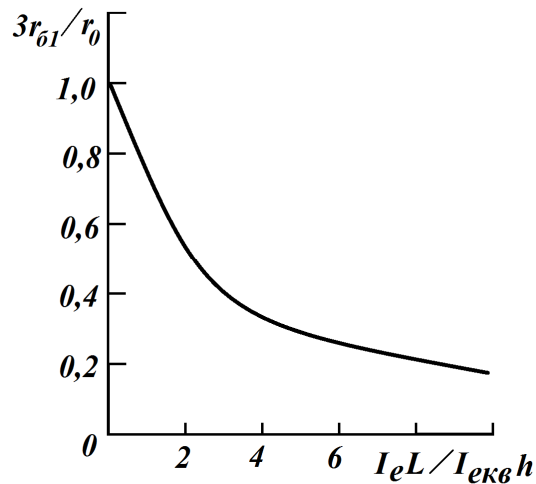


Рисунок 2.7 – Залежність нормованого опору базової області  $n$ - $p$ - $n$ -транзистора від параметрів транзисторної структури

*Розрахунок коефіцієнта передачі  $n$ - $p$ - $n$ -транзистора.*

Статичний коефіцієнт передачі емітерного струму  $\alpha$  й коефіцієнта підсилення  $B$  є одними з основних параметрів транзистора. Вони визначають не тільки схемні, але й структурні особливості транзистора. Коефіцієнт

$$\alpha = \gamma \chi, \quad (2.13)$$

де  $\gamma$  – коефіцієнт інжекції емітерного  $p$ - $n$ -переходу;

$\chi$  – коефіцієнт переносу.

Зазвичай

$$TKB = \frac{1}{B} \cdot \frac{\partial B}{\partial T} = 0,5 \text{ \% } / ^\circ\text{C}.$$

*Статичний коефіцієнт передачі при нормальному включенні.*

Коефіцієнт переносу визначається відомим співвідношенням

$$\chi = \frac{\tau_n}{\tau_n + \tau_{np}}, \quad (2.14)$$

де  $\tau_n$  – середній час життя неосновних носіїв у базовій області;

$\tau_{np}$  – час пролітання носіїв через останню. З врахуванням  $\tau_n \gg \tau_{np}$  вираз (2.14) перетвориться на:

$$\chi \approx 1 - \frac{\tau_{np}}{\tau_n}. \quad (2.15)$$

Величина  $\tau_{np}$  визначається з (2.13). Вираз для визначення коефіцієнта інжекції запишеться у вигляді [1 – 6]:

$$\gamma \approx 1 - \frac{D_p N_\Gamma}{D_n N_e}, \quad (2.16)$$

де  $D_p$  – середній коефіцієнт дифузії дірок в емітері;

$N_e$  – питома кількість донорної домішки в емітері. У виразі (2.16) з урахуванням ефектів, пов'язаних із сильним легуванням емітера, величину  $N_e$  слід замінити на ефективну:

$$N_{e.ef} = \int_0^{d_e - \Delta d_{en}} N_{ef} dx, \quad (2.17)$$

де  $N_{ef}$  – ефективна концентрація донорної домішки в емітері.

Одержання точних аналітичних виразів, що визначають величину  $N_{e.ef}$ , ускладнене. Тому для оцінних розрахунків значення  $\gamma$  використовують кусково-лінійну апроксимацію  $N_{ef}$ , на якій прийнято такі позначення:  $N_{ef,max}$  і  $N_{D,max}$  – максимальне значення ефективної концентрації й відповідно дійсне значення концентрації;

$N_{ef,СП}$  і  $N_{D,СП}$  – значення ефективної концентрації, що відповідає спадній частині апроксимувальної залежності й дійсне значення концентрації;

$d_{max}$  і  $d_{СП}$  – координати, відповідні концентраціям  $N_{D,max}$  і  $N_{D,СП}$ .  
Значення концентрацій  $N_{D,max} = 10^{19}$  см<sup>-3</sup>,  $N_{ef,max} = (1 \div 2) \cdot 10^{18}$  см<sup>-3</sup>,  
 $N_{D,СП} = 10^{20}$  см<sup>-3</sup>,  $N_{ef,СП} = (2,5 \div 4,0) \cdot 10^{17}$  см<sup>-3</sup>. Апроксимувальну залежність можна визначити так:

$$N_{ef}(x) = \begin{cases} \frac{(N_{ef,max} - N_{ef,СП})x + N_{ef,СП}d_{max} - N_{ef,max}d_{СП}}{d_{max} - d_{СП}} & \text{при } x < d_{max}, \\ \frac{N_{ef,max}}{d_e - d_{max}}(d_e - x) & \text{при } x \geq d_{max}. \end{cases} \quad (2.18)$$

Формули для визначення  $d_{\max}$  й  $d_{СП}$  запишемо у вигляді

$$d_{\max, СП} = d_{0e} \sqrt{\ln \left( \frac{N_{se}}{N_{Д. \max, Д. СП}} \right)}. \quad (2.19)$$

Якщо  $N_{se} \leq 10^{20} \text{ см}^{-3}$ , то на ділянці  $0 \leq x \leq d_{\max}$  значення  $N_{ef} = N_{ef. \max} \cdot$   
Підставляючи співвідношення (2.18) в (2.17) і вважаючи, що  $\Delta d_{en} = 0$ , одержимо

$$N_e = 0,5 \left\{ \left[ \left( d_{\max} - d_{Гр} \right) / \left( d_{\max} - d_{СП} \right) \right] \left[ N_{ef. \max} \left( d_{\max} + d_{Гр} - 2d_{СП} \right) + \right. \right. \\ \left. \left. + N_{ef. СП} \left( d_{\max} - d_{Гр} \right) \right] + N_{ef. \max} \left( d_e - d_{\max} \right) \right\}, \quad (2.20)$$

де значення  $d_{Гр}$  відповідає координаті  $x$ , при якій  $N_{ef}(d_{Гр}) = 0$ .

З аналізу залежностей (2.16), (2.20) від концентрації  $N_{se}$  випливає, що значення  $\gamma$  досягає максимуму при  $N_{se} = (1 \div 8) \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$ .

*Коефіцієнт передачі при інверсному включенні.*

Скористаємося рис. 2.8, на якому  $j_1, j_2, j_3$  – густини емітерного струму на відповідних ділянках [1 – 6].

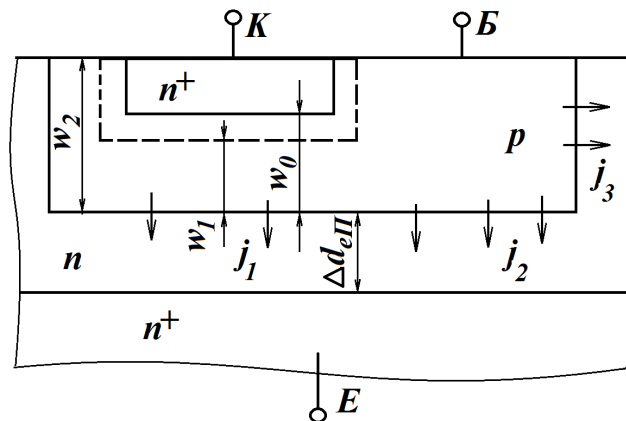


Рисунок 2.8 – Структура  $n-p-n$ -транзистора для розрахунку інверсного коефіцієнта передачі

Будемо вважати, що розподіл домішок у базовій області описується експоненціальною функцією  $N(x) = N_0 \exp(-x/d_0)$  з характеристичною сталою дифузійного процесу

$$d_{0\delta} = \frac{d_e}{\ln(N_{s\delta} / N_k)}, \quad (2.21)$$

$n-n^+$  – перехід напівпровідникової пластини – «відображувальний» для неосновних носіїв; швидкість поверхневої рекомбінації носіїв на границях напівпровідник-метал і напівпровідник-окисел дорівнює нескінченності;  $p-n$  – переходи мають прямокутну форму [1 – 6].

Уважаючи, що транзистор працює в активному режимі, густини струмів можна подати як:

$$j_{n1,2} = qD_n n_p(0) \left\{ d_{0\delta} \left[ \exp(w_{1,2} / d_{0\delta}) - 1 \right] \right\}^{-1}, \quad (2.22)$$

$$j_{p1} = j_{p2} = \left[ qD_p p_n(0) / L_p \right] th(\Delta d_{eII} / L_p), \quad (2.23)$$

$$j_{p3} = qD_p p_n(0) / L_p, \quad (2.24)$$

де  $n_p(0)$  й  $p_n(0)$  – концентрації неосновних носіїв на границях шару просторового заряду емітерного переходу.

Як показує аналіз, між густинами електронного струму на відповідних ділянках (рис. 2.9) існує співвідношення:

$$j_{n1} > j_{n2} \gg j_{n3}. \quad (2.25)$$

Тому при розрахунках коефіцієнта передачі струму  $\alpha_I$  густина струму  $j_{n3}$  не враховується.

Величина  $\alpha_I$  звичайно не перевищує  $0,8 \div 0,9$  і при вузькій базі ( $w_1$ ) можна вважати  $\chi \approx 1$ . Тоді

$$\alpha_I^{-1} \approx 1 + \left[ (K_1 - 1) j_{n2} + K_1 j_{p1} + K_2 j_{p3} \right] / j_{n1}, \quad (2.26)$$

а з урахуванням співвідношень (2.22) – (2.24)

$$\alpha_I^{-1} = 1 + \left( \exp \frac{w_1}{d_{0\delta}} - 1 \right) \left[ \frac{K_1 - 1}{\exp(w_2 / d_{0\delta}) - 1} + \frac{D_p d_{0\delta}}{L_p D_n} \left( K_2 + K_1 th \frac{\Delta d_{eII}}{L_p} \right) \right], \quad (2.27)$$

де  $K_1$  й  $K_2$  – відношення дна й бічної площі емітерного переходу до площі частини дна колекторного переходу.

З аналізу виразів (2.26), (2.27) випливає, що  $\alpha_I$  зростає при збільшенні глибини залягання емітерного переходу й концентрації домішок в емітер-

ній області, а також при зменшенні товщини бази транзистора, поверхневої концентрації домішок базової дифузії, товщини епітаксialьної плівки  $n$ -типу й величини  $K_1$  й  $K_2$ .

Стала часу коефіцієнта передачі при інверсному включенні

$$\tau_\alpha = \alpha_I \left[ \exp \frac{w_1}{d_{0\delta}} - 1 \right] \left[ (K_1 - 1) d_{0\delta} + K_2 \Delta d_{e\Pi} \right] \frac{d_{0\delta}}{D_n}. \quad (2.28)$$

Формула (2.28) правильна для випадку, що найбільше часто зустрічається

$$\frac{\Delta d_{e\Pi}}{|L_p(\omega)|} \leq 0,75, \quad (2.29)$$

$$\text{де } L_p(\omega) = \frac{L_{p0}}{\sqrt{1 + i\omega\tau_p}};$$

$L_{p0}$  – дифузійна довжина дірок при  $\omega = 0$  й  $i = \sqrt{-1}$ .

Зі співвідношення (2.28) видно, що динамічні характеристики коефіцієнта передачі  $\alpha_I$  поліпшуються при зменшенні значень  $\Delta d_{e\Pi}$ ,  $w_2$  і  $K_1$  й при збільшенні концентрації домішок в емітерній області. Однак ці характеристики суттєво поступаються аналогічним характеристикам при нормальному включенні транзистора. Тому вплив сталих часу, пов'язаних із зарядом ємностей транзистора й прольотом носіїв через збіднений шар колекторного переходу можна не враховувати.

### Завдання

Розрахувати:

1) ширину емітера (див. рис. 2.5) використовуючи вихідні дані, що подані в табл. 2.1;

2) значення сталої часу  $\tau_\alpha$  та граничної частоти  $f_\alpha = (2\pi\tau_\alpha)^{-1}$  транзистора при інверсному включенні, використовуючи вихідні дані, які подані в табл. 2.1, за умови, що  $d_{0\delta} = 0,964$  мкм,  $K_1 = 10$ ,  $L_p = 10,2$  мкм,  $D_n = 18,2$  см<sup>2</sup>/с,  $\varphi_T = 0,026$  В.



Таблиця 2.1

№ варіанта	$I_e$ , мА	$B_{\max}$	$w$ ( $w_1$ ), мкм	$L$ , мкм	$\rho_{\bar{b}}$ , Ом·см	$\alpha(\alpha_I)$	$\Delta d_{en}$ , мкм
1	4	70	0,7	12	0,2	0,8	2
2	2	35	0,4	12	0,3	0,81	3
3	1,8	70	0,5	12	0,4	0,82	4
4	3,2	60	0,6	12	0,5	0,83	5
5	3	55	0,7	12	0,6	0,84	6
6	3,5	56	0,8	12	0,7	0,85	7
7	5	80	0,9	12	0,8	0,86	8
8	4	70	1,0	12	0,2	0,87	1
9	2	35	0,4	12	0,3	0,88	2
10	1,8	70	0,5	12	0,4	0,9	3
11	3,2	60	0,6	12	0,5	0,8	4
12	3	55	0,7	12	0,6	0,81	5
13	3,5	56	0,8	12	0,7	0,82	6
14	2,5	40	0,9	12	0,8	0,83	7
15	2,2	41	1,0	12	0,2	0,84	8
16	3,5	56	0,4	12	0,3	0,85	9
17	5	80	0,5	12	0,4	0,86	1
18	4	70	0,6	12	0,5	0,87	2
19	2	35	0,7	12	0,6	0,88	3
20	1,8	70	0,8	12	0,7	0,8	4

### Звіт повинен містити

1. Вихідні дані.
2. Конструктивний розрахунок геометричних розмірів емітерної області та значення сталої часу  $\tau_{\alpha}$  та граничної частоти  $f_{\alpha}$ .
3. Лістинг програми.
4. Результати тестування.
5. Висновки.

### Контрольні запитання

1. Наведіть порядок визначення геометричних розмірів емітерної області  $n-p-n$ -транзистора.
2. Які фактори впливають на статичний коефіцієнт передачі при нормальному включенні? Наведіть послідовність визначення параметра.
3. Які фактори впливають на коефіцієнт передачі при інверсному включенні? Наведіть послідовність визначення параметра.
4. Наведіть технологію виготовлення інтегрального  $n-p-n$ -транзистора.

## ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 3 КОНСТРУКТИВНИЙ РОЗРАХУНОК МДН-КОНДЕНСАТОРІВ

**Мета роботи:** визначити електрофізичні характеристики МДН-конденсатора на основі  $\text{SiO}_2$ , використовуючи вихідні дані та характеристики матеріалу.

### Теоретичні відомості

Конденсатори зі структурою МДН потребують виготовлення тонкого окислу, такого ж, як і в МДН-транзисторів. Тому їх використання в ІС на біполярних транзисторах недоцільно, оскільки це призводить до ускладнення технології виготовлення біполярних ІС. Застосування МДН-конденсаторів доцільно тільки в ІС на основі МДН-транзисторів [1 – 6].

**Ідеальний МДН-конденсатор.** На рис. 3.1, *a* показано спрощену структуру МДН-конденсатора. Як діелектрик в цих конденсаторах використовується двоокис кремнію. Верхня обкладинка конденсатора – метал, нижня – напівпровідник *n*- або *p*-типу.

Розглянемо характеристики ідеального конденсатора, у якому не враховуються поверхневі стани на границі діелектрик – напівпровідник, різниця робіт виходу структури діелектрик – метал – напівпровідник і заряд у діелектрику. Його ємність

$$C = C_D C_H / (C_D + C_H), \quad (3.1)$$

де  $C_D$  – ємність, обумовлена діелектриком;

$C_H$  – диференціальна ємність напівпровідника.

Питома ємність, обумовлена діелектриком:

$$C_{0D} = \frac{\epsilon_D \epsilon_0}{d_D}, \quad (3.2)$$

де  $d_D$  – товщина діелектрика.

Диференціальна ємність  $C_H$  залежить від величини заряду в приповерхневому шарі напівпровідника й довжини шару.

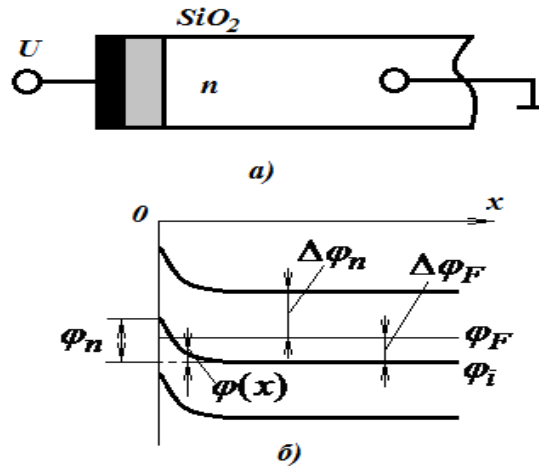


Рисунок 3.1 – Структура (а) і зонна діаграма (б) МДН-конденсатора

На рис. 3.1, б показана зонна діаграма границі діелектрик – напівпровідник:  $\varphi_n$  – поверхневий потенціал;  $\varphi(x)$  – функція потенціалу від координати [ $\varphi(0) = \varphi_n$  і  $\varphi(\infty) = 0$ ];  $\varphi_F$  – потенціал Фермі;  $\varphi_i$  – потенціал середини забороненої зони;  $\Delta\varphi_F = \varphi_i - \varphi_F$  поза приповерхневого шару. Будемо вважати, що для напівпровідника  $n$ -типу  $\Delta\varphi_F < 0$  й  $\varphi_n < 0$ . Якщо  $|\varphi_n|$  збільшується, концентрація електронів у поверхневому шарі зменшується й утворюється область просторового заряду товщиною [1 – 6]:

$$d_H \approx \sqrt{\frac{2\varepsilon_H\varepsilon_0|\varphi_n|}{qN_D}}. \quad (3.3)$$

При  $|\varphi_n| > |\Delta\varphi_F|$  відбувається інверсія типу провідності, а при  $|\varphi_n| \geq 2|\Delta\varphi_F|$  – сильне збагачення дірками.

На рис. 3.2 подано залежність ємності  $C$  (3.1) від зовнішньої напруги. Крива  $a$  відповідає статичному режиму.

Для плоских зон ( $\varphi_n = 0$ )

$$C_H = \frac{\sqrt{2\varepsilon_H\varepsilon_0}qN_D}{L_D}, \quad (3.4)$$

де  $L_D \approx \sqrt{\frac{2\varepsilon_H\varepsilon_0\varphi_T}{qN_D}}$  – довжина Дебая.

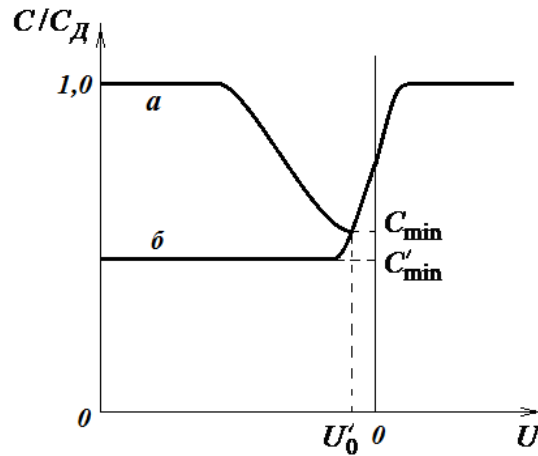


Рисунок 3.2 – Залежність відносної ємності МДН-конденсатора від прикладеної напруги

При  $\varphi_n = 2\Delta\varphi_F$  настає потужна інверсія й ширина шару просторового заряду досягає максимального значення

$$d_{H \max} = 2 \sqrt{\frac{\varepsilon_H \varepsilon_0 |\Delta\varphi_F|}{qN_D}}. \quad (3.5)$$

Відповідна  $d_{H \max}$  напруга

$$U'_0 \approx \frac{-Q_H}{C_{0D}} + 2\Delta\varphi_F \approx \frac{-qN_D d_{H \max}}{C_{0D}} + 2\Delta\varphi_F, \quad (3.6)$$

де  $Q_H = Q_p + qN_D d_H$  – густина позитивного заряду в приповерхневому шарі;

$Q_p$  – відповідна густина просторового заряду дірок.

У виразі (3.6) передбачалось, що  $Q_p \ll qN_D d_{H \max}$ . Подальше збільшення  $|\varphi_n|$  викликає появу просторового заряду дірок, який екранує внутрішній шар просторового заряду, що викликає зростання ємності  $C(U < 0)$ . При робочих частотах  $f > 100$  Гц просторовий заряд дірок не встигає відслідковувати зміну напруги і ємність  $C$  не зростає (рис. 3.2, крива б,  $U < 0$ ) [1 – 6].

В діапазоні зміни  $0 < |\varphi_n| < 2|\Delta\varphi_F|$

$$C_H = \frac{\varepsilon_H \varepsilon_0}{d_H}. \quad (3.7)$$

Як впливає із (3.1),

$$C'_{0\min} = \frac{\varepsilon_D \varepsilon_0}{\left[ d_D + \left( \frac{\varepsilon_D}{\varepsilon_H} \right) d_{H\max} \right]}. \quad (3.8)$$

Величина  $\Delta\varphi_n$  (див. рис. 3.1, б) обчислюється зі співвідношення:

$$\Delta\varphi_n = \varphi_3 / 2 - \varphi_T \ln(N_D / n_i),$$

де  $\Delta\varphi_n$  – різниця потенціалів між дном зони провідності напівпровідника та рівнем Фермі  $\varphi_F$ ;

$\varphi_3$  – ширина забороненої зони,

а

$$\Delta\varphi_F = -\varphi_T \ln\left(\frac{N_D}{n_i}\right). \quad (3.9)$$

Реальний МДН-конденсатор. На рис. 3.3 показано структуру МДН-конденсатора, використовувану в ІС ( $d_D$  – товщина плівки діелектрика).

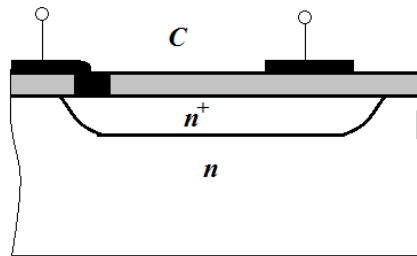


Рисунок 3.3 – Структура інтегрального МДН-конденсатора

Відмінність її від структури на рис. 3.1 полягає в тому, що для зменшення послідовного опору нижньої обкладинки конденсатора використовується  $n+$ -шар. Наявність останнього також зменшує залежність ємності від зовнішньої напруги [1 – 6].

Аналіз поверхневих станів на границі поділу Si-SiO<sub>2</sub> показує, що їх врахування еквівалентно уведенню в (3.6) деякого заряду  $Q_{ПС}$  поверхневих станів, причому незалежно від кристалографічної орієнтації  $Q_{ПС} > 0$ . У табл. 3.1 подано значення густини заряду  $Q_{ПС}$  для різних кристалографічних площин.

Таблиця 3.1 – Густина заряду поверхневих станів

Кристаліграфічна площина	$\langle 111 \rangle$	$\langle 110 \rangle$	$\langle 100 \rangle$
$(Q_{ПС} / q) \cdot 10^{-11}, \text{ см}^{-2}$	5,0	2,0	0,9

Різниця робіт виходу структури метал – діелектрик – напівпровідник

$$\varphi_{МДН} = \varphi_M - \varphi_{Н.Д} - \varphi_3 / 2 - \Delta\varphi_F, \quad (3.10)$$

де  $\varphi_M$  й  $\varphi_{Н.Д}$  – робота виходу металу й висота потенційного бар'єра на границі напівпровідник – діелектрик.

Для границі поділу Si-SiO<sub>2</sub>  $\varphi_{Н.Д} = 4,35 \text{ В}$  при  $T = 300 \text{ К}$ . Значення  $\varphi_M$  для різних металів наведено в табл. 3.2. Урахуємо також просторовий заряд, зазвичай присутній у діелектрику ( $Q_D$ ) [1 – 6].

Таблиця 3.2 – Робота виходу металів

Метал	Mg	Al	Ni	Cu	Ag	Pt	Au
$\varphi_M, \text{ В}$	3,7	4,3	4,5	4,4	4,3	5,3	4,8

Розглянуті три фактори впливають на величину  $U'_0$ . З їхнім врахуванням з (3.6)

$$U_0 = -(Q_H + Q_{ПС} + Q_D) / C_{0Д} + 2\Delta\varphi_F + \varphi_{МДН}, \quad (3.11, \text{ а})$$

де  $U_0$  – гранична напруга транзистора.

Як правило,  $Q_D > 0$  і його значення визначається якістю технологічного процесу виготовлення ІС. Воно може змінюватися в досить широких межах, погіршуючи стабільність  $U_0$ . Для забезпечення стабільності  $U_0$  необхідно, щоб  $Q_D \ll (Q_H + Q_{ПС})$ . Спеціальні методи стабілізації  $Q_D$  дозволяють забезпечити  $Q_D < 10^{-8} \text{ Кл/см}^2$ , що знижує його вплив [ $Q_{ПС} = (1,4 - 8,0) \cdot 10^{-8} \text{ Кл/см}^2$ ](див. табл. 3.1). Тому при оцінних розрахунках  $Q_D$  можна не враховувати й використовувати співвідношення

$$U_0 = -(Q_H + Q_{ПС}) / C_{0Д} + 2\Delta\varphi_F + \varphi_{МДН}. \quad (3.11, \text{ б})$$

У табл. 3.3 показано знаки величин, що входять у співвідношення (3.11, б). Відповідно до виразу (3.11, б) наявність  $Q_{ПС}$  і  $\varphi_{МДН}$  викли-

кає зрушення вольт-фарадної характеристики МДН-конденсатора по осі напруг.

Таблиця 3.3 – Знаки величин, що входять у співвідношення (3.11,б)

Тип провідності напівпровідника	Знаки величин			
	$Q_{ПС}$	$Q_H$	$\Delta\varphi_F$	$\varphi_{МДН}$
$n$	+	+	-	-
$p$	+	-	+	-

У деяких випадках використовується діелектрик більш складної структури: нітрид кремнію ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ ) – двоокис кремнію – кремній. У цьому випадку для використання формули (3.2) необхідно замінити  $\varepsilon_D$  на ефективне значення

$$\varepsilon_{D.еф} = \frac{\varepsilon_{D1}\varepsilon_{D2}d_D}{(\varepsilon_{D2}d_{D1} + \varepsilon_{D1}d_{D2})}, \quad (3.12)$$

де  $\varepsilon_{D1}$ ,  $\varepsilon_{D2}$  і  $d_{D1}$ ,  $d_{D2}$  – діелектричні проникності й товщини  $\text{SiO}_2$  і  $\text{Si}_3\text{N}_4$ , відповідно:

$$d_D = d_{D1} + d_{D2}.$$

Напруга пробою МДН-конденсатора визначається електричною міцністю  $\text{SiO}_2$ , значення критичної напруженості електричного поля  $E_{кр} = 6 \cdot 10^6$  В/см. Похибки виготовлення МДН-конденсатора при  $C_H \gg C_D$  визначається технологічними допусками на товщину діелектрика:

$$\frac{\Delta C_D}{C_D} \approx -\frac{\Delta d_D}{d_D}. \quad (3.13)$$

Зазвичай похибка близько 20%. Температурна характеристика МДН-конденсатора визначається температурною залежністю  $\varepsilon_D$ .

### Завдання

Обчислити питому ємність  $C_{0D}$ , відношення  $C'_{\min} / C_{0D}$ , граничну напругу  $U_0$ , напругу пробою  $U_{проб}$  МДН-конденсатора зі структурою, що подана на рис. 3.3. Діелектрик  $\text{SiO}_2$  товщиною  $d_D = 10^{-5}$  см і діелектричною проникністю  $\varepsilon_D = 3,9$ . Поверхневу концентрацію

донорної домішки  $N_{SD}$  візьмемо близько  $10^{19} \text{ см}^{-3}$ . Крім того,  $N_D = N_{SD} = const$ . Варіанти матеріалу контактної площадки, тип провідності напівпровідника та кристалографічна орієнтація підкладки подані в таблиці 3.4.

Таблиця 3.4 – Варіанти завдань

№ варіанта	Матеріал контактної площадки	Тип провідності напівпровідника	Кристалографічна орієнтація підкладки
1	Mg	<i>n</i>	$\langle 111 \rangle$
2	Al	<i>p</i>	$\langle 110 \rangle$
3	Ni	<i>n</i>	$\langle 100 \rangle$
4	Cu	<i>p</i>	$\langle 111 \rangle$
5	Ag	<i>n</i>	$\langle 110 \rangle$
6	Pt	<i>p</i>	$\langle 100 \rangle$
7	Au	<i>n</i>	$\langle 111 \rangle$
8	Mg	<i>p</i>	$\langle 100 \rangle$
9	Al	<i>n</i>	$\langle 111 \rangle$
10	Ni	<i>p</i>	$\langle 110 \rangle$
11	Cu	<i>n</i>	$\langle 100 \rangle$
12	Ag	<i>p</i>	$\langle 111 \rangle$
13	Pt	<i>n</i>	$\langle 110 \rangle$
14	Au	<i>p</i>	$\langle 100 \rangle$
15	Al	<i>n</i>	$\langle 100 \rangle$
16	Ni	<i>p</i>	$\langle 111 \rangle$
17	Cu	<i>n</i>	$\langle 110 \rangle$
18	Ag	<i>p</i>	$\langle 100 \rangle$
19	Pt	<i>n</i>	$\langle 111 \rangle$
20	Au	<i>p</i>	$\langle 110 \rangle$

### Звіт повинен містити

1. Вихідні дані.
2. Конструктивний розрахунок МДН-конденсатора.



3. Креслення конденсатора.
4. Лістинг програми.
5. Результати тестування.
6. Висновки.

### Контрольні запитання

1. Наведіть технологію виготовлення інтегрального МДН-конденсатора.
2. Охарактеризуйте структуру ідеального МДН-конденсатора та наведіть його характеристики.
3. Охарактеризуйте структуру реального МДН-конденсатора та наведіть його характеристики.
4. Які фактори впливають на значення ємності МДН-конденсатора ?

## ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 4 КОНСТРУКТИВНИЙ РОЗРАХУНОК МДН-ТРАНЗИСТОРІВ

**Мета роботи:** визначити електрофізичні характеристики МДН-транзистора на основі  $\text{SiO}_2$ , використовуючи вихідні дані та характеристики матеріалу.

### Теоретичні відомості

Найбільше поширення в ІС із МДН-транзисторів одержали транзистори з індукованим каналом [1 – 6].

*Електричні характеристики.* На рис. 4.1 подано структуру МДН-транзистора з  $p$ -каналом. Канал позначений на рисунку штриховою лінією.

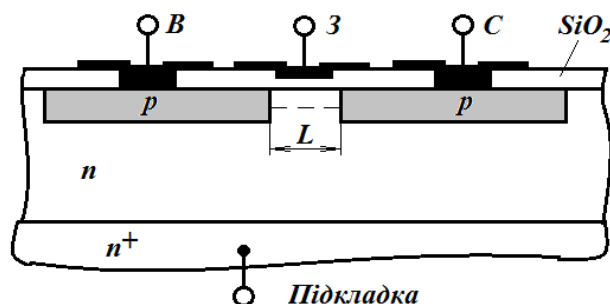


Рисунок 4.1 – Структура МДН-транзистора з індуктованим  $p$ -каналом

Зазвичай електрод витоку з'єднаний з напівпровідниковою пластинною. На рис. 4.2 подано вихідну ВАХ транзистора [1 – 6].

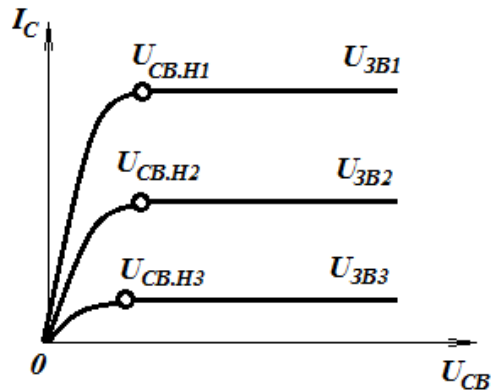


Рисунок 4.2 – Вихідні характеристики МДН-транзистора з індукованим каналом *p*-типу

Зазвичай вихідна характеристика МДН-транзистора має вигляд

$$I_c = b \left[ (U_{3.B} - U_0) U_{C.B} - U_{C.B}^2 / 2 \right], \quad (4.1)$$

питома крутість

$$b = \varepsilon_D \varepsilon_0 \mu_p Z / (L d_D), \quad (4.2)$$

де  $U_{3.B}$ ,  $U_{C.B}$  – напруги між затвором і витоком, стоком і витоком, відповідно;

$U_0$  – гранична напруга;

$Z$  – ширина каналу;

$L$  – довжина каналу;

$d_D$  – товщина тонкого підзатворного окислу.

Напруга, відповідна початку області насичення (полога ділянка ВАХ),

$$U_{C.B.H} = U_{3.B} - U_0. \quad (4.3)$$

При  $|U_{C.B}| \geq |U_{C.B.H}|$  транзистор працює в області насичення. Підставляючи (4.3) в (4.1), одержуємо

$$I_c = b \left[ (U_{3.B} - U_0)^2 / 2 \right], \quad (4.4)$$

що відповідає області насичення. З (4.4) знайдемо крутість транзистора

на пологій ділянці.

$$S = \frac{dI_c}{dU_{3.B}} = b(U_{3.B} - U_0), \quad (4.5, a)$$

або

$$S = \sqrt{2bI_c}. \quad (4.5, б)$$

Диференціюючи вираз (4.1) за  $U_{CB}$ , одержуємо диференціальний опір транзистора на крутій ділянці

$$R_i = [b|U_{3B} - U_0 - U_{CB}|]^{-1}, \quad (4.6)$$

а при  $|U_{CB}| \ll |U_{3B} - U_0|$  опір каналу

$$R_0 = [b|U_{3B} - U_0|]^{-1}. \quad (4.7)$$

Швидкодія МДН-транзистора визначається двома основними параметрами: часом прольоту носіїв заряду через канал  $t_k = L / v_{oc}$  і сталою часу заряду ємності затвора через опір каналу  $\tau_s$ . Зазвичай  $t_k$  суттєво менший  $\tau_s$ , і тому  $t_k$  нехтують. Величина  $\tau_s$  (постійної часу крутості) запишеться так:

$$\tau_s = R_0 C_3 = \frac{L^2}{[\mu_p |U_{3B} - U_0|]}, \quad (4.8)$$

де ємність затвора

$$C_3 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_D ZL}{d_D}. \quad (4.9)$$

Як матеріал затвора можуть використовуватися не тільки метали, але й високолегований полікристалічний кремній.

Для останнього

$$\varphi_{МДН} = \Delta\varphi_{F_{ПК}} - \Delta\varphi_{F_K}, \quad (4.10)$$

де  $\Delta\varphi_{F_{ПК}}$  й  $\Delta\varphi_{F_K}$  – різниці потенціалів між серединою забороненої зони й рівнями Фермі для полікристалічного кремнієвого затвора й напівпровідникової пластини [1 – 6].

Змінюючи значення  $\Delta\varphi_{F_{ПК}}$  й  $\Delta\varphi_{F_K}$ , можна управляти граничною напругою, зокрема зменшувати  $|U_0|$  в  $p$ -канальних транзисторах.

*Температурна залежність параметрів.*

Температурні залежності параметрів МДН-транзистора визначаються, в основному, температурними характеристиками власної концентрації носіїв і рухливості. Власна концентрація

$$n_i = 3,7 \cdot 10^{16} T^{3/2} \exp[-\varphi_{30} / (2\varphi_T)], \quad (4.11)$$

де  $\varphi_{30}$  – ширина забороненої зони при  $T = 0$  К.

Рухливість

$$\mu = \frac{\mu_0 T_0}{T}, \quad (4.12)$$

де  $\mu_0$  – рухливість при температурі  $T_0$ .

Змінення ширини забороненої зони й діелектричної проникності, як показує практика, виявляють суттєво менший вплив.

У температурній залежності напруги  $U_0$  основну роль відіграє зміна значень  $\Delta\varphi_F$  і  $Q_{II}$ . Використовуючи співвідношення (3.5), (3.9), (3.11, б) і (4.11), одержуємо

$$\frac{dU_0}{dT} = \left( \frac{d\Delta\varphi_F}{dT} \right) \left[ 2 + \frac{Q_{II}}{2C_{0D} |\Delta\varphi_F|} \right], \quad (4.13)$$

де

$$\frac{d\Delta\varphi_F}{dT} = \frac{\left( \frac{\varphi_{30}}{2} + \Delta\varphi_F \right)}{T}. \quad (4.14)$$

З виразу (4.2), використовуючи (4.12), маємо

$$\frac{db}{dT} = \frac{b}{T}, \quad (4.15)$$

де  $b$  – питома крутість при температурі  $T$ .

Температурну характеристику струму стоку в режимі насичення одержимо з (4.4), використовуючи (4.15) [1 – 6]:

$$\frac{dI_C}{dT} = I_C \left[ -\frac{1}{T} - 2 \frac{(dU_0 / dT)}{U_{3B} - U_0} \right]. \quad (4.16)$$

З аналізу виразів (4.13), (4.14) випливає, що при врахуванні полярності напруг  $U_{3B}$  і  $U_0$  доданки в прямих дужках формули (4.16) мають різні знаки й при деякій напрузі  $U_{3B}$   $dI_C / dT = 0$ .

## Завдання

Розрахувати:

1) порогову напругу транзисторів з каналами *n*- та *p*-типів, виготовлених на кремнії. Матеріал електрода затвора, тип провідності напівпровідника, тип каналу та кристалографічна орієнтація кремнієвих пластин подані в табл. 4.1.

Таблиця 4.1 – Варіанти завдань

№ варіанта	Матеріал електрода затвора	Тип провідності напівпровідника	Тип каналу	Кристалографічна орієнтація підкладки
1	Mg	<i>n</i>	<i>p</i>	$\langle 111 \rangle$
2	Al	<i>p</i>	<i>n</i>	$\langle 110 \rangle$
3	Ni	<i>n</i>	<i>p</i>	$\langle 100 \rangle$
4	Cu	<i>p</i>	<i>n</i>	$\langle 111 \rangle$
5	Ag	<i>n</i>	<i>p</i>	$\langle 110 \rangle$
6	Pt	<i>p</i>	<i>n</i>	$\langle 100 \rangle$
7	Au	<i>n</i>	<i>p</i>	$\langle 111 \rangle$
8	Mg	<i>p</i>	<i>n</i>	$\langle 100 \rangle$
9	Al	<i>n</i>	<i>p</i>	$\langle 111 \rangle$
10	Ni	<i>p</i>	<i>n</i>	$\langle 110 \rangle$
11	Cu	<i>n</i>	<i>p</i>	$\langle 100 \rangle$
12	Ag	<i>p</i>	<i>n</i>	$\langle 111 \rangle$
13	Pt	<i>n</i>	<i>p</i>	$\langle 110 \rangle$
14	Au	<i>p</i>	<i>n</i>	$\langle 100 \rangle$
15	Al	<i>n</i>	<i>p</i>	$\langle 100 \rangle$
16	Ni	<i>p</i>	<i>n</i>	$\langle 111 \rangle$
17	Cu	<i>n</i>	<i>p</i>	$\langle 110 \rangle$
18	Ag	<i>p</i>	<i>n</i>	$\langle 100 \rangle$
19	Pt	<i>n</i>	<i>p</i>	$\langle 111 \rangle$
20	Au	<i>p</i>	<i>n</i>	$\langle 110 \rangle$

Для розрахунку використати такі вихідні дані: діелектрик SiO<sub>2</sub> товщиною  $d_D = 10^{-5}$  см і діелектричною проникністю  $\epsilon_D = 3,9$ ,  $\epsilon_H = 11,7$ ,

$\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{14}$  Ф/см,  $T = 300$  К. Для кремнію n-типу (канал р-типу) концентрація донорів  $N_{Д1} = 10^{15}$  см<sup>-3</sup>,  $N_{Д2} = 10^{16}$  см<sup>-3</sup>,  $N_{Д3} = 10^{17}$  см<sup>-3</sup>. Для кремнію р-типу (канал n-типу) концентрація акцепторів  $N_{а1} = 10^{15}$  см<sup>-3</sup>,  $N_{а2} = 10^{16}$  см<sup>-3</sup>,  $N_{а3} = 10^{17}$  см<sup>-3</sup>. Результати обчислень подати як залежність  $U_0 = f(N)$ . Для проміжних розрахунків використовувати аналітичні вирази та табличні дані, що подані в лабораторній роботі № 3;  
2) розрахувати значення  $dU_0 / dT$  та напругу  $U_{ЗВ}$ , при якій  $dI_C / dT = 0$ .

### **Звіт повинен містити**

1. Вихідні дані.
2. Конструктивний розрахунок МДН-транзистора.
3. Лістинг програми.
4. Результати тестування.
5. Висновки.

### **Контрольні запитання**

1. Наведіть технологію виготовлення інтегрального МДН-конденсатора.
2. Наведіть технологію виготовлення інтегрального МДН-транзистора.
3. Охарактеризуйте структуру ідеального МДН-конденсатора та наведіть його характеристики.
4. Охарактеризуйте структуру реального МДН-конденсатора та наведіть його характеристики.
5. Охарактеризуйте структуру інтегрального МДН-транзистора та наведіть його характеристики.
6. Охарактеризуйте температурну залежність параметрів інтегрального МДН-транзистора.

## **ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 5 РОЗРАХУНОК ТЕПЛОВИХ РЕЖИМІВ ІНТЕГРАЛЬНОЇ МІКРОСХЕМИ**

**Мета роботи:** здійснити розрахунок теплових режимів інтегральної мікросхеми, використовуючи вихідні дані елементів та характеристики конструктивних матеріалів.

## Теоретичні відомості

Конструкція ІМС повинна бути такою, щоб теплота, що виділяється при її функціонуванні, не призводила в найбільш несприятливих умовах експлуатації до відмов елементів у результаті перегріву. До тепловиділяючих елементів слід віднести насамперед резистори, активні елементи й компоненти. Потужності, що розсіюються конденсаторами й індуктивностями, невеликі. Плівкова комутація ІМС завдяки малому електричному опору й високій теплопровідності металевих плівок сприяє відводу теплоти від найбільш нагрітих елементів і вирівнюванню температури плати ГІС або кристалів напівпровідникових ІМС [5, 6].

Перегрів елемента або компонента ІМС ( $\Theta$ , °C), – різниця між їхньою температурою й середньою температурою поверхні корпусу. Максимально допустима температура  $T_{\max.\text{дон}}$  – максимальна температура елемента або компонента ІМС, при якій забезпечуються вимоги до їхньої надійності. Питома потужність розсіювання ( $P_0$ , Вт/°C) – щільність теплового потоку від елемента ІМС, кристала або плати ІМС. Внутрішній тепловий опір елемента, кристала або компонента ІМС ( $R_{T.\text{вн}}$ , °C/Вт) – тепловий опір самого елемента (кристала, компонента) і тепловий опір контакту між елементом (компонентом) і платою (кристалом і корпусом) з урахуванням теплового опору клейового прошарку.

У випадку, коли весь тепловий потік зосереджений під елементом ІМС і спрямований до підкладки (рис. 5.1), при співвідношенні  $l, b \gg h$  тепловий потік плоскопаралельний і тепловий опір визначається за виразом:

$$R_T = \left( \frac{h_n}{\lambda_n} + \frac{h_k}{\lambda_k} \right) \frac{1}{bl}, \quad (5.1)$$

де  $R_T$  – тепловий опір;

$\lambda_n$  і  $\lambda_k$  – коефіцієнти теплопровідності матеріалу підкладки й клею, Вт/(м·°C);

$h_n$  і  $h_k$  – їх товщини;

$b$  і  $l$  – розміри контакту тепловидільного елемента з підкладкою:

$$h = h_n + h_k .$$

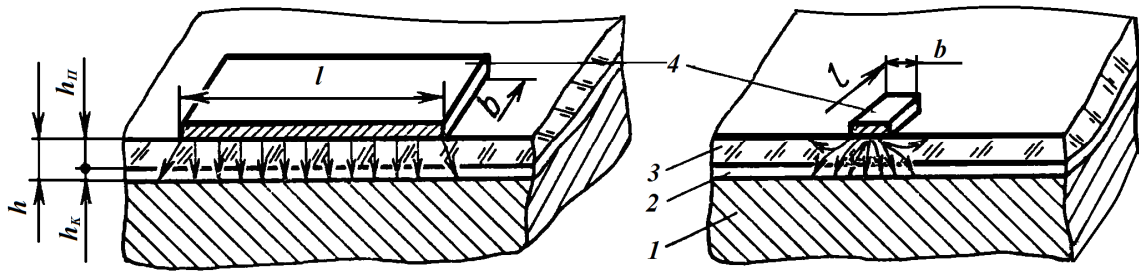


Рисунок 5.1 – Тепловий потік від джерела теплоти при різних співвідношеннях між розмірами тепловідільних елементів і товщиною підкладки: 1 – тепловідведення; 2 – шар клею або компаунда; 3 – підкладка; 4 – тепловідільний елемент

При зменшенні розмірів джерела тепла тепловий потік стає розбіжним (рис. 5.1), ефективність тепловідведення збільшується й відповідно зменшується тепловий опір. Цей факт ураховується функцією  $\gamma(q, r)$  [5, 6]:

$$R_{T.эф} = R_T \gamma(q, r), \quad (5.2)$$

де  $q = l / 2h$ ,

$r = b / 2h$ ,

$b$  і  $l$  – лінійні розміри плоского джерела теплоти.

Для керамічних, металокерамічних та металоскляних корпусів значення функції  $\gamma(q, r)$  подано на рис. 5.2.

Знаючи значення  $R_T$  або  $R_{T.эф}$  для кожного елемента ІМС, легко розрахувати перегрів елементів за рахунок розсіюваної потужності,  $P_e$ :

$$\Theta_e = P_e R_{T.эф}. \quad (5.3)$$

Температура елемента:

$$T_e = T_k + \Theta_e, \quad T_e = T_c + \Theta_k + \Theta_e, \quad (5.4)$$

де  $T_c$  – температура навколишнього середовища;

$\Theta_k$  – перегрів корпусу відносно температури навколишнього середовища.



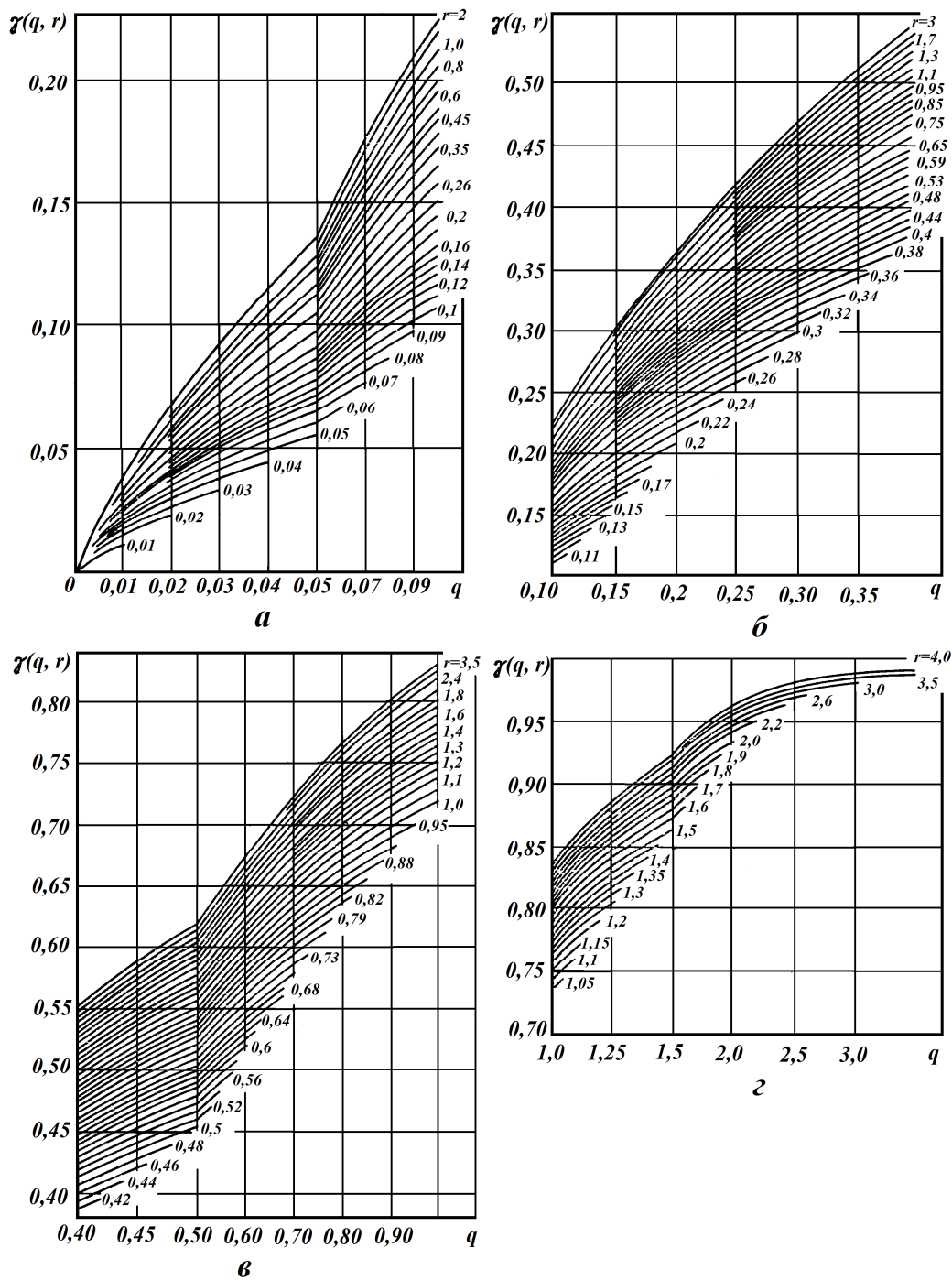


Рисунок 5.2 – Значення функції  $\gamma(q, r)$ : а – при  $q = 0 \div 0,1$ ; б – при  $q = 0,1 \div 0,4$ ; в – при  $q = 0,4 \div 1,0$ ; г – при  $q = 1,0 \div 4,0$

У навісних дискретних компонентах найбільш чутливі до перегріву області  $p$ - $n$ -переходів. Їх перегрів відносно підкладки визначається за виразом [5, 6]:

$$\Theta_{вн} = P_e R_{T.вн} \cdot \quad (5.5)$$

Для навісного провідникового компонента:

$$T_{нк} = T_c + \Theta_k + \Theta_e + \Theta_{вн}. \quad (5.6)$$

Перегрів корпусів  $\Theta_k$  визначається конструкцією корпусу й потужністю розсіювання поміщених у нього кристала або плати ІМС, особливостями монтажу ІМС у складі мікроелектронного вузла або блока, способом охолодження. Тепловий опір корпусу:

$$R_k = \frac{1}{\alpha S_T}, \quad (5.7)$$

де  $\alpha$  – коефіцієнт теплопередачі, Вт/(м<sup>2</sup>·°С);

$S_T$  – площа теплового контакту корпусу з тепловідведенням.

При охолодженні шляхом природньої конвекції  $\alpha = 5 \div 20$ , при обдуві  $\alpha = 20 \div 100$ , при тепловідведенні кондукцією через тонкий (0,1 мм) повітряний проміжок  $\alpha \approx 3 \cdot 10^2$ , при тепловідведенні кондукцією через шар епоксидного клею товщиною 0,1 мм  $\alpha = 3 \cdot 10^2 \div 3 \cdot 10^3$ , при металевому тепловідведенні  $\alpha = 10^4 \div 10^5$ .

Перегрів корпусу  $\Theta_k$  можна оцінити за формулою:

$$\Theta_k = P_{\Sigma} R_k, \quad (5.8)$$

де  $P_{\Sigma}$  – сумарна розсіювана потужність ІМС.

Формула (5.4) не враховує перегріву за рахунок взаємного впливу тепловидільних елементів, обумовленого накладенням теплових потоків усіх джерел теплоти, що утримуються в ІМС. Однак цей фоновий перегрів частково враховується значенням  $\Theta_k$ .

Наведені формули слушні при таких допущеннях: коефіцієнти теплопровідності всіх матеріалів конструкції ІМС у досліджуваному діапазоні температур постійні; тепловіддачею через газовий прошарок усередині корпусу й через гнучкі дротові виводи можна знехтувати; тепловидільні елементи є плоскими джерелами теплоти; температура корпусу однакова у всіх його точках (ізотермічний корпус).

Нормальний тепловий режим елементів і навісних компонентів ІМС забезпечується при виконанні умов [5, 6]:

$$\begin{aligned} T_e &= T_{c \max} + \Theta_k + \Theta_e \leq T_{\max \text{ доп}}, \\ T_{нк} &= T_{c \max} + \Theta_k + \Theta_e + \Theta_{вн} \leq T_{\max \text{ доп}}, \end{aligned} \quad (5.9)$$

де  $T_{c\max}$  – максимальна температура навколишнього середовища в процесі експлуатації, задана ТУ;

$T_{\max\text{ доп}}$  – максимально допустима робоча температура елемента й компонента, зазвичай вказана в ТУ на компоненти або матеріали плівкових елементів.

Для дискретних напівпровідникових приладів і напівпровідникових ІМС  $T_{\max\text{ доп}} \approx 55, 85$  і  $125$  °С (табличні дані), для діодів  $85$  °С, для конденсаторів К10-9, К10-17 –  $80$  °С, для конденсаторів К53-15, К53-16 –  $75$  °С.

Нормальний тепловий режим ІМС забезпечується, якщо температура найтеплонавантаженішого елемента ІМС не перевищує його максимально допустимої робочої температури [5, 6].

Таким чином, орієнтовний розрахунок забезпечення теплового режиму ПС зводиться до визначення  $T_{нк}$  і  $T_e$  всіх навісних компонентів і всіх резисторів ПС і порівняння їх з  $T_{\max\text{ доп}}$ .

Необхідні дані для розрахунків: товщина підкладки  $0,6 \div 0,8$  мм, коефіцієнт теплопровідності матеріалу підкладки – згідно з табличними даними, товщина шару клею  $0,1$  мм, його коефіцієнт теплопровідності  $0,3$  Вт/(м·°С), внутрішній тепловий опір дискретних напівпровідникових приладів залежно від конструктивного виконання  $200 \div 1600$  °С/Вт. Наприклад, для безкорпусних транзисторів КТ331, КТ332 із заливанням герметиком з однієї сторони тепловий опір  $R_T = 220$  °С/Вт, а із заливанням герметиком із двох сторін  $R_T = 1600$  °С/Вт, для КТ307  $R_T = 630$  °С/Вт, для КТ324  $R_T = 860$  °С/Вт, для діодів КД901, 904, 910, 911  $R_T = 220$  °С/Вт.

При недотриманні нерівностей (5.9) необхідно вжити додаткових конструктивних заходів для забезпечення теплового режиму ІМС.

У тому випадку, коли тепловий розрахунок покаже необхідність прийняття конструктивних заходів для зниження перегрівання елементів і компонентів ІМС, у першу чергу зменшують теплові опори за рахунок використання матеріалів з більш високими коефіцієнтами теплопровідності: полікорових підкладок замість ситалових, компаундів з наповнювачами у вигляді пілоподібних кварцу або кремнію, що збільшують коефіцієнт теплопровідності компаундів до  $0,5 \div 0,8$  і до  $1,9 \div 2,4$  Вт/(м·°С), замість клеїв з коефіцієнтами, порядку  $0,2 \div 0,4$ . Наступним кроком для полегшення теплових навантажень ІМС є переміщення потужних тепловідільних елементів з плати на металеву основу корпусу. Результатом такої зміни конструкції ІМС є вилучення теплового опору підкладки і шару компаунда в ланцюгу передачі теплоти потужних елементів. Подальше зменшення теплових навантажень пов'язано із заходами щодо забезпечення більш інтенсивного теплообміну корпусу ІМС з елементами конструкції вузла або блока, аж до використання рідкого охолодження тепловідведень і термоелектричних холодильників.

Особливість теплового розрахунку напівпровідникових ІМС полягає в тому, що напівпровідниковий кристал можна розглядати як єдиний тепловідільний елемент і вважати, що сумарна потужність джерел теплоти в ньому рівномірно розподілена в приповерхневому шарі. Ця особливість викликана в першу чергу високим коефіцієнтом теплопровідності кремнію [80 ÷ 130 Вт/(м·°С)], малими розмірами елементів і невеликими відстанями між елементами напівпровідникової ІМС. Експериментально встановлено, що розкид температур на поверхні кристала незначний (одиниці або частки градуса) [5, 6].

Температура елементів напівпровідникової ІМС:

$$T_e = T_c + \Theta_k + \Theta_{kr} + \Theta_{вн}. \quad (5.10)$$

Умова забезпечення нормальних теплових режимів записується у вигляді

$$T_e = T_{c \max} + \Theta_k + \Theta_{kr} + \Theta_{вн} \leq T_{\max \text{ доп}}, \quad (5.11)$$

де  $\Theta_{kr}$  – перегрів кристала відносно підкладки або основи корпусу.

### **Завдання**

Використовуючи електричні параметри та геометричні розміри резисторів, дискретних діодів та транзисторів, що наведені в електричній принциповій схемі, провести їх орієнтовний тепловий розрахунок.

### **Звіт повинен містити**

1. Вихідні дані.
2. Тепловий розрахунок резисторів, дискретних діодів та транзисторів.
3. Висновки.

### **Контрольні запитання**

1. Які фактори необхідно враховувати для забезпечення надійних теплових режимів ІМС ?
2. Наведіть орієнтовний тепловий розрахунок резисторів.
3. Наведіть орієнтовний тепловий розрахунок транзисторів.
4. Наведіть орієнтовний тепловий розрахунок діодів.

## ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 6 РОЗРОБКА ТОПОЛОГІЇ ІНТЕГРАЛЬНИХ МІКРОСХЕМ

**Мета роботи:** розробити топологію інтегральної мікросхеми, використовуючи електричну схему, вимоги до електричних параметрів і до параметрів активних і пасивних елементів, конструктивно-технологічні вимоги й обмеження.

### Теоретичні відомості

Основою для розробки топології напівпровідникової ІМС є електрична схема, вимоги до електричних параметрів і до параметрів активних і пасивних елементів, конструктивно-технологічні вимоги й обмеження [5 – 16].

Розробка креслення топології містить у собі такі етапи: вибір конструкції й розрахунки активних і пасивних елементів ІМС; розміщення елементів на поверхні й в об'ємі підкладки й створення рисунка розведення (комутації) між елементами; розроблення попереднього варіанта топології; оцінення якості топології і її оптимізацію; розроблення остаточного варіанта топології. Метою роботи конструктора при розробленні топології є мінімізація площі кристала ІМС, мінімізація сумарної довжини розведення й числа перетинань у ній.

**Конструктивно-технологічні обмеження при розробленні топології ІМС на біполярних транзисторах.** Електрофізичні характеристики й геометричні розміри вертикальної структури елементів ІМС, формованих за планарно-епітаксialною технологією, наведено в табл. 1.1 (див. лаб. роботу №1).

Найважливішою технологічною характеристикою, що визначає горизонтальні розміри областей транзисторів та інших елементів ІМС, є мінімальний геометричний розмір, який може бути впевнено сформований при заданому рівні технології, наприклад мінімальна ширина вікна в окислі кремнію, мінімальна ширина провідника, мінімальний зазор між провідниками, мінімальна відстань між краями емітерної і базової областей тощо. Нехай мінімальний розмір, який може забезпечити технологія, дорівнює  $d$ .

Тоді розміри активних областей і самого транзистора при мінімальній його площі визначаються величинами, наведеними на рис. 6.1.

Зазор між областю, займаною транзистором, та іншими елементами ІМС більший за мінімальний розмір  $d$  на величину бічної дифузії під окисел, яка при розділовій дифузії приблизно дорівнює товщині епітаксialного шару  $d_e$ . Таким чином, при мінімальному розмірі 10 мкм мінімальна довжина транзистора найпростішої конструкції становить

~ 130 мкм. При досягнутому на сьогодні розвитку технології, що характеризується мінімальним розміром 4 мкм, мінімальна довжина транзистора становить ~ 60 мкм. При мінімальному розмірі 1,5 ÷ 2 мкм, граничному для оптичної фотолітографії, розмір транзистора при  $d_e = 3$  мкм становитиме ~28 мкм [5 – 16].

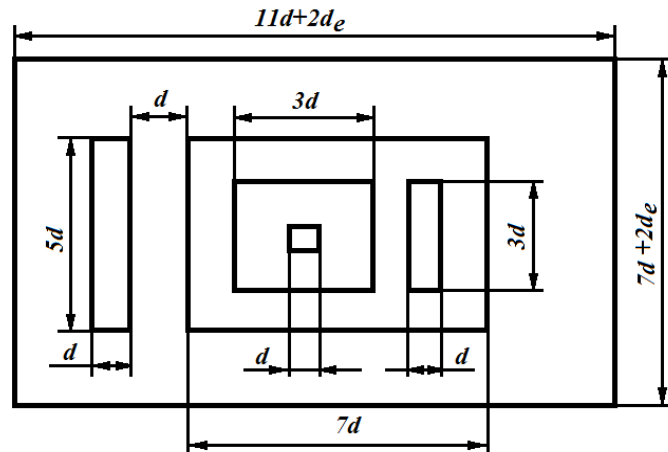


Рисунок 6.1 – Співвідношення розмірів областей транзистора зі стандартним розміром  $d$

Наведені міркування правильні, якщо сумарна величина бічної дифузії при формуванні базової й емітерної областей суттєво менша  $d$ . Якщо ця умова не виконується, то для мінімально допустимого топологічного зазору між двома дифузійними областями справедливо співвідношення:

$$d_{Д.О.} \geq y_1 + y_2 + \delta_{\Phi} + w_1, \quad (6.1)$$

де  $y_1$  і  $y_2$  – величина бічної дифузії під окисел;

$\delta_{\Phi}$  – сумарна допустима похибка в положенні краю вікон під дифузію за рахунок фотолітографії;

$w_1$  – максимальна ширина області об'ємного заряду в працюючому приладі.

Наведену нерівність можна не враховувати при  $d = 10$  мкм, але при  $d \leq 5$  мкм її враховують й зниження лінійних розмірів транзисторів з подальшим зменшенням  $d$  буде проходити вже не настільки високими темпами.

Конструктивно-технологічні обмеження, які необхідно враховувати при розробленні топології ІМС на біполярних транзисторах, наведено на рис. 6.2. Наведемо конструктивно-технологічні обмеження при конструю-

ванні ІМС на біполярних транзисторах, виконаних за планарно-епітаксialною технологією з використанням ізоляції *p-n*-переходом.

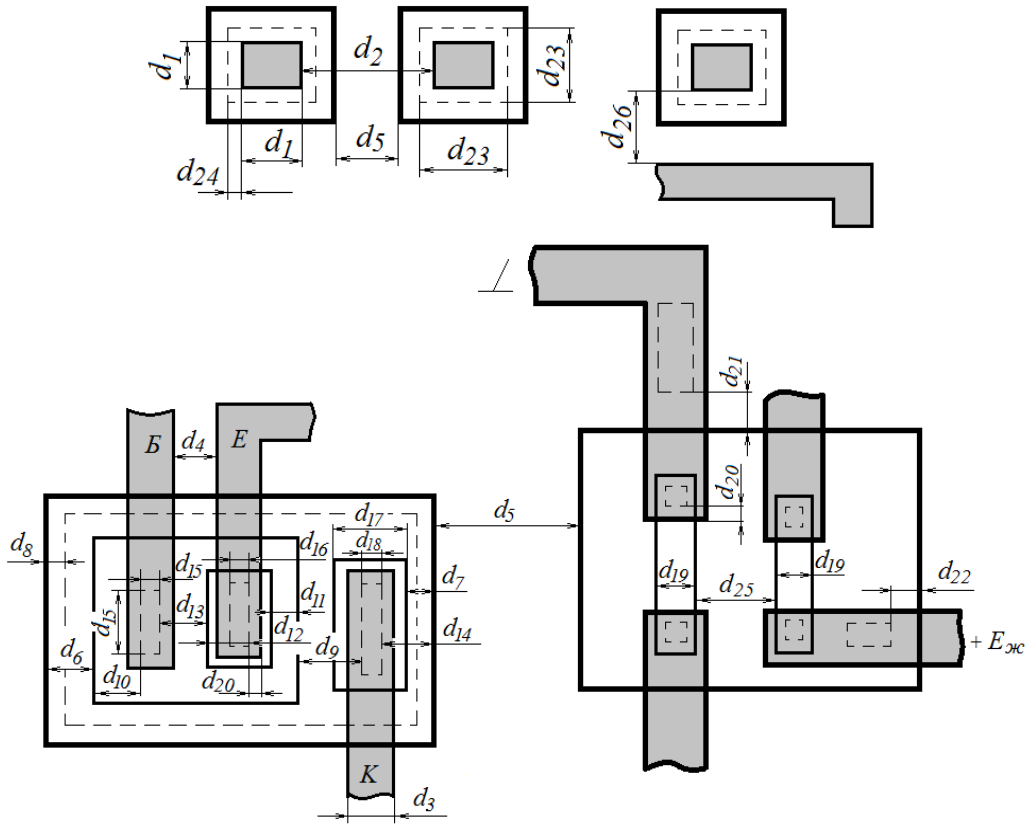


Рисунок 6.2 – Конструктивно-технологічні обмеження при розробленні топології ІМС на біполярних транзисторах

Мінімально допустимі розміри, мкм [5 – 16]

Ширина лінії скрайбованого шару.....	60
Відстань від центра скрайбованої смуги до краю шару металізації або до краю дифузійної області.....	50 ÷ 100
Розмір контактних площадок для термокомпресійної приварки провідників $d_1$ .....	100×100
Відстань між контактними площадками $d_2$ .....	50 ÷ 70
Розмір контактних площадок тестових елементів робочої схеми .....	50×50
Ширина провідника $d_3$ : при довжині $\leq 50$ мкм.....	2
при довжині $\geq 50$ мкм.....	3
Відстань між провідниками $d_4$ : при довжині $\leq 50$ мкм.....	1,5
при довжині $\geq 50$ мкм.....	2

Ширина області розділової дифузії $d_5$ .....	2
Відстань від бази до області розділової дифузії $d_6$ .....	5
Відстань між краєм області легування колекторного контакту й краєм розділової області $d_7$ .....	5
Відстань між краєм розділової області й краєм прихованого $n^+$ -шару $d_8$ .....	5
Відстань між краєм контактного вікна в окислі до колектора й краєм бази $d_9$ .....	3,5
Відстань між краєм контактного вікна в окислі до бази й краєм бази $d_{10}$ .....	1,5
Відстань між емітерною і базовою областями $d_{11}$ .....	1,5
Відстань між краєм контактного вікна в окислі до емітера й краєм емітера $d_{12}$ .....	1,5
Відстань між контактним вікном до бази й емітером $d_{13}$ .....	2
Відстань між базовими областями, сформованими в одному колекторі.....	4,5
Відстань між емітерними областями, сформованими в одній базі.....	3
Відстань між контактним вікном до колектора й областю розділової дифузії $d_{14}$ .....	5
Розміри контактного вікна до бази $d_1$ .....	2×3
	2×2
Розміри контактного вікна до емітера $d_{16}$ .....	або
	1,5×2,5
Ширина області легування $n^+$ -шару в колекторі $d_{17}$ .....	4
Ширина контактного вікна до колектора $d_{18}$ .....	2
Ширина резистора $d_{19}$ .....	2,5
Розміри вікна розкриття в окислі.....	1,3×1,3
Перекриття металізацією контактних вікон в окислі до елементів ІМС $d_{20}$ .....	1
Відстань від краю контактного вікна до $p^+$ -розділових областей для подачі зсуву до краю області розділу $d_{21}$ .....	3
Відстань від краю контактного вікна до ізольованих областей $p$ -типу для подачі зсуву до краю області поділу $d_{22}$ .....	3
Ширина дифузійної перемички.....	1,5
Розмір вікна в пасивувальному окислі $d_{23}$ .....	50×50
Відстань від краю вікна в пасивації до краю контактної	



площадки $d_{24}$ .....	3
Відстань між сусідніми резисторами $d_{25}$ .....	3,5
Відстань між дифузійними й іонно-легованими резисторами.....	4
Відстань між контактною площадкою і провідною доріжкою $d_{26}$ .....	10
Ширина прихованого $n^+$ -шару.....	2
Відстань між контактними площадками тестових елементів.....	20

Особливу увагу приділяють розмірам топологічних зазорів, тому що при малих їхніх значеннях ІМС або не буде функціонувати через перекриття областей структури (наприклад, базової області й області розділової дифузії), або буде мати перекручені параметри за рахунок посилення паразитних зв'язків між елементами. З іншого боку, завищення розмірів топологічних зазорів призводить до збільшення площі кристала [5 – 16].

#### **Правила проектування топології напівпровідникової ІМС.**

Розробка топології ІМС – творчий процес, і його результати суттєво залежать від індивідуальних здатностей розроблювача, його навичок і знань. Сутність роботи зі створення топології ІМС зводиться до знаходження такого оптимального варіанта взаємного розташування елементів схеми, при якому забезпечуються високі показники ефективності виробництва і якості ІМС: низький рівень бракованих виробів, низька вартість, матеріалоемність, висока надійність, відповідність одержуваних електричних параметрів заданим.

До розробки топології приступають після того, як кількість, типи й геометрична форма елементів ІМС визначені.

#### **Правила проектування ізолюваних областей.**

Кількість і розміри ізолюваних областей впливають на характеристики ІМС, тому:

- 1) сумарна площа ізолювальних  $p$ - $n$ -переходів повинна бути мінімальною, тому що їхня ємність є паразитною. Мінімальні розміри ізолюваної області визначаються геометричними розмірами елементів, що перебувають у ній, і зазорами, яких необхідно дотримуватись між краєм ізолюваної області й елементами й між самими елементами, розміщеними в одній ізолюваній області;
- 2) до ізолювальних  $p$ - $n$ -переходів завжди повинна бути прикладена напруга зворотного зсуву, що практично здійснюється приєднанням підкладки  $p$ -типу або області розділової дифузії  $p$ -типу, до точки схеми з найбільшим негативним потенціалом. При цьому сумарна зворотна напруга, прикладена до ізолювального  $p$ - $n$ -переходу, не повинна перевищувати напруги пробою;

3) дифузійні резистори, формовані на основі базового шару, можна розташовувати в одній ізольованій області, яка підключається до точки схеми з найбільшим позитивним потенціалом. Звичайно такою точкою є контактна площадка ІМС, на яку подається напруга зсуву від колекторного джерела живлення (рис. 6.3, а, б);

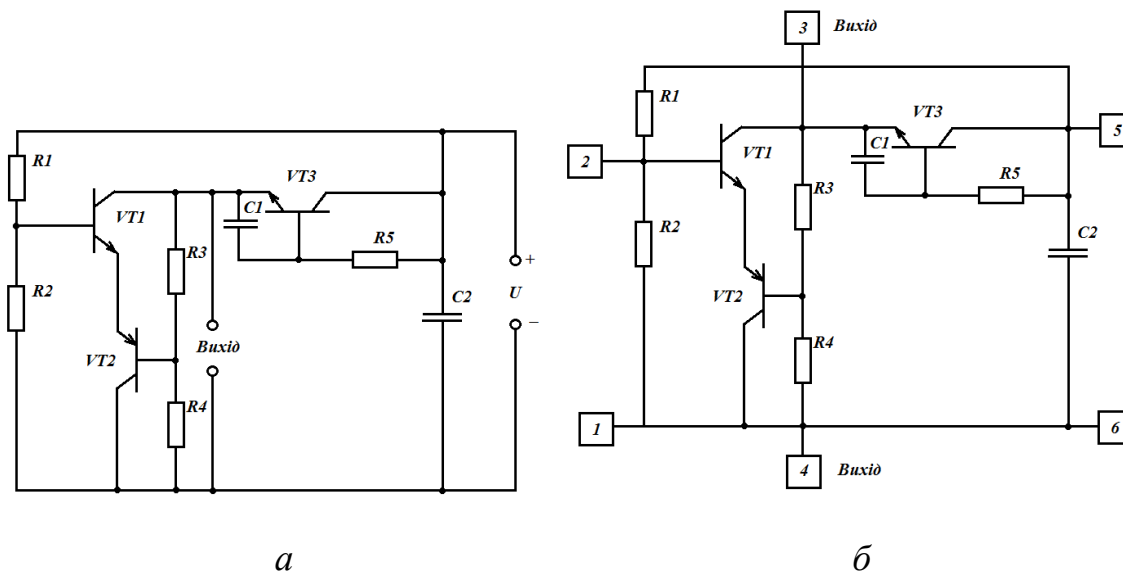


Рисунок 6.3 – Принципова електрична схема ІМС (а) і перетворена електрична схема для складання ескізу топології (б)

- 4) резистори на основі емітерного й колекторного шарів слід розташовувати в окремих ізольованих областях;
- 5) транзистори типу *n-p-n*, колектори яких приєднані безпосередньо до джерела живлення, доцільно розміщати в одній ізольованій області разом з резисторами;
- 6) транзистори типу *n-p-n*, які включені за схемою із загальним колектором, можна розташовувати в одній ізольованій області;
- 7) усі інші транзистори, крім згаданих у п. 5 і 6, необхідно розташовувати в окремих ізольованих областях, тобто всі колекторні області, що мають різні потенціали, повинні бути ізольовані;
- 8) для зменшення паразитної ємності між контактними площадками й підкладкою, а також для захисту від короткого замикання у випадку порушення цілісності плівки окисла під ними при приварюванні дротових виводів під кожною контактною площиною створюють ізольовану область, за винятком контактних площадок з найбільшим негативним потенціалом;
- 9) кількість ізольованих областей для діодів може сильно змінюватися залежно від типу діодів і способів їх включення. Якщо як діоди використовуються переходи база – колектор, то для кожного діода потрібна окрема ізольована область, тому що кожен катод (колекторна область *n-*

типу) повинен мати окремий вивід. Якщо як діоди використовуються переходи емітер – база, то всі діоди можна розташувати в одній ізольованій області. При цьому всі катоди діодів (емітерні області) сформовані окремо в загальному аноді (базовій області). Аноди діодів за допомогою сполучної металізації закорочують на ізольовану (колекторну) область;

10) для дифузійних конденсаторів потрібні окремі ізольовані області. Винятком є випадки, коли один з виводів конденсатора є загальним з іншою ізольованою областю;

11) для дифузійних перемичок завжди потрібні окремі ізольовані області.

**Правила розміщення елементів ІМС на площі кристала.** Після визначення кількості ізольованих областей приступають до їхнього розміщення в потрібному порядку, розміщення елементів, з'єднання елементів між собою й з контактними площадками, керуючись такими правилами [5 – 16]:

1) при розміщенні елементів ІМС і виконанні зазорів між ними необхідно строго дотримуватись обмежень (див. рис. 6.2), що відповідають типовому технологічному процесу;

2) резистори, у яких потрібно точно дотримуватись відношень номіналів, повинні мати однакову ширину й конфігурацію та розташовуватися поруч один з одним. Це стосується й інших елементів ІМС, у яких потрібно забезпечити точне співвідношення їх характеристик;

3) резистори з великою потужністю не слід розташовувати поблизу активних елементів;

4) дифузійні резистори можна перетинати провідною доріжкою поверх шару окисла кремнію, що покриває резистор (див. рис. 6.3, б);

5) форма й місце розташування конденсаторів не є критичними;

б) з'єднання, використовувані для введення живлення, заземлення, вхідний і вихідний виводи необхідно виконувати у вигляді широких і коротких смужок, що зменшує паразитні опори;

7) для поліпшення розв'язки між ізольованими областями контакт до підкладки слід розташовувати поруч із потужним транзистором або якнайближче до входу або виходу схеми;

8) число зовнішніх виводів у схемі, а також порядок розташування й позначення контактних площадок виводів ІМС на кристалі повинні відповідати виводам корпусу;

9) комутація в ІМС повинна мати мінімальну кількість перетинань і мінімальну довжину провідних доріжок. Якщо повністю уникнути перетинань не вдається, їх можна здійснити, використовуючи обкладинки конденсаторів, формуючи додаткові контакти до колекторних областей транзисторів, застосовуючи дифузійні перемички й, нарешті, створюючи додатковий шар ізоляції між пересічними провідниками;

10) перша контактна площадка розташовується у нижньому лівому куті кристала й відрізняється від інших за її положенням відносно фігур сполучення або заздалегідь зазначених елементів топології. Нумерацію інших контактних площадок проводять проти годинникової стрілки. Контактні площадки розташовують залежно від типу обраного корпусу по периметру кристала або по двох протилежних його сторонах;

11) фігури сполучення розташовують однією – двома групами на будь-якому вільному місці кристала;

12) при розробці аналогових ІМС елементи вхідних диференціальних каскадів повинні мати однакову топологію й бути однаково орієнтованими в площині кристала; для зменшення теплового зв'язку вхідні й вихідні каскади повинні бути максимально віддалені; для зменшення високочастотного зв'язку через підкладку контакт до неї слід здійснювати у двох точках – поблизу вхідних і вихідних каскадів.

**Рекомендації з розробки ескізу топології.** Для забезпечення розробки ескізу топології рекомендується із самого початку накреслити принципову електричну схему так, щоб її виводи були розташовані в необхідній послідовності (див. рис. 6.3, б). Кожна лінія, що перетинає резистор на принциповій електричній схемі, буде відповідати металізованій доріжці, що перетинає дифузійний резистор по окислу на топологічній схемі [5 – 16].

На етапі ескізного проектування топології необхідно передбачити вирішення таких завдань: розташувати якомога більше число резисторів в одній ізольованій області; подати найбільший потенціал на ізольовану область, де розміщені резистори; подати найбільший негативний потенціал на підкладку поблизу потужного транзистора вихідного каскаду; розосередити елементи, на яких розсіюються великі потужності; розташувати елементи з найменшими розмірами й з найменшими запасами на суміщення в центрі ескізу топології; скоротити число ізольованих областей і зменшити периметр кожної ізольованої області.

У випадку, якщо принципова електрична схема містить відокремлені групи або періодично повторювані групи елементів, об'єднані в одне ціле з погляду виконуваних ними функцій, розробку рекомендується починати зі складання ескізів топології для окремих груп елементів, потім об'єднати ці ескізи в один, відповідний всій схемі.

На основі ескізу розробляють попередній варіант топології, який накреслюють на міліметровому папері в обраному масштабі, зазвичай 100:1 або 200:1 (вибирають масштаби, кратні 100). Топологію проектують у прямокутній системі координат. Кожен елемент топології являє собою замкнену фігуру зі сторонами, що складаються із відрізків прямих ліній, паралельних осям координат. Надання елементам форм у вигляді відрізків прямих ліній, не паралельних осям координат, припустиме тільки в тих

випадках, коли це приводить до значного спрощення форми елемента. Наприклад, якщо форма елемента складається з ламаних прямих, складених у вигляді «сходів» із дрібним кроком, рекомендується замінити їх однією прямою лінією. Координати всіх точок, розташованих у вершинах кутів ламаних ліній, повинні бути кратні кроку координатної сітки.

При виконанні креслення топології на міліметровому папері вибирають мінімальний крок координатної сітки, рівний 0,5 мм. Можна вибрати інший крок, але він повинен бути кратним мінімальному. Дійсний (на кристалі) розмір кроку координатної сітки залежить від обраного масштабу топології.

При кресленні загального вигляду топології рекомендується використовувати лінії різного кольору для різних шарів ІМС: емітерного – чорний, базового – червоний, розділового (колекторного) – зелений, вертикального – чорний пунктирний, прихованого – зелений пунктирний, металізації – жовтий, вікна в окислі для контакту до елементів – синій пунктирний, вікна в пасивувальному (захисному) окислі – синій суцільний.

Під час креслення топології для одержання оптимального компонування можлива зміна геометрії пасивних елементів, наприклад пропорційне збільшення довжини й ширини резисторів або їх багаторазовий вигин, що дозволяє провести над резистором смужки металевого розведення або одержати більш щільне упакування елементів. При зміні форми пасивних елементів у процесі їх розміщення проводять коректувальні розрахунки відповідно до формул і рекомендацій.

При проектуванні шару металізації розміри контактних площадок і провідників слід брати мінімально допустимими, а відстані між ними – максимумно можливими.

Після вибору розташування елементів і контактних площадок, створення рисунка розведення необхідно розмістити на топології фігури суміщення, тестові елементи (транзистори, резистори тощо – прилади, призначені для вимірювання електричних параметрів окремих елементів схеми), реперні знаки. Фігури суміщення можуть мати будь-яку форму (найчастіше квадрат або хрест), причому потрібно врахувати, що на кожному фотошаблоні, крім першого й останнього, є дві фігури, розташовані поруч одна з одною. Менша фігура призначена для сполучення з попередньою технологічною операцією, а більша – з наступною. На першому фотошаблоні розташована тільки більша фігура, а на останньому – тільки менша.

При розробленні топології важливо одержати мінімальну площу кристала ІМС. Це дозволяє збільшити продуктивність, знизити матеріалоемність і підвищити вихід придатних ІМС, оскільки на одній напівпровідниковій пластині можна розмістити більше число кристалів і зменшити ймовірність попадання дефектів на кристал. При розмірах сторони кристала до

1 мм її величину вибирають кратною 0,05 мм, а при розмірах сторони кристала  $1 \div 2$  мм – кратною 0,1 мм.

Для будь-якої принципової електричної схеми можна одержати багато прийнятних попередніх варіантів топології, що задовольняють електричні, технологічні і конструктивні вимоги. Будь-який попередній варіант підлягає подальшій доробці.

Якщо після ущільненого розміщення всіх елементів на кристалі обраного розміру залишилася незайнята площа, рекомендується перейти на менший розмір кристала. Якщо цей перехід неможливий, то незайняту площу кристала можна використовувати для внесення в топологію змін, спрямованих на зниження вимог до технології виготовлення напівпровідникової ІМС. Наприклад, можна збільшити розміри контактних площадок і відстані між контактними площадками, ширину провідників і відстань між ними, за змоги випрямити елементи розведення, резистори, границі ізолюваних областей.

На закінчення роблять контрольно-перевірні розрахунки отриманої топології мікросхеми, що включають у себе оцінення теплового режиму й паразитних зв'язків.

**Перевірка правильності розробки топології ІМС.** Останній зі складених і задовольняючий усі вимоги варіант топології піддають перевірці в такій послідовності. Перевіряють відповідність технологічним обмеженням: мінімальних відстаней між елементами, що належать одному й різним шарам ІМС; мінімальних розмірів елементів, прийнятих у даній технології, та інших технологічних обмежень; наявності фігур суміщення для всіх шарів ІМС; розмірів контактних площадок для приєднання гнучких виводів; розрахункових розмірів елементів їх розмірам на кресленні топології; потужності розсіювання резисторів, максимально допустимої питомої потужності розсіювання ( $P_0 = P / S_R \approx 10^3 \div 10^4$  мВт/мм<sup>2</sup>), а також забезпечення можливості контролю характеристик елементів ІМС [5 – 16].

**Розробка документації на комплект фотошаблонів для виробництва ІМС.** Виходячи з остаточного й перевіреного варіанта топології ІМС, виконують креслення шарів схеми, необхідні для створення комплекту фотошаблонів. Для ІМС з прихованим шаром та ізоляцією *p-n*-переходами, виготовленою за планарно-епітаксальною технологією, необхідний комплект із семи фотошаблонів для проведення таких фотолітографічних операцій:

- 1) розкриття вікон в окислі під локальну дифузію донорної домішки при створенні прихованих шарів перед операцією епітаксії;
- 2) розкриття вікон в окислі під розділову дифузію акцепторної домішки при створенні ізолювальних областей;
- 3) розкриття вікон в окислі під локальну дифузію акцепторної домішки при створенні базової області транзисторів і резисторів;

- 4) розкриття вікон в окислі під локальну дифузію донорної домішки при створенні емітерних областей транзисторів, резисторів, дифузійних перемичок і приконтактних областей у колекторах транзисторів;
- 5) розкриття вікон в окислі під контакти розведення до елементів ІМС;
- 6) фотолітографії по плівці алюмінію для створення рисунка розведення й контактних площадок;
- 7) фотолітографії по плівці захисного діелектрика для розкриття вікон до контактних площадок ІМС.

### **Завдання**

Розробити топологію ІМС. За основу розробки топології ІМС взяти електричну принципову схему пристрою. Після перевірного розрахунку схеми здійснюють розрахунок геометричних (топологічних) розмірів пасивних та активних елементів. Проектування ескізу топології рекомендують починати з будь-якої контактної площадки, потім послідовно переходять від одного елемента до іншого, розташовуючи елементи, що сполучені між собою, в безпосередній близькості один до одного і враховуючи вимоги до розташування контактних площадок.

### **Звіт повинен містити**

1. Електричну принципову схему.
2. Вимоги до електричних параметрів і до параметрів активних і пасивних елементів.
3. Конструктивно-технологічні вимоги й обмеження.
4. Розрахунок геометричних (топологічних) розмірів пасивних та активних елементів.
5. Топологію ІМС.
6. Висновки.

### **Контрольні запитання**

1. Що слугує основою розробки топології ІМС ?
2. Які існують конструктивно-технологічні обмеження при розробленні топології ІМС на біполярних транзисторах ?
3. Які існують правила проектування ізольованих областей елементів ІМС ?
4. Які існують правила розміщення елементів ІМС на площадці кристала ?
5. Які існують рекомендації із розробки ескізу топології ІМС ?
6. В чому полягає перевірка правильності розробки топології ІМС ?

## Література

1. Березин А. С. Технология и конструирование интегральных микросхем : учебн. пособие для вузов / А. С. Березин, О. Р. Мочалкина. – М. : Радио и связь, 1983. – 232 с.
2. Пасынков В. В. Материалы электронной техники : учебн. для студ. вузов / В. В. Пасынков, В. С. Сорокин. – М. : Высшая школа, 1986. – 367 с.
3. Василенко І. І. Конструкційні та електротехнічні матеріали : навч. посібник / Василенко І. І., Широков В. В., Василенко Ю. І. – Львів : «Магнолія 2006», 2008. – 242 с.
4. Пахолук А. П. Основи матеріалознавства і конструкційні матеріали : посібник / А. П. Пахолук, О. А. Пахолук. – Львів : Світ, 2005. – 172 с.
5. Конструирование и технология микросхем. Курсовое проектирование : учебн. пособие для вузов / [Л. А. Коледов, В. А. Волков, Н. И. Докучаев и др.]. – М. : Высшая школа, 1984. – 231 с.
6. Коледов Л. А. Технология и конструкции микросхем, микропроцессоров и микросборок : учебник для вузов / Коледов Л. А. – М. : Радио и связь, 1989 – 400 с.
7. Волков В. А. Сборка и герметизация микроэлектронных устройств / Волков В. А. – М. : Радио и связь, 1982. – 144 с.
8. Матсон Э. А. Конструкции и расчет микросхем и микроэлементов ЭВА : учебн. пособие для радиотехн. спец. вузов / Матсон Э. А., Крыжановский Д. В., Петкевич В. И. – Мн. : Вышэйшая школа, 1979. – 192 с.
9. Матсон Э. А. Конструкции и технология микросхем : учебн. пособие для радиотехн. спец. вузов / Матсон Э. А. – Мн. : Вышэйшая школа, 1985. – 207 с.
10. Готра З. Ю. Технология микроэлектронных устройств : справочник / Готра З. Ю. – М. : Радио и связь, 1991. – 528 с.
11. Николаев И. М. Интегральные микросхемы и основы их проектирования / И. М. Николаев, Н. А. Филинюк. – М. : Радио и связь, 1992. – 424 с.
12. Парфенов О. Д. Технология микросхем : учебн. пособие для вузов по спец. «Конструирование и производство ЭВА» / Парфенов О. Д. – М. : Высшая школа, 1986. – 320 с.
13. Курносков А. И. Технология производства полупроводниковых приборов и интегральных микросхем : учебн. пособие для вузов по спец. «Полупроводники и диэлектрики», «Полупроводниковые приборы» / А. И. Курносков, В. В. Юдин. – М. : Высшая школа, 1986. – 368 с.
14. Расчет и конструирование микросхем / [Калниболотский Ю. М., Королев Ю. В., Богдан Г. И., Рогоза В. С.]. – Киев : Вища школа, 1983. – 279 с.



15. Ермолаев Ю. П. Конструкции и технология микросхем : учебник для вузов / Ермолаев Ю. П., Пономарев М. Ф., Крюков Ю. Г. – М. : Радио и связь, 1980. – 256 с.

16. Дуболазов В. А. Технология сборки интегральных микросхем / Дуболазов В. А., Синекон Ю. С., Томашпольский Л. В. – Киев : Вища школа, 1987. – 120 с.

*Навчальне видання*

Методичні вказівки  
до виконання лабораторних робіт з дисципліни  
«Конструювання і технологія приладів  
мікро- та наноелектроніки»  
для студентів спеціальності  
«Мікро- та наноелектронні прилади і пристрої»

Редактор Т. Старічек

Укладачі: Осадчук Олександр Володимирович  
Крилик Людмила Вікторівна

Оригінал-макет підготовлено Л. Крилик

Підписано до друку 04.05.2016  
Формат 29.7×42¼. Папір офсетний.  
Гарнітура Times New Roman.  
Друк різнографічний. Ум. друк. арк.  
Наклад 50 пр. Зам. № 2016-055

Вінницький національний технічний університет,  
навчально-методичний відділ ВНТУ,  
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,  
ВНТУ, к. 2201.  
Тел. (0432) 59-87-36.  
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи  
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.

Віддруковано у Вінницькому національному технічному університеті  
в комп'ютерному інформаційно-видавничому центрі.  
21021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95,  
ВНТУ, ГНК, к. 114.  
Тел. (0432) 59-85-32.  
publish.vntu.edu.ua; email: kivc.vntu@gmail.com.  
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи  
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.