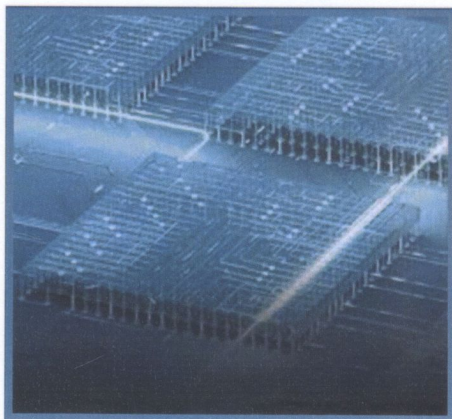


бдп, 38(076)  
к 82

Л. В. КРИЛИК, О. О. СЕЛЕЦЬКА

**КОНСТРУЮВАННЯ І ТЕХНОЛОГІЯ ПРИЛАДІВ  
ЕЛЕКТРОННОЇ ТЕХНІКИ**



621.38(076)

K82

Міністерство освіти і науки України  
Вінницький національний технічний університет

Л. В. КРИЛИК, О. О. СЕЛЕЦЬКА

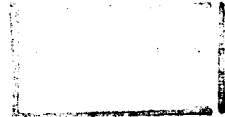
# КОНСТРУЮВАННЯ І ТЕХНОЛОГІЯ ПРИЛАДІВ ЕЛЕКТРОННОЇ ТЕХНІКИ

Практикум



621.38(076) K82 2018

Крилик Л.В. Конструювання і технологія прилад



Вінниця  
ВНТУ  
2018

УДК 621.38(0.76)

К82

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 4 від 14.12.2017 р.)

Рецензенти:

**Й. Й. Білинський**, доктор технічних наук, професор

**В. М. Кичак**, доктор технічних наук, професор

**А. Я. Кулик**, доктор технічних наук, професор

**Крилик, Л. В.**

К82

Конструювання і технологія приладів електронної техніки : практикум / Л. В. Крилик, О. О. Селецька. – Вінниця : ВНТУ, 2018. – 108 с.

У практикумі подано класичну теорію, практичне розв'язання типових задач та рекомендовану літературу. Практикум розроблено відповідно до навчальних програм дисципліни «Конструювання і технологія приладів електронної техніки» для студентів спеціальності «Електроніка» та інших спеціальностей, в навчальному плані яких є аналогічна дисципліна.

УДК 621.38(0.76)

480152

**НТБ ВНТУ**  
**м. Вінниця**

© ВНТУ, 2018

## ЗМІСТ

ПЕРЕДМОВА .....	4
ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 1. Конструктивний розрахунок плівкових резисторів прямокутної форми .....	5
ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 2. Конструктивний розрахунок плівкового резистора типу меандр .....	12
ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 3. Конструктивний розрахунок плівкових контактних переходів .....	18
ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 4. Конструктивний розрахунок плівкових конденсаторів .....	24
ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 5. Конструктивний розрахунок плівкового індуктивного елемента .....	34
ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 6. Розробка топології гібридних інтегральних мікросхем .....	41
ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 7. Розрахунок теплових режимів гібридної інтегральної мікросхеми .....	45
ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 8. Розрахунок вологозахисту гібридних інтегральних мікросхем .....	53
ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 9. Конструктивний розрахунок біполярних транзисторів .....	57
ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 10. Конструктивний розрахунок МДН-конденсаторів .....	71
ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 11. Конструктивний розрахунок МДН-транзисторів .....	79
ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 12. Розробка топології інтегральних мікросхем .....	90
ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 13. Показники надійності приладів електронної техніки .....	95
СЛОВНИК НАЙБІЛЬШ ВЖИВАНИХ ТЕРМІНІВ .....	102
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ .....	103
Додаток А .....	104
Додаток Б .....	105
Додаток В .....	106

## ПЕРЕДМОВА

Підвищення продуктивності праці в усіх галузях народного господарства обумовлено, насамперед, вдосконаленням технології, впровадженням прогресивних технологічних методів, стандартизацією технологічного обладнання, автоматизацією технологічних процесів. Значення технології у виробництві напівпровідникових приладів та інтегральних мікросхем вагомим. Постійне вдосконалення технології напівпровідникових приладів привело на певному етапі її розвитку до створення інтегральних мікросхем і до широкого їх виробництва.

Розширення сфер застосування електроніки, її використання у виробничих процесах, у сфері побутового обслуговування потребують нових розробок елементної бази електронної апаратури різного призначення. У цих умовах найважливішим завданням є підвищення якості підготовки фахівців в галузі електроніки.

Практикум розроблено відповідно до навчальних програм дисципліни «Конструювання і технологія приладів електронної техніки» для студентів спеціальності «Електроніка» та інших спеціальностей, в навчальному плані яких є аналогічна дисципліна.

Зміст практикуму і послідовність викладеного матеріалу дозволяють використовувати його як для кращого засвоєння лекційного матеріалу, так і при курсовому проектуванні. Цьому сприяє стислий характер поданого теоретичного матеріалу, наявність прикладів розрахунку, а також таблиць і графіків з фактичними даними. Особливу увагу приділено розрахункам і забезпеченню теплового режиму та захисту від кліматичних впливів. Окремо розглянуто розрахунок показників надійності приладів електронної техніки, який є необхідною процедурою при її проектуванні. Це пов'язано з тим, що задачі із розрахунку надійності дають відповідь на питання щодо доцільності подальших витрат, які необхідні на відпрацювання технології та виробництво електронних приладів. На думку авторів, це забезпечить швидке освоєння теоретичного матеріалу та якісне виконання студентами курсового проекту з розробки топології та конструкції тонкоплівкових гібридних інтегральних мікросхем.

# ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 1

## КОНСТРУКТИВНИЙ РОЗРАХУНОК ПЛІВКОВИХ РЕЗИСТОРІВ ПРЯМОКУТНОЇ ФОРМИ

**Мета заняття:** визначити геометричні розміри плівкового резистора прямокутної форми, використовуючи його номінали та електрофізичні характеристики матеріалу.

### Теоретичні відомості

*Конструкції тонкоплівкових резисторів.* Резистивні елементи плівкових гібридних мікросхем одержують нанесенням на підкладку резистивних смужок  $l$  різної конфігурації, які закінчуються контактними переходами  $2$ , утвореними резистивною смужкою й контактною площадкою  $3$  (рис. 1.1).

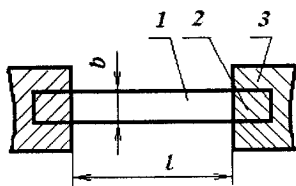


Рисунок 1.1 – Лінійчастий резистор

Якщо розрахункова довжина резистора виявляється надмірно великою і не може бути розміщена на підкладці в одну лінію, його виконують у вигляді вигнутих смужок (рис. 1.2, 1.3).

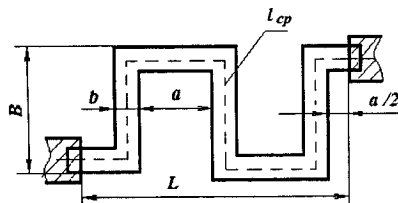


Рисунок 1.2 – Резистор типу меандр

Конструкція резистора, показаного на рис. 1.3, має вищу точність порівняно з конструкцією, зображеною на рис. 1.2, однак займає більшу площу [1 – 7].

При масковому методі виготовлення резисторів відношення довжини смужки  $l$  до її ширини  $b$  (рис. 1.1 і 1.3) не має перевищувати 10. Для резисторів форми меандр (рис. 1.2) відношення амплітуди меандра до відстані

між смужками  $a$  також не має перевищувати 10. Ця вимога пояснюється необхідністю достатньої твердості маски для уникнення потрапляння пилу під неї, що може призвести до зменшення опору. При фотолітографічному методі ці співвідношення не критичні й залежать від площі, відведеної для резистора.

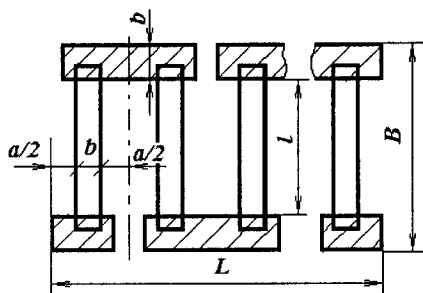


Рисунок 1.3 – Резистор типу меандр із провідними перемічками

*Матеріали плівкових резисторів.* Матеріали, застосовувані для виготовлення плівкових резисторів, мають забезпечувати можливість одержання широкого діапазону стабільних у часі опорів з низьким температурним коефіцієнтом опору й високою корозійною стійкістю. Тонкоплівкові резистори можна виготовляти з металів, сплавів, напівпровідників і сумішей металів і неметалів (кермети).

*Конструктивний розрахунок плівкових резисторів прямокутної форми* (див. рис. 1.1). Конструктивний розрахунок резистора прямокутної форми зводиться до визначення розмірів його довжини  $l$  й ширини  $b$ . При цьому необхідно, щоб отриманий резистор при заданій величині опору забезпечив розсіювання заданої потужності  $P_a$  при забезпеченні необхідної точності  $\gamma_R$  в умовах існуючих технологічних можливостей [1 – 7].

Основним параметром плівкового резистора є коефіцієнт форми  $k_\phi$ , що є відношенням довжини резистора  $l$  до його ширини  $b$  або відповідно опору  $R$  до питомого поверхневого опору  $\rho_{кв}$ :

$$k_\phi = \frac{l}{b} = \frac{R}{\rho_{кв}}. \quad (1.1)$$

Питома потужність, яку може розсіяти одиниця площі:

$$P_0 = \frac{P_a}{S}. \quad (1.2)$$

Розв'язуючи відносно  $b$  спільно рівняння (1.2) і (1.1) і пам'ятаючи, що  $S = lb$ , будемо мати:

$$b_P = \sqrt{\frac{\rho_{кв}}{R} \cdot \frac{P_a}{P_0}} = \sqrt{\frac{P_a}{P_0 \cdot k_{\phi}}}, \quad (1.3)$$

де  $b_P$  – ширина резистора, розрахована з умови допустимої, питомої розсіюваної потужності  $P_0$ .

Розміри плівкового резистора виходять трохи відмінними від номінальних, тому що маски (фотошаблони) виготовлено з певною похибкою, яка визначається як [1, 2]:

$$\gamma_{k_{\phi}} = \gamma_l + \gamma_b, \quad (1.4)$$

де  $\gamma_{k_{\phi}} = \frac{\Delta k_{\phi}}{k_{\phi}}$  – відносна похибка коефіцієнта форми;

$\gamma_l = \frac{\Delta l}{l}$  – відносна похибка відтворення довжини резистора;

$\gamma_b = \frac{\Delta b}{b}$  – відносна похибка відтворення ширини резистора;

$\Delta l, \Delta b$  – абсолютні технологічні похибки відтворення розмірів резистора.

При масковому методі  $\Delta l$  й  $\Delta b$  мають порядок  $\pm 0,01 \div 0,02$  мм. Плівка, нанесена на підкладку, виявляється нерівномірною за товщиною, що призводить до появи похибки відтворення питомого поверхневого опору  $\gamma_{\rho_{кв}}$ , яка має величину  $\pm 4 \div 5\%$ . Аналізуючи формулу (1.1) можна показати, що  $\gamma_R = \gamma_{\rho_{кв}} + \gamma_{k_{\phi}}$ .

При зменшенні розмірів резистора похибка  $\gamma_{k_{\phi}}$  може досягти такої величини, що похибка резистора вийде за межі заданої похибки  $\gamma_R$ . Тому необхідно дотримувати співвідношення:

$$\gamma_{k_{\phi} \text{ доп}} = \gamma_R - \gamma_{\rho_{кв}}.$$

Звідки випливає

$$b_{\Delta \text{ min}} = \frac{\Delta b + \frac{\Delta l}{k_{\phi}}}{\gamma_{k_{\phi} \text{ доп}}}, \quad (1.5)$$

де  $b_{\Delta \text{ min}}$  – мінімальна ширина резистора, при якій забезпечується задана похибка.



Розрахункова ширина резистора  $b_{розрах}$  має бути не меншою тієї, яка може бути виконана при сучасному стані технології  $b_{техн}$ :

$$b_{розрах} \geq \max \{ b_P, b_{\Delta \min}, b_{техн} \}. \quad (1.6)$$

За ширину резистора  $b$  беруть найближче до  $b_{розрах}$  більше ціле значення, кратне кроку координатної сітки, прийнятому для креслення топології. Після остаточного вибору  $b$  визначається довжина резистора  $l$ , якщо  $k_\phi > 1$ :

$$l = b \cdot k_\phi.$$

Якщо  $k_\phi < 1$ , спочатку визначаються розміри  $l_{розрах}$  за формулами [1, 2]:

$$l_P = \sqrt{\frac{R}{\rho_{кв}} \cdot \frac{P_a}{P_0}}, \quad (1.7)$$

$$l_{\Delta \min} = \frac{\Delta l + \Delta b k_\phi}{\gamma_{k_\phi \text{дон}}}, \quad (1.8)$$

$$l_{розрах} \geq \max \{ l_P, l_{\Delta \min}, l_{техн} \}. \quad (1.9)$$

При масковому методі  $b_{техн} = 0,2$  мм і  $l_{техн} = 0,3$  мм. При фотолітографічному методі  $l_{техн} = b_{техн} = 0,1$  мм.

При розрахунках плівкових резисторів необхідно враховувати зміни опору за рахунок температури  $\gamma_{RT}$  й старіння  $\gamma_{R_{cm}}$ , а також за рахунок похибки, внесеної контактами  $\gamma_{R_k}$ . Таким чином, загальна похибка резистора

$$\gamma_R = \gamma_{\rho_{кв}} + \gamma_{k_\phi} + \gamma_{RT} + \gamma_{R_{cm}} + \gamma_{R_k},$$

а допустима похибка  $k_\phi$

$$\gamma_{k_\phi \text{дон}} = \gamma_R - \gamma_{\rho_{кв}} - \gamma_{RT} - \gamma_{R_{cm}} - \gamma_{R_k}. \quad (1.10)$$

Величина  $\gamma_{R_{cm}}$  береться з табл. А.1 (додаток А). Величину  $\gamma_{R_k}$  для розрахунків можна взяти  $1 \div 2\%$ .

Температурна похибка  $\gamma_{R_{cm}}$

$$\gamma_{RT} = \alpha_R \cdot (T - 20^\circ \text{C}). \quad (1.11)$$

Вибір питомого поверхневого опору  $\rho_{\text{кв}}$  (Ом на квадрат) може бути зроблений за графіком рис. 1.4.

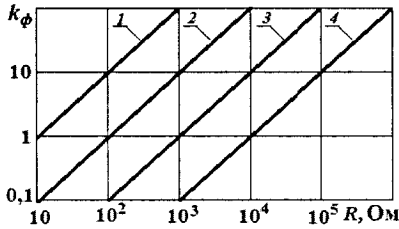


Рисунок 1.4 – Графік для вибору питомого поверхневого опору плівки:

- 1 –  $\rho_{\text{кв}} = 10$  Ом/кв; 2 –  $\rho_{\text{кв}} = 100$  Ом/кв; 3 –  $\rho_{\text{кв}} = 1000$  Ом/кв;  
 4 –  $\rho_{\text{кв}} = 10000$  Ом/кв

### Завдання

Використовуючи номінали резисторів та електрофізичні характеристики матеріалу (додаток А), розрахувати геометричні розміри тонкоплівкових резисторів прямокутної форми. Метод виготовлення – масковий.

### Приклад розв'язування задач

Розрахуємо параметри резистора  $R1 = 20$  кОм.

Вихідні дані для розрахунків:  $P_a = 20$  мВт;  $\gamma_R = \pm 15\%$ ;  $T_{\text{max}} = 80^\circ \text{C}$ ;  
 $\gamma_{\rho_{\text{кв}}} = \pm 4\%$ ;  $\Delta l = \Delta b = 0,02$  мм,  $\gamma_{R_k} = \pm 2\%$ ,  $b_{\text{техн}} = 0,2$  мм,  $l_{\text{техн}} = 0,3$  мм.

Матеріал Кермет К50-С:  $\rho_{\text{кв}} = 4000$  Ом/кв;  $P_0 = 20$  мВт/мм<sup>2</sup>;  
 $\alpha_R = 2 \cdot 10^{-4} 1/^\circ \text{C}$ ;  $\gamma_{R_{\text{см}}} = \pm 0,3\%$ .

Основним параметром плівкового резистора є коефіцієнт форми  $k_\phi$ , за допомогою якого визначається, яку форму матиме резистор і як буде проводитися подальший його розрахунок.

Отже, розрахуємо коефіцієнт форми  $k_\phi$  та проведемо розрахунок геометричних розмірів плівкового резистора прямокутної форми.

Знайдемо коефіцієнт форми резистора за формулою (1.1):

$$k_\phi = \frac{20000}{4000} = 5.$$

Оскільки коефіцієнт форми  $k_\phi < 10$ , це означає, що резистор буде мати прямокутну форму.

Знайдемо відносну зміну опору резистора при найбільшій робочій температурі за формулою (1.11):

$$\gamma_{R_T} = 2 \cdot 10^{-4} \cdot (80 - 20) = 1,2 \text{ (\%)}$$

Максимально допустима похибка коефіцієнта форми резистора визначається за формулою (1.10):

$$\gamma_{k_\phi \text{ доп}} = 15 - 4 - 1,2 - 0,3 - 2 = \pm 7,5 \text{ (\%)}$$

Розрахуємо геометричні розміри резистора. Спочатку знайдемо ширину резистора. Розрахунок ширини виконується у декілька етапів, і розпочинається із визначення ширини резистора, розрахованої з умови допустимої питомої потужності, що розсіюється. Розрахунок виконується за виразом (1.3):

$$b_P = \sqrt{\frac{20}{20 \cdot 5}} = 0,45 \text{ (мм)}$$

Далі визначимо мінімальну ширину резистора, при якій забезпечується допустима похибка коефіцієнта форми за виразом (1.5):

$$b_{\Delta \text{ min}} = \frac{0,02 + \frac{0,02}{5}}{0,075} \approx 0,32 \text{ (мм)}$$

Розрахункова ширина резистора визначається за виразом (1.6), як найбільше ціле значення із розрахованих значень  $b_P$ ,  $b_{\Delta \text{ min}}$  та мінімальної ширини, що може бути реалізована за рахунок технології  $b_{\text{тех}}$ . Враховуючи умову (1.6), вибираємо

$$b_{\text{розрах}} = 0,5 \text{ (мм)}$$

Розрахуємо довжину резистивної плівки за виразом (1.1):

$$l = 0,5 \cdot 5 = 2,5 \text{ (мм)}$$

Площу, яку займає резистивна плівка, можна розрахувати за формулою:

$$S = l \cdot b \text{ [мм}^2\text{]};$$

$$S = 2,5 \cdot 0,5 = 1,25 \text{ (мм}^2\text{)}$$

Для перевірки визначимо дійсну питому потужність та похибки виготовлення резистора  $R_1$  за формулами (1.2), (1.4) і (1.10):

$$P_0 = \frac{20}{1,25} \approx 16 \text{ (мВт/мм}^2\text{)} < 20 \text{ мВт/мм}^2;$$

$$\gamma'_{k\phi} = \frac{0,02}{2,5} + \frac{0,02}{0,5} = 0,048 \rightarrow 4,8 \text{ (\%)} < 7,5\%;$$

$$\gamma'_R = 4 + 4,8 + 1,2 + 0,3 + 2 = 12,3\text{(\%)} < 15\%.$$

Отже, дійсна питома потужність та похибки виготовлення резистора не перевищують допустимі значення, що задовольняє результат обчислень.

### Задачі для самостійного розв'язування

Таблиця 1.1 – Варіанти завдань

№ варіанта	$R$ , Ом	$P_a$ , мВт	$\gamma_R$ , %	$T_{\max}$ , °C
1	95	20	10	85
2	100	20	15	80
3	140	20	20	85
4	150	20	10	80
5	160	20	15	85
6	200	20	20	80
7	300	20	10	85
8	400	20	15	80
9	450	20	20	85
10	500	20	15	80

### Контрольні питання

1. Навести конструкції тонкоплівкових резисторів.
2. Яка технологія використовується для виготовлення тонкоплівкових резисторів?
3. Які матеріали використовуються для виготовлення тонкоплівкових резисторів і які вимоги висуваються до них?

## ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 2

### КОНСТРУКТИВНИЙ РОЗРАХУНОК ПЛІВКОВОГО РЕЗИСТОРА ТИПУ МЕАНДР

**Мета заняття:** визначити геометричні розміри плівкового резистора типу меандр, використовуючи номінали та електрофізичні характеристики матеріалу.

#### Теоретичні відомості

Проектування резисторів складної форми проводиться в тих випадках, коли коефіцієнт форми  $k_{\phi} > 10$ .

Вважаючи, що довжина резистора дорівнює довжині його середньої лінії (це допущення дає трохи завищений опір), маємо [1, 2]:

$$k_{\phi} = \frac{l_{cp}}{b}.$$

З рис. 1.2 випливає:

$$l_{cp} = n(a + B),$$

де  $n$  – число Z-подібних елементів,

$$L = n(a + b), \quad (2.1)$$

$$B = \frac{l_{cp} - an}{n}. \quad (2.2)$$

Площа, займана резистором разом з ізолювальною зоною, мінімальна, якщо резистор має квадратну форму, тобто  $L = B$ . Прирівнюючи вирази (2.1) та (2.2) і, розв'язуючи отримані співвідношення відносно  $n$ , одержимо

$$n = \sqrt{\frac{1}{4} \left( \frac{a}{a+b} \right)^2 + \frac{l_{cp}}{2(a+b)}} - \frac{a}{2(a+b)}.$$

Позначимо  $\frac{a}{b} = m$ , тоді

$$n = \sqrt{\frac{1}{4} \left( \frac{m}{m+1} \right)^2 + \frac{l_{cp}}{b(m+1)}} - \frac{m}{2(m+1)}.$$

Величинами  $\frac{1}{4} \left( \frac{m}{m+1} \right)^2$  й  $\frac{m}{2(m+1)}$  порівняно з відношенням  $\frac{l_{cp}}{b}$  можна знехтувати, тоді

$$n = \sqrt{\frac{k_{\phi}}{m+1}}. \quad (2.3)$$

Зазвичай  $n$  у формулі (2.3) буває числом із дробовим залишком. Округляючи до найближчого цілого, визначаємо розміри резистора  $L'$  й  $B'$  за формулами (2.1) і (2.2).

На завершення необхідно перевірити умову забезпечення твердості маски [1, 2]:

$$\frac{B-b}{a} \leq 10. \quad (2.4)$$

Для фотолітографічного методу ця умова не критична.

### Завдання

Використовуючи номінали резисторів та електрофізичні характеристики матеріалу (додаток А), розрахувати геометричні розміри тонкоплівкових резисторів типу меандр. Метод виготовлення – масковий.

### Приклад розв'язування задач

**Приклад 1.** Розрахуємо параметри резистора  $R1 = 20$  кОм.

Вихідні дані для розрахунків:  $P_a = 20$  мВт;  $\gamma_R = \pm 15\%$ ;  $T_{\max} = 80^\circ\text{C}$ ;  $\gamma_{\rho_{кв}} = \pm 4\%$ ;  $\Delta l = \Delta b = 0,02$  мм,  $\gamma_{R_k} = \pm 2\%$ ,  $b_{\text{техн}} = 0,2$  мм,  $l_{\text{техн}} = 0,3$  мм.

Матеріал МЛТ-3М:  $\rho_{кв} = 500$  Ом/кв;  $\alpha_R = \pm 2 \cdot 10^{-4} 1/^\circ\text{C}$ ;  $P_0 = 20$  мВт/мм<sup>2</sup>;  $\gamma_{R_{CT}} = \pm 0,1\%$ .

Знайдемо коефіцієнт форми резистора за формулою (1.1):

$$k_{\phi} = \frac{20 \cdot 10^3}{500} = 40.$$

Оскільки коефіцієнт форми  $k_{\phi} > 10$ , то це означає, що резистор буде мати форму типу меандр.

Знайдемо температурну похибку резистора за формулою (1.11):

$$\gamma_{R_T} = 2 \cdot 10^{-4} \cdot (80 - 20) \cdot 100 = 1,2 (\%).$$

Знайдемо допустиму похибку коефіцієнта форми резистора за виразом (1.10):

$$\gamma_{k_{\phi} \text{ доп}} = 15 - 4 - 1,2 - 0,1 - 2 = \pm 7,7 (\%).$$

Визначимо ширину резистивної плівки, що розраховується з умови допустимої розсіяваної питомої потужності. Розрахунок проводимо за виразом (1.3):

$$b_P = \sqrt{\frac{20}{20 \cdot 40}} \approx 0,16 (\text{мм}).$$

Визначимо мінімальну ширину резистивної плівки, при якій забезпечується допустима похибка коефіцієнта форми за виразом (1.5):

$$b_{\Delta \text{ min}} = \frac{0,02 + \frac{0,02}{40}}{0,077} \approx 0,27 (\text{мм}).$$

Враховуючи умову (1.6), беремо

$$b_{\text{розрах}} = 0,3 (\text{мм}).$$

Довжина середньої лінії резистивної плівки резистора меандричної форми визначається за виразом:

$$l_{cp} = k_{\phi} \cdot b,$$

$$l_{cp} = 0,3 \cdot 40 \approx 12 (\text{мм}).$$

Вважатимемо, що відстань між смужками меандра  $a = b = 0,3$  мм (масковий метод), тобто  $m = 1$ .

Знайдемо оптимальну кількість Z-подібних елементів резистора типу меандр за формулою (2.3):

$$n = \sqrt{\frac{40}{1+1}} \approx 4,47 \approx 5.$$

Визначимо довжину резистора меандричної форми за виразом (2.1):

$$L = 5 \cdot (0,3 + 0,3) \approx 3 (\text{мм}).$$

Ширину резистора меандричної форми визначимо за виразом (2.2):

$$B = \frac{12 - 0,3 \cdot 5}{5} \approx 2,1 \text{ (мм)}.$$

Перевіримо, чи виконується умова забезпечення твердості маски за співвідношенням (2.4):

$$\frac{2,1 - 0,3}{0,3} \approx 6 < 10.$$

Умова твердості виконується.

Визначимо площу, яку займає резистор типу меандр за формулою (2.8):

$$\begin{aligned} S_M &= L \cdot B \text{ (мм}^2\text{)}; \\ S_M &= 3 \cdot 2,1 = 6,3 \text{ (мм}^2\text{)}. \end{aligned} \quad (2.8)$$

Для перевірки визначимо дійсну питому потужність та похибки виготовлення резистора  $R1$  за формулами (1.2), (1.4) і (1.10):

$$P_0 = \frac{20}{6,3} \approx 3,2 \text{ (мВт/мм}^2\text{)} < 20 \text{ мВт/мм}^2;$$

$$\gamma'_{k\phi} = \frac{0,02}{0,3} + \frac{0,02}{0,3 \cdot 40} = 6,8 \text{ (\%)} < 7,7 \text{ \%};$$

$$\gamma'_R = 4 + 6,8 + 1,2 + 0,1 + 2 = 14,1 \text{ (\%)} < 15\%.$$

Отже, дійсна питома потужність та похибки виготовлення резистора не перевищують допустимі значення, що задовольняє результат обчислень.

**Приклад 2.** Розрахуємо параметри резистора  $R2 = 100$  кОм.

Вихідні дані для розрахунків:  $P_a = 1$  мВт;  $\gamma_R = \pm 15\%$ ;  $T_{\max} = 80^\circ\text{C}$ ;  $\gamma_{\rho_{кв}} = \pm 4\%$ ;  $\Delta l = \Delta b = 0,02$  мм,  $\gamma_{R_k} = \pm 2\%$ ,  $b_{\text{мехн}} = 0,2$  мм,  $l_{\text{мехн}} = 0,3$  мм.

Матеріал МЛТ-3М:  $\rho_{кв} = 500$  Ом/кв;  $\alpha_R = \pm 2 \cdot 10^{-4} 1/^\circ\text{C}$ ;  
 $P_0 = 20$  мВт/мм<sup>2</sup>;  $\gamma_{R_{CT}} = \pm 0,1\%$ .

Знайдемо коефіцієнт форми резистора за формулою (1.1):

$$k_\phi = \frac{100000}{500} = 200.$$

Знайдемо температурну похибку резистора за формулою (1.11):

$$\gamma_{RT} = 2 \cdot 10^{-4} (80 - 20) \cdot 100 = 1,2 \text{ (\%)}.$$



Знайдемо допустиму похибку коефіцієнта форми резистора за виразом (1.10):

$$\gamma_{k_{\phi\delta on}} = 15 - 4 - 1,2 - 0,1 - 2 = 7,7 (\%).$$

Визначимо ширину резистивної плівки, що розраховується з умови допустимої розсіюваної питомої потужності. Розрахунок проводимо за виразом (1.3):

$$b_p = \sqrt{\frac{1}{20 \cdot 200}} = 0,016 \text{ (мм)}.$$

Визначимо мінімальну ширину резистивної плівки, при якій забезпечується допустима похибка коефіцієнта форми за виразом (1.5):

$$b_{\Delta \min} = \frac{0,02 + \frac{0,02}{200}}{0,077} = 0,26 \text{ (мм)}.$$

Враховуючи умову (1.6), вибираємо

$$b_{\text{розрах}} = 0,3 \text{ (мм)}.$$

Знаходимо середню довжину резистора за формулою (1.1):

$$l_{\text{сер}} = 0,3 \cdot 200 = 60 \text{ (мм)}.$$

Задаємось відстанню між смужками  $a = b = 0,3$  мм (масковий метод), тобто  $m = 1$ .

За формулою (2.3), оптимальне число Z-подібних елементів:

$$n = \sqrt{\frac{200}{2}} = 10.$$

Обчислюємо розміри резистора за формулами (2.1) та (2.2):

$$L = 10 \cdot (0,3 + 0,3) = 6 \text{ (мм)};$$

$$B = \frac{60 - 0,3 \cdot 10}{10} = 5,7 \text{ (мм)}.$$

Перевіряємо умови жорсткості маски за формулою (2.4):

$$\frac{5,7-0,3}{0,3} = 18 > 10,$$

Тобто, умова не виконується.

Для визначення допустимої ширини резистора обчислимо нерівність (2.4) відносно  $B$ :

$$B' \leq 10a + b = 3,3 \text{ (мм)}.$$

Скорегуємо величину  $n$  за формулою (2.2):

$$n' = \frac{60}{3,3+0,3} = 16,7.$$

Вибираємо  $n' = 17$ .

Знаходимо скореговану довжину і ширину:

$$L' = 17 \cdot 0,6 = 10,2 \text{ (мм)};$$

$$B'' = \frac{60 - 0,3 \cdot 17}{17} = 3,23 \text{ (мм)}.$$

Площа, зайнята меандром, набуває значення:

$$S_M = 10,2 \cdot 3,23 \approx 33 \text{ (мм}^2\text{)}.$$

Для перевірки визначимо дійсну питому потужність та похибки виготовлення резистора  $R_2$  за формулами (1.2), (1.4) і (1.10):

$$P_0 = \frac{1}{33} \approx 0,03 \text{ (мВт/мм}^2\text{)} < 20 \text{ мВт/мм}^2;$$

$$\gamma'_{k\phi} = \frac{0,02}{0,3} + \frac{0,02}{0,3 \cdot 200} = 6,7 \text{ (\%)} < 7,7\%;$$

$$\gamma'_R = 4 + 6,7 + 1,2 + 0,1 + 2 = 14 \text{ (\%)} < 15\%.$$

Отже, дійсна питома потужність та похибки виготовлення резистора не перевищують допустимі значення, що задовольняє результат обчислень.

480152

## Задачі для самостійного розв'язування

Таблиця 2.1 – Варіанти завдань

№ варіанта	$R$ , кОм	$P_a$ , мВт	$\gamma_R$ , %	$T_{\max}$ , °С
1	10	20	10	85
2	20	20	15	80
3	35	20	20	85
4	40	20	10	80
5	55	20	15	85
6	60	20	20	80
7	70	20	10	85
8	85	20	15	80
9	90	20	20	85
10	100	20	15	80

### Контрольні питання

1. Навести конструкції тонкоплівкових резисторів.
2. Яка технологія використовується для виготовлення тонкоплівкових резисторів ?
3. Які матеріали використовуються для виготовлення тонкоплівкових резисторів і які вимоги висуваються до них ?
4. В якому випадку проводиться уточнений розрахунок резистора меандричної форми ?

### ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 3

#### КОНСТРУКТИВНИЙ РОЗРАХУНОК ПЛІВКОВИХ КОНТАКТНИХ ПЕРЕХОДІВ

**Мета заняття:** провести конструктивний розрахунок контактного переходу, що утворений провідником з резистором, та визначити довжину контактного переходу

#### Теоретичні відомості

Плівкові контактні переходи є найпоширенішими елементами гібридних мікросхем (рис. 3.1). На відміну від контактів дискретних компонентів, в яких існує безпосередній металевий контакт, що утворюється зварюванням або паянням, в плівкових контактних елементах між металевими плівками існує окисний шар, що виникає в момент зміни масок та випарників. Еквівалентний опір контактного переходу залежить від геометричних роз-

мірів контакта, провідності плівок, що контактують і величини питомого перехідного опору контактного шару  $\rho_k$ . Під питомим перехідним опором розуміють опір одиниці площі контактного шару струму, що протікає по нормалі до контакта. Одиниці вимірювання  $\rho_k$  – Ом·мм<sup>2</sup>.

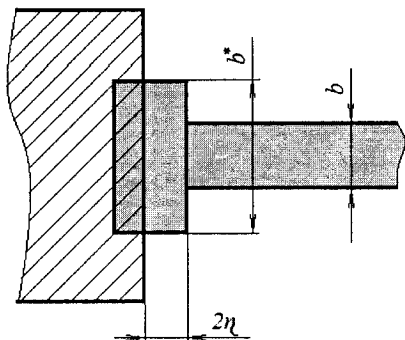


Рисунок 3.1 – Контактний перехід плівкового резистора:  $\eta$  – похибка базування маски;  $b^*$  – ширина збільшеної частини резистора;  $b$  – ширина резистора

Величина  $\rho_k$  залежить від технології виготовлення мікросхем. При використанні багатопозиційних установок для термовакуумного напилювання плівок, що мають глибокий вакуум, окисна плівка отримується з «вікнами», завдяки чому утворюється металевий контакт через «вікна» і неметалевий через окисну плівку. Останній обумовлений тунельним ефектом і термоелектронною емісією. Для таких установок  $\rho_k = 0,05 \div 0,25$  Ом·мм<sup>2</sup>. Якщо технологічний процес пов'язаний з розвакууванням установки, величина питомого контактного опору може збільшуватись до  $\rho_k = 2,5 \div 5$  Ом·мм<sup>2</sup>.

При розрахунку резисторів з врахуванням похибок задаються відносною похибкою  $\gamma_{R_k}$ , що обумовлена контактним опором. Величину  $\gamma_{R_k}$  вибирають приблизно 1÷3%. Допустимий опір контактного переходу визначається за виразом [1, 2]:

$$R_{пер.доп} = \frac{\gamma_{R_k} \cdot R}{2}. \quad (3.1)$$

Розрахунок полягає у визначенні мінімального перехідного опору плівкового контакту. Опір перехідного контакту визначається за виразом:

$$R_{nep.} = \frac{r_1^2 + r_2^2}{(r_1 + r_2)\alpha th(\alpha l)} + \frac{2r_1 r_2}{(r_1 + r_2)\alpha sh(\alpha l)} + \frac{r_1 r_2}{(r_1 + r_2)} l,$$

де  $r_1$  і  $r_2$  – погонні опори контактних шарів:

$$r_{1,2} = \frac{\rho_{кв}}{b} = \frac{R}{l};$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{r_1 + r_2}{r_k}} \text{ – характеристика контакту;}$$

$r_k$  – опір одиниці довжини контактного шару струму, направленому перпендикулярно шарам контакту:

$$r_k = \frac{\rho_k}{b} = R_k l.$$

*Конструктивний розрахунок контактного переходу двох провідникових плівок.* Цей випадок передбачає малі значення  $r_1$ ,  $r_2$  і  $r_k$  ( $\alpha l < 0,2$ ). Визначимо опір контактного переходу:

$$R_{nep} = \frac{R}{2} + R_k$$

або з введенням геометричних розмірів

$$R_{nep} = \rho_{кв} \frac{a}{b} + \frac{\rho_k}{lb}. \quad (3.2)$$

Аналізуючи вираз (3.2), визначимо оптимальну довжину контакту:

$$l = 1,41 \sqrt{\frac{\rho_k}{\rho_{кв}}}.$$

Ширина контактного переходу визначається шириною резистора.

*Конструктивний розрахунок контактного переходу, утвореного провідником з резистором.* Це випадок, коли  $r_1 \ll r_2$  ( $\alpha l > 5$ ). Визначимо опір контактного переходу [1, 2]:

$$R_{nep} = \frac{\sqrt{r_2 r_k}}{th(\alpha l)}. \quad (3.3)$$

Після введення у формулу (3.3) геометричних параметрів отримаємо:

$$R_{\text{пер}} = \frac{\sqrt{\rho_{\text{кв}} \rho_{\text{к}}}}{b \text{th}(\alpha l)}. \quad (3.4)$$

Мінімальне значення  $R_{\text{пер min}}$  буде при  $\text{th}(\alpha l) = 1$ . Функція  $\text{th}(\alpha l)$  наближається до одиниці при умові, що  $\alpha l > 5,6$ . Якщо допустити деяке збільшення значення  $R_{\text{пер}}$  в порівнянні з  $R_{\text{пер min}}$ , наприклад на 10%, то значення аргументу зменшується до  $\alpha l = 1,5$ . Звідси визначимо  $l_{\text{пер min}}$ :

$$l_{\text{пер min}} = 1,5 \sqrt{\frac{\rho_{\text{к}}}{\rho_{\text{кв}}}}. \quad (3.5)$$

При розрахунках  $R_{\text{пер min}}$  може бути більшим, ніж  $R_{\text{пер доп}}$ . Довести  $R_{\text{пер min}}$  до допустимого значення можна, збільшивши ширину резистора. Якщо збільшення незначне (20÷50%), то воно приймається і збільшення довжини здійснюється за формулою  $l = bk_{\phi}$ . Якщо збільшення  $b$  велике (в 2÷3 рази), то необхідно перейти до «гантелеподібного» резистора, тобто зробити місцеві збільшення на кінцях резистора, причому контактна площа не має перекривати розширену частину резистора на подвійну похибку базування шаблонів  $\eta$ . Для уникнення появи похибки за рахунок нерівномірної густини струму у розширеній області відношення  $b^* / b$  не може бути більшим 3,5 (див. рис. 3.1).

*Розрахунок довжини контактного переходу.* Загальна довжина перекриття буде складатися із суми мінімальної довжини контакту  $l_{\text{пер min}}$  та подвоєних абсолютної похибки відтворення довжини резистора та абсолютної похибки базування [1, 2]:

$$l_{\text{max}} = l_{\text{пер min}} + 2(\Delta A + \eta). \quad (3.6)$$

## Завдання

Використовуючи вихідні дані та результати розрахунків першого та другого практичних занять, розрахувати розміри контактних переходів плівкових резисторів.

## Приклад розв'язування задач

**Приклад 1.** Визначити розміри контактного переходу плівкового резистора за такими вихідними даними:  $R = 20$  кОм,  $\rho_{\text{кв}} = 4000$  Ом/кв,

$\rho_k = 0,25 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2$ , ширина резистора  $b = 0,5 \text{ мм}$ ,  $\gamma_{R_k} = 3\%$ ,  $\eta = 0,05 \text{ мм}$ ,  $\Delta A = 0,02 \text{ мм}$ .

Розрахуємо допустимий опір контактного переходу між резистивним матеріалом і матеріалом провідника за виразом (3.1):

$$R_{\text{неп.дон.}} = \frac{20000 \cdot 0,03}{2} = 300 \text{ (Ом)}.$$

Визначимо мінімальний опір контактного переходу між резистивним матеріалом і матеріалом провідника за виразом (3.4). Значення перехідного опору є мінімальним за умови, що  $th(\alpha \cdot l) = 1$ , тоді:

$$R_{\text{неп. min}} = \frac{\sqrt{4000 \cdot 0,25}}{0,5} \approx 63,2 \text{ (Ом)}.$$

Отже  $R_{\text{неп. min}} < R_{\text{неп.дон.}}$ , умова виконується. Визначимо мінімальну довжину перекриття резистивної плівки і плівки провідника за виразом (3.5):

$$l_{\text{неп. min}} = 1,5 \sqrt{\frac{0,25}{4000}} \approx 0,012 \text{ (мм)}.$$

Довжина перекриття плівок з врахуванням похибок виготовлення масок та їх суміщення визначається за виразом (3.6):

$$l_{\text{max}} = 0,012 + 2(0,02 + 0,05) \approx 0,152 \text{ (мм)}.$$

Приймаємо  $l_k = 0,2 \text{ мм}$ .

**Приклад 2.** Визначити розміри контактного переходу плівкового резистора за такими вихідними даними:  $R = 2 \text{ кОм}$ ,  $\rho_{\text{кв}} = 500 \text{ Ом/кв}$ ,  $\rho_k = 0,25 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2$ , ширина резистора  $b = 0,2 \text{ мм}$ ,  $\gamma_{R_k} = 3\%$ ,  $\eta = 0,05 \text{ мм}$ ,  $\Delta A = 0,02 \text{ мм}$ .

Розрахуємо допустимий опір контактного переходу між резистивним матеріалом і матеріалом провідника за виразом (3.1):

$$R_{\text{неп.дон.}} = \frac{2000 \cdot 0,03}{2} = 30 \text{ (Ом)}.$$

Визначимо мінімальний опір контактного переходу між резистивним матеріалом і матеріалом провідника за виразом (3.4). Значення перехідного опору є мінімальним за умови, що  $th(\alpha \cdot l) = 1$ , тоді:

$$R_{пер. \min} = \frac{\sqrt{500 \cdot 0,25}}{0,2} \approx 55,9 \text{ (Ом)}.$$

Отже,  $R_{пер. \min} > R_{пер. \text{доп.}}$ , що є неприйнятним. Довести  $R_{пер. \min}$  до допустимого значення можна, збільшивши ширину резистора. В цьому випадку збільшимо ширину резистора до 0,4 мм. В результаті отримаємо:

$$R_{пер. \min} = \frac{\sqrt{500 \cdot 0,25}}{0,4} \approx 28 \text{ (Ом)}.$$

$R_{пер. \min} < R_{пер. \text{доп.}}$ , умова виконується.

Визначимо мінімальну довжину перекриття резистивної плівки і плівки провідника за виразом (3.5):

$$l_{пер. \min} = 1,5 \sqrt{\frac{0,25}{500}} \approx 0,034 \text{ (мм)}.$$

Довжина перекриття плівок з врахуванням похибок виготовлення масок та їх суміщення визначається за виразом (3.6):

$$l_{\max} = 0,034 + 2(0,02 + 0,05) \approx 0,174 \text{ (мм)}.$$

Приймаємо  $l_k = 0,2$  мм.

### Контрольні питання

1. В який спосіб виникає контактний перехід при виготовленні тонкоплівкових елементів ?
2. Від яких факторів залежить значення еквівалентного опору контактного переходу ?
3. Наведіть методику розрахунку контактного переходу двох провідникових плівок.
4. Наведіть методику розрахунку контактного переходу, утвореного провідником з резистором.
5. Наведіть методику розрахунку довжини контактного переходу.



## ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 4 КОНСТРУКТИВНИЙ РОЗРАХУНОК ПЛІВКОВИХ КОНДЕНСАТОРІВ

**Мета заняття:** визначити геометричні розміри плівкового конденсатора використовуючи його номінали та електрофізичні характеристики матеріалу.

### Теоретичні відомості

В тонкоплівкових мікросхемах конденсатори утворюються у вигляді тришарової структури: дві провідні плівки й одна діелектрична. Принципово можливо конструювати конденсатори й у вигляді багатшарової структури, у цьому випадку ємність збільшується в  $(n-1)$  разів, де  $n$  – число провідних обкладинок, однак при цьому зростають імовірність виходу бракованих конденсаторів і їх вартість. Електрофізичні параметри плівкового конденсатора повністю визначаються властивостями матеріалів діелектрика й обкладинок.

Матеріали діелектрика й обкладинок разом з геометричними розмірами визначають ємність і його втрати:

$$C = 0,0884\varepsilon \frac{S}{d}, \quad (4.1)$$

$$\operatorname{tg} \delta = \operatorname{tg} \delta_D + \frac{2}{3} \omega CR. \quad (4.2)$$

У формулі (4.2) другий доданок являє собою втрати конденсатора за рахунок втрат в обкладинках.

На дуже високих частотах ємність конденсатора спадає, при різносторонньому включенні (рис. 4.1) – у  $p$  разів:

$$C_B = \frac{C}{p},$$

де  $C$  – ємність, розрахована за формулою (2.1);

$p$  – характеристика конденсатора:

$$p = \sqrt{\omega CR},$$

при однобічному включенні (рис. 4.2) його ємність спадає в  $2p$  разів:

$$C_B = \frac{C}{2p}.$$

Тому плівкові конденсатори великої ємності на частотах понад  $10^8$  Гц ( $p > 5$ ) застосовувати не потрібно, крім випадків, коли втрати не відіграють помітної ролі [1 – 7].

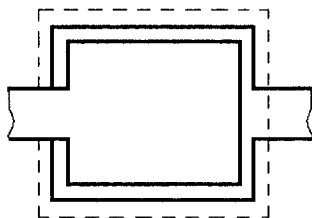


Рисунок 4.1 – Плівковий конденсатор з різностороннім включенням

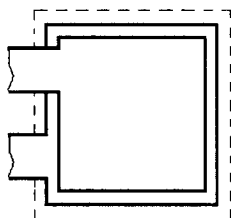


Рисунок 4.2 – Плівковий конденсатор з одностороннім включенням

*Матеріали плівкових конденсаторів.* До матеріалів, використовуваних як діелектрик плівкових конденсаторів, висувуються такі вимоги:

- 1) під час процесу напилювання він не має розкладатись;
- 2) випаровування має відбуватися при температурі від 1000 до 1800 °С, тому що при дуже низькій температурі висока рухливість атомів, а при високій виникають технологічні утруднення;
- 3) матеріал не має бути гігроскопічним або розчинним у воді;
- 4) матеріал діелектрика повинен мати хорошу адгезію з діелектричною підкладкою і металевими обкладинками, бути щільним і не піддаватися механічному руйнуванню при впливі температурних циклів.

Ці вимоги майже повністю виключають органічні діелектрики.

Найчастіше застосовують моноокис кремнію  $\text{SiO}_2$ , трисірчасту сурму  $\text{Sb}_2\text{S}_3$ , моноокис германію  $\text{GeO}_2$ . Для одержання конденсаторів великої ємності використовують анодовані плівки танталу  $\text{Ta}_2\text{O}_5$ , а також анодований алюміній  $\text{Al}_2\text{O}_3$ . Можливе застосування плівок титанату барію ( $\epsilon \approx 1000$ ), а також рідкісноземельних боросилікатів. Найкращим матеріалом для об-

клядинок плівкового конденсатора є алюміній. Порівняно з іншими металами (мідь, нікель, золото) алюміній дає менше число коротких замикань. Матеріалом обкладинок конденсаторів з  $Ta_2O_5$  є металевий тантал. Характеристики матеріалів плівкових конденсаторів наведено в табл. Б.1 (додаток Б).

*Конструкції плівкових конденсаторів.* Як вже відзначали, плівкові конденсатори можуть бути багатошаровими й одношаровими. Багатошарові конденсатори виконуються для розрахункової площі  $> 1 \div 2 \text{ мм}^2$ . Конденсатори, що мають розрахункову площу понад  $5 \text{ мм}^2$ , виконуються згідно з рис. 4.1 і 4.3. При розрахунковій площі від 1 до  $5 \text{ мм}^2$  вони виконуються у вигляді двох взаємопересічних смужок, причому для врахування крайового ефекту площа має бути зменшена в  $k$  разів згідно з рис. 4.4 [1 – 7]:

$$C = 0,0844\varepsilon \frac{S}{kd}$$

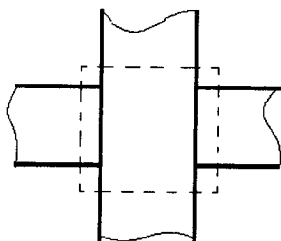


Рисунок 4.3 – Конструкція конденсатора з розрахунковою площею від 1 до  $5 \text{ мм}^2$

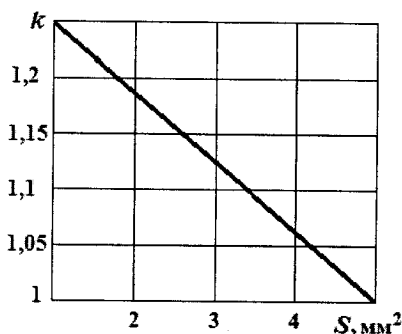


Рисунок 4.4 – Залежність поправкового коефіцієнта від площі конденсатора

Якщо розрахункова площа менша  $1 \text{ мм}^2$ , можна виконувати конденсатор у вигляді послідовно з'єднаних конденсаторів (рис. 4.5 і 4.6).

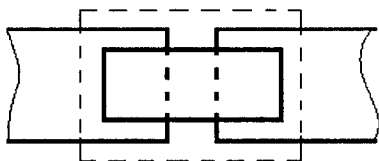


Рисунок 4.5 – Конструкція конденсатора, що складається з двох послідовно з'єднаних конденсаторів



Рисунок 4.6 – Конденсатор, що створений двома обкладками і підкладкою як діелектрик

Якщо розрахункова площа занадто мала й не дозволяє виконати конденсатор у прийнятних розмірах, можна використовувати як діелектрик підкладку мікросхеми, і при цьому виконати один конденсатор заданої ємності або послідовне з'єднання двох або більше конденсаторів (рис. 4.7 і 4.8). Така конструкція дозволяє одержати ємність близько декількох пікофарадів на  $1 \text{ см}^2$  площі [1, 2].

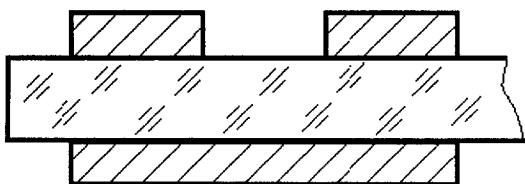


Рисунок 4.7 – Конденсатор, складений з двох послідовно з'єднаних конденсаторів, що використовують підкладку як діелектрик

Для одержання ще менших значень ємності (частки пікофарада) можна виконати гребінчасті конденсатори (рис. 4.8) або конденсатори у вигляді двох паралельних смужок (рис. 4.9).

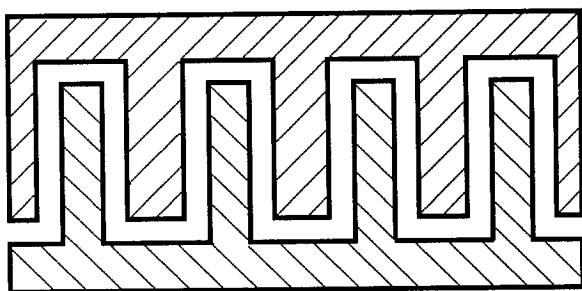


Рисунок 4.8 – Гребінчастий конденсатор

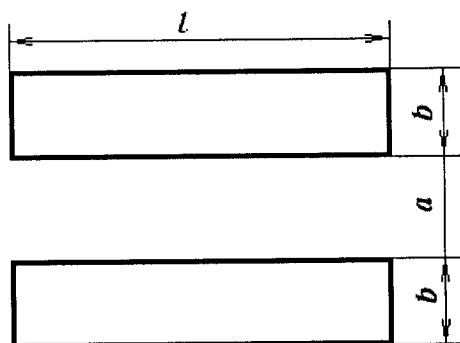


Рисунок 4.9 – Конденсатор у вигляді двох паралельних смужок

Ємність гребінчастого конденсатора визначається за формулою:

$$C = \beta \varepsilon_p l,$$

де  $\beta$  – коефіцієнт, що визначається за графіком, наведеним на рис. 4.10;

$l$  – довжина загальної границі двох гребінок;

$\varepsilon_p$  – результувальна проникність підкладки й середовища (повітря або заливання) [1, 2]:

$$\varepsilon_p = \frac{\varepsilon_{II} + \varepsilon_C}{2},$$

де  $\varepsilon_{II}$  – проникність підкладки;

$\varepsilon_C$  – проникність середовища.

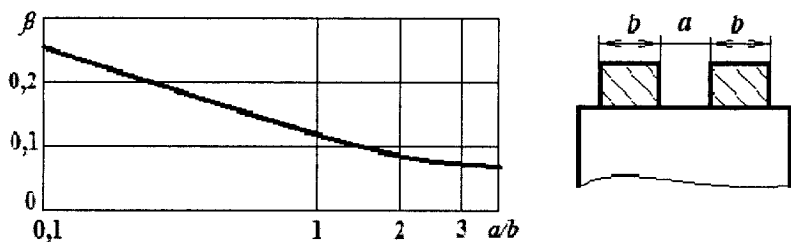


Рисунок 4.10 – Поправковий коефіцієнт для розрахунків гребінчастого конденсатора різної структури

*Конструктивний розрахунок плівкових конденсаторів.* Конструктивний розрахунок конденсатора зводиться до визначення його геометричних розмірів  $S$ ,  $d$  і питомої ємності  $C_0$ .

Розрахований конденсатор має задовольняти вимоги щодо електричної міцності  $U_p$  й заданої точності  $\gamma_C$ .

Похибка конденсатора (див. рис. 4.1) визначається за формулою:

$$\gamma_C = \gamma_S + \gamma_{C_0} + \gamma_{C_T} + \gamma_{C_{CT}},$$

де  $\gamma_C$  – відносна похибка конденсатора, що задається при розрахунках;

$\gamma_S$  – відносна похибка відтворення площі конденсатора:

$$\gamma_S = \frac{\Delta A}{\sqrt{S}} \left( \sqrt{k_\phi} + \frac{1}{\sqrt{k_\phi}} \right),$$

$\Delta A$  – абсолютна похибка відтворення розмірів контуру конденсатора;

$\gamma_{C_T}$  – відносна похибка конденсатора за рахунок зміни температури навколишнього середовища [1, 2]:

$$\gamma_{C_T} = \alpha_C (t - 20 \text{ } ^\circ\text{C}), \quad (4.3)$$

$\alpha_C$  – температурний коефіцієнт ємності, 1/град. ( див. додаток Б);

$\gamma_{C_{CT}}$  – відносна похибка конденсатора, обумовлена його старінням, % (додаток Б).

Для забезпечення заданої точності ємності при виготовленні конденсатора необхідно, щоб виконувалася умова [1, 2]:

$$\frac{\Delta A}{\sqrt{S}} \left( \sqrt{k_\phi} + \frac{1}{\sqrt{k_\phi}} \right) \leq \gamma_{S_{\text{дон}}}, \quad (4.4)$$

де

$$\gamma_{S_{\text{дон}}} = \gamma_C + \gamma_{C_0} - \gamma_{C_T} - \gamma_{C_{CT}}. \quad (4.5)$$

Значимо, що  $S = \frac{C}{C_0}$ . Розв'язавши вираз (4.4) відносно  $C_0$ , одержимо

$$C'_{0\text{max}} \leq C \left( \frac{\gamma_{S_{\text{дон}}}}{\Delta A} \right)^2 \frac{k_\phi}{(1+k_\phi)^2}. \quad (4.6)$$

де  $C'_{0\text{max}}$  – максимальне значення питомої ємності, яке може бути прийняте при заданих  $\gamma_S$ ;

$\Delta A$  – абсолютна похибка відтворення розмірів верхньої обкладинки конденсатора.

В окремому випадку, коли  $k_\phi = 1$ , (4.6) набуває вигляду:

$$C'_{0\text{max}} \leq C \left( \frac{\gamma_{S_{\text{дон}}}}{2\Delta A} \right)^2. \quad (4.7)$$

Конденсатор, крім критерію заданої похибки, має витримувати задану робочу напругу  $U_p$ :

$$U_p = \frac{E_{\text{ПП}} d}{k}, \quad (4.8)$$

де  $U_p$  – робоча напруга, В;

$E_{\text{ПП}}$  – пробивна напруга В/см;

$k$  – коефіцієнт запасу, (2 ÷ 4).

Зі співвідношення (4.8)

$$d = \frac{U_p k}{E_{\text{ПП}}}. \quad (4.9)$$

Питома ємність конденсатора

$$C'_0 = 0,0884 \varepsilon \frac{1}{d}. \quad (4.10)$$

Тобто, для відповідності  $C_{0\text{розрах}}$  умові [1, 2]:

$$C_0' > C_{0\text{розрах}} < C_0'\text{max} \quad (4.11)$$

необхідно, щоб розрахункове  $C_{0\text{розрах}}$  було меншим розрахованих за формулами (4.7) і (4.10).

Уточнена товщина діелектрика

$$d_{\text{розрах}} \geq 0,0884 \frac{1}{C_{0\text{розрах}}}.$$

З міркувань електричної міцності  $d$  має бути не меншим  $0,3 \div 0,5$  мкм, але не більшим 1 мкм. Товщі плівки відшаровуються від підкладки. Після остаточного вибору  $d$  уточнюється  $C_{0\text{розрах}}$  за формулою (4.10).

Розміри верхньої обкладинки конденсатора визначаються за формулами:

$$A_B = \sqrt{Sk_\phi} = \frac{\Delta A}{\gamma_{S_{\text{дон}}}} (1 + k_\phi); \quad (4.12)$$

$$B_B = \frac{A}{k_\phi} = \frac{A}{\gamma_{S_{\text{дон}}}} \cdot \frac{1 + k_\phi}{k_\phi}. \quad (4.13)$$

Розміри нижньої обкладинки не мають виходити за межі верхньої через похибки базування, абсолютну похибку і похибки виготовлення обкладинок конденсатора  $\Delta A$ , тобто:

$$A_H = A_B + 2(\Delta A + \eta); \quad (4.14)$$

$$B_H = B_B + 2(\Delta A + \eta). \quad (4.15)$$

Діелектрик також має перекривати нижню обкладинку на ту ж величину:

$$A_D = A_H + 2(\Delta A + \eta), \quad (4.16)$$

$$B_D = B_H + 2(\Delta A + \eta). \quad (4.17)$$

### Завдання

Використовуючи номінали конденсаторів та електрофізичні характеристики матеріалу (додаток Б), розрахувати геометричні розміри тонкоплівкових конденсаторів.



## Приклад розв'язування задач

Визначити розміри плівкового конденсатора за такими вихідними даними:  $C = 150$  пФ;  $\gamma_C = \pm 15\%$ ;  $U_p = 20$  В;  $T = 85^\circ\text{C}$ , тривалість експлуатації схеми 1000 год.

Технологічні похибки:  $\gamma_{C_0} = \pm 5\%$ ;  $\Delta L = \Delta B = 0,04$  мм,  $\eta = \pm 0,05$  мм.

Вибираємо для діелектричного шару моноокис германію  $\varepsilon = 10$ ,  $\text{tg}\delta = 0,001$ ,  $E_{\text{ПП}} = 100$  В/мкм,  $\alpha_C = 5 \cdot 10^{-4}$   $1/^\circ\text{C}$ , стабільність  $\gamma_{\text{СТ}} = 1\%$ ,  $k = 3$ .

За формулою (4.9) товщина діелектрика конденсатора набуває значення:

$$d_{\min} = \frac{3 \cdot 20}{100} = 0,6 \text{ (мкм)}.$$

Відповідно до (4.3) температурна похибка ємності набуває значення:

$$\gamma_{C_T} = 5 \cdot 10^{-4} \cdot (85 - 20) \cdot 100 = 3,25 (\%).$$

Згідно з (4.5) максимально допустима похибка площі конденсатора дорівнює:

$$\gamma_{S_{\text{дон}}} = 15 - 5 - 3,25 - 1 = 5,75 (\%).$$

Визначимо максимальне значення питомої ємності, врахувавши задану похибку при  $k_{\phi} = 1$  за виразом (4.7):

$$C'_{0\max} = 150 \cdot \left( \frac{0,0575}{2 \cdot 0,04} \right)^2 = 77,5 \text{ (пФ/мм}^2\text{)}.$$

За формулою (4.10) питома ємність відповідно до заданої робочої напруги набуває значення:

$$C'_0 = 0,0884 \cdot \frac{10}{0,6 \cdot 10^{-2}} = 147,33 \text{ (пФ/мм}^2\text{)}.$$

Вибираємо величину  $C_0$  з врахуванням умов (4.11):

$$C_{0\text{розрах}} = 70 \text{ пФ/мм}^2,$$

при цьому  $d = 0,6$  мкм.

Активна площа верхньої обкладинки плівкового конденсатора обчислюється за виразом:

$$S_B = \frac{C}{C_0},$$

$$S_B = \frac{150}{70} = 2,1 \text{ (мм}^2\text{)}.$$

Розміри верхньої обкладинки конденсатора:

$$A_B = B_B = \sqrt{2,1} \approx 1,5 \text{ (мм)}.$$

Розміри нижньої обкладинки:

$$A_H = B_H \geq 1,5 + 2 \cdot (0,04 + 0,05) = 1,68 \text{ (мм)}.$$

Приймаємо

$$A_H = B_H = 2 \text{ мм}.$$

Розміри діелектричного шару:

$$A_D = B_D = 2 + 2 \cdot (0,04 + 0,05) = 2,18 \text{ (мм)}.$$

Приймаємо

$$A_D = B_D = 2,2 \text{ мм}.$$

У місці виведення верхньої обкладинки перекриття діелектрика має бути не меншим 0,2 мм. Тому вибираємо  $A_D = B_D = 2,5$  мм.

Загальна площа, зайнята конденсатором, набуває значення:

$$S = A_D B_D,$$

$$S = 2,5 \cdot 2,5 = 6,25 \text{ (мм}^2\text{)}.$$

Для перевірки оцінимо похибку конденсатора і його електричну міцність:

$$\gamma_S = \frac{2 \cdot 0,04}{\sqrt{6,25}} = 0,032 = 3,2 \text{ (\%)} < 5,75 \text{ (\%)};$$

$$\gamma'_C = 3,2 + 5 + 1 + 3,25 = 12,45 \text{ (\%)} < \gamma_C \text{ (15\%)};$$

$$E_p = \frac{U_p}{d} = \frac{20}{0,6} = 33,3 \text{ (В/мкм)}.$$

Тобто розрахований конденсатор не виходить за межі точності і має 15-кратний запас електричної міцності.

### Задачі для самостійного розв'язування

Таблиця 4.1 – Варіанти завдань

№ варіанта	$C$ , пФ	$U_p$ , В	$\gamma_C$ , %	$T$ , °С
1	30	20	10	85
2	35	20	5	80
3	45	20	10	80
4	50	20	5	85
5	60	20	10	80
6	70	20	5	85
7	80	20	10	80
8	95	20	5	85
9	100	20	10	80
10	125	20	5	85

### Контрольні питання

1. Навести конструкції тонкоплівкових конденсаторів.
2. Яка технологія використовується для виготовлення тонкоплівкових конденсаторів ?
3. Які матеріали використовуються для виготовлення тонкоплівкових конденсаторів і які вимоги висуваються до них ?

## ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 5 КОНСТРУКТИВНИЙ РОЗРАХУНОК ПЛІВКОВОГО ІНДУКТИВНОГО ЕЛЕМЕНТА

**Мета роботи:** визначити геометричні розміри плівкової індуктивності, використовуючи її номінали та електрофізичні характеристики матеріалу.

### Теоретичні відомості

Для комплексної мініатюризації радіоелектронної апаратури поряд із плівковими резисторами й конденсаторами необхідно мати й плівкові індуктивні елементи. Зменшення розмірів індуктивних елементів веде до зменшення їх самоіндукції, тому що остання залежить від площі, займаної елементом. Реально на площі  $1 \text{ см}^2$  можна виконати елемент із індуктивністю не більше  $1 \text{ мкГн}$ , використовуваний на частотах не нижче

40 – 50 МГц. При більших значеннях індуктивності потрібно застосовувати навісні котушки індуктивності з феромагнітними сердечниками.

*Конструкції плівкових елементів індуктивності.* Можливими конструктивними рішеннями плівкових індуктивних елементів можуть бути: лінійчаста смужка (рис. 5.1, а), одновиткова кругла петля (рис. 5.1, б), одновиткова квадратна петля (див. рис. 5.1, в), багатовиткова кругла спіраль (рис. 5.1, з), багатовиткова квадратна спіраль (рис. 5.1, д) [1, 2].

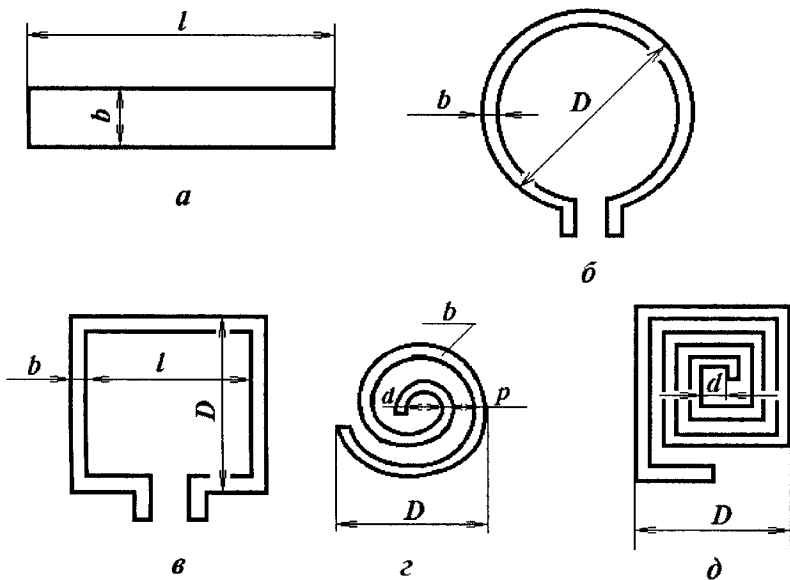


Рисунок 5.1 – Плівкові елементи індуктивності

*Формули для розрахунків індуктивності.* Розглянемо формули, які використовуються для розрахунків зазначених вище конструкцій елементів. Формули ці напівемпіричні й забезпечують точність у кілька відсотків. При користуванні ними слід урахувувати таке:

- головним фактором, що визначає одновиткову петлю, є площа, укладена в площині петлі;
- для заданої площі кругла петля відповідає найменшій довжині провідника й, отже, найвищій добротності  $Q$ ;
- у багатовитковій спіралі, якщо зв'язок між витками досить сильний, індуктивність зростає пропорційно квадрату числа витків;
- у формулах, що наводяться, усі розміри подано в сантиметрах, індуктивність – у мікрогенрі, логарифми натуральні.

Самоіндукція лінійчастої смужки визначається за формулою [1, 2]:

$$L = 0,002l \left( \ln 2 \frac{l}{b} + 0,5 + 0,224 \frac{b}{l} \right). \quad (5.1)$$

Смужка довжиною 1 мм і шириною 0,1 мм має індуктивність близько 0,7 нГн.

Одновиткові петлі будь-якої конфігурації можуть бути розраховані за виразом:

$$L = 0,002l (\ln A - B), \quad (5.2)$$

де  $A = 2 \frac{l}{b}$  для прямокутних провідників шириною  $b$ , причому  $b \gg t$ ;  $t$  – товщина провідника;

$B = 2,451$  – для кола;

$B = 2,561$  – для правильного восьмикутника;

$B = 2,636$  – для правильного шестикутника;

$B = 2,712$  – для правильного п'ятикутника;

$B = 2,853$  – для квадрата;

$B = 3,197$  – для рівностороннього трикутника.

Плоска кругова спіраль розраховується за класичною формулою:

$$L = 0,004\pi N^2 a \left\{ \left( \ln \frac{8a}{c} - 0,5 \right) + \frac{1}{24} \left( \ln \frac{8a}{c} + 3,583 \right) \left( \frac{c}{a} \right)^2 \right\}, \quad (5.3)$$

де  $N$  – число витків спіралі;

$$a = \frac{1}{4}(D + d); \quad (5.4)$$

$$c = \frac{1}{2}(D - d), \quad (5.5)$$

$c$  – середній радіус спіралі.

Для випадку, коли  $d = 0$ , тобто коли спіраль починається від центра, формула (5.3) спрощується:

$$L = 0,00345DN^2.$$

Однак конструкторові частіше доводиться вирішувати обернене завдання: за заданими індуктивністю  $L$ , добротністю  $Q$  й частотою  $f$  визначити геометричні розміри – зовнішній діаметр спіралі  $D$ , ширину провідника  $b$ , його товщину  $t$ , крок спіралі  $h$  й число витків  $N$ .

*Орієнтовний розрахунок розмірів індуктивного елемента.* Для розрахунків використовують номограму [1]. Задаючись розмірами котушки  $D$  й  $d$ , за формулами (5.4) і (5.5) розрахуємо параметри  $a$  й  $c$ . Потім по номограмі визначимо число витків  $N$ .

Крок спіралі

$$h = \frac{c}{N}. \quad (5.6)$$

З рис. 5.1,  $z$  впливає, що

$$h = b + p,$$

де  $b$  – ширина провідника;

$p$  – відстань між витками.

Добротність котушки

$$Q = \frac{4fLbht}{\rho d^2 \left( \frac{D^2}{d^2} - 1 \right)}, \quad (5.7)$$

де  $f$  – частота, Гц;

$L$  – індуктивність, Гн;

$\rho$  – питомий опір, Ом·см.

Усі лінійні розміри дано в сантиметрах. Потрібно пам'ятати, що розрахунок добротності, виконаний за формулою (5.7), дає її значення, завищене в  $2 \div 3$  рази.

*Уточнений розрахунок геометричних розмірів індуктивного елемента.* Більш точний розрахунок геометричних розмірів плівкової індуктивності може бути зроблений за класичною формулою (3.3), яка після перетворення набуває вигляду:

$$L = k^2 \frac{d^3}{h^2}, \quad (5.8)$$

де  $L$  – індуктивність спіралі, мкГн;

$k$  – коефіцієнт, що залежить від відношення зовнішнього діаметра  $D$  спіралі до внутрішнього діаметра  $d$ , визначається із графіка, наведеного на рис. 5.2;

$d$  – внутрішній діаметр спіралі, мм;

$h$  – крок розташування витків спіралі, мм.

Розмір внутрішнього діаметра спіралі обумовлений розмірами контактної площадки, розташованої усередині спіралі, і, як правило, вибирається рівним 0,5 мм [1, 2].

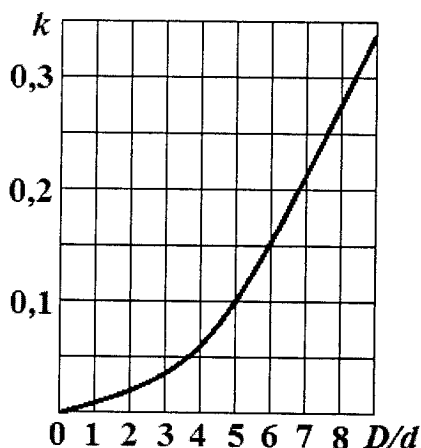


Рисунок 5.2 – Залежність коефіцієнта  $k$  від відношення діаметрів  $D/d$

Зовнішній діаметр  $D$  визначається зі співвідношення  $\left(\frac{d}{D}\right)_{opt} = 0,4$  для круглої спіралі й  $\left(\frac{d}{D}\right)_{opt} = 0,362$  для квадратної спіралі.

Визначивши з виразу (5.8) крок спіралі за формулою (5.6), розрахуємо число витків  $N$ , з яких складається спіраль.

Потім визначаємо товщину провідної плівки  $t$ :

$$t = (2 - 4)y,$$

де  $y$  – глибина проникнення електромагнітної хвилі в матеріал плівкового провідника (скін-ефект), мкм:

$$y = k_1 \sqrt{\lambda},$$

де  $k_1$  – коефіцієнт, що залежить від матеріалу плівки (наприклад, для Al  $k_1 = 0,51$ ; для Ag  $k_1 = 0,37$ ; для Cu  $k_1 = 0,39$ );

$\lambda$  – довжина хвилі, см.

Ширина провідної плівки  $b_0$ , при якій можливо забезпечити задану добротність  $Q$  без врахування скін-ефекту, визначається за формулою:

$$b_0 = \frac{\rho h \left( \frac{D^2}{d^2} - 1 \right) Q \cdot 10^4}{16t f d k^2}, \quad (5.9)$$

де  $f$  – частота, МГц;

$\rho$  – питомий опір матеріалу плівки, Ом·см.

З урахуванням скін-ефекту ширина провідної плівки уточнюється й дорівнює

$$b = (1,5 - 2)b_0.$$

Якщо при розрахунках виявиться, що  $b_0 < 0,2$  мм, це означає, що зовнішній діаметр спіралі  $D$  обраний занадто великим. Розрахунки потрібно повторити, взявши менші значення  $d$  й  $D$ . Після одержання прийнятних геометричних розмірів спіралі потрібно перевірити отриману величину добротності  $Q$ .

### Завдання

За заданими значеннями індуктивності  $L$ , добротності  $Q$ , частоти  $f$ , зовнішнього  $D$  та внутрішнього  $d$  діаметрів спіралі, товщини плівки  $t$  визначити геометричні розміри плівкової індуктивності – ширину провідника  $b$ , крок спіралі  $h$  й число витків  $N$ .

### Приклад розв'язування задач

**Приклад 1.** Проведемо орієнтовний розрахунок розмірів індуктивного елемента  $L = 0,4$  мкГн. Для розрахунків використовуємо номограму [1].

Виберемо розміри котушки  $D = 10$  мм й  $d = 0,5$  мм. Вихідні дані для розрахунку: матеріал провідної плівки – мідь; питомий опір матеріалу плівки  $\rho = 1,7 \cdot 10^{-6}$  Ом·см; добротність  $Q = 60$ ; товщина плівки  $t = 20$  мкм; частота  $f = 30$  МГц.

За формулами (5.4) і (5.5) розрахуємо параметри  $a$  й  $c$ :

$$a = \frac{1}{4}(10 + 0,5) = 2,6 \text{ (мм)};$$

$$c = \frac{1}{2}(10 - 0,5) = 4,8 \text{ (мм)}.$$

Потім по номограмі визначимо число витків  $N = 3,6$ .



Крок спіралі набуває значення:

$$h = \frac{4,8}{3,6} = 1,3 \text{ (мм)}. \quad (5.6)$$

$$k = 0,05 \cdot \left( \frac{D}{d} - 3 \right);$$

$$k = 0,05 \cdot \left( \frac{10}{0,5} - 3 \right) = 0,85.$$

Ширина провідної плівки визначається за виразом (5.9):

$$b = \frac{1,7 \cdot 10^{-8} \cdot 1,3 \cdot 10^{-3} \left( \frac{10^2}{0,5^2} - 1 \right) \cdot 60 \cdot 10^4}{16 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,85^2} = 1,2 \text{ (мм)}.$$

### Задачі для самостійного розв'язування

Таблиця 5.1 – Варіанти завдань

№ вар.	матеріал	$L$ , мкГн	$Q$	$f$ , МГц	$D$ , мм	$d$ , мм	$t$ , мкм
1	Cu	0,5	60	30	10	0,5	25
2	Al	0,8	61	35	5	0,3	20
3	Ag	1,0	62	30	10	0,5	10
4	Cu	1,5	63	35	5	0,3	25
5	Al	2,0	64	30	10	0,5	20
6	Ag	2,5	65	35	5	0,3	10
7	Cu	3,0	66	30	10	0,5	25
8	Al	3,5	67	35	5	0,3	20
9	Ag	4,0	68	30	10	0,5	10
10	Cu	4,5	70	35	5	0,3	25

### Контрольні питання

1. Навести конструкції тонкоплівкових індуктивних елементів.
2. Яка технологія використовується для виготовлення тонкоплівкових індуктивностей?
3. Які матеріали використовуються для виготовлення тонкоплівкових індуктивностей і які вимоги висуваються до них?

4. Наведіть орієнтовний розрахунок розмірів індуктивного елемента.
5. Наведіть уточнений розрахунок геометричних розмірів індуктивного елемента.

## ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 6 РОЗРОБКА ТОПОЛОГІЇ ГІБРИДНИХ ІНТЕГРАЛЬНИХ МІКРОСХЕМ

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

### Теоретичні відомості

Розробку топології рекомендується проводити в такій послідовності: складання схеми з'єднання елементів на платі; розрахунки конструкцій плівкових елементів; визначення необхідної площі плати й узгодження з типорозміром корпусу, обраного для ГІС; розробка ескізу топології; оцінювання якості розробленої топології й, за необхідності, її коректування.

Для складання схеми з'єднань на принциповій електричній схемі виділяють плівкові елементи й навісні компоненти, намічають порядок їх розташування й проводять спрощення схеми з'єднань із метою зменшення числа перетинів провідників та скорочення їх довжини.

Роблять вибір матеріалів і розрахунки геометричних розмірів плівкових елементів. Потім приступають до визначення необхідної площі плати. З технологічних міркувань елементи мікросхеми розташовують на деякій відстані від її краю [3, 4]. Проміжки між елементами визначаються технологічними обмеженнями й умовами тепловідведення.

Орієнтовну площу плати визначають за формулою:

$$S = K(S_{\Sigma R} + S_{\Sigma C} + S_{\Sigma KM} + S_{\Sigma HK}), \quad (6.1)$$

де  $K$  – коефіцієнт запасу за площею, обумовлений кількістю елементів у схемі, їх типом і складністю зв'язків між ними (для орієнтовних розрахунків можна взяти  $K = 2 \div 3$ );

$S_{\Sigma R}, S_{\Sigma C}, S_{\Sigma KM}$  – площі, займані всіма резисторами, конденсаторами, контактними майданчиками;

$S_{\Sigma HK}$  – сумарна площа навісних компонентів, які не можуть бути розташованими над плівковими елементами та займають площу на платі.

Після обчислення орієнтовної площі плати вибирають її типорозмір відповідно до табличних даних. Одночасно вибирають спосіб захисту ГІС і у випадку використання корпусів – типорозмір корпусу. Рекомендовані розміри плат:  $20 \times 24$ ,  $20 \times 16$ ,  $15 \times 16$ ,  $15 \times 8$  мм і так далі.

Потім приступають до розробки ескізу топології. На цьому етапі вирішують задачу оптимального розміщення на платі плівкових елементів, навісних компонентів і з'єднань між ними, а також між зовнішніми контактними площадками на платі й выводами корпусу.

Для розробки ескізних топологічних креслень необхідно знати: схему електричну принципову й схему з'єднання елементів; форму й геометричні розміри плівкових елементів та навісних компонентів; орієнтовні розміри й матеріал плати, попередньо обраний метод індивідуальної герметизації, вид і розміри корпусу або метод установалення плати в блоці при груповій герметизації; можливості виробничої бази, призначеної для виготовлення розроблюваної ГІС.

Початковий етап розроблення топології полягає у виготовленні ескізних креслень, виконаних на міліметровому папері в масштабі 10:1 або 20:1. Масштаб вибирають, виходячи зі зручності роботи, наочності й точності. Ескізне креслення варіанта топології ГІС виконують суміщеним для всіх шарів.

Навісні компоненти зображають із дотриманням порядку розташування выводів. Грані навісних компонентів розташовують уздовж осей координатної сітки. Якщо використовуються навісні компоненти із жорсткими выводами, то в кресленні топології виконують контактні площадки, які відповідають їхній цоколівці й мають стандартні розміри (є табличними даними [3, 4]).

Одночасно з розміщенням елементів і компонентів проводять лінії електричного зв'язку (провідники). Для економії часу на початковій стадії місце розташування провідника попередньо злегка намічають олівцем в одну лінію по його осі. Відстань між паралельними лініями, що зображають провідники, беруть із урахуванням ширини провідників і відстаней між ними. Лінії проводять паралельно осям координат. При кресленні необхідно стежити за тим, щоб плівкові провідники відрізнялися від дровових выводів навісних компонентів, навісних перемичок, місця з'єднання їх позначають контактними площадками. Потрібно уникати перетинів з накресленими раніше провідниками. Після того, як виконано комутаційну схему й забезпечено мінімальні довжини провідників, а також мінімальне число перетинів, провідники зображають у дві лінії.

Елементи ГІС, що належать різним шарам, у першому ескізі рекомендується зображати різними кольорами.

При створенні креслення топології необхідно звертати увагу на використання найпростіших форм елементів, рівномірність розміщення елементів на платі, забезпечення зручностей при використанні складальних операцій, збільшення розмірів контактних площадок, розширення допусків на суміщення шарів тощо.

При кресленні елементів потрібно економно використовувати площу, що досягається вибором відповідної конфігурації (якщо це допускається) розташовуваних плівкових елементів.

При розробленні топології потрібно враховувати забезпечення можливості вимірювання електричних параметрів плівкових елементів (резисто-

рів, конденсаторів тощо). Якщо структура електричної схеми не дозволяє цього зробити (наприклад, паралельне з'єднання конденсатора й резистора), методика перевірки вузлів і вимоги до топології, пов'язані із цією перевіркою, мають бути визначені до початку розробки топології.

При розробленні топології необхідно забезпечити можливість виконання вимог до монтажу застосовуваних навісних компонентів, а також вимоги до складання й захисту мікросхеми.

При опрацюванні першого варіанта топології зазвичай не вдається одержати прийнятну конфігурацію шарів. Робота над наступними варіантами топології зводиться до усунення недоліків першого варіанта для того, щоб креслення відповідало всім конструктивно-технологічним вимогам і обмеженням [3 – 13].

При масковому методі виготовлення після остаточного розміщення елементів рекомендується розфарбувати шари у різні кольори, щоб оцінити можливість виготовлення масок. Маски не мають містити провисаючих ділянок. У випадку складної конфігурації маски проводять розподіл провідників на два шари або частину провідників переносять у шар нижніх обкладинок конденсаторів, якщо це не порушує жорсткості маски для формування нижніх обкладинок.

Після того як остаточно обрано варіант топології, приступають до виготовлення креслень шарів мікросхеми поелементно (резистори, провідники й контактні площадки, нижні обкладинки конденсаторів, діелектрики тощо). Ці креслення – основа для виготовлення комплекту фотошаблонів і масок.

Спосіб і послідовність роботи з розміщення й вибору форми плівкових елементів можуть бути різними: ця робота багато в чому визначається досвідом розроблювача й носить індивідуальний характер. Для знаходження оптимального варіанта розміщення елементів на платі нині використовують методи проектування топології за допомогою ЕОМ.

**Оцінення якості розробки топології ГІС.** Розроблена топологія має: відповідати принципівій електричній схемі; задовольняти всі висунуті конструктивні вимоги; бути складена таким чином, щоб для виготовлення мікросхеми була потрібна найбільш проста й дешева технологія; забезпечити заданий тепловий режим й можливість перевірки елементів у процесі виготовлення. Ємнісні й індуктивні зв'язки не повинні порушувати нормальну роботу схеми при заданих умовах експлуатації.

При перевірці правильності розробки топології ГІС ухвалюють такий порядок. Перевіряють відповідність: принципівій електричній схемі; зовнішніх контактних площадок – виводам корпусу; конструктивно-технологічним вимогам і обмеженням [3 – 13]; розрахунковим значенням довжини, ширини й коефіцієнта форми резисторів і за потреби роблять коректування розмірів резисторів. Перевіряють наявність у схемі перетинання плівкових провідників і захист їх діелектриком, можливість контролю елементів, забезпечення нормального функціонування мікросхеми при заданих умовах експлуатації. За необхідності проводять оцінення ємнісних і індуктивних зв'язків.

## Завдання

Використовуючи вихідні дані та результати розрахунків практичних занять: № 1, № 2, № 4, № 5 обчислити орієнтовну площу плати ГІМС, вибрати її типорозмір (відповідно до табличних даних) та спосіб захисту ГІМС і у випадку використання корпусів – типорозмір корпусу.

### Приклад розв'язування задачі

До складу ГІМС входять: тонкоплівкові резистори  $R_1$  та  $R_2$ , навісні компоненти: блокувальний конденсатор  $C$  (SMD 0603) та вологочутливий конденсатор  $C_W$  (P14 SMD Rapid); індуктивність  $L$  (SMD 0805); двозатворний МДН-транзистор  $VT1$  BF998 (корпус SOT 143R) та біполярний транзистор  $VT2$  BC847 (корпус SOT 23).

Вихідні дані:  $S_{R_1} = 1,25 \text{ мм}^2$ ;  $S_{R_2} = 1,08 \text{ мм}^2$ ;  $S_C = 1,28 \text{ мм}^2$ ;  
 $S_{C_W} = 16,13 \text{ мм}^2$ ;  $S_L = 2,5 \text{ мм}^2$ ;  $S_{VT1} = 7,5 \text{ мм}^2$ ;  $S_{VT2} = 7,5 \text{ мм}^2$ .

За формулою (6.1) обчислимо орієнтовну площу плати ГІМС:

$$S_{\Sigma R} = 1,25 + 1,08 = 2,33 (\text{мм}^2);$$

$$S_{\Sigma НК} = 1,28 + 16,13 + 2,5 + 7,5 + 7,5 = 34,91 (\text{мм}^2).$$

Обчислимо площу контактних майданчиків:

$$S_{KM VT1} = 0,88 \cdot 0,45 + 3 \cdot (0,48 \cdot 0,45) = 1,044 (\text{мм}^2);$$

$$S_{KM VT2} = 3 \cdot (0,48 \cdot 0,45) = 0,648 (\text{мм}^2);$$

$$S_{KM C} = 2 \cdot (0,8 \cdot 2 \cdot 0,4) = 1,28 (\text{мм}^2);$$

$$S_{KM L} = 2 \cdot (1,25 \cdot 2 \cdot 0,5) = 2,5 (\text{мм}^2);$$

$$S_{KM C_W} = 2 \cdot (2,54 \cdot 2 \cdot 0,4) = 4,064 (\text{мм}^2);$$

$$S_{\Sigma KM} = 1,044 + 0,648 + 1,28 + 2,5 + 4,064 = 9,536 (\text{мм}^2).$$

$$S = 3 \cdot (2,33 + 34,91 + 9,536) = 140,33 (\text{мм}^2).$$

Орієнтовна площа плати ГІМС –  $140,33 \text{ мм}^2$ , їй відповідає типорозмір № 9 –  $16 \times 10 \text{ мм}^2$ . Такий типорозмір плат застосовується в корпусах ГІМС. Розроблена плата дозволить повністю реалізувати на своїй поверхні усі елементи, розраховані вище, а також провідники, контактні майданчики та навісні компоненти. Крім того, плата легко може бути розміщена в металоскляному корпусі типу 1210.29-3.

### Контрольні питання

1. Що слугує основою розроблення топології ГІМС ?
2. Які існують конструктивно-технологічні обмеження при розробленні топології ГІМС ?
3. Які існують рекомендації щодо розроблення ескізу топології ГІМС ?
4. В чому полягає перевірка правильності розроблення топології ГІМС ?

## ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 7 РОЗРАХУНОК ТЕПЛОВИХ РЕЖИМІВ ГІБРИДНОЇ ІНТЕГРАЛЬНОЇ МІКРОСХЕМИ

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

### Теоретичні відомості

Конструкція ГІМС має бути такою, щоб теплота, яка виділяється при її функціонуванні, не приводила в найбільш несприятливих умовах експлуатації до відмов елементів через перегрів. До тепловидільних елементів потрібно віднести, насамперед, резистори, активні елементи й компоненти. Потужності, що розсіюються конденсаторами й індуктивностями, невеликі. Плівкова комутація ГІМС завдяки малому електричному опору й високій теплопровідності металевих плівок сприяє відведенню теплоти від найбільш нагрітих елементів і вирівнюванню температури плати ГІС або кристалів напівпровідникових ГІМС.

*Перегрів елемента або компонента* ГІМС ( $\Theta$ , °C), – різниця між їхньою температурою й середньою температурою поверхні корпусу. *Максимально допустима температура*  $T_{\max. доп}$  – максимальна температура елемента або компонента ГІМС, при якій забезпечуються вимоги до їхньої надійності. *Питома потужність розсіювання* ( $P_0$ , Вт/°C) – щільність теплового потоку від елемента ГІМС, кристала або плати ГІМС. *Внутрішній тепловий опір* елемента, кристала або компонента ГІМС ( $R_{T.вн}$ , °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 ГІМС і спрямований до підкладки (рис. 7.1), при співвідношенні  $l, b \gg h$  тепловий потік плоскопаралельний і тепловий опір визначається за виразом [3, 4]:

$$R_T = \left( \frac{h_n}{\lambda_n} + \frac{h_k}{\lambda_k} \right) \frac{1}{bl}, \quad (7.1)$$

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:

$$h = h_n + h_k.$$

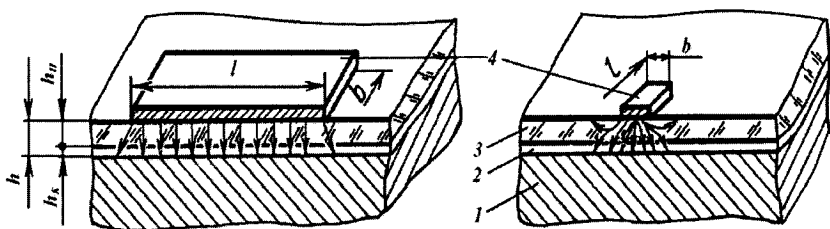


Рисунок 7.1 – Тепловий потік від джерела теплоти при різних співвідношеннях між розмірами тепловідільних елементів і товщиною підкладки: 1 – тепловідвідний шар; 2 – шар клею або компаунду; 3 – підкладка; 4 – тепловідільний елемент

При зменшенні розмірів джерела тепла тепловий потік стає розбіжним (рис. 7.1), ефективність тепловідведення збільшується й відповідно зменшується тепловий опір. Цей факт урахуовується функцією  $\gamma(q, r)$  [3, 4]:

$$R_{T.эф} = R_T \gamma(q, r), \quad (7.2)$$

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. 7.2.

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

$$\Theta_e = P_e R_{T.эф}. \quad (7.3)$$

Температура елемента:

$$T_e = T_k + \Theta_e, \quad T_e = T_c + \Theta_k + \Theta_e, \quad (7.4)$$

де  $T_c$  – температура навколишнього середовища;

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

У навісних дискретних компонентах найбільш чутливі до перегріву області *p-n*-переходів. Їх перегрів відносно підкладки визначається за виразом [3, 4]:

$$\Theta_{вн} = P_e R_{T.вн}. \quad (7.5)$$

Для навісного провідникового компонента:

$$T_{нк} = T_c + \Theta_k + \Theta_e + \Theta_{вн}. \quad (7.6)$$

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

$$R_k = \frac{1}{\alpha S_T}, \quad (7.7)$$

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

$S_T$  – площа теплового контакту корпусу з тепловідвідним шаром.

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:

$$\Theta_k = P_{\Sigma} R_k, \quad (7.8)$$

де  $P_{\Sigma}$  – сумарна потужність, що розсіюється ГІМС.

Формула (7.4) не враховує перегріву за рахунок взаємного впливу тепловідільних елементів, обумовленого накладенням теплових потоків усіх джерел теплоти, що втримуються в ГІМС. Однак цей фоновий перегрів частково враховується значенням  $\Theta_k$ .

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

Нормальний тепловий режим елементів і навісних компонентів ГІМС забезпечується при виконанні умов [3, 4]:

$$\begin{aligned} T_e &= T_{c \max} + \Theta_k + \Theta_e \leq T_{\max \text{ доп}}, \\ T_{нк} &= T_{c \max} + \Theta_k + \Theta_e + \Theta_{вн} \leq T_{\max \text{ доп}}, \end{aligned} \quad (7.9)$$



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.

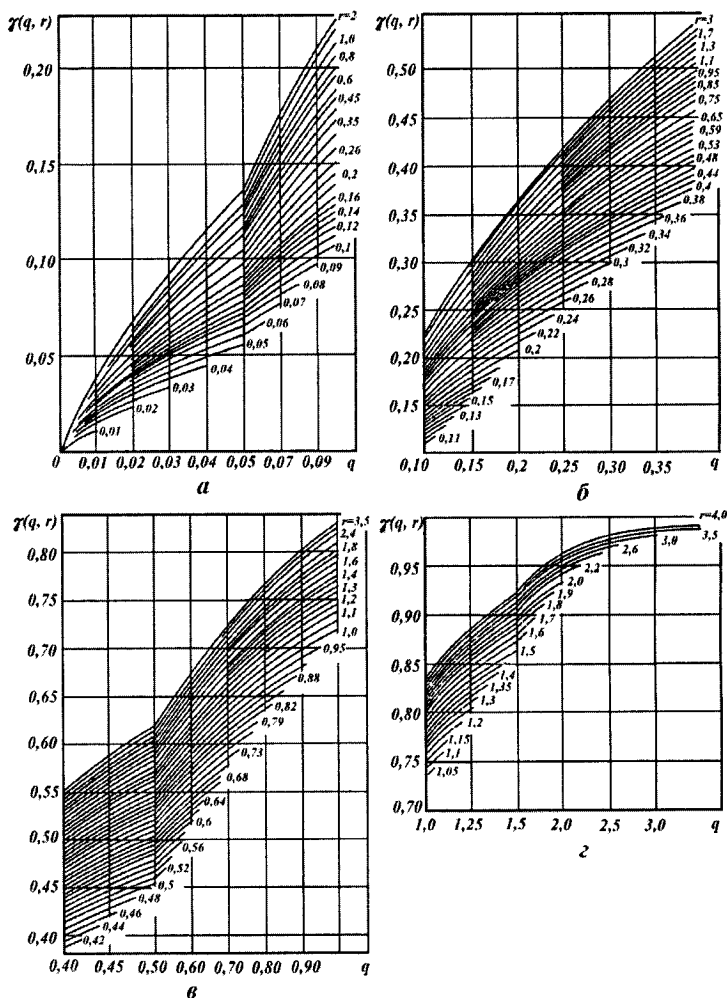


Рисунок 7.2 – Значення функції  $\gamma(q, r)$ : а – при  $q=0 \div 0,1$ ; б – при  $q=0,1 \div 0,4$ ; в – при  $q=0,4 \div 1,0$ ; з – при  $q=1,0 \div 4,0$

Для дискретних напівпровідникових приладів і напівпровідникових ГІМС  $T_{\max \text{ доп}} \approx 55, 85$  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 ГІМС забезпечується, якщо температура найтеплонавантаженого елемента ГІМС не перевищує його максимальної допустимої робочої температури.

Таким чином, орієнтовний розрахунок забезпечення теплового режиму ГІС зводиться до визначення  $T_{\text{нк}}$  і  $T_e$  всіх навісних компонентів і всіх резисторів ГІС і порівняння її 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  $R_{T_{\text{вн}}} = 220$  °С/Вт, а із заливанням герметиком із двох сторін  $R_{T_{\text{вн}}} = 1600$  °С/Вт, для КТ307  $R_{T_{\text{вн}}} = 630$  °С/Вт, для КТ324  $R_{T_{\text{вн}}} = 860$  °С/Вт, для діодів КД901, 904, 910, 911  $R_{T_{\text{вн}}} = 220$  °С/Вт.

При недотриманні нерівностей (7.9) необхідно вжити додаткових конструктивних заходів для забезпечення теплового режиму ГІМС.

У тому випадку, коли тепловий розрахунок покаже необхідність прийняття конструктивних заходів для зниження перегрівання елементів і компонентів ГІМС, 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 приблизно  $0,2 \div 0,4$ . Наступним кроком для полегшення теплових навантажень ГІМС є переміщення потужних тепловидільних елементів з плати на металеву основу корпусу. Результатом такої зміни конструкції ГІМС є вилучення теплового опору підкладки і шару компаунду в колі передачі теплоти потужних елементів. Подальше зменшення теплових навантажень пов'язано із заходами щодо забезпечення більш інтенсивного теплообміну корпусу ГІМС з елементами конструкції вузла або блока, аж до використання рідкого охолодження тепловідвідних шарів і термоелектричних холодильників.

Основними етапами розрахунку теплового режиму гібридної мікросхеми є: оцінення теплового режиму мікросхеми на етапі ескізного проектування топології; визначення вимог до розробки топології, виконання яких дозволяє забезпечити заданий тепловий режим; розрахунок перегрівання елементів мікросхеми (різниця температур елементів та корпусу мікросхеми).

При оціненні теплового режиму вводять такі спрощення: передача тепла відбувається тільки теплопровідністю; температура корпусу мікросхеми більша за температуру навколишнього середовища; коефіцієнт теплопровідності не залежить від температури.

### Завдання

Використовуючи електричні параметри та геометричні розміри резисторів, дискретних діодів та транзисторів, що наведені в електричній принциповій схемі (варіанти схем видає викладач), провести їх орієнтовний тепловий розрахунок.

### Приклад розв'язування задач

Як приклад проведемо орієнтовний тепловий розрахунок резистора та транзистора, які належать ГІМС.

Вихідні дані: ситалова підкладка СТ-50-1, товщина підкладки  $h_n = 0,6$  мм; металоскляний корпус К1210.29-5, посаджений за допомогою шару клею товщиною  $h_k = 0,1$  мм на тепловідводну шину; площа теплового контакту корпусу з тепловідвідним шаром  $S_T = 15 \times 7$  мм; сумарна розсіювана потужність, ГІМС  $P_\Sigma = 0,2$  Вт; максимальна температура навколишнього середовища в процесі експлуатації  $T_{c\max} = 50$  °С; коефіцієнт теплопровідності матеріалу підкладки  $\lambda_n = 1,5$  Вт/(м·°С); коефіцієнт теплопровідності шару клею  $\lambda_k = 0,3$  Вт/(м·°С), потужність, розсіювана транзистором,  $P_{eVT} = 15 \cdot 10^{-3}$  Вт; потужність, розсіювана резистором,  $P_{eR} = 25 \cdot 10^{-3}$  Вт; коефіцієнт теплопередачі  $\alpha = 300$  Вт/(м<sup>2</sup>·°С); внутрішній тепловий опір транзистора  $R_{T_{\text{внVT}}} = 860$  °С/Вт.

**Приклад 1.** Проведемо тепловий розрахунок транзистора BC847 SOT23. Геометричні розміри транзистора:  $l = 3$  мм,  $b = 2,5$  мм.

За формулою (7.1) знайдемо тепловий опір:

$$R_T = \left( \frac{0,6 \cdot 10^{-3}}{1,5} + \frac{0,1 \cdot 10^{-3}}{0,3} \right) \cdot \frac{1}{3 \cdot 10^{-3} \cdot 2,5 \cdot 10^{-3}} = 97,3 \text{ (}^\circ\text{C/Вт)}.$$

Ефективний тепловий опір обчислюється за виразом (7.2):

$$q = \frac{l}{2h};$$

$$h = h_n + h_k;$$

$$h = 0,6 + 0,1 = 0,7 \text{ (мм)};$$

$$q = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,7 \cdot 10^{-3}} = 2,14;$$

$$r = \frac{b}{2h};$$

$$r = \frac{2,5 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,7 \cdot 10^{-3}} = 1,79.$$

Отже,  $\gamma(q, r) = 0,93$  [3].

Тоді

$$R_{\text{Тэф.}} = 97,3 \cdot 0,93 = 90,5 \text{ (}^\circ\text{C/Вт)}.$$

За виразом (7.3) розрахуємо перегрівання елемента:

$$\Theta_e = 15 \cdot 10^{-3} \cdot 90,5 = 1,36 \text{ (}^\circ\text{C)}.$$

У навісних компонентах, найчутливішими до перегрівання є області  $p$ - $n$ -переходу. Їх перегрівання відносно підкладки визначається за формулою (7.5):

$$\Theta_{\text{он}} = 15 \cdot 10^{-3} \cdot 860 = 12,9 \text{ (}^\circ\text{C)}.$$

Тепловий опір корпусу визначається за формулою (7.7):

$$R_k = \frac{1}{300 \cdot 15 \cdot 7 \cdot 10^{-6}} = 31,75 \text{ (}^\circ\text{C/Вт)}.$$

Перегрівання корпусу можна оцінити за формулою (7.8):

$$\Theta_k = 0,2 \cdot 31,75 = 6,35 \text{ (}^\circ\text{C)}.$$

Нормальний тепловий режим транзистора BC847 забезпечиться при виконанні умови (7.9):

$$T_{\text{НК}} = 50 + 6,35 + 1,36 + 12,9 = 70,61 \leq 85 \text{ (}^\circ\text{C)}.$$

**Приклад 2.** Проведемо тепловий розрахунок резистора  $R1$ . Геометричні розміри резистора:  $b = 0,5$  мм,  $l = 2,5$  мм.

За формулою (7.1) знайдемо тепловий опір:

$$R_T = \left( \frac{0,6 \cdot 10^{-3}}{1,5} + \frac{0,1 \cdot 10^{-3}}{0,3} \right) \cdot \frac{1}{0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 2,5 \cdot 10^{-3}} = 584 \text{ (}^\circ\text{C/Вт)}.$$

Ефективний тепловий опір обчислюється за виразом (7.2):

$$h = 0,6 + 0,1 = 0,7 \text{ (мм);}$$

$$q = \frac{2,5 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,7 \cdot 10^{-3}} = 1,79;$$

$$r = \frac{0,5 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,7 \cdot 10^{-3}} = 0,36.$$

Отже,  $\gamma(q, r) = 0,7$  [3].

Тоді

$$R_{T_{\text{ефект.}}} = 584 \cdot 0,7 = 408,8 \text{ (}^\circ\text{C/Вт)}.$$

За виразом (7.3) розрахуємо перегрівання елемента:

$$\Theta_e = 25 \cdot 10^{-3} \cdot 408,8 = 10,22 \text{ (}^\circ\text{C)}.$$

Тепловий опір корпусу визначається за формулою (7.7):

$$R_k = \frac{1}{300 \cdot 15 \cdot 7 \cdot 10^{-6}} = 31,75 \text{ (}^\circ\text{C/Вт)}.$$

Перегрівання корпусу можна оцінити за формулою (7.8):

$$\Theta_k = 0,2 \cdot 31,75 = 6,35 \text{ (}^\circ\text{C)}.$$

Нормальний тепловий режим резистора  $R1$  забезпечиться при виконанні умови (7.9):

$$T_e = 50 + 6,35 + 10,22 = 66,57 < 80 \text{ (}^\circ\text{C)}.$$

### Контрольні питання

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

## ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 8 РОЗРАХУНОК ВОЛОГОЗАХИСТУ ГІБРИДНИХ ІНТЕГРАЛЬНИХ МІКРОСХЕМ

**Мета роботи:** здійснити розрахунок вологозахисту гібридної інтегральної мікросхеми на основі значень коефіцієнтів вологості різних полімерних матеріалів для герметизації та геометрії корпусу.

### Теоретичні відомості

Необхідність вологозахисту ГІМС виникає при використанні герметичних конструкцій, виготовлених із застосуванням органічних полімерних матеріалів. На відміну від неорганічних ці матеріали мають підвищені значення вологовбирання й вологонепроникності.

Навколишнє повітря практично завжди являє собою пароповітряну суміш. Вміст пари води в повітрі при різних температурах визначається з рис. 8.1 [3].

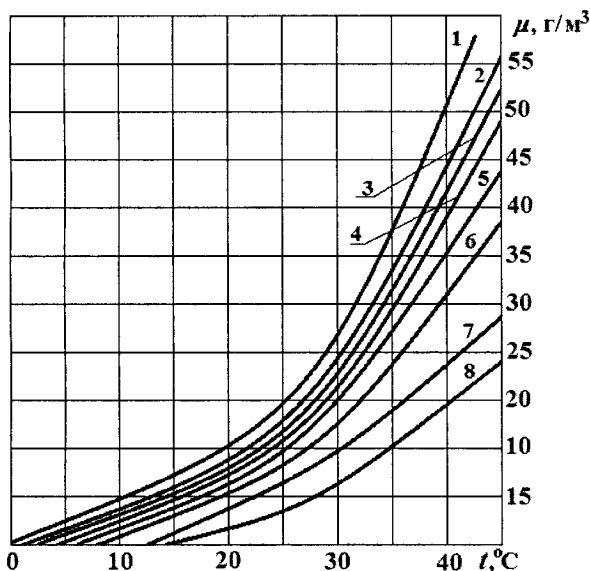


Рисунок 8.1 – Вміст пари води у повітрі при різних температурах і відносній вологості: (1 – 100%; 2 – 90%; 3 – 85%; 4 – 80%; 5 – 70%; 6 – 65%; 7 – 50%; 8 – 40%)

Кількість поглиненої герметичною конструкцією з повітря вологи  $M$  збільшується з підвищенням парціального тиску пари води  $p_{H_2O}$  (закон Генрі):

$$M = \Gamma p_{H_2O}, \quad (8.1)$$

де  $\Gamma$  – коефіцієнт розчинності.

Коефіцієнт  $\Gamma$  ( $\text{с}^2/\text{м}^2$ ) визначає кількість вологи, яку здатен поглинути матеріал у даних кліматичних умовах. Швидкість процесу поглинання вологи матеріалом визначається коефіцієнтом дифузії молекул води  $D$  ( $\text{м}^2/\text{с}$ ) у матеріалі.

Коефіцієнт вологонепроникності  $B$  (с) характеризує здатність матеріалу пропускати вологу й визначається кількістю води, що пройшла через мембрану із цього матеріалу за наявності різниці тисків пари води по обидві сторони мембрани. Коефіцієнт  $B$  показує процес вирівнювання концентрацій вологи у двох об'ємах, розділених мембраною з випробуваного матеріалу, що мають у початковий момент різні концентрації вологи [3].

Коефіцієнти  $B$ ,  $D$  і  $\Gamma$  пов'язані між собою співвідношенням:

$$B = D\Gamma. \quad (8.2)$$

Значення коефіцієнтів  $B$ ,  $D$  і  $\Gamma$  різних полімерних герметизувальних матеріалів є табличними даними (додаток В). Знаючи значення коефіцієнтів вологості, можна розрахунковим шляхом оцінити вологозахисні властивості герметизувальних матеріалів і конструкцій на їхній основі.

**Вихідні дані для забезпечення вологозахисту ГІМС.** Вихідні дані для розрахунків вологозахисту мікросхем:  $T_c$  – температура навколишнього середовища, К;  $\varphi$  – відносна вологість навколишнього середовища, %;  $p_0$  – парціальний тиск пари води навколишнього середовища, Па;  $p_{kp}$  – критичний тиск пари води, що призводить до відмови ГІМС, Па;  $S$  – площа герметизувальної оболонки, яку волога дифундує в корпус,  $\text{м}^2$ ;  $d$  – товщина герметизувальної оболонки, м;  $V$  – внутрішній об'єм корпусу, у якому відбувається розчинення вологи,  $\text{м}^3$ ;  $B$  – коефіцієнт вологонепроникності герметизувальної оболонки, с;  $D$  – коефіцієнт дифузії молекул вологи в герметизувальній оболонці,  $\text{м}^2/\text{с}$ ,  $\Gamma$  – коефіцієнт розчинності вологи в матеріалі, що оточує ГІМС,  $\text{с}^2/\text{м}^2$ .

Розраховують час вологозахисту ГІМС  $\tau$ , (с), протягом якого забезпечується безвідмовна робота ГІМС. Вологостійкість ГІМС оцінюють із розрахунку впливу вологи на найчутливіший до її впливу елемент або компонент ГІМС.

Вологостійкість порожніх корпусів. Корпуси, що мають вільний внутрішній об'єм, називаються порожніми. Вологозахист таких корпусів оцінюється часом  $\tau$ , протягом якого тиск парів води усередині корпусу досягає критичного значення  $p_{kp}$ , при якому настає відмова ГІМС [3]:

$$\tau = \tau_0 + \tau_1, \quad (8.3)$$

де  $\tau_0$  – час зволоження матеріалу оболонки;

$\tau_1$  – час натікання вологи у внутрішній об'єм корпусу.

Значення  $\tau_0$  залежить від товщини оболонки  $d$  і коефіцієнта дифузії  $D$  молекул води в матеріалі оболонки:

$$\tau_0 = \frac{d^2}{6D}. \quad (8.4)$$

Формула припускає, що насичення матеріалу вологою здійснюється тільки шляхом молекулярної дифузії в оболонку корпусу. Звичайно  $\tau_0$  потрібно враховувати при товщині оболонки корпусу  $d > 0,1$  мм.

Час натікання вологи

$$\tau_1 = \frac{V\Gamma d}{BS} \ln \left( \frac{p_0}{p_0 - p_{kp}} \right). \quad (8.5)$$

Тоді час  $\tau$  становитиме

$$\tau = \frac{V\Gamma d}{BS} \ln \left( \frac{p_0}{p_0 - p_{kp}} \right) + \frac{d^2}{6D}. \quad (8.6)$$

У більшості випадків усередині порожніх корпусів перебуває повітря, яке має певну вологість. Якщо в початковий момент часу в корпусі ГІМС є волога з парціальним тиском  $p_H$ , то  $\tau$  зменшується:

$$\tau = \frac{V\Gamma d}{BS} \ln \left( \frac{p_0(p_{kp} - p_H)}{(p_0 - p_{kp})(p_0 - p_H)} \right) + \frac{d^2}{6D}. \quad (8.7)$$

У формулах (8.5) – (8.7)  $\Gamma$  – коефіцієнт розчинності вологи в повітрі, дорівнює  $7,4 \cdot 10^{-6} \text{ c}^2/\text{m}^2$ .

Якщо для герметизації ГІМС обрано стандартний пластмасовий або металополімерний корпус, то час вологозахисту розраховують, виходячи з вологості зовнішнього середовища в умовах зберігання й експлуатації ГІМС і тиску  $p_{kp}$ . Залежно від чутливості до вологи елементів ГІМС значення  $p_{kp}$  можна вважати  $0,85 \div 0,95 p_0$ , тому що при цих значеннях  $p_{kp}$  волога призводить до раптової або до поступової відмови ГІМС.



Вологостійкість монолітних корпусів. Втрата роботоздатності ГІМС, герметизованих у монолітні корпуси, викликається поглинанням матеріалом-герметиком вологи й зволоженням поверхні ГІМС. При досягненні критичної концентрації, відповідної критичному тиску  $p_{kp}$  парів води, настає відмова ГІМС. Час, протягом якого на поверхні ГІМС досягається критична концентрація вологи, визначають за виразом [3]:

$$\tau = -\frac{4d^2}{\pi^2 D} \ln \left[ \frac{\pi^2}{8} \left( 1 - \frac{p_{kp}}{p_0} \right) \right]. \quad (8.8)$$

Як видно, він визначається товщиною матеріалу-герметика, коефіцієнтом дифузії молекул води в ньому й відношенням  $p_{kp}/p_0$ . Формула (8.8) припускає, що з поверхнею ГІМС полімер має слабку адгезію.

### Завдання

Використовуючи значення коефіцієнтів  $B$ ,  $D$  і  $\Gamma$  різних герметизувальних матеріалів, що є табличними даними (додаток В), здійснити розрахунок вологозахисту гібридної інтегральної мікросхеми на основі визначеного типорозміру (практичне заняття № 6). Залежно від чутливості до вологи елементів ГІМС значення  $p_{kp}$  можна взяти  $0,85 \div 0,95 p_0$ .

### Приклад розв'язування задач

Визначити час вологозахисту ГІМС у металоскляному корпусі при  $T = 293$  К,  $V = 2 \cdot 10^{-7}$  м<sup>3</sup>,  $d = 3 \cdot 10^{-3}$  м,  $S = 160 \cdot 10^{-6}$  м<sup>2</sup>. Використано клей ВК-3 з такими коефіцієнтами вологості (табл. 1):  $D = 8,0 \cdot 10^{-13}$  м<sup>2</sup>/с;  $\Gamma = 3,6 \cdot 10^{-4}$  с<sup>2</sup>/м<sup>2</sup>;  $B = 2,9 \cdot 10^{-16}$  с.

Визначаємо час насичення вологою клею за формулою (8.4):

$$\tau_0 = \frac{(3 \cdot 10^{-3})^2}{6 \cdot 8 \cdot 10^{-13}} = 1,875 \cdot 10^6 \text{ с} \approx 22 \text{ (доби)}.$$

Вважаючи, що в початковий момент волога усередині корпусу відсутня, знаходимо час накопичення вологи усередині корпусу до тиску пари  $p_{kp}$  за формулою (8.5):

$$\tau_1 = \frac{2 \cdot 10^{-7} \cdot 3,6 \cdot 10^{-4} \cdot 3 \cdot 10^{-3}}{2,9 \cdot 10^{-16} \cdot 160 \cdot 10^{-6}} \ln \left( \frac{1}{1 - 0,95} \right) = 1,395 \cdot 10^7 \text{ с} \approx 161 \text{ (добу)}.$$

Загальний час вологозахисту

$$\tau = 22 + 161 = 183 \text{ (доби).}$$

Якщо усередині корпусу втримується деяка кількість вологи, наприклад  $p_H = 0,5 p_0$ , та, як і раніше,  $p_{kp} = 0,95 p_0$ , то час дифузійного натікання вологи

$$\begin{aligned} \tau_1 &= \frac{2 \cdot 10^{-7} \cdot 3,6 \cdot 10^{-4} \cdot 3 \cdot 10^{-3}}{2,9 \cdot 10^{-16} \cdot 160 \cdot 10^{-6}} \ln \frac{1 \cdot (0,95 - 0,5)}{(1 - 0,95) \cdot (1 - 0,5)} = \\ &= 1,345 \cdot 10^7 \text{ с} \approx 156 \text{ (діб).} \end{aligned}$$

Загальний час вологозахисту

$$\tau = 22 + 156 = 178 \text{ (діб).}$$

### Контрольні питання

1. Які фактори необхідно враховувати для забезпечення надійного вологозахисту ГІМС ?
2. Наведіть орієнтовний розрахунок вологостійкості порожніх корпусів.
3. Наведіть орієнтовний розрахунок вологостійкості монолітних корпусів.
4. Які різновиди корпусів використовуються на практиці для герметизації ГІМС ?
5. Які існують технічні умови на ГІМС ?

## ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 9 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 [8].

Розрахункові співвідношення для визначення геометричних розмірів емітерної області

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

$$\delta = (n_p / p_{p0} |_{x'=0}) , \quad (9.1)$$

де  $n_p$  й  $p_{p0}$  – концентрація неосновних і рівноважна концентрація основних носіїв на границі збідненого шару емітерного переходу в базовій області [8].

Коефіцієнт підсилення струму

$$B = \alpha / (1 - \alpha) \quad (9.2)$$

досягає максимального значення при

$$\delta \approx 1. \quad (9.3)$$

Якщо  $\delta \gg 1$  (високий рівень інжекції),  $B$  зменшується. Виконання умови (9.3) за максимального робочого емітерного струму  $I_e$  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. 9.1), що й створює додатковий зсув на емітерному переході (поверхня емітерного переходу перестає бути еквіпотенціальною).

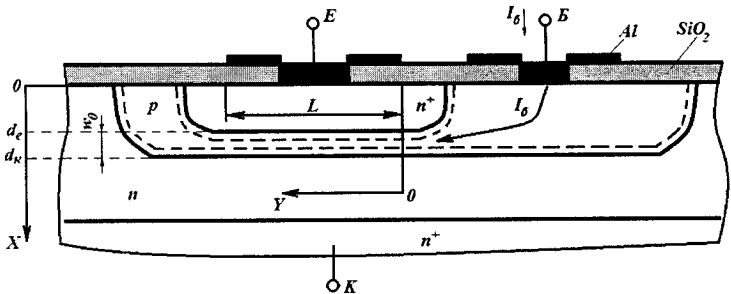


Рисунок 9.1 – Структура дискретного біполярного n-p-n-транзистора

Останнє викликає зміну густини емітерного струму в дні частини емітера, тобто залежність  $j_e(y)$  (рис. 9.2).



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. 9.1 і 9.2, при  $\Psi < 1$  робочою або «активною» є права частина емітера, найближча до базового контакту [8].

На рис. 9.3 подано залежність  $B$  від  $L/w$ , відповідно до умови  $\Psi = 1$ . Область, що перебуває вище кривої, визначає дію рівняння (9.6), а нижче – (9.7). Для визначення розмірів емітерної області за допомогою співвідношень (9.6) – (9.8) при обраних параметрах дифузійного процесу й напівпровідникової пластини необхідно знайти  $B'_{\max}$ .

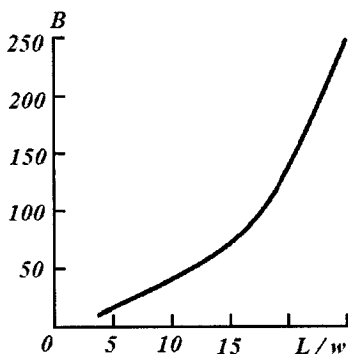


Рисунок 9.3 – Крива, що визначає механізм настання високого рівня інжекції

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

$$B \approx \left( K_1 + K_2 I_k^{-1/2} + K_3 I_k \right)^{-1}, \quad (9.9)$$

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 (9.9).

**Геометрія транзисторів.** При виборі геометрії транзистора необхідно враховувати як електричні характеристики розроблюваного приладу, так і характеристики технологічного процесу й допуски на геометричні розміри. Зазвичай в інтегральних транзисторів  $\Psi < 1$  (9.7), тобто високий рівень інжекції настає через дію ефекту відтискування емітерного струму.



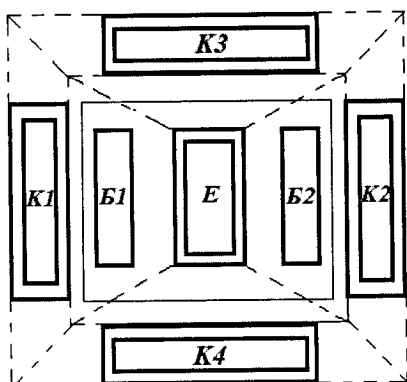


Рисунок 9.5 – Топологія  $n-p-n$ -транзистора зі зменшеними опорами базової області та тіла колектора

В емітерах, що мають більшу ширину  $h$ , необхідно оцінити спад напруги на його контактній площадці. Він не має перевищувати  $\varphi_T$  (9.4), 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. 9.6.

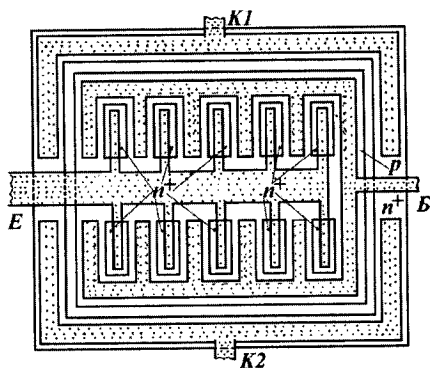


Рисунок 9.6 – Топологія потужного біполярного  $n-p-n$ -транзистора

**Опір базової області.** При розрахунках опору базової області  $r_b$  структуру розбивають на області, опір яких легко визначається. Однак, на відміну від опору  $r_{k,k}$ ,  $r_b$  залежить від емітерного струму або від рівня інжекції.

Останній модулює провідність частини базової області, що перебуває під основою емітера  $r_{\delta 1}$ . Рівняння для визначення опору цієї ділянки базової області транзистора з конфігурацією, показаною на рис. 9.2, залежно від емітерного струму має вигляд [8]:

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

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

Проінтегрувавши, одержимо

$$r_{\delta 1} = r_0 (tgz - z) / (ztg^2 z), \quad (9.10)$$

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

$$r_{\delta 1} = r_0 / 3. \quad (9.11)$$

З порівняння (9.5) і (9.11) видно, що, як і слід було сподіватися, вирази для визначення опору областей збігаються.

На рис. 9.7 показано залежність нормованого опору  $r_{\delta 1}$  від структурних і електричних характеристик. При заданих параметрах транзисторної структури за допомогою цієї залежності можна визначити опір частини базової області  $r_{\delta 1}$ .

Облік опору периферійних ділянок базової області ( $r_{\delta 2}$ ) за допомогою співвідношень (9.4), (9.5) дозволяє знайти  $r_{\delta} = r_{\delta 1} + r_{\delta 2}$ . Для структури транзистора із двома базовими контактами співвідношення (9.10) запишемо як:

$$r_{\delta 1} = r_0 (tgz - z) / (4ztg^2 z). \quad (9.12)$$

Як видно з рис. 9.5, 9.6 і виразів (9.10), (9.12), використання транзистора із двома базовими контактами дозволяє в 2 ÷ 4 рази зменшити  $r_{\delta}$  порівняно з опором у структурі з одним базовим контактом. Для зменшення  $r_{\delta}$  в деяких випадках використовують Г-подібний контакт до базової області, що охоплює одну з торцевих частин емітера, або П-подібний.



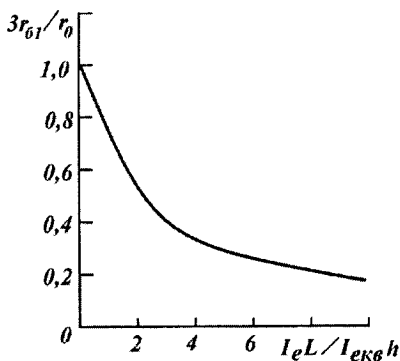


Рисунок 9.7 – Залежність нормованого опору базової області  $n$ - $p$ - $n$ -транзистора від параметрів транзисторної структури

### Розрахунок коефіцієнта передачі $n$ - $p$ - $n$ -транзистора

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

$$\alpha = \gamma\chi, \quad (9.13)$$

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

$$\chi = \frac{\tau_n}{\tau_n + \tau_{np}}, \quad (9.14)$$

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 (9.14) перетвориться на

$$\chi \approx 1 - \frac{\tau_{np}}{\tau_n}. \quad (9.15)$$

Величина  $\tau_{np}$  визначається з (9.13). Вираз для визначення коефіцієнта інжекції запишеться у вигляді [8]:

$$\gamma \approx 1 - \frac{D_p N_\Gamma}{D_n N_e}, \quad (9.16)$$

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

$N_e$  – питома кількість донорної домішки в емітері. У виразі (9.16) з урахуванням ефектів, пов'язаних із сильним легуванням емітера, величину  $N_e$  потрібно замінити на ефективну:

$$N_{e,ef} = \int_0^{d_e - \Delta d_{en}} N_{ef} dx, \quad (9.17)$$

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  $N_{D,max} = 10^{19} \text{ см}^{-3}$ ,  $N_{ef,max} = (1 \div 2) \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ ,  $N_{D,СП} = 10^{20} \text{ см}^{-3}$ ,  $N_{ef,СП} = (2,5 \div 4,0) \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ . Апроксимувальну залежність можна визначити так:

$$N_{ef}(x) = \begin{cases} \frac{(N_{ef,max} - N_{ef,СП})x + N_{ef,СП}d_{max} - N_{ef,max}d_{СП}}{d_{max} - d_{СП}} & \text{при } x < d_{max}, \\ \frac{N_{ef,max}}{d_e - d_{max}}(d_e - x) & \text{при } x \geq d_{max}. \end{cases} \quad (9.18)$$

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

$$d_{\max, \text{СП}} = d_{0e} \sqrt{\ln \left( \frac{N_{se}}{N_{\text{Д. max, Д. СП}}} \right)}. \quad (9.19)$$

Якщо  $N_{se} \leq 10^{20} \text{ см}^{-3}$ , то на ділянці  $0 \leq x \leq d_{\max}$  значення  $N_{ef} = N_{ef, \max}$ . Підставляючи співвідношення (9.18) в (9.17) і вважаючи, що  $\Delta d_{e\Pi} = 0$ , одержимо

$$N_e = 0,5 \left\{ \left[ (d_{\max} - d_{\Gamma p}) / (d_{\max} - d_{\text{СП}}) \right] \left[ N_{ef, \max} (d_{\max} + d_{\Gamma p} - 2d_{\text{СП}}) + N_{ef, \text{СП}} (d_{\max} - d_{\Gamma p}) \right] + N_{ef, \max} (d_e - d_{\max}) \right\}, \quad (9.20)$$

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

З аналізу залежностей (9.16), (9.20) 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. 9.8, на якому  $j_1, j_2, j_3$  – густини емітерного струму на відповідних ділянках [8].

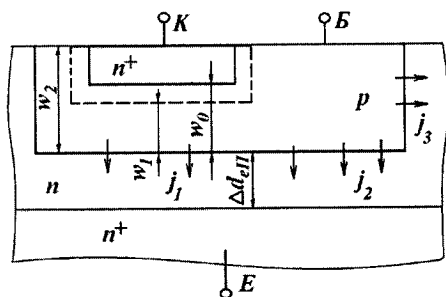


Рисунок 9.8 – Структура  $n$ - $p$ - $n$ -транзистора для розрахунку інверсного коефіцієнта передачі

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

$$d_{0\delta} = \frac{d_e}{\ln(N_{s\delta} / N_k)}, \quad (9.21)$$

де  $n-n^+$  – 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 [8].

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

$$j_{n1,2} = qD_n n_p(0) \left\{ d_{0\delta} \left[ \exp(w_{1,2} / d_{0\delta}) - 1 \right] \right\}^{-1}, \quad (9.22)$$

$$j_{p1} = j_{p2} = \left[ qD_p p_n(0) / L_p \right] th(\Delta d_{eII} / L_p), \quad (9.23)$$

$$j_{p3} = qD_p p_n(0) / L_p, \quad (9.24)$$

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. 9.9) існує співвідношення:

$$j_{n1} > j_{n2} \gg j_{n3}. \quad (9.25)$$

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

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

$$\alpha_I^{-1} \approx 1 + \left[ (K_1 - 1) j_{n2} + K_1 j_{p1} + K_2 j_{p3} \right] / j_{n1}, \quad (9.26)$$

а з урахуванням співвідношень (9.22) – (9.24)

$$\alpha_I^{-1} = 1 + \left( \exp \frac{w_1}{d_{0\delta}} - 1 \right) \left[ \frac{K_1 - 1}{\exp(w_2 / d_{0\delta}) - 1} + \frac{D_p d_{0\delta}}{L_p D_n} \left( K_2 + K_1 th \frac{\Delta d_{eII}}{L_p} \right) \right], \quad (9.27)$$

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

З аналізу виразів (9.26), (9.27) випливає, що  $\alpha_I$  зростає при збільшенні глибини залягання емітерного переходу й концентрації домішок в емітерній області, а також при зменшенні товщини бази транзистора, поверхневої концентрації домішок базової дифузії, товщини епітаксильної плівки  $n$ -типу й величини  $K_1$  й  $K_2$ .

Стала часу коефіцієнта передачі при інверсному включенні

$$\tau_{\alpha} = \alpha_I \left[ \exp \frac{w_1}{d_{0\delta}} - 1 \right] \left[ (K_1 - 1) d_{0\delta} + K_1 \Delta d_{e\Pi} \right] \frac{d_{0\delta}}{D_n}. \quad (9.28)$$

Формула (9.28) правильна для випадку, що найбільше часто зустрічається

$$\frac{\Delta d_{e\Pi}}{|L_p(\omega)|} \leq 0,75, \quad (9.29)$$

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 (9.28) 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. 9.5), використовуючи вихідні дані, що подані в табл. 9.1;

2) значення сталої часу  $\tau_{\alpha}$  та граничної частоти  $f_{\alpha} = (2\pi\tau_{\alpha})^{-1}$  транзистора при інверсному включенні, використовуючи вихідні дані, які подано в табл. 9.1, за умови, що  $d_{0\delta} = 0,964$  мкм,  $K_1 = 10$ ,  $D_n = 18,2$  см<sup>2</sup>/с,  $\varphi_T = 0,026$  В.

### Приклад розв'язування задачі

Вихідні дані:  $I_{e,ПВ} = 4$  мА;  $B'_{\max} = 65$ ;  $w = 0,5$  мкм;  $L = 12$  мкм;  $\rho_{\delta} = 0,2$  Ом·см;  $\alpha = 0,8$ ;  $\Delta d_{e\Pi} = 2$  мкм.

Ширину емітера обчислюють на основі рівнянь (9.6), (9.7) системи. Вибір рівняння для подальшого обчислення проводять в такий спосіб:

Обчислюють:

$$B'_{\max} = \frac{1}{1 - 0,8} = 5;$$

$$\Psi = \frac{0,5}{12} \cdot (2 \cdot 5)^{0,5} = 0,13 < 1.$$

Оскільки  $\Psi < 1$ , для обчислення ширини емітера використаємо рівняння (9.7) системи:

$$\frac{I_{e.ПВ}}{h} = \frac{0,026}{0,2 \cdot 10^{-2}} \cdot (2 \cdot 65)^{0,5} = 148 \text{ (А/м);}$$

$$148 \cdot h = I_{e.ПВ};$$

$$h = 27 \text{ мкм.}$$

Отже, ширина емітера  $h = 27$  мкм.

Відповідно до розрахованого значення ширини емітера обираємо з банку конструкцій інтегральних транзисторів топологію одноемітерного біполярного транзистора, структуру якого подано на рис. 9.9. Площа біполярного транзистора становить  $15300 \text{ мкм}^2$ .

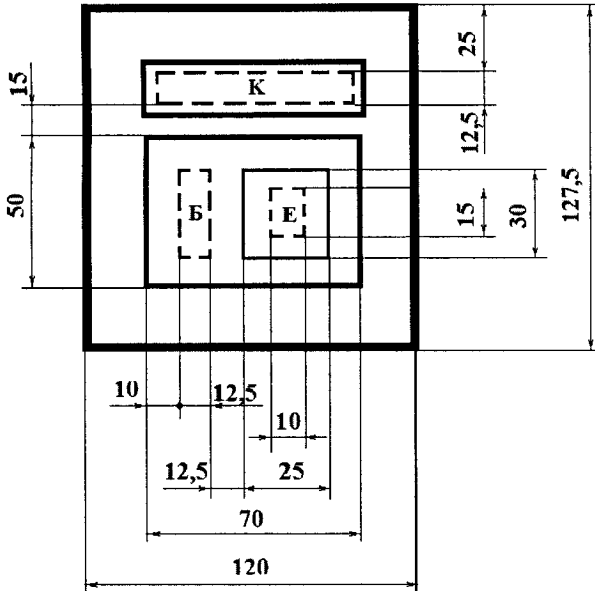


Рисунок 9.9 – Топологія одноемітерного біполярного транзистора

Значення сталої часу  $\tau_\alpha$  при інверсному включенні обчислюють за виразом (9.28):

$$\tau_\alpha = 0,8 \cdot \left[ \exp\left(\frac{0,5 \cdot 10^{-6}}{0,964 \cdot 10^{-6}}\right) - 1 \right] \cdot \left[ (10-1) \cdot 0,964 \cdot 10^{-6} + 10 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \right] \times \\ \times \frac{0,964 \cdot 10^{-6}}{18,2 \cdot 10^{-4}} = 8,3 \text{ (нс)}.$$

Гранична частота набуває значення:

$$f_\alpha = \left( 2 \cdot 3,14 \cdot 8,3 \cdot 10^{-9} \right)^{-1} = 19,2 \text{ (МГц)}.$$

Отже, при інверсному включенні *n-p-n*-транзистора стала часу –  $\tau_\alpha = 8,3$  нс, гранична частота –  $f_\alpha = 19,2$  МГц.

### Задачі для самостійного розв'язування

Таблиця 9.1 – Варіанти завдань

№ вар-та	$I_{e.ПВ}$ , мА	$B_{max}$	$w$ ( $w_1$ ), мкм	$L$ , мкм	$\rho_b$ , Ом·см	$\alpha$ ( $\alpha_I$ )	$\Delta d_{eП}$ , 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	3,8	80	0,9	12	0,8	0,86	8
8	3,6	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

### Контрольні питання

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.

## ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 10 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 [3, 4, 8].

**Ідеальний МДН-конденсатор.** На рис. 10.1, а) показано спрощену структуру МДН-конденсатора. Як діелектрик в цих конденсаторах використовується двоокис кремнію. Верхня обкладинка конденсатора – метал, нижня – напівпровідник *n*- або *p*-типу.

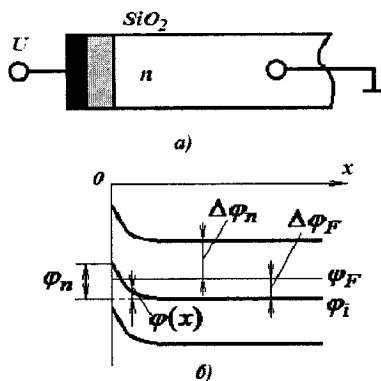


Рисунок 10.1 – Структура (а) і зонна діаграма (б) МДН-конденсатора

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

$$C = C_D C_H / (C_D + C_H), \quad (10.1)$$

де  $C_D$  – ємність, обумовлена діелектриком;

$C_H$  – диференціальна ємність напівпровідника.



Питома ємність, обумовлена діелектриком:

$$C_{0Д} = \frac{\varepsilon_D \varepsilon_0}{d_D}, \quad (10.2)$$

де  $d_D$  – товщина діелектрика.

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

На рис. 10.1, б) показано зонну діаграму 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 приповерхневим шаром. Буде-мо 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 [8]:

$$d_{II} \approx \sqrt{\frac{2\varepsilon_H \varepsilon_0 |\varphi_n|}{qN_D}}. \quad (10.3)$$

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

На рис. 10.2 подано залежність ємності  $C$  (10.1) від зовнішньої напруги. Крива  $a$  відповідає статичному режиму.

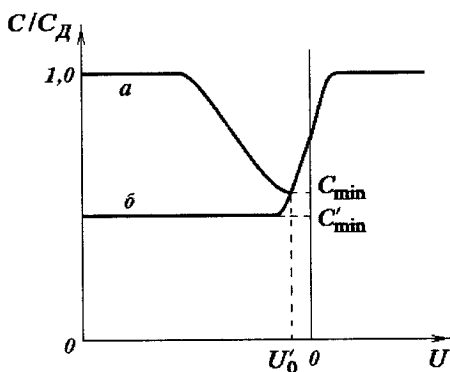


Рисунок 10.2 – Залежність відносної ємності МДН-конденсатора від прикладеної напруги

Для плоских зон ( $\varphi_n = 0$ )

$$C_H = \frac{\sqrt{2}\varepsilon_H\varepsilon_0}{L_D}, \quad (10.4)$$

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

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

$$d_{\Pi \max} = 2\sqrt{\frac{\varepsilon_H\varepsilon_0|\Delta\varphi_F|}{qN_D}}. \quad (10.5)$$

Відповідна  $d_{\Pi \max}$  напруга

$$U'_0 \approx \frac{-Q_{\Pi}}{C_{0D}} + 2\Delta\varphi_F \approx \frac{-qN_D d_{\Pi \max}}{C_{0D}} + 2\Delta\varphi_F, \quad (10.6)$$

де  $Q_{\Pi} = Q_p + qN_D d_{\Pi}$  – густина позитивного заряду в приповерхневому шарі;

$Q_p$  – відповідна густина просторового заряду дірок.

$$\Delta\varphi_F = -\varphi_T \ln\left(\frac{N_D}{n_i}\right) \quad (10.7)$$

У виразі (10.6) передбачалось, що  $Q_p \ll qN_D d_{\Pi \max}$ . 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. 10.2, крива б,  $U < 0$ ) [8].

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

$$C_H = \frac{\varepsilon_H\varepsilon_0}{d_{\Pi}}. \quad (10.8)$$

Як впливає із (10.1),

$$C'_{0\min} = \frac{\varepsilon_D \varepsilon_0}{\left[ d_D + \left( \frac{\varepsilon_D}{\varepsilon_H} \right) d_{II \max} \right]} \quad (10.9)$$

Величина  $\Delta\varphi_n$  (див. рис. 10.1, 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.

**Реальний МДН-конденсатор.** На рис. 10.3 показано структуру МДН-конденсатора, використовувану в ІС ( $d_D$  – товщина плівки діелектрика).

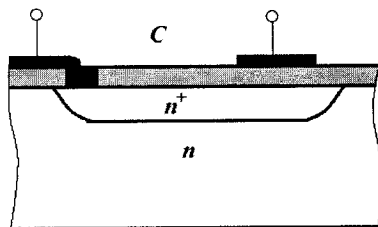


Рисунок 10.3 – Структура інтегрального МДН-конденсатора

Відмінність її від структури на рис. 10.1 полягає в тому, що для зменшення послідовного опору нижньої обкладинки конденсатора використовується  $n^+$ -шар. Наявність останнього також зменшує залежність ємності від зовнішньої напруги [8].

Аналіз поверхневих станів на границі поділу Si-SiO<sub>2</sub> показує, що їх врахування еквівалентно введенню в (10.6) деякого заряду  $Q_{ПС}$  поверхневих станів, причому незалежно від кристалографічної орієнтації  $Q_{ПС} > 0$ . У табл. 10.1 подано значення густини заряду  $Q_{ПС}$  для різних кристалографічних площин.

Таблиця 10.1 – Густина заряду поверхневих станів

Кристалографічна 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

$$\varphi_{\text{МДН}} = \varphi_{\text{М}} - \varphi_{\text{Н.Д}} - \varphi_3 / 2 - \Delta\varphi_{\text{F}}, \quad (10.10)$$

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

Для границі поділу Si-SiO<sub>2</sub>  $\varphi_{\text{Н.Д}} = 4,35$  В при  $T = 300$  К. Значення  $\varphi_{\text{М}}$  для різних металів наведено в табл. 10.2. Урахуємо також просторовий заряд, зазвичай присутній у діелектрику ( $Q_{\text{Д}}$ ) [8].

Таблиця 10.2 – Робота виходу металів

Метал	Mg	Al	Ni	Cu	Ag	Pt	Au
$\varphi_{\text{М}}, \text{В}$	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 (10.6) отримуємо

$$U_0 = -(Q_{\text{П}} + Q_{\text{ПС}} + Q_{\text{Д}}) / C_{0\text{Д}} + 2\Delta\varphi_{\text{F}} + \varphi_{\text{МДН}}, \quad (10.11, \text{а})$$

де  $U_0$  – гранична напруга транзистора.

Як правило,  $Q_{\text{Д}} > 0$  і його значення визначається якістю технологічного процесу виготовлення ІС. Воно може змінюватися в досить широкі межі, погіршуючи стабільність  $U_0$ . Для забезпечення сталості  $U_0$  необхідно, щоб  $Q_{\text{Д}} \ll (Q_{\text{П}} + Q_{\text{ПС}})$ . Спеціальні методи стабілізації  $Q_{\text{Д}}$  дозволяють забезпечити  $Q_{\text{Д}} < 10^{-8}$  Кл/см<sup>2</sup>, що знижує його вплив ( $Q_{\text{ПС}} = (1,4 - 8,0) \cdot 10^{-8}$  Кл/см<sup>2</sup>, див. табл. 10.1). Тому при оцінних розрахунках  $Q_{\text{Д}}$  можна не враховувати й використовувати співвідношення

$$U_0 = -(Q_{\text{П}} + Q_{\text{ПС}}) / C_{0\text{Д}} + 2\Delta\varphi_{\text{F}} + \varphi_{\text{МДН}}. \quad (10.11, \text{б})$$

У табл. 10.3 показано знаки величин, що входять у співвідношення (10.11, б). Відповідно до виразу (10.11, б) наявність  $Q_{\text{ПС}}$  і  $\varphi_{\text{МДН}}$  викликає зрушення вольт-фарадної характеристики МДН-конденсатора по осі напруг.

Таблиця 10.3 – Знаки величин, що входять у співвідношення (10.11, б)

Тип провідності напівпровідника	Знаки величин			
	$Q_{\text{ПС}}$	$Q_{\text{Н}}$	$\Delta\varphi_{\text{F}}$	$\varphi_{\text{МДН}}$
<i>n</i>	+	+	-	--
<i>p</i>	+	-	+	-

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 (10.2) необхідно замінити  $\varepsilon_D$  на ефективне значення

$$\varepsilon_{D, \text{еф}} = \frac{\varepsilon_{D1}\varepsilon_{D2}d_D}{(\varepsilon_{D2}d_{D1} + \varepsilon_{D1}d_{D2})}, \quad (10.12)$$

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:

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

Напряг 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  $C_H \gg C_D$  визначаються технологічними допусками на товщину діелектрика:

$$\frac{\Delta C_D}{C_D} \approx -\frac{\Delta d_D}{d_D}. \quad (10.13)$$

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

### Завдання

Обчислити питому ємність  $C_{0D}$ , відношення  $C'_{0\text{min}}/C_{0D}$ , граничну напругу  $U_0$ , напругу пробою  $U_{пр}$  МДН-конденсатора зі структурою, що подана на рис. 10.3. Діелектрик  $\text{SiO}_2$  товщиною  $d_D = 10^{-5}$  см і діелектричною проникністю  $\varepsilon_D = 3,9$ ,  $\varepsilon_H = 11,7$ ,  $n_i = 1,5 \cdot 10^{10}$  см<sup>-3</sup>. Поверхневу концентрацію донорної домішки  $N_{SD}$  візьмемо близько  $10^{19}$  см<sup>-3</sup>,  $\varphi_T = 0,026$  В. Крім того,  $N_D = N_{SD} = \text{const}$ . Варіанти матеріалу контактної площадки, тип провідності напівпровідника та кристалографічна орієнтація підкладки подано в таблиці 10.4.

### Приклад розв'язування задачі

Обчислимо питому ємність  $C_{0D}$  за формулою (10.2):

$$C_{0D} = \frac{3,9 \cdot 8,85 \cdot 10^{-14}}{10^{-5}} = 3,45 \cdot 10^{-8} \text{ (Ф/см}^2\text{)}.$$

Для того, щоб визначити чисельне значення відношення  $C'_{0\min} / C_{0Д}$ , спочатку обчислимо потенціал  $\Delta\varphi_F$  за виразом (10.9):

$$\Delta\varphi_F = -0,026 \cdot \ln\left(\frac{10^{19}}{1,5 \cdot 10^{10}}\right) = -0,53 \text{ (В)}.$$

Максимальне значення ширини шару просторового заряду обчислимо за виразом (10.5):

$$d_{II\max} = 2 \sqrt{\frac{11,7 \cdot 8,85 \cdot 10^{-14} \cdot 0,53}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 10^{19}}} = 1,17 \cdot 10^{-6} \text{ (см)}.$$

$C'_{0\min}$  обчислюється за виразом (10.8):

$$C'_{0\min} = \frac{3,9 \cdot 8,85 \cdot 10^{-14}}{\left[10^{-5} + \left(\frac{3,9}{11,7}\right) \cdot 1,17 \cdot 10^{-6}\right]} = 3,32 \cdot 10^{-8} \text{ (Ф/см}^2\text{)}.$$

Отже, відношення  $C'_{0\min} / C_{0Д}$  набуває значення:

$$\frac{C'_{0\min}}{C_{0Д}} = \frac{3,32 \cdot 10^{-8}}{3,45 \cdot 10^{-8}} = 0,96.$$

Тепер перейдемо до визначення граничної напруги  $U_0$  за виразом (10.11, б). У нашому випадку контактна площадка виконана із  $\text{Cu}$ , кристалографічна орієнтація кремнію  $\langle 110 \rangle$ .

Однак, спочатку обчислимо різницю робіт виходу структури метал – діелектрик – напівпровідник за формулою (10.10).

Із табл. 10.2 маємо чисельне значення роботи виходу міді  $\varphi_M = \varphi_{\text{Cu}} = 4,4$  В. Висота потенційного бар'єра на границі напівпровідник – діелектрик  $\varphi_{НД} = 4,35$  В, ширина забороненої зони кремнію (при  $T = 300$  К)  $\varphi_3 = 1,12$  В.

Робота виходу структури метал – діелектрик – напівпровідник набуває значення:

$$\varphi_{МДН} = 4,4 - 4,35 - \frac{1,12}{2} + 0,53 = 0,02 \text{ (В)}.$$

Із табл. 10.1 маємо густину заряду поверхневих станів

$$(Q_{ПС} / q) \cdot 10^{-11} = 2 \text{ см}^{-2} \rightarrow Q_{ПС} = 2 \cdot 10^{11} \cdot q;$$

$$Q_{ПС} = 2 \cdot 10^{11} \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} = 3,2 \cdot 10^{-8} \text{ (Кл} \cdot \text{см}^{-2}\text{)}.$$

Густина позитивного заряду в приповерхневому шарі обчислюється за виразом:

$$Q_{\Pi} = Q_p + qN_{Д}d_{\Pi}.$$

Враховуючи, що  $Q_p \ll qN_{Д}d_{\Pi \max}$ , густиною просторового заряду дірок  $Q_p$  у виразі для  $Q_{\Pi}$  можна знехтувати. Отже:

$$Q_{\Pi} \approx qN_{Д}d_{\Pi \max};$$

$$Q_{\Pi} \approx 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 10^{19} \cdot 1,17 \cdot 10^{-6} = 1,872 \cdot 10^{-6} \text{ (Кл} \cdot \text{см}^{-2}\text{)}.$$

Гранична напруга  $U_0$  набуває значення:

$$U_0 = -\frac{(1,872 \cdot 10^{-6} + 3,2 \cdot 10^{-8})}{3,45 \cdot 10^{-8}} + 2 \cdot (-0,53) + 0,02 = -56,23 \approx -56 \text{ (В)}.$$

Напруга пробою МДН-конденсатора обчислюється за виразом:

$$U_{np} = E_{кр} \cdot d_{Д},$$

де  $E_{кр}$  – критична напруженість електричного поля ( $6 \cdot 10^6$  В/см),

$$U_{np} = 6 \cdot 10^6 \cdot 10^{-5} = 60 \text{ (В)}.$$

З наведених розрахунків можна зробити висновок, що в допробійній області ( $|U| < 60$  В) при  $N_{SD} \geq 10^{19}$  см<sup>-3</sup> конденсатор має високу стабільність ( $C'_{0\min} / C_{0Д} = 0,96$ ).

## Задачі для самостійного розв'язування

Таблиця 10.4 – Варіанти завдань

№ варіанта	Матеріал контактної площадки	Тип провідності напівпровідника	Кристалграфічна орієнтація підкладки
1	Al	n	$\langle 111 \rangle$
2	Al	p	$\langle 110 \rangle$
3	Cu	n	$\langle 100 \rangle$
4	Cu	p	$\langle 111 \rangle$
5	Al	n	$\langle 110 \rangle$
6	Al	p	$\langle 100 \rangle$
7	Cu	n	$\langle 111 \rangle$
8	Cu	p	$\langle 100 \rangle$
9	Al	n	$\langle 111 \rangle$
10	Al	p	$\langle 110 \rangle$

### Контрольні питання

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 ?

## ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 11 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 [3, 4, 8].

**Електричні характеристики.** На рис. 11.1 подано структуру МДН-транзистора з р-каналом. Канал позначений на рисунку штриховою лінією.



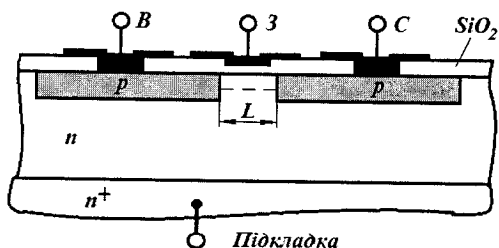


Рисунок 11.1 – Структура МДН-транзистора з індукованим р-каналом

Зазвичай електрод витоку з'єднаний з напівпровідниковою пластиною. На рис. 11.2 подано вихідну ВАХ транзистора [8].

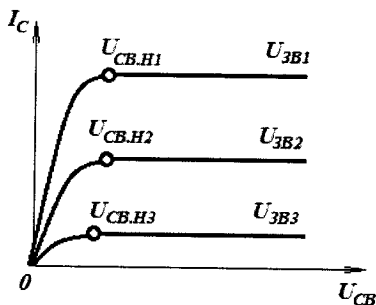


Рисунок 11.2 – Вихідні характеристики МДН-транзистора з індукованим каналом р-типу

Зазвичай вихідна характеристика МДН-транзистора має вигляд

$$I_c = b \left[ (U_{З.В} - U_0) U_{C.В} - U_{C.В}^2 / 2 \right], \quad (11.1)$$

питома крутість

$$b = \varepsilon_D \varepsilon_0 \mu_p Z / (L d_D), \quad (11.2)$$

де  $U_{З.В}$ ,  $U_{C.В}$  – 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),

$$U_{C.B.H} = U_{3.B} - U_0. \quad (11.3)$$

При  $|U_{C.B}| \geq |U_{C.B.H}|$  транзистор працює в області насичення. Підставляючи (11.3) в (11.1), одержуємо

$$I_c = b \left[ (U_{3.B} - U_0)^2 / 2 \right], \quad (11.4)$$

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

$$S = \frac{dI_c}{dU_{3.B}} = b(U_{3.B} - U_0) \quad (11.5, a)$$

або

$$S = \sqrt{2bI_c}. \quad (11.5, б)$$

Диференціюючи вираз (11.1) за  $U_{CB}$ , одержуємо диференціальний опір транзистора на крутій ділянці

$$R_i = [b|U_{3B} - U_0 - U_{CB}|]^{-1}, \quad (11.6)$$

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

$$R_0 = [b|U_{3B} - U_0|]^{-1}. \quad (11.7)$$

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

$$\tau_s = R_0 C_3 = \frac{L^2}{[\mu_p |U_{3B} - U_0|]}, \quad (11.8)$$

де ємність затвора

$$C_3 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_D ZL}{d_D}. \quad (11.9)$$

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

Для останнього

$$\varphi_{МДН} = \Delta\varphi_{FПК} - \Delta\varphi_{FK}, \quad (11.10)$$

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

Змінюючи значення  $\Delta\varphi_{FПК}$  й  $\Delta\varphi_{FK}$ , 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

$$n_i = 3,7 \cdot 10^{16} T^{3/2} \exp[-\varphi_{30} / (2\varphi_T)], \quad (11.11)$$

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

Рухливість

$$\mu = \frac{\mu_0 T_0}{T}, \quad (11.12)$$

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 (10.5), (10.9), (10.11, б) і (10.11, а), одержуємо

$$\frac{dU_0}{dT} = \left( \frac{d\Delta\varphi_F}{dT} \right) \left[ 2 + \frac{Q_{II}}{2C_{0D} |\Delta\varphi_F|} \right], \quad (11.13)$$

де

$$\frac{d\Delta\varphi_F}{dT} = \frac{\left( \frac{\varphi_{30}}{2} + \Delta\varphi_F \right)}{T}. \quad (11.14)$$

З виразу (11.2), використовуючи (11.12), маємо

$$\frac{db}{dT} = \frac{b}{T}, \quad (11.15)$$

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

Температурну характеристику струму стоку в режимі насичення одержимо з (11.4), використовуючи (11.15) [8]:

$$\frac{dI_C}{dT} = I_C \left[ -\frac{1}{T} - 2 \frac{(dU_0 / dT)}{U_{3B} - U_0} \right]. \quad (11.16)$$

З аналізу виразів (11.13), (11.14) випливає, що при врахуванні полярності напруг  $U_{3B}$  і  $U_0$  доданки в прямих дужках формули (11.16) 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 кристалографічну орієнтацію кремнієвих пластин подано в табл. 11.1.

Для розрахунку використати такі вихідні дані: діелектрик  $\text{SiO}_2$  товщиною  $d_D = 10^{-5}$  см і діелектричною проникністю  $\epsilon_D = 3,9$ ,  $\epsilon_H = 11,7$ ,  $n_i = 1,5 \cdot 10^{10}$  см $^{-3}$ ,  $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{14}$  Ф/см,  $T = 300$  К. Для кремнію  $n$ -типу (канал  $p$ -типу) концентрація донорів  $N_{D1} = 10^{15}$  см $^{-3}$ ,  $N_{D2} = 10^{16}$  см $^{-3}$ ,  $N_{D3} = 10^{17}$  см $^{-3}$ . Для кремнію  $p$ -типу (канал  $n$ -типу) концентрація акцепторів  $N_{A1} = 10^{15}$  см $^{-3}$ ,  $N_{A2} = 10^{16}$  см $^{-3}$ ,  $N_{A3} = 10^{17}$  см $^{-3}$ .

Результати обчислень подати як залежність  $U_0 = f(N)$ . Для проміжних розрахунків використовувати аналітичні вирази та табличні дані, що подані в практичному занятті № 10;

2. Розрахувати значення  $dU_0 / dT$  та напругу  $U_{3B}$ , при якій  $dI_C / dT = 0$ .

## Приклад розв'язування задачі

Розрахувати порогову напругу транзистора з каналом  $p$ -типу, виготовленого на кремнії ( $n$ -типу) з кристалографічною орієнтацією  $\langle 110 \rangle$ , електрод затвора виготовлений із  $\text{Cu}$ , товщина підзатворного окислу  $d_D = 10^{-5}$  см, діелектрична проникність  $\epsilon_D = 3,9$ ,  $\epsilon_H = 11,7$ ,  $n_i = 1,5 \cdot 10^{10}$  см $^{-3}$ ,

$\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{14}$  Ф/см,  $T = 300$  К. Для кремнію  $n$ -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>.

1. Обчислимо значення порогової напруги  $U_0$  МДН-транзистора за виразом (10.11, б), враховуючи концентрацію донорів:

1.1.  $N_{Д1} = 10^{15}$  см<sup>-3</sup>.

Спочатку обчислимо потенціал  $\Delta\varphi_F$  за виразом (10.9):

$$\Delta\varphi_{F1} = -0,026 \cdot \ln\left(\frac{10^{15}}{1,5 \cdot 10^{10}}\right) = -0,29 \text{ (В)}.$$

Максимальне значення ширини шару просторового заряду обчислимо за виразом (10.5):

$$d_{П\max 1} = 2 \sqrt{\frac{11,7 \cdot 8,85 \cdot 10^{-14} \cdot 0,29}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 10^{15}}} = 8,7 \cdot 10^{-5} \text{ (см)}.$$

Обчислимо різницю робіт виходу структури метал – діелектрик – напівпровідник за формулою (10.10). Із табл. 10.2 маємо числове значення роботи виходу міді  $\varphi_M = \varphi_{Cu} = 4,4$  В. Висота потенційного бар'єра на границі напівпровідник – діелектрик  $\varphi_{Н.Д} = 4,35$  В, ширина забороненої зони кремнію (при  $T = 300$  К)  $\varphi_3 = 1,12$  В.

Робота виходу структури метал – діелектрик – напівпровідник набуває значення:

$$\varphi_{МДН1} = 4,4 - 4,35 - \frac{1,12}{2} + 0,29 = -0,22 \text{ (В)}.$$

Із табл. 10.1 маємо густину заряду поверхневих станів

$$(Q_{ПС} / q) \cdot 10^{-11} = 2 \text{ см}^{-2} \rightarrow Q_{ПС} = 2 \cdot 10^{11} \cdot q;$$

$$Q_{ПС} = 2 \cdot 10^{11} \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} = 3,2 \cdot 10^{-8} \text{ (Кл} \cdot \text{см}^{-2}\text{)}.$$

Густина позитивного заряду в приповерхневому шарі обчислюється за виразом:

$$Q_{П} = Q_p + qN_{Д}d_{П}.$$

Враховуючи, що  $Q_p \ll qN_d d_{\Pi \max}$ , густиною просторового заряду дірок  $Q_p$  у виразі для  $Q_{\Pi}$  можна знехтувати. Отже:

$$Q_{\Pi} \approx qN_d d_{\Pi \max};$$

$$Q_{\Pi 1} \approx 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 10^{15} \cdot 8,7 \cdot 10^{-5} = 1,39 \cdot 10^{-8} \text{ (Кл} \cdot \text{см}^{-2}\text{)}.$$

Обчислимо питому ємність  $C_{0D}$  за формулою (10.2):

$$C_{0D} = \frac{3,9 \cdot 8,85 \cdot 10^{-14}}{10^{-5}} = 3,45 \cdot 10^{-8} \text{ (Ф/см}^2\text{)}.$$

Порогова напруга  $U_0$  обчислюється за виразом (10.11, б):

$$U_{01} = -\frac{(1,39 \cdot 10^{-8} + 3,2 \cdot 10^{-8})}{3,45 \cdot 10^{-8}} + 2 \cdot (-0,29) - 0,22 = -2,13 \text{ (В)}.$$

1.2.  $N_{D2} = 10^{16} \text{ см}^{-3}$ .

Спочатку обчислимо потенціал  $\Delta\varphi_F$  за виразом (10.9):

$$\Delta\varphi_{F2} = -0,026 \cdot \ln\left(\frac{10^{16}}{1,5 \cdot 10^{10}}\right) = -0,35 \text{ (В)}.$$

Максимальне значення ширини шару просторового заряду обчислимо за виразом (10.5):

$$d_{\Pi \max 2} = 2 \sqrt{\frac{11,7 \cdot 8,85 \cdot 10^{-14} \cdot 0,35}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 10^{16}}} = 3 \cdot 10^{-5} \text{ (см)}.$$

Обчислимо різницю робіт виходу структури метал – діелектрик – напівпровідник за формулою (10.10), якщо  $\varphi_M = \varphi_{Cu} = 4,4 \text{ В}$ ,  $\varphi_{H.D} = 4,35 \text{ В}$ ,  $\varphi_3 = 1,12 \text{ В}$ .

Робота виходу структури метал – діелектрик – напівпровідник набуває значення:

$$\varphi_{MДН2} = 4,4 - 4,35 - \frac{1,12}{2} + 0,35 = -0,16 \text{ (В)}.$$

Із табл. 10.1 маємо густину заряду поверхневих станів:

$$Q_{PC} = 2 \cdot 10^{11} \cdot q;$$

$$Q_{PC} = 2 \cdot 10^{11} \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} = 3,2 \cdot 10^{-8} \text{ (Кл} \cdot \text{см}^{-2}\text{)}.$$

Густина позитивного заряду в приповерхневому шарі обчислюється за виразом:

$$Q_{II} \approx qN_{Д}d_{II} \max;$$

$$Q_{II2} \approx 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 10^{16} \cdot 3 \cdot 10^{-5} = 4,8 \cdot 10^{-8} \text{ (Кл} \cdot \text{см}^{-2}\text{)}.$$

Значення питомої ємності  $C_{0Д}$  обчислено за формулою (10.2):

$$C_{0Д} = \frac{3,9 \cdot 8,85 \cdot 10^{-14}}{10^{-5}} = 3,45 \cdot 10^{-8} \text{ (Ф/см}^2\text{)}.$$

Значення порогової напруги  $U_0$  обчислюється за виразом (10.11, б):

$$U_{02} = -\frac{(4,8 \cdot 10^{-8} + 3,2 \cdot 10^{-8})}{3,45 \cdot 10^{-8}} + 2 \cdot (-0,35) - 0,16 = -3,18 \text{ (В)}.$$

$$1.3. N_{Д3} = 10^{17} \text{ см}^{-3}.$$

Спочатку обчислимо потенціал  $\Delta\varphi_F$  за виразом (10.9):

$$\Delta\varphi_{F3} = -0,026 \cdot \ln\left(\frac{10^{17}}{1,5 \cdot 10^{10}}\right) = -0,41 \text{ (В)}.$$

Максимальне значення ширини шару просторового заряду обчислимо за виразом (10.5):

$$d_{II \max 3} = 2 \sqrt{\frac{11,7 \cdot 8,85 \cdot 10^{-14} \cdot 0,41}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 10^{17}}} = 1,03 \cdot 10^{-5} \text{ (см)}.$$

Обчислимо різницю робіт виходу структури метал – діелектрик – напівпровідник за формулою (10.10), якщо  $\varphi_M = \varphi_{Cu} = 4,4$  В,  $\varphi_{H.Д} = 4,35$  В,  $\varphi_3 = 1,12$  В.

Робота виходу структури метал – діелектрик – напівпровідник набуває значення:

$$\varphi_{\text{МДНЗ}} = 4,4 - 4,35 - \frac{1,12}{2} + 0,41 = -0,1 \text{ (В)}.$$

Із табл. 10.1 маємо густину заряду поверхневих станів:

$$Q_{\text{ПС}} = 2 \cdot 10^{11} \cdot q;$$

$$Q_{\text{ПС}} = 2 \cdot 10^{11} \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} = 3,2 \cdot 10^{-8} \text{ (Кл} \cdot \text{см}^{-2}\text{)}.$$

Густина позитивного заряду в приповерхневому шарі обчислюється за виразом:

$$Q_{\text{П}} \approx qN_{\text{Д}}d_{\text{П}} \text{ max};$$

$$Q_{\text{ПЗ}} \approx 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 10^{17} \cdot 1,03 \cdot 10^{-5} = 16,5 \cdot 10^{-8} \text{ (Кл} \cdot \text{см}^{-2}\text{)}.$$

Значення питомої ємності  $C_{0\text{Д}}$  обчислено за формулою (10.2):

$$C_{0\text{Д}} = \frac{3,9 \cdot 8,85 \cdot 10^{-14}}{10^{-5}} = 3,45 \cdot 10^{-8} \text{ (Ф/см}^2\text{)}.$$

Значення порогової напруги  $U_0$  обчислюється за виразом (10.11, б):

$$U_{03} = -\frac{(16,5 \cdot 10^{-8} + 3,2 \cdot 10^{-8})}{3,45 \cdot 10^{-8}} + 2 \cdot (-0,41) - 0,1 = -6,63 \text{ (В)}.$$

Результати обчислень подамо як залежність  $U_0 = f(N_{\text{Д}})$  (рис. 11.3).

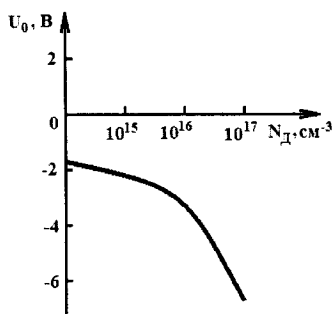


Рисунок 11.3 – Залежність порогових напруг МДН-транзистора від концентрації домішок в напівпровідниковій пластині



2. Розрахуємо значення  $dU_0/dT$  та напругу  $U_{3B}$ , при якій  $dI_C/dT=0$ , використовуючи співвідношення (11.13), (11.14), (11.16) та результати попередніх обчислень.

$$2.1. N_{Д1} = 10^{15} \text{ см}^{-3}.$$

За виразом (11.14) обчислюють значення  $d\Delta\varphi_F/dT$ :

$$\frac{d\Delta\varphi_{F1}}{dT} = \frac{\left(\frac{1,12}{2} - 0,29\right)}{300} = 9 \cdot 10^{-4} \text{ (В/}^\circ\text{C)}.$$

Температурну залежність напруги  $U_0$  обчислюють за виразом (11.13)

$$\frac{dU_{01}}{dT} = 9 \cdot 10^{-4} \left[ 2 + \frac{1,39 \cdot 10^{-8}}{2 \cdot 3,45 \cdot 10^{-8} \cdot 0,29} \right] = 2,4 \cdot 10^{-3} \text{ (В/}^\circ\text{C)}.$$

Із виразу (11.16) при умові, що  $dI_C/dT=0$  напругу  $U_{3B}$  обчислюють за таким виразом:

$$U_{3B} = U_0 - 2T \frac{dU_0}{dT}, \quad (11.17)$$

$$U_{3B1} = -2,13 - 2 \cdot 300 \cdot 2,4 \cdot 10^{-3} = -3,57 \text{ (В)}.$$

$$2.2. N_{Д2} = 10^{16} \text{ см}^{-3}.$$

За виразом (11.14) обчислюють значення  $d\Delta\varphi_F/dT$ :

$$\frac{d\Delta\varphi_{F2}}{dT} = \frac{\left(\frac{1,12}{2} - 0,35\right)}{300} = 7 \cdot 10^{-4} \text{ (В/}^\circ\text{C)}.$$

Температурну залежність напруги  $U_0$  обчислюють за виразом (11.13)

$$\frac{dU_{02}}{dT} = 7 \cdot 10^{-4} \left[ 2 + \frac{4,8 \cdot 10^{-8}}{2 \cdot 3,45 \cdot 10^{-8} \cdot 0,35} \right] = 2,8 \cdot 10^{-3} \text{ (В/}^\circ\text{C)}.$$

Напругу  $U_{3B}$  обчислюють за виразом (11.17):

$$U_{3B2} = -3,18 - 2 \cdot 300 \cdot 2,8 \cdot 10^{-3} = -4,86 \text{ (В)}.$$

$$2.3. N_{ДЗ} = 10^{17} \text{ см}^{-3}.$$

За виразом (11.14) обчислюють значення  $d\Delta\varphi_F / dT$ :

$$\frac{d\Delta\varphi_{F3}}{dT} = \frac{\left(\frac{1,12}{2} - 0,41\right)}{300} = 5 \cdot 10^{-4} \text{ (В/}^\circ\text{C)}.$$

Температурну залежність напруги  $U_0$  обчислюють за виразом (11.13)

$$\frac{dU_{03}}{dT} = 5 \cdot 10^{-4} \left[ 2 + \frac{16,5 \cdot 10^{-8}}{2 \cdot 3,45 \cdot 10^{-8} \cdot 0,41} \right] = 3,9 \cdot 10^{-3} \text{ (В/}^\circ\text{C)}.$$

Напругу  $U_{3B}$  обчислюють за виразом (11.17):

$$U_{3B3} = -6,63 - 2 \cdot 300 \cdot 3,9 \cdot 10^{-3} = -8,97 \approx -9 \text{ (В)}.$$

### Задачі для самостійного розв'язування

Таблиця 11.1 – Варіанти завдань

№ варіанта	Матеріал електрода затвора	Тип провідності напівпровідника	Тип каналу	Кристаліграфічна орієнтація підкладки
1	Al	<i>n</i>	<i>p</i>	$\langle 111 \rangle$
2	Al	<i>p</i>	<i>n</i>	$\langle 110 \rangle$
3	Al	<i>n</i>	<i>p</i>	$\langle 100 \rangle$
4	Cu	<i>p</i>	<i>n</i>	$\langle 111 \rangle$
5	Cu	<i>p</i>	<i>n</i>	$\langle 110 \rangle$
6	Cu	<i>n</i>	<i>p</i>	$\langle 100 \rangle$
7	Cu	<i>n</i>	<i>p</i>	$\langle 111 \rangle$
8	Al	<i>p</i>	<i>n</i>	$\langle 100 \rangle$
9	Al	<i>p</i>	<i>n</i>	$\langle 111 \rangle$
10	Al	<i>n</i>	<i>p</i>	$\langle 110 \rangle$

### Контрольні питання

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.

## ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 12

### 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 [3, 4, 9–13].

Розробка креслення топології містить 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 петлин у ній.

**Конструктивно-технологічні обмеження при розробленні топології ІМС на біполярних транзисторах.** 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. 12.1.

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 приблизно 130 мкм.

При досягнутому на сьогодні розвитку технології, що характеризується мінімальним розміром 4 мкм, мінімальна довжина транзистора становить близько 60 мкм. При мінімальному розмірі 1,5÷2 мкм, граничному для оптичної фотолітографії, розмір транзистора при  $d_e = 3$  мкм становитиме близько 28 мкм [3, 4, 9 – 13].

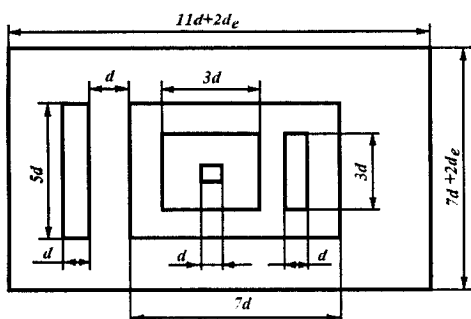


Рисунок 12.1 – Співвідношення розмірів областей транзистора зі стандартним розміром  $d$

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:

$$d_{Д.О.} \geq y_1 + y_2 + \delta_{\Phi} + w_1, \quad (12.1)$$

де  $y_1$  і  $y_2$  – величини бічних дифузій 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. 12.2. Наведемо конструктивно-технологічні обмеження при конструюванні ІМС на біполярних транзисторах, виконаних за планарно-епітаксialною технологією з використанням ізоляції *p-n*-переходом.

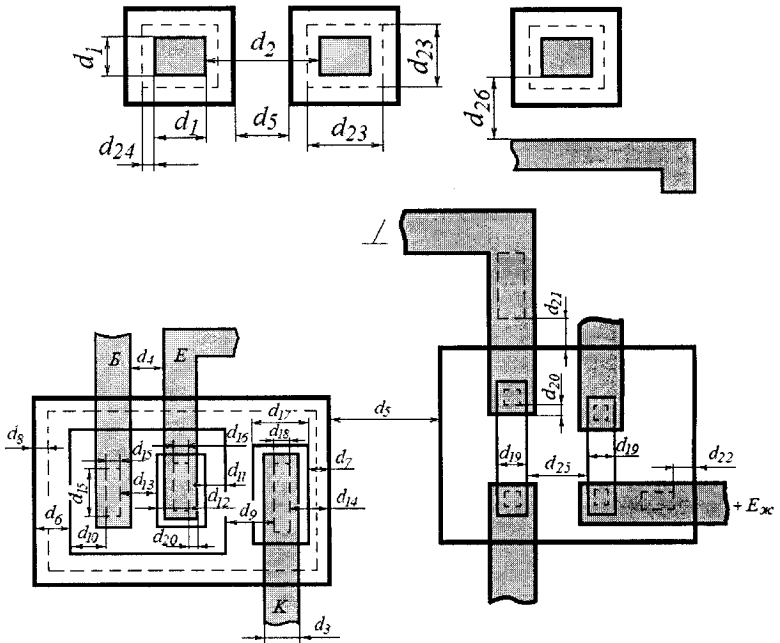


Рисунок 12.2 – Конструктивно-технологічні обмеження при розробленні топології ІМС на біполярних транзисторах

**Правила розміщення елементів ІМС на площині 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 [3, 4, 9 – 13]:

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 потрібно розташовувати поблизу активних елементів;

4) дифузійні резистори можна перетинати провідною доріжкою поверх шару окисла кремнію, що покриває резистор;

5) форма й місце розташування конденсаторів не є критичними;

6) 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 потрібно розташовувати поруч із потужним транзистором або якнайближче до входу чи виходу схеми;

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

9) комутація в ІМС повинна мати мінімальну кількість перетинів і мінімальну довжину провідних доріжок. Якщо повністю уникнути перетинів 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 пересіченими провідниками;

10) перша контактна площадка розташовується у нижньому лівому куті кристала й відрізняється від інших за її положенням відносно фігур суміщення 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 мають бути максимально віддалені; для зменшення височастотного зв'язку через підкладку контакт до неї потрібно здійснювати у двох точках – поблизу вхідних і вихідних каскадів.

### Завдання

Розрахувати площу кристала для розміщення топологічної структури напівпровідникової інтегральної схеми, використовуючи такі вихідні дані: площа дифузійних резисторів –  $S_{\Sigma R} = 11243,86 \text{ мкм}^2$ ; площа інтегральних біполярних транзисторів –  $S_{\Sigma VT} = 90474 \text{ мкм}^2$ ; площа контактних площадок –  $S_{\Sigma КП} = 67893,75 \text{ мкм}^2$ .

## Приклад розв'язування задачі

Площу кристала необхідно розрахувати для розміщення топологічної структури інтегральної схеми. Її визначаємо, виходячи з того, що корисна площа кристала, яка зайнята елементами і контактними площадками, дещо менша її загальної площі, що зумовлено технологічними вимогами й обмеженнями. З цією метою вибирають коефіцієнт використання кристала  $K_s$ , значення якого, залежно від складності схеми і засобу її використання, становить 2...3.

Загальний розрахунок розміру кристала має вигляд:

$$S = K_s \cdot [S_{\Sigma R} + S_{\Sigma VT} + S_{\Sigma КП}], \quad (12.2)$$

де  $S_{\Sigma R}$  – площа дифузійних резисторів,  $\text{мкм}^2$ ;  
 $S_{\Sigma VT}$  – площа інтегральних біполярних транзисторів,  $\text{мкм}^2$ ;  
 $S_{\Sigma КП}$  – площа всіх контактних площадок,  $\text{мкм}^2$ .

Тоді площа кристала набуває значення:

$$S = 3 \cdot [11243,86 + 90474 + 67893,75] = 508834,83 \approx 508835 \text{ (мкм}^2\text{)}.$$

На етапі розробки ескізу топології вирішують задачу оптимального розміщення на кристалі елементів і з'єднань між ними.

Після того, як остаточно обрано варіант топології, приступають до виготовлення креслень шарів мікросхеми за елементами.

Розроблена топологія має: відповідати принциповій електричній схемі; задовольняти всі висунуті конструктивні вимоги; бути складена таким чином, щоб для виготовлення мікросхеми була потрібна найбільш проста і дешева технологія; забезпечити заданий тепловий режим і можливість перевірки елементів під час виготовлення [3, 4].

Вибір типорозміру корпусу визначається:

- розміром монтажної площадки для установлення кристала;
- максимальною висотою ІМС;
- числом виводів ІМС.

Згідно з цими вимогами вибираємо корпус 14-DIP.

Цей корпус має такі конструктивно-технологічні характеристики:

- маса, не більше 0,5 г;
- розміри монтажної площадки – 14,0×6,2 мм×мм;
- потужність розсіювання при  $t = 20 \text{ }^\circ\text{C}$  – 2,4 Вт;
- метод герметизації корпусу – моноліт.

## *Задачі для самостійного розв'язування*

Використовуючи вихідні дані та результати розрахунків практичного заняття № 9, розрахувати орієнтовну площу кристала для розміщення топологічної структури напівпровідникової інтегральної схеми.

### **Контрольні питання**

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?

## **ПРАКТИЧНЕ ЗАНЯТТЯ № 13**

### **ПОКАЗНИКИ НАДІЙНОСТІ ПРИЛАДІВ ЕЛЕКТРОННОЇ ТЕХНІКИ**

**Мета роботи:** розрахувати показники надійності для кількісного оцінювання надійності ІМС, використовуючи емпірично отримані статистичні дані та закони розподілу випадкових величин.

### **Теоретичні відомості**

**Причини відмов ІМС.** Відмовою називається подія, що полягає в порушенні роботоздатності виробу. Причинами відмов ІМС можуть бути помилки, допущені при конструюванні або розробленні технологічного процесу виготовлення, дефекти процесу виробництва, порушення норм експлуатації та зберігання, а також природні процеси старіння. Основними причинами відмов є дефекти, що вносяться в процесі виробництва (~ 90%) і в результаті порушень правил експлуатації (~ 10%) [14].

У групі дефектів, що виникають в процесі виробництва, приблизно 50% становлять неякісні з'єднання, в тому числі плівкові, контактні (на межі провідників, виконаних з різних матеріалів або таких, що відрізняються конструктивно), а також дротяні тощо. Найбільш часто дефекти утворюються в місцях контактних з'єднань в результаті, наприклад, неякісно проведених технологічних операцій термокомпресії, паяння або зварювання. Такі види дефектів властиві як напівпровідниковим, так і гібридним ІМС та мікрозбіркам. Крім неякісних з'єднань, найбільш характерними для гібридних ІМС та мікрозбірок є дефекти, обумовлені наявністю навісних компонентів. Це пояснюється не тільки додатковою кількістю внесених ними контактних з'єднань, а й дефектами, пов'язаними з їх неякісним закріпленням на платах гібридних ІМС.



Значна кількість відмов напівпровідникових ІМС пов'язана з дефектами, що утворюються в результаті неякісного проведення процесів фотолітографії. Наприклад, видалення окисної плівки в місцях, де цього не має бути, призводить до утворення зайвих легованих областей і змикання *p-n* переходів при подальшому дифузійному процесі, утворення короткого замикання металізації з поверхнею напівпровідника та ін.

Роль подібних дефектів зростає із підвищенням ступеня інтеграції і збільшення розмірів кристалів напівпровідникових ВІС та НВІС. Дефекти, пов'язані з фотолітографічними процесами, є також в гібридних мікросхемах і мікрозбірках. Наприклад, місцеве зменшення ширини резистивної смужки призводить до локального перегріву резистора.

За характером зміни через відмови одного або декількох параметрів ІМС, відмови поділяються на *раптові* і *поступові*. Причинами раптових відмов є, наприклад, порушення контактних з'єднань, пробій діелектричної плівки в МДН-структурі та ін. Причини поступових відмов полягають в протіканні фізико-хімічних процесів, що змінюють властивості матеріалів, контактних з'єднань, *p-n*-переходів. Наприклад, проникання вологи в корпус мікросхеми викликає зміну стану поверхні напівпровідникового кристала і призводить до підвищення струмів витоку. До подібних процесів відноситься також електроміграція іонів на поверхні кристала, що призводить до виникнення коротких замикань та інших порушень.

Іноді в ІМС спостерігаються відмови *перемежованого* характеру, тобто такі, що багаторазово виникають і зникають. Причинами їх можуть бути, наприклад, сторонні частинки, що потрапили в корпус виробу.

**Визначення кількісних характеристик надійності ІМС за статистичними даними про відмови.** Для визначення показників надійності згідно із статистичними даними про відмови будемо виходити з того, що в розпорядженні є партія з  $N$  мікросхем, які піддаються випробуванням в однакових умовах протягом деякого часу до відмови всіх виробів в партії. Введемо такі позначення [14]:

$N$  – кількість приладів, роботоздатних в початковий момент часу;

$n_i$  – кількість приладів, що відмовили на момент часу  $t_i$  від початку випробувань або експлуатації;

$N_i$  – кількість приладів, роботоздатних на момент часу  $t_i$  від початку випробувань або експлуатації;

$n_i(\Delta t)$  – кількість відмов в  $i$ -тому інтервалі напрацювання  $(t_{i-1}; t_i)$ ;

$\Delta t$  – величина розглядуваного інтервалу напрацювання.

Нехай в процесі випробувань забезпечується безперервний контроль часу роботи виробів і фіксація моменту часу настання відмови. Враховуючи прийняті припущення, основні показники безвідмовності визначаються таким чином.

*Ймовірність безвідмовної роботи  $P(t)$*  в проміжку часу від 0 до  $t_i$  визначається як відношення кількості виробів, які безвідмовно пропрацювали

до моменту часу  $t_i$ , до кількості виробів, придатних в початковий момент часу  $t = 0$

$$P(t) = 1 - \frac{n_i}{N} = \frac{N_i}{N}. \quad (13.1)$$

Для проміжних розрахунків використовують показник у вигляді імовірності відмов  $Q(t)$ . Ймовірність безвідмовної роботи  $P(t)$  об'єкта пов'язана з імовірністю відмови  $Q(t)$  таким співвідношенням:

$$P(t) = 1 - Q(t).$$

Тоді наближене значення ймовірності відмови

$$Q(t) = 1 - \frac{N - n_i}{N} = \frac{n_i}{N}. \quad (13.2)$$

Ймовірність безвідмовної роботи зменшується зі збільшенням часу роботи або напрацювання об'єкта.

*Щільність ймовірності відмови або частота відмов* – відношення кількості виробів, що відмовили за одиницю часу, до початкової кількості спостережуваних виробів за умови, що вироби, які відмовили, не відновлюються і не замінюються новими

$$f(t_i) = \frac{n_i(\Delta t)}{N \cdot \Delta t}. \quad (13.3)$$

Як правило, за результатами розрахунків значень функцій в моменти контролю справності випробовуваних виробів будується графічне зображення експериментально отриманого показника надійності. Потім підбирають теоретичний закон розподілу, який би найбільш точно описував експериментально отриману криву, визначаються параметри цього закону. В подальшому знайдений закон використовують при розрахунках.

Для визначення *інтенсивності відмов*  $\lambda(t)$  за експериментальними даними користуються виразом [14]:

$$\lambda(t_i) = \frac{n_i(\Delta t)}{N_i \Delta t}. \quad (13.4)$$

Інтенсивність відмов  $\lambda(t)$  відрізняється від щільності розподілу напрацювання до відмови  $f(t)$  тим, що в першому випадку розрахунок ведеться відносно числа справних виробів на момент часу  $t$ , а у випадку щільності розподілу – на момент часу  $t = 0$ .

*Середнє напрацювання до відмови* – математичне сподівання напрацювання об'єкта до першої відмови. Цей показник часто називають середнім часом безвідмовної роботи.

$$t_{cp} = \frac{\sum_{i=1}^n t_{0i}}{N}, \quad (13.5)$$

де  $t_{0i}$  – напрацювання до відмови  $i$ -го приладу;

$N$  – кількість приладів, що поставлена на випробування.

Існує інший аналітичний вираз визначення середнього часу безвідмовної роботи

$$t_{cp} = \frac{\sum_{i=1}^m n_i t_{cp,i}}{n}, \quad (13.6)$$

де  $n$  – загальна кількість виробів, що відмовила;

$n_i$  – кількість виробів, які відмовили на  $i$ -ому інтервалі часу;

$t_{cp,i} = \frac{t_{i-1} + t_i}{2}$  – середини часових інтервалів;

$m$  – кількість інтервалів часу.

**Визначення кількісних характеристик надійності ІМС за теоретичними даними про відмови.** Неперервна випадкова величина – напрацювання виробу до відмови – може описуватись різними законами розподілу залежно від властивостей виробу та його елементів, умов роботи, характеру відмов та ін. Якщо невідомо дані про закон розподілу електронних приладів, припускають, що має місце *експоненціальний розподіл* часу роботи до відмови приладів.

Для експоненціального розподілу показники надійності: ймовірність безвідмовної роботи  $P(t)$ , ймовірність відмов  $Q(t)$ , щільність імовірності напрацювання до відмови  $f(t)$  та інтенсивність відмов  $\lambda(t)$  визначаються за виразами [14]:

$$P(t) = e^{-\lambda t}, \quad (13.7)$$

$$Q(t) = 1 - e^{-\lambda t}, \quad (13.8)$$

$$f(t) = \lambda e^{-\lambda t}, \quad (13.9)$$

$$\lambda(t) = \lambda = const. \quad (13.10)$$

Середній час напрацювання до відмови при  $\lambda = const$  визначається як

$$t_{cp} = \frac{1}{\lambda}. \quad (13.11)$$

Якщо мікросхема пропрацює час  $t = t_{cp}$ , то ймовірність її безвідмовної роботи становить лише  $P \approx 0,37$ . Іншими словами, середнє напрацювання до відмови має бути набагато більшим за заданий час безвідмовної роботи мікросхеми. Наприклад, для напівпровідникової ІМС з заданим часом безвідмовної роботи  $t = 10^5$  год (близько 10 років) та інтенсивністю відмов  $\lambda = 10^{-7}$  год<sup>-1</sup> середній час напрацювання на відмову становить  $t_{cp} = 10^7$  год, а ймовірність безвідмовної роботи  $P = 0,99$ . Інтенсивність відмов ІМС нині становить  $\lambda = 10^{-7} - 10^{-8}$  год<sup>-1</sup>. Для напівпровідникових біполярних і МДН-мікросхем вона приблизно однакова. Така ж надійність і сумішених мікросхем. Гібридні мікросхеми, порівняно з напівпровідниковими, мають меншу надійність, особливо ВГІС з навісними компонентами, що мають гнучкі дротяні виводи. Дещо вищою є надійність ВГІС, що містять компоненти з кульковими (стовпчиковими) або балочними виводами.

Для виробів з постійною інтенсивністю відмов як параметр надійності використовують також *гамма-відсоткове напрацювання*  $\gamma$ , оскільки його використовують для задання гарантованої довговічності. При постійній інтенсивності відмов ( $\lambda = const$ ) гамма-відсоткове напрацювання  $\gamma$  пов'язано з інтенсивністю відмов таким чином

$$P(t) = e^{-\lambda t} = \gamma / 100. \quad (13.12)$$

Значний досвід експлуатації електронних виробів показав, що в дійсності інтенсивність відмов в процесі експлуатації не залишається постійною, а поступово зменшується. Ця обставина говорить про те, що в даний період з загальної кількості виробів в результаті відмов вилучаються вироби з відносно великими дефектами і несприятливим їх поєднанням. Ті вироби, що залишилися справними, мають більш дрібні дефекти, отже, меншу здатність до відмов [14].

### Завдання

Відомо, що час роботи ІМС до відмови підлягає експоненціальному закону розподілу з параметром  $\lambda = 2,5 \cdot 10^{-5}$  1/год. Необхідно обчислити кількісні характеристики надійності елемента: ймовірність безвідмовної роботи  $P(t)$ , ймовірність відмови  $Q(t)$ , щільність імовірності напрацювання до відмови  $f(t)$  та середній час безвідмовної роботи  $t_{cp}$  для часу експлуатації  $t = 1000$  год.

### Приклад розв'язування задачі

Обчислимо імовірність безвідмовної роботи ІМС для експоненціального закону розподілу, використовуючи формулу (13.7)

$$P(t) = e^{-\lambda t}.$$

Підставивши в формулу значення часу експлуатації  $t=1000$  год та інтенсивності відмов  $\lambda = 2,5 \cdot 10^{-5}$  1/год, отримаємо значення ймовірності безвідмовної роботи

$$P(1000) = e^{-2,5 \cdot 10^{-5} \cdot 1000} = e^{-0,025} = 0,9753.$$

Обчислимо імовірність відмов ІМС для експоненціального закону розподілу  $Q(1000)$ , використовуючи формулу (13.8):

$$Q(t) = 1 - P(t),$$

$$Q(1000) = 1 - P(1000) = 1 - 0,9753 = 0,0247.$$

Обчислимо частоту відмов ІМС для експоненціального закону розподілу  $f(1000)$ , використовуючи формулу (13.9)

$$f(t) = \lambda \cdot P(t).$$

Підставивши в формулу значення ймовірності безвідмовної роботи ІМС для часу експлуатації  $t=1000$  год, що дорівнює 0,9753, та значення інтенсивності відмов  $\lambda = 2,5 \cdot 10^{-5}$  1/год, отримаємо значення щільності ймовірності напрацювання до відмови

$$f(t) = 2,5 \cdot 10^{-5} \cdot 0,9753 = 2,439 \cdot 10^{-5} \text{ (год}^{-1}\text{)}.$$

Обчислимо середній час безвідмовної роботи ІМС, використовуючи формулу (13.11):

$$t_{cp} = \frac{1}{\lambda},$$
$$t_{cp} = \frac{1}{2,5 \cdot 10^{-5}} = 40000 \text{ (год)}.$$

Таким чином, із розрахунків було встановлено, що ймовірність того, що дана ІМС на момент часу 1000 год буде роботоздатною, становить 0,9753, ймовірність її відмови дорівнює 0,0247, а середній час напрацю-

вання до відмови становить  $t_{cp} = 40000$  год, і є набагато більшим за заданий час напрацювання ІМС.

### Задачі для самостійного розв'язування

Таблиця 13.1 – Варіанти завдань

№ варіанта	Значення інтенсивності відмов ІМС	Час експлуатації ІМС
1	$\lambda = 3 \cdot 10^{-7}$ 1/год	20000 год
2	$\lambda = 4,5 \cdot 10^{-6}$ 1/год	150000 год
3	$\lambda = 5,5 \cdot 10^{-7}$ 1/год	25000 год
4	$\lambda = 8 \cdot 10^{-7}$ 1/год	17000 год
5	$\lambda = 5 \cdot 10^{-6}$ 1/год	12000 год
6	$\lambda = 9 \cdot 10^{-5}$ 1/год	5000 год
7	$\lambda = 2 \cdot 10^{-7}$ 1/год	18000 год
8	$\lambda = 6,5 \cdot 10^{-6}$ 1/год	7000 год
9	$\lambda = 1,5 \cdot 10^{-7}$ 1/год	20000 год
10	$\lambda = 7,5 \cdot 10^{-5}$ 1/год	7000 год

### Контрольні питання

1. Що називається відмовою? Назвіть основні причини відмов ІМС.
2. Як поділяються відмови ІМС за характером зміни одного чи кількох параметрів?
3. Охарактеризуйте основні показники надійності ІМС та їх визначення за статистичними даними.
4. Як визначаються показники надійності ІМС для експоненціального закону розподілу?
5. Що є основним параметром надійності ІМС? Як він визначається за теоретичними та за статистичними даними?
6. Дайте означення гамма-відсоткового напрацювання до відмови.

## СЛОВНИК НАЙБІЛЬШ ВЖИВАНИХ ТЕРМІНІВ

Гібридна інтегральна мікросхема	Hybrid integrated circuit	Гибридная интегральная микросхема
Тонкоплівковий резистор	Thin film resistor	Тонкопленочный резистор
Меандр	Meander	Меандр
Коефіцієнт форми	Form factor	Коэффициент формы
Довжина	Length	Длина
Ширина	Width	Ширина
Площа	Area	Площадь
Уточнення	Qualification	Уточнения
Плівковий конденсатор	Film capacitor	Пленочный конденсатор
Маска	Mask	Маска
Плівкова індуктивність	Film inductor	Пленочная индуктивность
Типорозмір плати	Standart sizes of circuit board	Типоразмер платы
Корпус	Package	Корпус
Біполярний транзистор	Bipolar transistor	Биполярный транзистор
Ширина емітера	Width of emitter	Ширина эмиттера
Гранична частота	Cut-off frequency	Предельная частота
МДН-конденсатор	Mosfet capacitor	МДН-конденсатор
Питома ємність	Specific capacitance	Удельная емкость
Напруга пробою	Break-down voltage	Напряжение пробоя
Діелектрик	Dielectric	Диэлектрик
МДН-транзистор	Mosfet transistor	МДН-транзистор
Тепловий режим	Thermal condition	Тепловой режим
Тепловий опір	Thermal resistance	Тепловое сопротивление
Товщина підкладки	Depth of the body	Толщина подкладки
Робоча температура	Operating temperature	Рабочая температура
Вологозахист	Moisture protection	Влагозащита
Кристал	Crystal	Кристалл
Ймовірність безвідмовної роботи	Probability of faultless work	Вероятность безотказной работы
Ймовірність відмови	Probability of refuse	Вероятность отказа
Інтенсивність відмов	Intensity of refuses	Интенсивность отказов
Експоненціальний розподіл	Exponential distribution	Экспоненциальное распределение

## СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. 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.
2. Матсон Э. А. Конструкции и технология микросхем : учебн. пособие для радиотехн. спец. вузов / Матсон Э. А. – Мн. : Вышэйшая школа, 1985. – 207 с.
3. 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.
4. Коледов Л. А. Технология и конструкции микросхем, микропроцессоров и микросборок : учебник для вузов / Коледов Л. А. – М. : Радио и связь, 1989. – 400 с.
5. Пасынков В. В. Материалы электронной техники : учебн. для студ. вузов / В. В. Пасынков, В. С. Сорокин. – М. : Высшая школа, 1986. – 367 с.
6. Василенко І. І. Конструкційні та електротехнічні матеріали : навч. посібник / Василенко І. І., Широков В. В., Василенко Ю. І. – Львів : «Магнолія 2006», 2008. – 242 с.
7. Пахолук А. П. Основы материаловедства і конструкційні матеріали : посібник / А. П. Пахолук, О. А. Пахолук. – Львів : Світ, 2005. – 172 с.
8. 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.
9. Готра З. Ю. Технология микроэлектронных устройств : справочник / Готра З. Ю. – М. : Радио и связь, 1991. – 528 с.
10. Николаев И. М. Интегральные микросхемы и основы их проектирования / И. М. Николаев, Н. А. Филинук. – М. : Радио и связь, 1992. – 424 с.
11. Парфенов О. Д. Технология микросхем : учебн. пособие для вузов по спец. «Конструирование и производство ЭВА» / Парфенов О. Д. – М. : Высшая школа, 1986. – 320 с.
12. Курносов А. И. Технология производства полупроводниковых приборов и интегральных микросхем : учебн. пособие для вузов по спец. «Полупроводники и диэлектрики», «Полупроводниковые приборы» / А. И. Курносов, В. В. Юдин. – М. : Высшая школа, 1986. – 368 с.
13. Волков В. А. Сборка и герметизация микроэлектронных устройств / Волков В. А. – М. : Радио и связь, 1982. – 144 с.
14. Крилик Л. В. Надійність та стандартизація приладів мікро- і наноелектроніки / Л. В. Крилик, О. О. Селецька. – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 133 с.



Додаток А

Таблиця А.1 – Електрофізичні характеристики матеріалів для плівкових резисторів

Резистивний матеріал	Діапазон опору, кОм	Питомий опір $\rho_{ж}$ , Ом/кв	Питома допустима потужність, розсіяна резистивного плівкою, мВт/мм <sup>2</sup>	ТКО в діапазоні температур, $\times 10^{-4}$ , 1/град.		Зміна величини опору $\gamma_{R_{СТ}}$ при старінні в нормальних умовах за 5000 год, %
				(-60 ÷ +25) °С	(+25 ÷ 125) °С	
Хром ХО, ГОСТ 5905-67	0,5 ÷ 30	200 ÷ 500	10	+0,6	+0,6	2
Ніхром Х20Н80, ГОСТ 12766-67	0,05 ÷ 30	100 ÷ 300	20	±1	±1	0,4
Сплав МЛТ-3М, О.028.005 ТУ	0,05 ÷ 50	300 ÷ 500	20	±2	±2	±0,1
Кермет К50-С, О.021.013 ТУ	1,0 ÷ 1000	3000 ÷ 10000	20	-5 ÷ +3	-5 ÷ +3	±0,3
Тантал ТВЧ, РЭТУ 1244-67	0,1 ÷ 100	20 ÷ 100	30	2	-2	-
	0,05 ÷ 100	100				
	0,01 ÷ 15	10				
Сплав РС-3710, ЕТО.021.034 ТУ	1,0 ÷ 200	3000	20	-3	-3	1
	0,1 ÷ 50	1000	20	-0,2	-0,2	1
0,2 ÷ 100	2000					

**Додаток Б**  
Таблиця Б.1 – Електрофізичні характеристики діелектричних матеріалів для плівкових конденсаторів

Матеріал діелектрика	Діапазон, пФ	Електрична міцність, МВ/см	Найбільша питома ємність $C_0$ , пФ/мм <sup>2</sup>	$\epsilon$ на частоті 1 кГц	$tg\delta$ на частоті 1 МГц	ТКС $\times 10^{-4}$ , 1/град. в діапазоні температур (-65 ÷ +85) °С		Рекомендований діапазон $C_0$ , пФ/мм <sup>2</sup>	Зміна ємності після роботи в нормальних умовах протягом 1000 год, $\gamma_{СТ}$ , %
						максимальне	середнє		
Моноксид кремнію (О.028.004 ТУ)	десятьки	4 ÷ 5	100	5 ÷ 6	0,002 ÷ 0,02	3,5	2,0	50 ÷ 100	±6
	сотні	3 ÷ 4							±1,5
	тисячі	2 ÷ 3							±1,5
	десятьки тисяч	1,5 ÷ 2,5							±1,5
Моноксид германію (О.021.014 ТУ)	десятьки	1,5	150	10 ÷ 12	0,001 ÷ 0,005	5,0	3,0	50 ÷ 120	1
	сотні	1,5							
	тисячі	1,0							
	десятьки тисяч	0,5							
Халькогенідне скло (ХГ-44 РМО. 1096-61)	сотні	2,8	200	9 ÷ 10	0,004 ÷ 0,02	28,0	-	100 ÷ 150	28
	тисячі	2,3							
Халькогенідне скло (ІКС-24)	десятьки	0,4	100	5 ÷ 6	0,02	5 ÷ 9	-	100	-
	сотні								
	тисячі								
	десятьки тисяч								
Боросилікатне скло (ЕТО.035.015 ТУ)	-	3 ÷ 4	150	4	-	-	0,35	25 ÷ 150	-
	-	3 ÷ 4	400	5,2	-	1,8	1,0	150 ÷ 400	-
П'ятиокис танталу (електрохімічне анодування)	-	2	2000	23	-	-	4,0	600 ÷ 2000	-

### Додаток В

Таблиця В.1 – Значення коефіцієнтів вологості різних полімерних матеріалів для герметизації

Матеріал	Коефіцієнти вологості			Призначення матеріалу
	$B, c$	$D, m^2/c$	$\Gamma, c^2/m^2$	
Фторопласт-4	$1 \cdot 10^{-16}$	$8,34 \cdot 10^{-13}$	$12,0 \cdot 10^{-5}$	Порожній пластмасовий корпус
Поліетилен	$6,27 \cdot 10^{-16}$	$6,4 \cdot 10^{-13}$	$9,8 \cdot 10^{-4}$	
Полістирол	$4,22 \cdot 10^{-15}$	$3,32 \cdot 10^{-11}$	$12,6 \cdot 10^{-5}$	
Пластмаса К-124-38	$1,66 \cdot 10^{-16}$	$8,34 \cdot 10^{-14}$	$2,0 \cdot 10^{-3}$	
Пластмаса В4-70	$2,5 \cdot 10^{-16}$	$3,06 \cdot 10^{-13}$	$8,3 \cdot 10^{-4}$	
Компаунд ЕК-16 «Б»	$2,08 \cdot 10^{-16}$	$6,4 \cdot 10^{-13}$	$3,25 \cdot 10^{-4}$	Герметизація заливанням
Кремнійорганічний еластомір	$8,2 \cdot 10^{-15}$	$8,2 \cdot 10^{-12}$	$1,0 \cdot 10^{-3}$	Герметизація заливанням
Компаунд ЕКМ	$4,1 \cdot 10^{-16}$	$7,1 \cdot 10^{-13}$	$5,77 \cdot 10^{-4}$	Безкорпусна і корпусна герметизація напівпровідникових ІМС
Пресматеріал ЕПФ-63	$1,83 \cdot 10^{-16}$	$6,1 \cdot 10^{-13}$	$3,0 \cdot 10^{-4}$	Корпусна герметизація
Пресматеріал К-81-39с	$3,5 \cdot 10^{-16}$	$8,0 \cdot 10^{-13}$	$4,37 \cdot 10^{-4}$	Корпусна герметизація
Компаунд ПЭК-19	$7,8 \cdot 10^{-16}$	$2,1 \cdot 10^{-12}$	$3,7 \cdot 10^{-4}$	Герметизація заливанням
Емаль ЕП-91	$7,0 \cdot 10^{-16}$	$1,08 \cdot 10^{-12}$	$6,5 \cdot 10^{-4}$	Безкорпусна герметизація напівпровідникових ІМС
Емаль КО-97	$8,2 \cdot 10^{-16}$	$1,1 \cdot 10^{-12}$	$7,45 \cdot 10^{-4}$	Безкорпусна герметизація напівпровідникових ІМС

Продовження таблиці В.1

Матеріал	Коефіцієнти вологості			Призначення матеріалу
	$B, c$	$D, m^2/c$	$\Gamma, c^2/m^2$	
Лак УР-231	$5,2 \cdot 10^{-16}$	$3,5 \cdot 10^{-12}$	$1,48 \cdot 10^{-4}$	Безкорпусна герметизація тонкоплівкових ГІС
Лак ФП-525	$4,5 \cdot 10^{-16}$	$1,18 \cdot 10^{-12}$	$3,8 \cdot 10^{-4}$	Безкорпусна герметизація тонкоплівкових ГІС
Клей ВК-3	$2,9 \cdot 10^{-16}$	$8,0 \cdot 10^{-13}$	$3,6 \cdot 10^{-4}$	Герметизація корпусів клеєвим швом
Клей ВК-9	$3,3 \cdot 10^{-16}$	$6,5 \cdot 10^{-13}$	$5,63 \cdot 10^{-4}$	Герметизація корпусів клеєвим швом

Навчальне видання

**Крилик Людмила Вікторівна  
Селецька Олена Олександрівна**

## **КОНСТРУЮВАННЯ І ТЕХНОЛОГІЯ ПРИЛАДІВ ЕЛЕКТРОННОЇ ТЕХНІКИ**

Практикум

Рукопис оформлено Л. Крилик

Редактор Т. Старічек

Оригінал-макет виготовлено О. Ткачуком

Підписано до друку 31.01.2018 р.  
Формат 29,7×42¼. Папір офсетний.  
Гарнітура Times New Roman.  
Друк різнографічний. Ум. друк. арк. 6,24.  
Наклад 50 (1-й запуск 1-20) пр. Зам. № 2018-031.

Видавець та виготовлювач  
інформаційний редакційно-видавничий центр.  
ВНТУ, ГНК, к. 114.  
Хмельницьке шосе, 95,  
м. Вінниця, 21021.  
Тел. (0432) 65-18-06.  
**press.vntu.edu.ua;**  
*E-mail:* kivc.vntu@gmail.com.  
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи  
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.