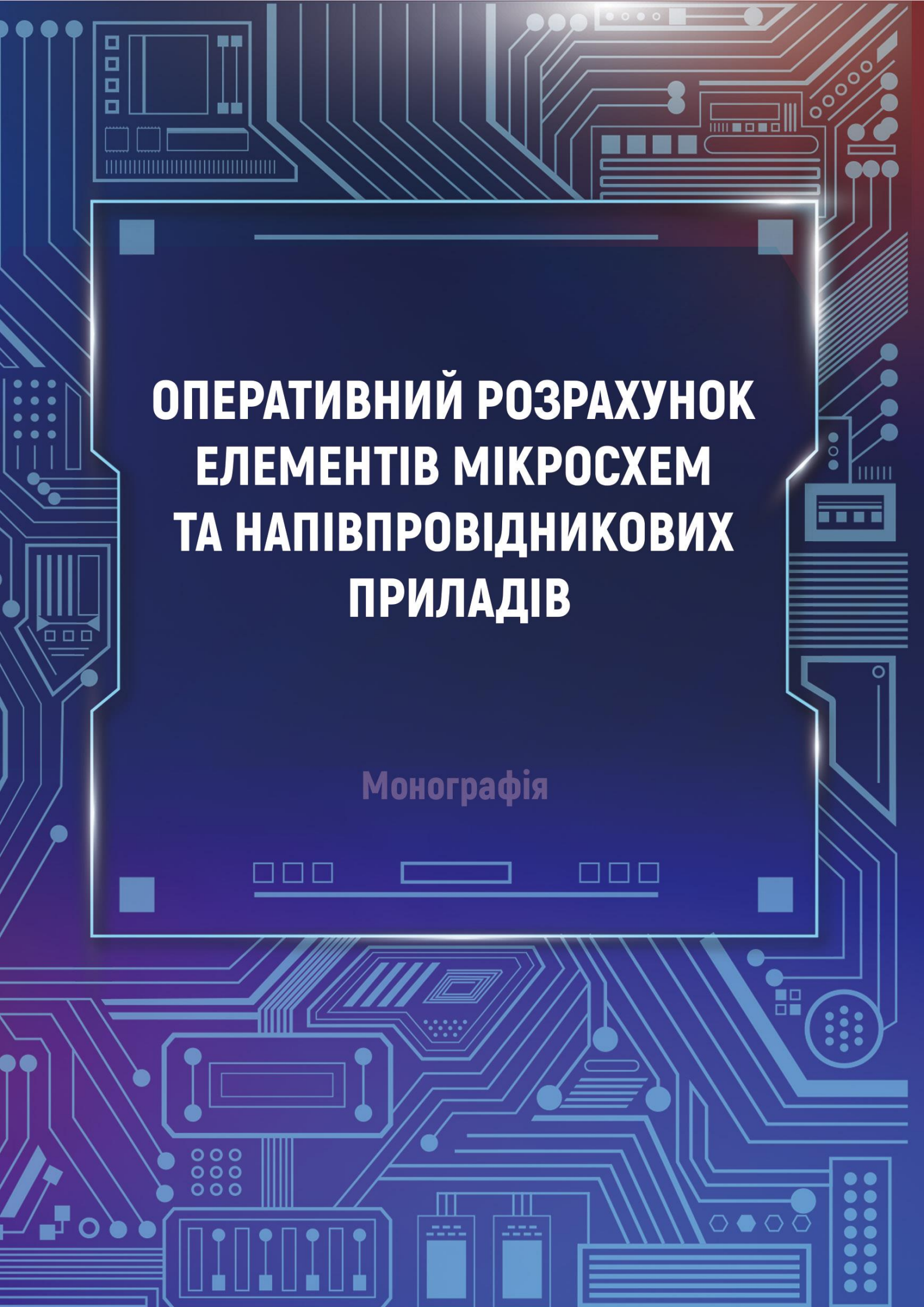




ОПЕРАТИВНИЙ РОЗРАХУНОК ЕЛЕМЕНТІВ МІКРОСХЕМ ТА НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ

Монографія

Міністерство освіти і науки України
Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова

**ОПЕРАТИВНИЙ РОЗРАХУНОК ЕЛЕМЕНТІВ
МІКРОСХЕМ ТА НАПІВПРОВІДНИКОВИХ
ПРИЛАДІВ**

Монографія

За редакцією

доктора технічних наук П. Є. Михаліченка

Миколаїв
«Іліон»
2024

УДК 629.584

О-60

АВТОРИ:

П. Є. Михаліченко, О. М. Фролов, А. В. Надточий, В. А. Надточій,
О. М. Філіпчук, О. П. Субботкіна

РЕЦЕНЗЕНТИ:

завідувач кафедри теорії та проектування суден Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова, Заслужений діяч науки і техніки України, лауреат Державної премії України в галузі науки і техніки, д-р техн. наук, професор НСКРАСОВ В. О.;
проректор з науково-педагогічної роботи Херсонської державної морської академії, канд. техн. наук, професор БЕНЬ А. П.

*Рекомендовано до друку Вченою радою
Національного університету кораблебудування
імені адмірала Макарова*

Оперативний розрахунок елементів мікросхем та
О-60 **напівпровідникових приладів : монографія /** П. Є. Михаліченко,
О. М. Фролов, А. В. Надточий, В. А. Надточій, О. М. Філіпчук,
О. П. Субботкіна ; за ред. П. Є. Михаліченко. — Миколаїв : Іліон, 2024.
— 182 с.

ISBN 978-617-534-717-1

У монографії наведено фізичні принципи роботи напівпровідникових приладів, основні формули оперативного розрахунку параметрів та характеристик, а також деякі ефекти, що впливають на працездатність напівпровідникових приладів, деякі залежності для пояснення ефектів, які можна використовувати для розрахунку параметрів.

Призначено для широкого кола читачів – студентів старших курсів, аспірантів, інженерно-технічних працівників, викладачів, що займаються вивченням, розробкою, виробництвом і застосуванням електронних виробів.

УДК 629.584

© Михаліченко П. Є., Фролов О. М.,
Надточій В. А., Надточій А. В.,
Філіпчук О. М., Субботкіна О. П., 2024
© НУК імені адмірала Макарова, 2024

ISBN 978-617-534-717-1

Зміст

СПИСОК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	4
ПРЕДМОВА.....	9
1. ДІОДИ ТА $p-n$ ПЕРЕХОДИ.....	11
2. РОЗРАХУНОК ПРЯМОЇ ГІЛКИ ВАХ $p-n$ ПЕРЕХОДУ.....	14
3. РОЗРАХУНОК ЗВОРотної ГІЛКИ ВАХ $p-n$ ПЕРЕХОДУ.....	19
4. ОПОРИ, ЄМНОСТІ ТА ЧАСТОТНІ ВЛАСТИВОСТІ ДІОДІВ.....	29
5. ТЕМПЕРАТУРНІ ЗАЛЕЖНОСТІ ПАРАМЕТРІВ $p-n$ ПЕРЕХОДІВ І ДІОДІВ.....	33
6. ДІОДИ НА ОСНОВІ БАР'ЄРУ ШОТТКІ.....	36
7. ОСОБЛИВОСТІ РОЗРАХУНКУ ВАРИКАПІВ.....	45
8. ПРИНЦИП РОБОТИ ТА ПАРАМЕТРИ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ.....	58
9. НАПРУГА ПРОБОЮ В БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРАХ.....	63
10. ВИДИ І ЗАЛЕЖНОСТІ НАПРУГИ ПРОБОЮ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ.....	70
11. СПОСОБИ ПІДВИЩЕННЯ НАПРУГИ ПРОБОЮ БІПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА.....	73
12. КОЕФІЦІЄНТИ ПІДСИЛЕННЯ БІПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА.....	80
13. ВПЛИВ РЕЖИМІВ РОБОТИ НА КОЕФІЦІЄНТ ПІДСИЛЕННЯ БІПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА.....	86
14. СТРУМИ ТА СТРУМОВА СПРОМОЖНІСТЬ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ....	92
15. ОПОРИ ОБЛАСТЕЙ БІПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА І НАПРУГА НАСИЧЕННЯ.....	98
16. ЄМНОСТІ ТА ЧАСТОТНІ ВЛАСТИВОСТІ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ....	105
17. НИЗЬКОЧАСТОТНІ ШУМИ В БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРАХ.....	112
18. ГОРИЗОНТАЛЬНІ $p-n-p$ ТРАНЗИСТОРИ.....	116
19. ЕЛЕМЕНТИ СХЕМ З ІНЖЕКЦІЙНИМ ЖИВЛЕННЯМ.....	124
20. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ З КЕРУЮЧИМ $p-n$ ПЕРЕХОДОМ (ПТКП).....	142
21. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ З ІЗОЛЬОВАНИМ ЗАТВОРОМ.....	151
Список використаних джерел.....	179

УМОВНІ ПОЗНАЧЕННЯ

ДШ – діод Шотткі;

ОЗГ – область зворотного градієнту;

ОПЗ – область просторового заряду;

ПТКП – польовий транзистор з керованим р-п переходом;

- A – постійний коефіцієнт, деяка постійна;
 A^* - постійна Річардсона, для напівпровідника n-типа, дорівнює $A^*=112 \text{ А/см}^2$; для напівпровідника р-типа дорівнює $A^*=32 \text{ А/см}^2$;
- a – градієнт концентрації р-п переході;
- B_N – коефіцієнт підсилення по струму при включенні біполярного п-р-п транзистора по схемі з загальним емітером;
- B_P - коефіцієнт підсилення по струму при включенні біполярного р-п-р транзистора по схемі з загальним емітером;
- B_I - коефіцієнт підсилення по струму при інверсному включенні біполярного р-п-р транзистора по схемі з загальним емітером;
- C_K, C_E – ємність колектора та емітера;
- $C_{ДШ}$ – ємність діода Шотткі;
- C_{pn} – ємність р-п переходу;
- $C_{диф}$ – дифузійна ємність;
- C_{ox} – питома ємність під затворного окислу кремнію;
- $C_{корп.}$ - ємність корпусу прилада;
- D_e – коефіцієнт дифузії носіїв при N_{EB} ;
- D_n, D_p – коефіцієнт дифузії електронів та дірок, відповідно;
- D_{pn} – діаметр р-п переходу;
- d – відстань;
- d_{EB} – відстань від базового контакту до краю емітера;
- d_{ox} – товщина під затворного окислу МДН (МОН) транзисторів;
- E - напруженість електричного поля;
- $E_{зовн.}$ – напруженість зовнішнього електричного поля;
- $E_{внутр.}$ - напруженість внутрішнього електричного поля;
- E_g – ширина забороненої зони, для кремнію $E_g=1,21 \text{ еВ}$ при 0°К ;
- $E_{ох.}$ – критична напруженість поля пробією окислу кремнію;
- e – заряд електрона, $1,6 \cdot 10^{-19} \text{ Кл}$;
- f – частота змінного сигналу;
- f_a – гранична частота біполярного транзистора включеного з загальною базою;
- f_T – гранична частота підсилення сигналу в схемі включення транзистора з загальним емітером;
- f_{max} - гранична частота генерації або підсилення по потужності;

- $h_{ep.ш.}$ – товщина епітаксійного шару;
- I – електричний струм;
- I_o – струм насичення р-п переході;
- I_E, I_K, I_B – струм емітера, струм колектору, струм бази відповідно;
- I_{EBO} – зворотний струм р-п переходу емітер-база;
- I_{KBO} – зворотний струм р-п переходу колектор-база;
- I_{KEO} – зворотний струм транзистора, включеного по схемі з загальним емітером;
- $I_{пор.}$ – пороговий струм діода Шотткі;
- I_G – струм генерації носіїв заряду в ОПЗ;
- I_s – струм по поверхні;
- $I_{\delta s}$ – струм рекомбінації носіїв заряду на поверхні бази транзистора;
- $I_{\delta v}$ – струм рекомбінації носіїв заряду в об'ємі бази транзистора;
- j – щільність струму;
- $j_{нас.ДШ}$ – щільність струму насичення в діодах Шотткі;
- j_E – щільність струму емітера;
- K_z – коефіцієнт запасу;
- K_c – коефіцієнт перекриття по ємності для варикапів;
- K_i – коефіцієнт передачі струму;
- K_p – коефіцієнт передачі потужності;
- K_u – коефіцієнт передачі напруги;
- k – постійна Больцмана, рівна $8,62 \cdot 10^{-5}$ еВ/град. $= 1,38 \cdot 10^{23}$ Дж/град;
- k_s – коефіцієнт сегрегації та перерозподілу домішки на границі Si-SiO₂;
- L_a – характеристична довжина акцепторів в базі транзистора;
- L_d – характеристична довжина донорів в базі транзистора;
- L_E – довжина смужки емітера;
- $L_{E.заг.}$ – загальна довжина емітера;
- L_K – довжина каналу польового транзистора;
- L_n, L_p – дифузійна довжина електронів та дірок, відповідно;
- l_e – ширина смужки емітера;
- $l_{ke.p}$ – розмір ширини бази між колектором та емітером горизонтального р-п-р транзистора;
- N_a, N_d – концентрація акцепторів та донорів, відповідно;
- N_{EB} – концентрація домішки на р-п переході емітер-база;
- N_K – концентрація домішки в каналі польового транзистора;
- N_{KB} – концентрація домішки на р-п переході колектор-база;
- N_M – максимальна концентрація домішки в базі транзистора;
- $N_{OЗГ}$ – середня концентрація домішки в ОЗГ варикапа;
- N_s – концентрація домішки під шаром окислу;
- N_{SO} – поверхнева концентрація домішки дифузійної області;
- N_{δ} – середня концентрація домішки в базі;

- $N_{ep.ш.}$ – концентрація домішки в епітаксійному шарі;
- N_{pn} – концентрація домішки на р-п переході;
- n – фактор (показник) ідеальності для діодів Шотткі;
- n – кількість;
- n_i – концентрація електронів у власному напівпровіднику;
- P – потужність;
- Q – заряд носіїв заряду в напівпровідниковій області;
- Q – добротність для варикапів;
- Q_b – доза домішки в базі транзистора;
- Q_{SiO_2} – заряд в шарі захисного окислу кремнію;
- Q_V – накопичений заряд на одиницю площі;
- R_d – опір діода, загальний;
- R_E, R_K – загальний опір емітера та колектору, відповідно;
- R_{Ko} – опір каналу польового транзистору по металургійним границям;
- R_s – поверхневий опір;
- r_o – радіус кривизни фронту дифузійного р-п переходу;
- r_n – опір частини епітаксійного високоомного шару від р-п переходу до підкладки або прихованого p^+ - шару;
- r_{n+} – опір дифузійного p^+ - шару;
- r_{KK} – опір катода діода;
- $r_{кк}$ – опір колекторної контактної дифузійної області;
- $r_{конт.}$ – опір контакту металу з напівпровідниковою областю;
- r_{p+} – опір дифузійного p^+ - шару;
- r_d – динамічний опір між стоком та витокм;
- S – крутизна ВАХ польового транзистора;
- S_O – питома крутизна;
- $S_{дш}$ – площа діода Шотткі;
- S_E, S_K – площа емітера та колектору, відповідно;
- S_z – площа затвора;
- S_{KP} – площа кристалу;
- S_{pn} – площа р-п переходу;
- S_r – площа ОПЗ на поверхні;
- s – швидкість поверхневої рекомбінації носіїв заряду;
- T – температура, °K;
- U – напруга електрична на виводі напівпровідникового приладу;
- $U_{ЕБО}$ – напруга пробою р-п переходу емітер-база;
- $U_{КБО}$ – напруга пробою р-п переходу колектор-база;
- $U_{КБО.Л}$ – напруга лавинного пробою р-п переходу колектор-база;
- $U_{КЕО}$ – напруга пробою між колектором та емітером;
- $U_{вим.}$ – напруга на електроді при вимірюванні параметра;
- $U_{відс.}$ – напруга відсічки;

- U_{Er} . – напруга Ерлі;
- $U_{зм.}$ – напруга пробою при змиканні ОПЗ р-п переходу з високолегованою областю;
- $U_{звo.}$ – напруга пробою між затвором та витоком;
- $U_{зв.зм}$ – напруга змикання ОПЗ стока з витоком;
- $U_{сво.}$ – напруга пробою між стоком та витоком;
- $U_{сзо.}$ – напруга пробою між стоком та затвором;
- напруга пробою між
- $U_{проб.}$ – напруга пробою напівпровідникового приладу;
- $U_{проб.пл.}$ – напруга лавинного пробою плоскої частини р-п переходу;
- V_T – порогова напруга МДН або МОН транзистору;
- $v_{др.нас.}$ – швидкість насичення дрейфу носіїв заряду;
- W_{δ} – товщина бази біполярного транзистора;
- $W_{ба}$ – товщина активної бази;
- $W_{бо}$ – товщина бази по металургійних межах р-п переходів;
- $W_{зш}$ – товщина запірного шару діода Шотткі;
- W_K – ширина каналу польового транзистора;
- W_k – товщина колектору біполярного транзистора;
- $W_{OЗГ}$ – товщина області зворотного градієнту над різкого варикапу;
- $W_{ОПЗ}$ – товщина області просторового заряду р-п переходу;
- $W_{підкл.}$ – товщина підкладки;
- $W_{\Delta\delta}$ –
- x_j – глибина р-п переходу;
- $x_{j\delta}$ – глибина бази або р-п переходу колектор-база;
- $x_{гл.к.}$ – глибина глибокого колектору;
- x_{je} – глибина емітера або р-п переходу емітер-база;
- x_{jM} – глибина максимальної концентрації домішки в базі транзистора;
- x_{jp} – глибина області з дірковою провідністю (область р-типу);
- Z_K – товщина провідного каналу польового транзистору;
- α - коефіцієнт передачі струму в схемі включення транзистора з загальною базою (ЗБ);
- α_I - коефіцієнт передачі струму при інверсному включенні біполярного транзистора з загальною базою (ЗБ);
- β – коефіцієнт переносу носіїв через базу;
- γ – коефіцієнт інжекції носіїв з емітеру;
- Δ – величина розтраву області;
- $\Delta \varepsilon_a$ – енергія активації;
- ΔW_K – товщина ОПЗ р-п переходу колектор-база;
- ΔZ – електричне нейтральна товщина каналу польового транзистора;
- ε – діелектрична постійна напівпровідника, для кремнію $\varepsilon=11,7$;

- ε_0 – діелектрична прониклість вакууму, $\varepsilon_0=8,86 \cdot 10^{-14}$ Ф/см;
- ε_{ox} - діелектрична постійна окислу кремнію, $\varepsilon_{ox}=3,75 \pm 0,25$;
- η – коефіцієнт прискорювального поля;
- μ_n, μ_p - рухливість електронів та дірок відповідно;
- ρ – питомий опір;
- ρ_b - питомий опір бази напівпровідникового приладу;
- ρ_e, ρ_k - питомий опір області емітера та колектору, відповідно;
- ρ_n, ρ_p - питомий опір області n-типу провідності та р-типу провідності, відповідно;
- $\rho_{ep.ш.}$ – питомий опір епітаксійного шару;
- ρ_k – питомий опір каналу польового транзистора;
- ρ_{ox} – питомий опір шару окислу кремнію;
- $\rho_{підкл.}$ - питомий опір підкладки;
- ρ_b - питомий опір бази напівпровідникового приладу;
- τ_e, τ_k – час затримки переключення емітерного та колекторного р-п переходу;
- τ_i - час життя носіїв заряду у власному напівпровіднику;
- $\tau_{н.ш.}$ - постійний час накопичення основних носіїв в діодах Шотткі;
- τ_n, τ_p – середній час життя електронів та дірок, відповідно;
- $\tau_{опз}$ – час прольоту носіїв заряду через ОПЗ;
- $\tau_{пр.б.}$ – час прольоту носіями заряду бази напівпровідникового приладу;
- $\tau_{пр.к.}$ – час прольоту носіями заряду каналу польового транзистора;
- φ_B – висота бар'єру Шотткі;
- $\varphi_{дш}$ – контактна різниця потенціалів на бар'єрі Шотткі;
- φ_k – контактна різниця потенціалів на р-п переході;
- φ_T – тепловий потенціал;
- χ – коефіцієнт наближення напруги пробою до значень різкого р-п переходу;

ПЕРЕДМОВА

Електроніка є одним з напрямків науково-технічного прогресу. У сучасному світі складно уявити собі будь-який продукт, в якому, або при виробництві якого, не використовувались б вироби напівпровідникової електроніки.

Основою виробництва напівпровідникової електроніки протягом майже півстоліття є кремнієва планарна технологія, альтернативи якій до сих пір не знайдено. Тому наведені основні формули розрахунку кремнієвих планарних приладів і елементів кремнієвих мікросхем.

Технологічні процеси, що застосовуються в планарної технології, досить добре вивчені і описані математичними моделями - виразами, що дозволяють з достатнім ступенем точності розраховувати концентрацію домішок, глибину р-n переходів, товщину інших технологічних шарів, таких як алюмінієва металізація, маскувальні шари оксиду кремнію і нітриду кремнію, шари полікристалічного кремнію та ін.

При виробництві нових виробів напівпровідникової електроніки в більшості випадків використовуються відпрацьовані технологічні процеси і відпрацьовані елементи з відомими електричними параметрами і характеристиками, а новий виріб виходить при зміні схеми або конструкції.

Однак часто виникає необхідність в розробці технології елемента напівпровідникової електроніки з новими електричними параметрами і характеристиками. Найбільш точний розрахунок параметрів і характеристик дискретних приладів або елементів мікросхем дає відома методика, в якій за відомими параметрами технологічних режимів розраховується розподіл домішки, а параметри розподілу домішок використовуються для розрахунку параметрів і характеристик приладу. Але найчастіше перед розробником нових приладів ставиться протилежне завдання - створити технологію приладу за заданими електричними параметрами і характеристиками, тобто визначити послідовність і параметри основних технологічних режимів виготовлення.

В основному для розрахунку наводяться відомі розрахункові формули, але деякі з наведених в даній книзі формул виведені на основі фізико-статистичного аналізу електричних параметрів і параметрів розподілу домішок в найбільш відомих і використовуваних напівпровідникових приладах. Для зручності розробки приведені деякі залежності, які можна використовувати замість формул розрахунку.

Оскільки теорія роботи напівпровідникових приладів дана в досить стислому вигляді, для кращого розуміння можна порекомендувати досить

стару технічну літературу, в якій фізичні принципи роботи та ефекти наведено в найбільш доступній формі. Це:

1. Викулин И.М., Стафеев В.И. Физика полупроводниковых приборов. – М.: Сов. радио, 1980. – 269 с.
2. Кремниевые планарные транзисторы. Под ред. Я.А. Федотова. – М.: Сов. радио, 1973. – 336 с.
3. Аваев Н.А., Дулин В.Н., Наумов Ю.Е. Большие интегральные схемы с инжекционным питанием. – М.: Сов. радио, 1977. – 248с.
4. Интегральные схемы на МДП - приборах./Пер. с англ. под ред. А.Н. Кармазинского. – М.: Мир, 1975. -367с.
5. Маллер Р., Кеймінс Т. Элементы інтегральних мікросхем. – М.: Мир, 1989. – 630 с.

Слід зазначити, що деякі з перерахованих вище розрахункових виразів були виведені на основі фізико-статистичного аналізу параметрів напівпровідникових приладів з робочими напругами пробою до 150В. При напрузі пробою більше цього значення ці вирази вимагають уточнення, що дає значний обсяг роботи здобувачам наукових ступенів.

Велика кількість даних, графіків залежностей, формул розрахунків наводиться в деяких довідниках, наприклад, в:

Матсон Э.А., Крыжановский Д.В. Справочное пособие по конструированию микросхем. – Минск: Выш. школа, 1982. – 224 с.

1. ДІОДИ ТА p - n ПЕРЕХОДИ

Напівпровідниковий діод - це електронний пристрій, що містить один p - n перехід і виконує функцію випрямлення змінного струму. Напівпровідникові діоди що є дискретними, виконаними в окремому корпусі - це потужні випрямні діоди, стабілітрони, варикапи, діоди надвисоких частот та ін. Також діоди використовуються в інтегральних схемах.

Діоди в інтегральних мікросхемах використовуються для різних цілей:

- для захисту транзисторів на входах мікросхем при перевищенні допустимого рівня вхідного сигналу так звані «антидзвінкові діоди»;
- для зміщування рівня потенціалів всередині мікросхеми;
- для електричної ізоляції;
- підтримують постійний рівень потенціалів у вигляді стабілітронів;
- для схем теплової компенсації, що використовують властивості p - n переходів змінювати пряме падіння напруги при зміні температури;
- для поліпшення частото-імпульсних властивостей, використовуючи властивості переходів метал-напівпровідник, на основі яких виготовляються діоди Шотткі;
- для інших цілей, наприклад, як вбудовані варикапи в електронних схемах налаштування частоти.

Параметри і характеристики діодів в першу чергу визначаються параметрами та характеристиками p - n переходу.

1.1. Формування p - n переходу

Якщо з'єднати два напівпровідника n -типу і p -типу провідності, то на кордоні їх з'єднання утворюються великі градієнти концентрації: вільні електрони на стороні напівпровідника n -типу, і дірки збоку напівпровідника p -типу.

Під дією градієнта концентрації відбувається дифузія частини електронів з області n -типу в область p -типу. Ця частина електронів утворює дифузійний струм (потік) електронів. А в місцях, звідки пішли електрони, біля металургійної межі p - n переходу залишаються нерухомі позитивні іони.

Аналогічним чином під дією градієнта концентрації відбувається дифузія частини дірок з області p -типу в область n -типу.

Ця частина дірок утворює дифузійний струм (потік) дірок. А в тих місцях, звідки пішли дірки, залишаються нерухомі негативні іони.

Область, зайнята цими нерухомими іонами поблизу металургійної межі p - n переходу, називається областю просторового заряду - ОПЗ (рис. 1.1).

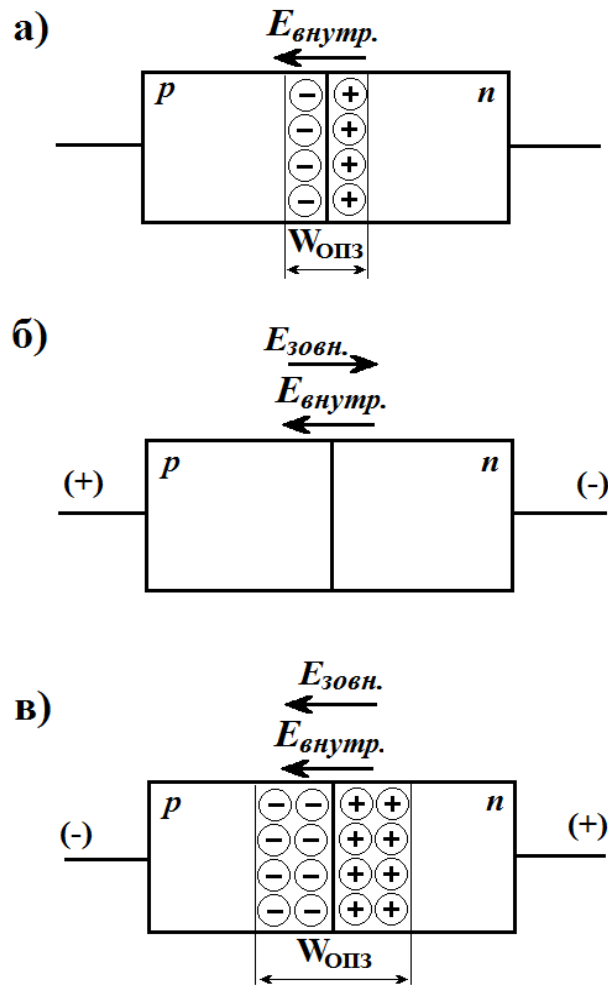


Рис.1.1. р-п перехід:

- а) без зовнішньої напруги;
- б) при напрузі прямого зміщенні;
- в) при напрузі зворотного зміщення

Заряди позитивних і негативних іонів в ОПЗ створюють внутрішнє електричне поле $E_{внутр.}$. Це поле перешкоджає дифузійним потокам електронів і дірок, тобто є потенційним бар'єром. При цьому потенціал внутрішнього електричного поля (потенціального бар'єру) визначається контактною різницею потенціалів - ϕ_K . Для кремнію значення ϕ_K лежать в межах 0,6-0,8 В, а для германію 0,3-0,4 В.

Як тільки сила внутрішнього електричного поля ($E_{внутр.}$), що діє на заряджені частинки (електрони і дірки), буде дорівнювати силі, з якою діють градієнти концентрації, то всі потоки заряджених частинок через р-п перехід припиняються, і, відповідно, електричний струм (потік заряджених частинок) через р-п перехід буде дорівнює 0.

Мобільних носіїв в ОПЗ немає, тому його опір дуже великий, набагато більше, ніж опори областей n-типу і р-типу провідності.

1.2. ВАХ р-п переходу

Якщо на р-п перехід подати зовнішню напругу так, щоб вона була направлена протилежно внутрішньому електричному полю р-п переходу (негативний полюс джерела живлення - до п-області, а позитивний полюс джерела живлення - до р-області), то прикладена напруга буде падати на ОПЗ через його високий опір. Тоді в міру збільшення зовнішньої напруги ($U_{зовн.}$) вона буде компенсувати внутрішнє електричне поле і потенційний бар'єр та ширина ОПЗ будуть зменшуватися (див. рис. 1.1б). У цьому випадку потенційний бар'єр буде визначатися виразом $\phi_K - U_{зовн.}$.

В результаті при $U_{зовн.} > \phi_K$ потенційний бар'єр зникає - електрони і дірки можуть вільно проходити через р-п перехід, а вольт-амперна характеристика (ВАХ) р-п переходу називається прямою гілкою ВАХ (див. рис. 1.2). При цьому на постійний струм через р-п перехід будуть діяти дві сили: градієнт концентрації носіїв заряду поблизу кордону р-п переходу, що викликає дифузію носіїв та прикладена напруга. Параметри і характеристики прямої гілки ВАХ діодів впливають на випрямлений змінний струм через діод.

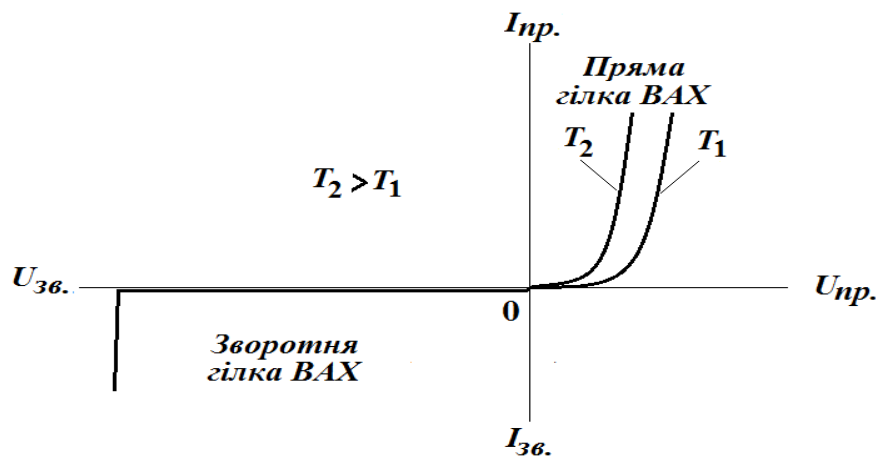


Рис.1.2. Вольт-амперна характеристика (ВАХ) р-п переходу

Якщо на р-п перехід подається напруга зворотного зміщення (зворотна напруга – $U_{зв.}$), тобто негативний полюс джерела живлення подається на область р-типу, а позитивний полюс джерела живлення подається на область п-типу, то зовнішнє і внутрішнє електричні поля складаються. Потенційний бар'єр збільшується, і буде визначатися сумою ($U_{зовн.} + \phi_K$). При цьому збільшується і ширина ОПЗ (див. рис. 1.1.в), а ВАХ р-п переходу є зворотною гілкою ВАХ.

Параметри і характеристики зворотної гілки ВАХ визначають характеристики стабілітронів. На зворотної гілці також працюють варикапи.

2. РОЗРАХУНОК ПРЯМОЇ ГІЛКИ ВАХ p-n ПЕРЕХОДУ

2.1. Розрахунок струмів через p-n перехід при напрузі прямого зміщення.

Напівпровідникові діоди - це прилади з одним p-n переходом. Тому ВАХ діода схожий на ВАХ p-n переходу (див. рис. 1.2). ВАХ діода або p-n переходу описується формулою:

$$I = I_o \cdot \left[\exp\left(\frac{eU}{kT}\right) - 1 \right]; \quad (2.1)$$

- де:
- I_o - струм насичення p-n переходу;
 - U - зовнішня напруга;
 - e - заряд електрона;
 - k - постійна Больцмана;
 - T - температура (по Кельвіну).

Струм насичення довгих діодів, в яких товщина бази (W_{δ}) більше дифузійної довжини носіїв при $W_{\delta} > L_n$ або $W_{\delta} > L_p$, описується виразами:

- для $n^+ - p$ переходів:

$$I_o = S_{pn} \cdot \frac{e \cdot D_n \cdot N_{pn}}{L_n}; \quad (2.2)$$

- для $p^+ - n$ переходів:

$$I_o = S_{pn} \cdot \frac{e \cdot D_p \cdot N_{pn}}{L_p}; \quad (2.3)$$

- де:
- S_{pn} - площа p-n переходу;
 - e - заряд електрона, $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл/см²;
 - N_{pn} - концентрація домішки на p-n переході;
 - D_n та D_p - коефіцієнти дифузії електронів і дірок, відповідно, при концентрації N_{pn} ;
 - L_n та L_p - середня довжина дифузії електронів і дірок, відповідно, при концентрації N_{pn} ;

Для діодів з вузькою базою при $W_{\delta} < L_n$ значення L_n і L_p у формулах (2.2-2.3) замінюються товщиною бази діода $-W_{\delta}$.

Практично усі сучасні напівпровідникові діоди мають вузьку базу для збільшення граничної частоти. Тоді:

$$\text{- для } n^+-p \text{ переходів: } I_o = S_{pn} \cdot \frac{e \cdot D_n \cdot N_{pn}}{W_{\delta}}; \quad (2.4)$$

$$\text{- для } p^+-n \text{ переходів: } I_o = S_{pn} \cdot \frac{e \cdot D_p \cdot N_{pn}}{W_{\delta}}; \quad (2.5)$$

Коефіцієнт дифузії носіїв заряду розраховується за такими формулами:

- для електронів:

$$D_n = \frac{kT}{e} \cdot \mu_n = \varphi_T \cdot \mu_n; \quad (2.6)$$

- для дірок:

$$D_p = \frac{kT}{e} \cdot \mu_p = \varphi_T \cdot \mu_p; \quad (2.7)$$

де: - μ_n і μ_p рухливості електронів і дірок відповідно;

- φ_T - тепловий потенціал, при температурі 300°K $\varphi_T \approx 0,026$ В.

Рухливість носіїв в кремнії визначається виразами:

- для електронів:

$$\mu_n = \frac{1265}{1 + \left(\frac{N_{pn}}{8,5 \cdot 10^{16}} \right)^{0,72}} + 65; \quad (2.8)$$

- для дірок:

$$\mu_p = \frac{447}{1 + \left(\frac{N_{pn}}{1,9 \cdot 10^{17}} \right)^{0,76}} + 47; \quad (2.9)$$

Середня довжина дифузії носіїв визначається за формулами:

- для електронів:

$$L_n = \sqrt{D_n \cdot \tau_n}; \quad (2.10)$$

- для дірок:

$$L_p = \sqrt{D_p \cdot \tau_p} ; \quad (2.11)$$

де — τ_n і τ_p — середній час життя електронів і дірок відповідно, при концентрації N_{pn} .

Середній термін служби носіїв сильно залежить від дефектності і навіть від дуже малої наявності металевих домішок, що дають глибокі рівні в забороненої зоні напівпровідника. Тому для різних технологій виготовлення ці значення сильно відрізняються. Для кремнієвих біполярних планарних транзисторів, виготовлених методом подвійної дифузії (база та емітер) з похибкою до $\pm 30\%$, можуть бути рекомендовані наступні формули розрахунку середнього часу життя носіїв:

- для електронів:

$$\tau_n = \frac{1,5 \cdot 10^{-6}}{1 + \frac{N_{pn}}{8 \cdot 10^{15}}} ; \quad (2.12)$$

- для отворів:

$$\tau_p = \frac{3,6 \cdot 10^{-7}}{1 + \frac{N_{pn}}{7,1 \cdot 10^{15}}} ; \quad (2.13)$$

2.2. Розрахунок прямого падіння напруги

Пряма гілка ВАХ діода характеризується струмами і напругами. Дивлячись на пряму гілку ВАХ на рисунку 2.1, можна помітити, що її можна розділити на 3 ланки або секції:

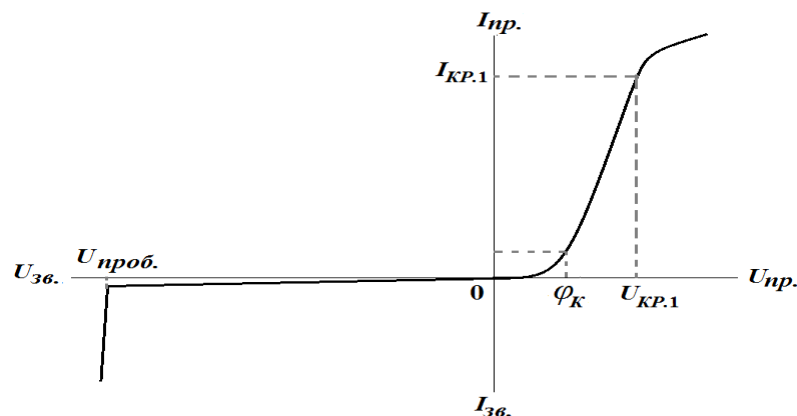


Рис. 2.1. Типова ВАХ діода

- Перша секція має нелінійну залежність струму від напруги, в діапазоні напруги від 0 до точки φ_K .
- друга секція має майже лінійну залежність струму від напруги, в діапазоні напруги від φ_K до точки $U_{KP,1}$;
- третя секція має нелінійну залежність струму від напруги, при напругах більше $U_{KP,1}$.

Напруга, що відповідає точці φ_K , приблизно дорівнює контактної різниці потенціалів і характеризує величину потенційного бар'єру. Вона визначається виразом:

$$\varphi_K = \varphi_T \cdot \ln \left[\left(\frac{N_{pn}}{n_i} \right)^2 \right] = \frac{kT}{e} \cdot \ln \left[\left(\frac{N_{pn}}{n_i} \right)^2 \right]; \quad (2.14)$$

- де: - φ_T - тепловий потенціал;
 - n_i - концентрація носіїв у власному напівпровіднику в умовах термодинамічної рівноваги.

Для визначення концентрації n_i використовують різні вирази для визначення концентрації n_i в кремнії. Наприклад в різних статтях в журналах Solid State Electronics приводять такі вирази:

$$n_i = \sqrt{1,3 \cdot 10^{31} \cdot T^3 \cdot \exp \left(-\frac{E_g}{kT} \right)}; \quad (2.15)$$

$$n_i = p_i = 3,34 \cdot 10^{19} \cdot \left(\frac{T}{300} \right)^{1,5} \cdot \exp \left(-\frac{E_g}{2kT} \right); \quad (2.16)$$

- де: - T - температура, по Кельвіну;
 - k - постійна Больцмана, в системі СГС(Е) = $8,6 \cdot 10^{-5}$ еВ/град.
 - E_g - ширина забороненої зони.

Ширина забороненої зони для кремнію також визначається різними авторами за різними виразами. Наприклад:

$$E_g = 1,21 - 4,1 \cdot 10^{-4} \cdot T; \quad (2.17)$$

$$E_g = 1,21 - 3,6 \cdot 10^{-4} \cdot T ; \quad (2.18)$$

або:

$$E_g = 1,16 - \frac{7,02 \cdot 10^{-4} \cdot T^2}{T + 1108} ; \quad (2.19)$$

Для величини напруги на р-п переході менше ϕ_K рівень струмів оцінюється за допомогою виразу (1.1).

При напрузі вище ϕ_K падіння прямої напруги U зазвичай оцінюється безпосередньо при заданому значенні постійного струму. Для інженерного розрахунку пряме падіння напруги можна визначити виразом:

$$U_{\text{прям}} = \phi_K + R_V \cdot I_{\text{прям}} + \Delta U_{\text{конт}} ; \quad (2.20)$$

- де: - R_V - опір напівпровідникових областей діода;
 - $\Delta U_{\text{конт}}$ - падіння напруги на контактах, яке приймають в діапазоні від 5мВ до 50мВ;
 - $I_{\text{прям}}$ - задане значення струму через діод при прямому зміщенні.

У третьому відділі ВАХ спостерігається нелінійна залежність струму від напруги. Такий режим роботи діода використовувати не рекомендується. Така нелінійна залежність пояснюється сильним накопиченням носіїв в напівпровідникових областях, що призводить до зниження їх рухливості і збільшення кількості актів рекомбінації носіїв на цих ділянках.

Критичний струм початку такого накопичення носіїв визначається виразом:

$$I_{KP.1} = S_{pn} \cdot e \cdot N \cdot v_{\text{др.нас.}} ; \quad (2.21)$$

- де: - $v_{\text{др.нас.}}$ - швидкість насичення дрейфу носіїв, яка дорівнює:
 для електронів $v_{\text{др.нас.}n} \approx 1 \cdot 10^7$ см/с; для дірок $v_{\text{др.нас.}p} \approx 6 \cdot 10^6$ см/с.

У більшості випадків розрахунок параметрів р-п переходів напівпровідникових приладів проводиться при температурі 300°К, тобто в режимі роботи, близького до нормального температурного режиму (25±10) °С.

3. РОЗРАХУНОК ЗВОРотної ГІЛКИ ВАХ p-n ПЕРЕХОДУ

3.1. Розрахунок зворотних струмів (струмів витоку)

ВАХ діодів та p-n переходів також характеризується й зворотною гілкою, тобто зворотними струмами та напругою пробою. Зворотні струми в кремнієвих приладах обумовлені рядом причин: струмами генерації електронно-діркових пар в ОПЗ, струмами теплової генерації електронно-діркових пар в напівпровідникових областях, струмами витоку по поверхні, а також струмами, які обумовлені процесами рекомбінації носіїв заряду на поверхні та на дефектах структури напівпровідникових областей.

Зворотні струми, що обумовлені поверхневою рекомбінацією. Для кремнієвих планарних p-n переходів при типовій швидкості поверхневої рекомбінації $s=(10-1000)\text{см/с}$ струми рекомбінації на (3-4) порядку менш струмів генерації та визначаються по формулі:

$$I_s = S_r \cdot e \cdot s \cdot N_{pn} ; \quad (3.1)$$

- де: - I_s - струм поверхневої рекомбінації;
- S_r - площа ОПЗ на поверхні;
- s - швидкість поверхневої рекомбінації

При використанні таких металів, як нікель, мідь, золото і деяких інших металів, або якщо вони присутні в кремнії або на його поверхні, навіть в невеликих кількостях, рівні поверхневих струмів рекомбінації на 3-4 порядки перевищують типові рівні струму. Наприклад, нікель дає глибокі рівні в забороненої зоні кремнію: в одній половині забороненої зони, близької до зони провідності, знаходяться акцепторні рівні з енергією 0,35 еВ, а в іншій половині акцепторні рівні з енергією 0,23 еВ [1, 2]. Згідно з [3], швидкість поверхневої рекомбінації носіїв заряду (s) в напівпровідниках зворотно пропорційна квадрату глибини переходу p-n. Отже, зі збільшенням глибини залягання p-n переходу зворотні струми внаслідок поверхневої рекомбінації зменшуються, тобто $s \propto 1/(x_j)^2$, де x_j - глибина p-n переходу.

Відомо, що алюміній як контактний метал не дає глибоких рівнів в кремнії, і саме це обумовлює його широке застосування для металізації напівпровідникових приладів і мікросхем.

Зворотні струми теплової генерації носіїв заряду. Зворотні струми також з'являються за рахунок теплової генерації носіїв. У кремнієвих пристроях типові значення рівня зворотних струмів обумовлені в першу

чергу генерацією електронно-діркових пар в ОПЗ з подальшим їх поділом електричним полем ОПЗ.

При підвищенні напруги зворотного зміщення ширина ОПЗ збільшується, а це проводить до збільшення актів генерації електронно-діркових пар, і відповідно, до збільшення зворотного струму. Оцінка струму генерації електронно-діркових пар в ОПЗ проводиться по виразу:

$$I_{зв} = S_{pn} \cdot e \cdot n_i \cdot \frac{W_{ОПЗ}}{\tau_i} ; \quad (3.2)$$

де: - τ_i - час життя носіїв заряду власному напівпровіднику при наявності рекомбінаційних центрів.

Для оцінки максимального значення струму досить замінити значення τ_i на половину суми часу життя електронів і дірок.

$$\tau_i = \frac{\tau_n + \tau_p}{2} ; \quad (3.3)$$

Ширина р-п переходу збільшується зі збільшенням зворотної напруги і для різкого (ступінчастого) р-п переходу визначається виразом:

$$W_{ОПЗ} = \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot (U + \varphi_K)}{e \cdot N_{pn}}} ; \quad (3.4)$$

де: - ε - діелектрична проникність напівпровідника, яка для кремнію дорівнює $\varepsilon = 11,7$;

- ε_o - діелектрична постійна вакууму, яка дорівнює $\varepsilon_o = 8,86 \cdot 10^{-14} \text{ Ф/см}$;

- U - величина зворотної напруги.

А для плавного р-п переходу:

$$W_{ОПЗ.плав.} = \sqrt{\frac{12 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot (U + \varphi_K)}{e \cdot a}} ; \quad (3.5)$$

де: - a - градієнт концентрації домішок в ОПЗ, ; $a = \frac{dN}{dx}$

Інші компоненти зворотного струму. Крім розглянутих вище зворотних струмів необхідно додати струм теплової генерації електронно-діркових пар в області напівпровідникових областей. Він має більш високе значення в порівнянні з іншими складовими зворотних струмів в германієвих приладах і визначається за формулою:

$$I_V = \frac{e \cdot S_{pn} \cdot n_i^2}{N_{pn}} \cdot \left(\frac{L_p}{\tau_p} + \frac{L_n}{\tau_n} \right); \quad (3.6)$$

Згідно [4], в кремнієвих пристроях цей струм не перевищує 1% від струму генерації електронно-діркових пар в ОПЗ.

Ще однією складовою зворотного струму є зворотний струм по поверхні. Однак при захисту р-п переходу термічним окислом і при дотриманні технології виготовлення окислу, цей струм також не перевищує декількох відсотків від загального зворотного струму.

3.2. Розрахунок напруги пробією р-п переходу

При збільшенні напруги зворотного зміщення, яке часто називають просто зворотною напругою, на діоді, починаючи з деякого значення напруги, спостерігається різке збільшення струму через діод. Цей ефект називається пробієм, а напруга, при якому відбувається пробій, називається напругою пробією, на виробництві – пробивною напругою. Найбільш відомими є два види пробією: тепловий та електричний.

Тепловий пробій. Якщо умови експлуатації такі, що за одиницю часу в ньому виділяється більше тепла, ніж розсіюється, то відбувається накопичення тепла, що викликає підвищення температури і явище теплового пробією. При підвищенні температури зворотний струм збільшується за рахунок збільшення значення n_i [див. формули (2.13) - (2.14)]. Зі збільшенням струму потужність на р-п переході збільшується ($P = I_{зв.} \cdot U_{зв.}$), що викликає додаткове підвищення температури і додаткове збільшення зворотного струму і накопиченої потужності. При досягненні температури 200-250°C кремнієві діоди зазнають перехід до власної провідності, і вони перестають виконувати свою головну роль - функцію випрямлення.

Тепловий пробій є небажаним видом пробією і при проектуванні напівпровідникових приладів і мікросхем ймовірність теплового пробією прагнуть усунути. Для кремнієвих діодів ця умова зазвичай виконується, так як в них зворотні струми зазвичай невеликі і не перевищують рівень долімкА.

Електричний пробій. Електричний пробій напівпровідникового діода може бути обумовлений одним з трьох основних механізмів пробією:

- тунельний пробій (або пробій Зіннера);
- лавинний пробій, внаслідок ударної іонізації носіїв в ОПЗ;
- замикання ОПЗ р-п переходу з високолегованою областю підкладки в дискретних приладах або з областю прихованого шару в мікросхемах.

Тунельний пробій в кремнієвих приладах спостерігається при високому рівні легування, тобто при $N_{pn}=(5-10) \cdot 10^{18} \text{см}^{-3}$, де напруга пробою не перевищує значень (4,5-5,5)В. Реальна напруга пробою кремнієвих приладів зазвичай вище цих значень, за винятком спеціальних пристроїв. Згідно [5], струм тунельного пробою експоненціально залежить від напруженості поля в р-п переході, тому вид пробою на зворотної гілці ВАХ повинений бути «м'яким» або «плавним» (рис. 3.1), на відміну від «різкого» типу пробою на ВАХ при лавинній пробою.

Механізм пробою зручно розрізняти по температурної залежності (рис. 3.1). При зниженні температури, згідно з формулами (2.17) - (2.19), ширина забороненої зони збільшується, викликаючи зниження ймовірності тунельного переходу носіїв, що зменшує кількість зворотного струму і, тим самим, призводить до підвищення напруги пробою. При лавинному пробої, при зниженні температури, рухливість носіїв збільшується (рис. 3.2) за рахунок зменшення розсіювання на фононах. Тому при зниженні температури потрібно менша напруженість поля для лавинного пробою і напруга пробою зменшується.

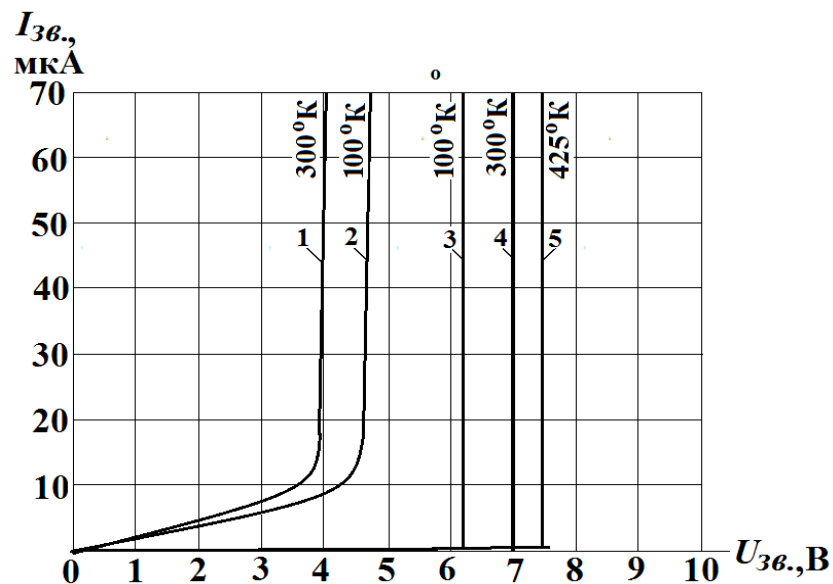


Рис.3.1. ВАХ зворотної гілки р-п переходів з тунельним пробоем (криві 1 і 2) і з лавинним пробоем (криві 3, 4, 5) при різних температурах

Лавинний пробій. При лавинному механізмі пробою, починаючи з певної напруги, напруженість поля в ОПЗ досягає певного критичного значення, при якому носії заряду, що утворилися в результаті генерації

електронно-діркових пар, рухаючись в електричному полі, набувають енергію, достатню для «вибивання» електронів з атомів, з якими вони стикаються в ОПЗ. Ці вибиті електрони також здатні вибивати нові електрони. Відбувається так зване лавинне множення електронів, коли при невеликому підвищенні напруги струм збільшується на декілька порядків.

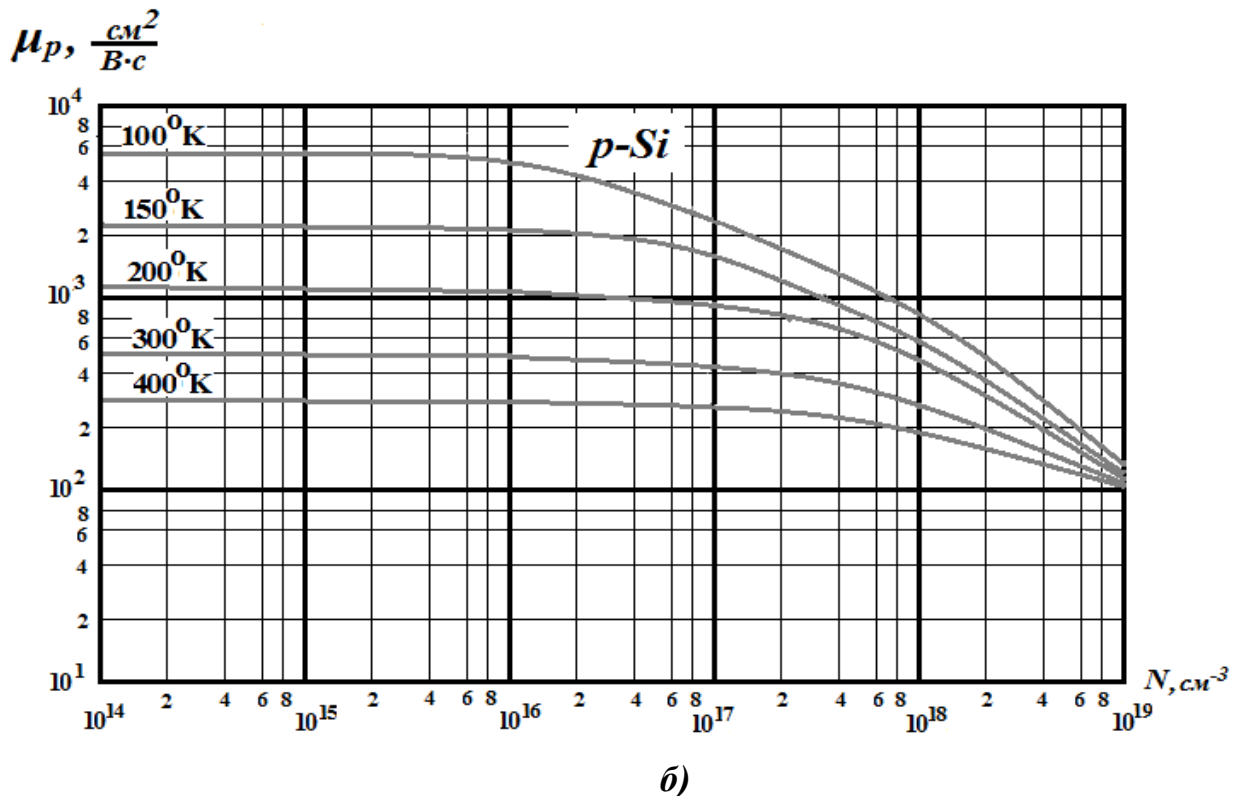
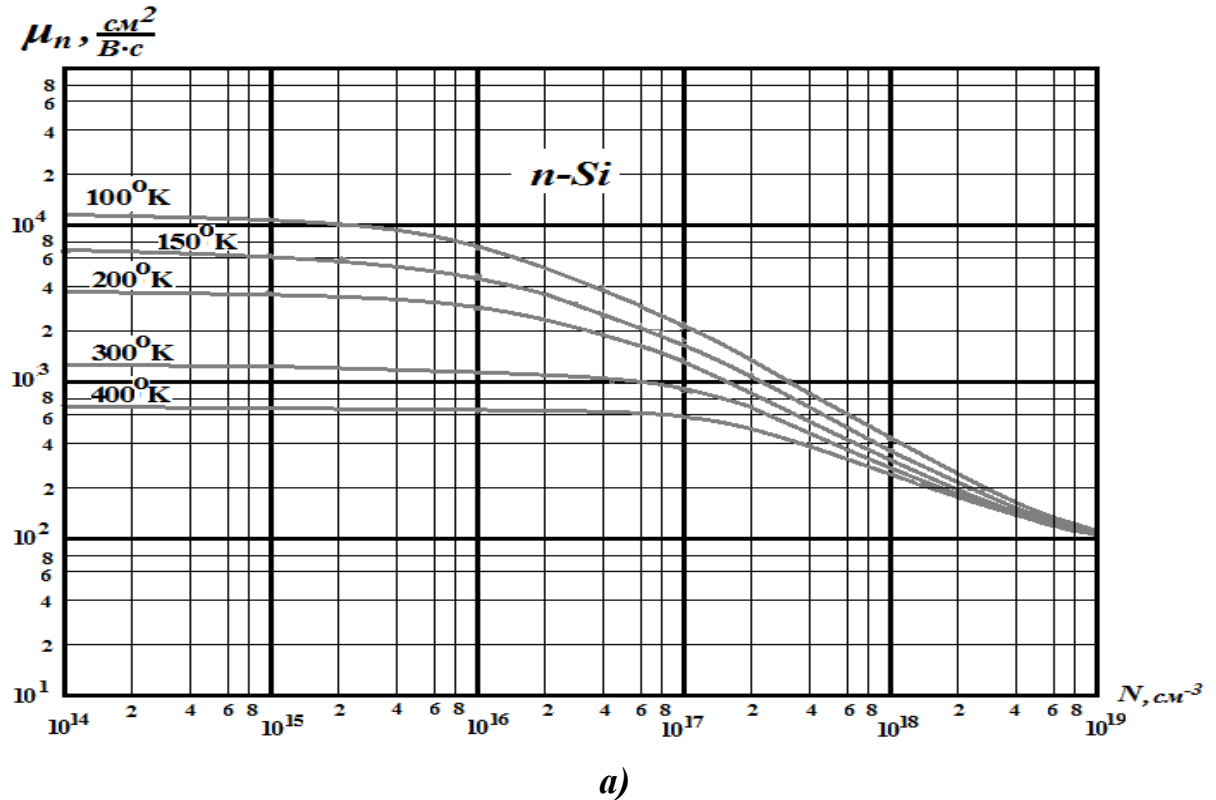


Рис.3.2. Залежність рухливості носіїв від концентрації домішок і від температури для кремнію: а) n-тип, б) р-тип

Напруга, при якій починається механізм лавинного множення, називається напругою лавинного пробую.

Як розміри ОПЗ, так і напруга лавинного пробую залежать в першу чергу від концентрації домішки в р-n переході і від типу самого р-n переходу (плавний або різкий).

Для розрахунку напруги лавинного пробую використовується найбільш зручна формула розрахунку різкого (ступінчастого) р-n переходу, а так як в м/с використовуються невеликі глибини дифузійних шарів, то р-n переходи близькі до різких за властивостями. При необхідності у формули для розрахунку параметрів може бути включений коефіцієнт наближення р-n переходу до різкого по умовам пробую. Для різкого р-n переходу напруга лавинного пробую плоскої частини р-n переходу залежить від питомого опору низьколегованих областей або від концентрації домішок в них за такими виразами:

$$\text{- для } n^+ \text{-} p \text{ переходів: } U_{\text{проб.пл.}} = 27 \cdot \rho_p^{0,75} \quad (3.7)$$

$$\text{- для } p^+ \text{-} n \text{ переходів: } U_{\text{проб.пл.}} = 86 \cdot \rho_n^{0,64} \quad (3.8)$$

де: - ρ_p, ρ_n - питомий опір областей р-типу і n-типу, відповідно.

А для розрахунку напруги лавинного пробую при відомій концентрації (при $N < 2 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$) для планарних кремнієвих р-n переходів використовується вираз [6]:

$$U_{\text{проб.пл.}} = \frac{2,7 \cdot 10^{12}}{\sqrt[3]{\left(\frac{N}{1 + \frac{N}{5 \cdot 10^{17}}} \right)^2}} ; \quad (3.9)$$

Для оцінки концентрації домішок при заданій напруги лавинного пробую використовується формула зворотного розрахунку:

$$N = \sqrt[3]{\frac{2,7 \cdot 10^{12}}{U_{\text{проб.пл.}} - \frac{10,5}{(U_{\text{проб.пл.}})^{0,72}}}} ; \quad (3.10)$$

Експериментальна залежність напруги лавинного пробую від концентрації домішок для плоского р-п переходу наведена на рисунках 3.3 і 3.4.

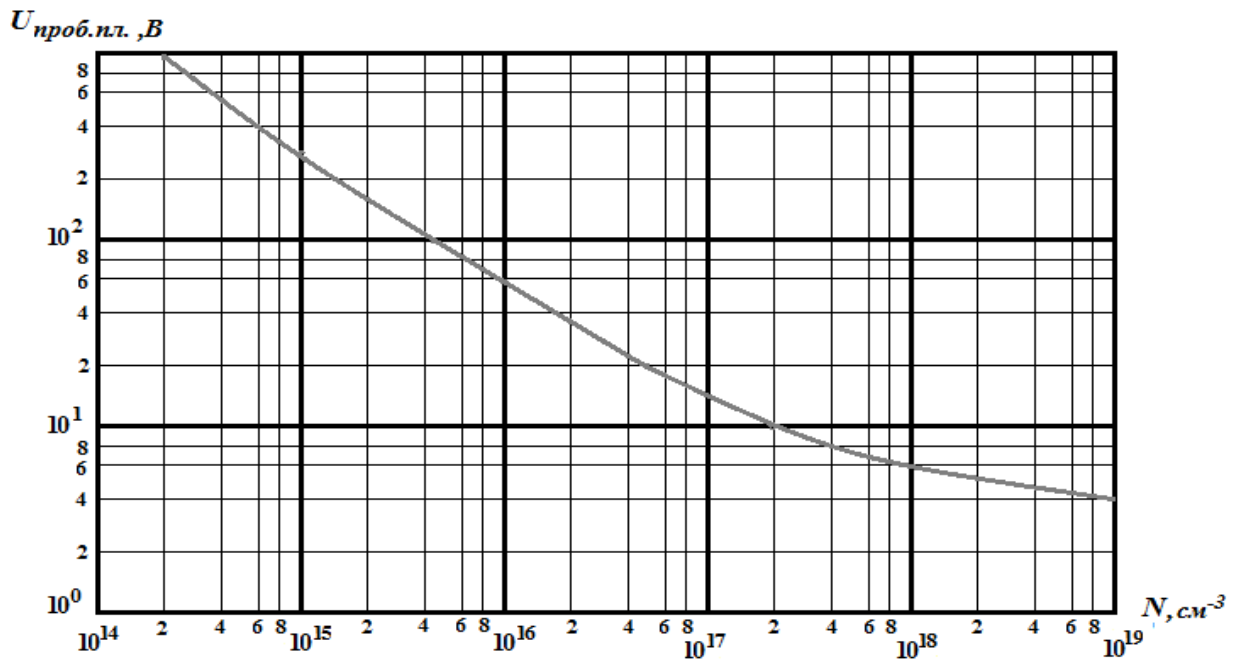


Рис.3.3. Залежність напруги пробую від концентрації домішок для плоского різкого (ступінчастого) р-п переходу

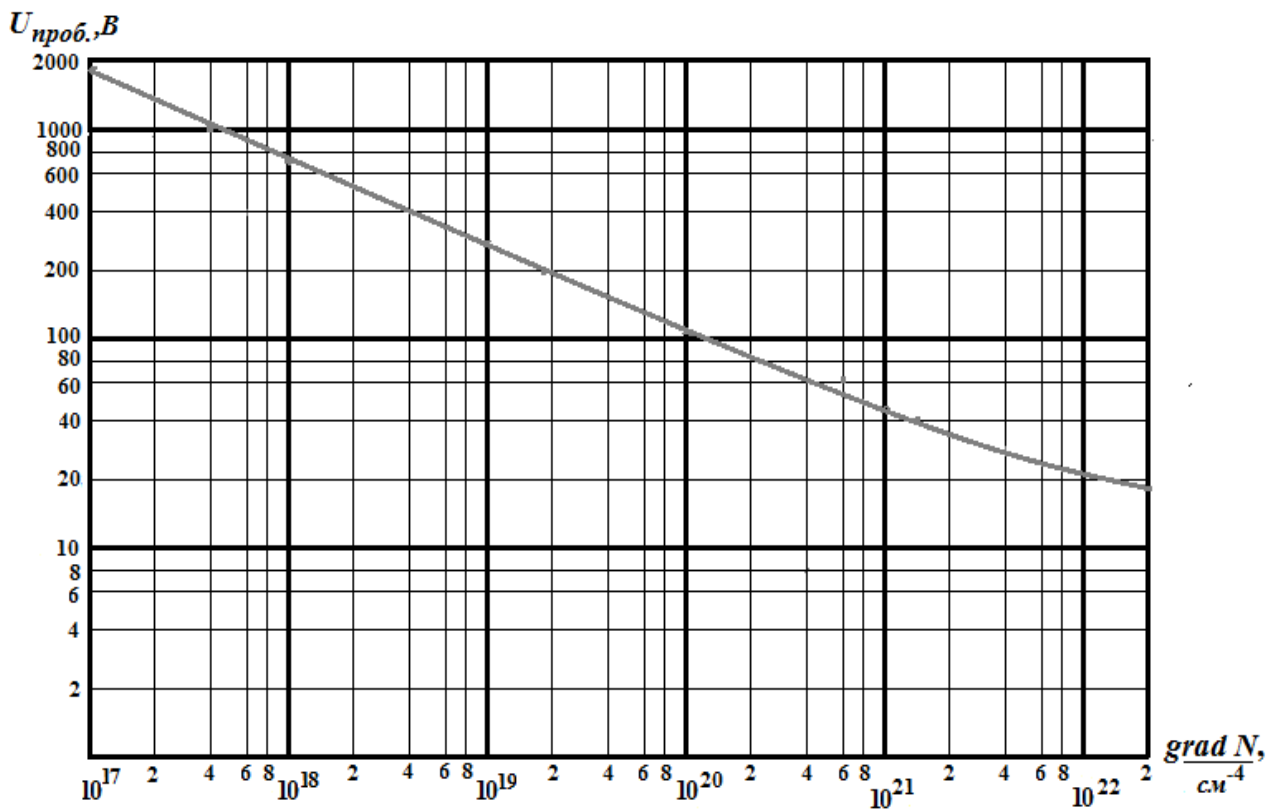


Рис.3.4. Залежність напруги пробою від градієнта концентрації домішок для плоского плавного р-п переходу

Також можна визначити концентрацію домішки з відомого значення питомого опору кремнію або визначити питомий опір з відомого або розрахункового значення концентрації з залежності питомого опору кремнію (ρ) від концентрації домішок, яка представлена графіками на рисунку 3.5.

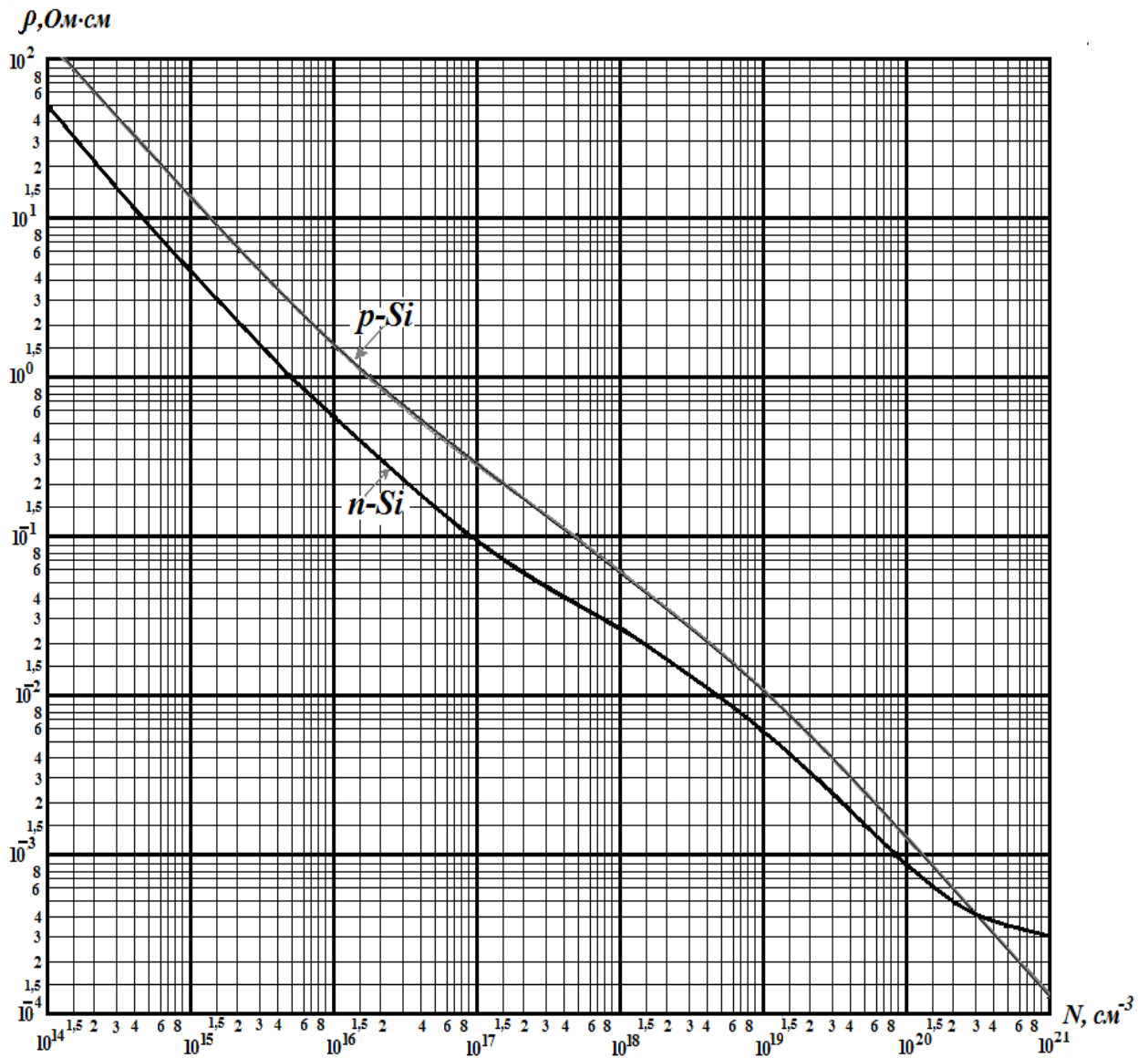


Рис.3.5. Залежність питомого опору від концентрації домішок для кремнію n-типу провідності та кремнію p-типу провідності

Однак при використанні даних, отриманих із приведених залежностей, є похибки, пов'язані з товщиною ліній і з відхиленнями залежностей від реальних, що з'явилися при підготовці графіків до друку. Тому похибки у визначенні концентрації домішок від питомого опору за графіками мало відрізняються від похибок їх визначення за розрахунковими формулами (3.9) та (3.10). Але формули зручніші тим, що їх можна вводити в програми для автоматичного розрахунку приладів.

Для реальних планарних р-n переходів, на відміну від плоских переходів, слід враховувати вплив кривизни фронту р-n переходу на напругу лавинного пробоя. При планарних р-n переходах на кривизні, де р-n перехід йде на планарну поверхню, напруга пробоя менше, ніж в плоскій частині. Найбільш яскраво це явище можна пояснити графічно (рис. 3.6).

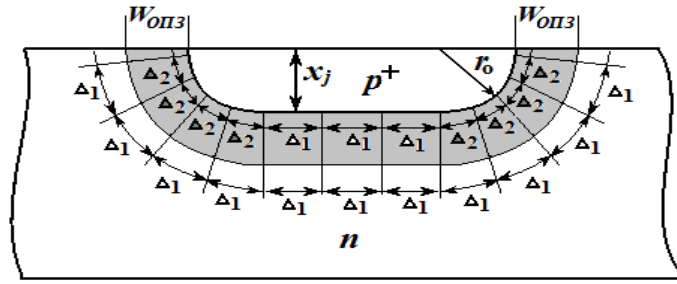


Рис.3.6.

З рисунку видно, що розподіл ліній напруженості (щільності ліній) на кордоні ОПЗ з низьколегованим шаром n-типу є рівномірним (відстані між лініями - Δ_1). На кордоні ОПЗ з високолегованою областю p-типу в плоскій частині p-n переходу розподіл ліній напруженості також рівномірно (відстані Δ_1), а в області кривизни p-n переходу з радіусом r_0 лінії напруженості сходяться (відстані - Δ_2), що означає збільшення напруженості електричного поля. За рахунок збільшення напруженості напруга, достатня для лавиноутворення носіїв заряду при кривизні, досягається при менших значеннях, ніж в плоскій частині планарного p-n переходу.

Тому при розрахунку напруги лавинної пробією необхідно враховувати радіус кривизни r_0 , який в першому наближенні можна вважати рівним глибині p-n переходу - x_j . Тоді розрахунок напруги пробією буде здійснюватися за емпіричною формулою [7]:

$$U_{\text{проб.,pn}} = \frac{U_{\text{проб.пл.}} \cdot x_j \cdot \chi}{W_{\text{ОПЗ.max}}} \cdot \left[\sqrt{\frac{2 \cdot W_{\text{ОПЗ.max}}}{x_j} + 1} - 1 \right]; \quad (3.11)$$

де: - x_j - глибина p-n переходу;

- $U_{\text{проб.пл.}}$ – напруга пробією плоскої частини p-n переходу, згідно з формулами (3.7)- (3.9);
- χ - коефіцієнт, який враховує наближення p-n переходу до різкого;
- $W_{\text{ОПЗ.max}}$ - ширина ОПЗ при напрузі пробією ($U_{\text{проб.пл.}}$), формула (3.4).

Пробій по змиканню. При невеликій товщині високоомного шару між p-n переходом і підстиляючим низькоомним шаром (підкладкою або прихованим шаром), коли його товщина буде $W_{\text{ОПЗ}} > W_6$, основним видом пробією є пробій по змиканню. У цьому випадку, коли напруга збільшується, ОПЗ розширюючись, досягає низькоомної області (для p⁺-n переходу – області n⁺ - типу). Концентрація домішок на кордоні ОПЗ збільшується, що полегшує умови лавиноутворення носіїв заряду і призводить до лавинного

пробою. У діодах площа між р-п переходом і підстилаючою низькоомною областю називається базою діода. Товщина бази при заданій напрузі пробною при замиканні визначається за формулою:

$$W_{\delta} = W_{опз} = \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot (U + \varphi_K)}{e \cdot N_{pn}}} ; \quad (3.12)$$

- де: - W_{δ} - товщина бази діода;
 - U - задана напруга пробною;
 - N_{pn} - концентрація домішки в високоомному шарі.

Якщо відома товщина бази, то значення напруги пробною за умовою змикання можна визначити за зворотною формулою, тобто:

$$U_{зм} = \frac{W_{\delta}^2 \cdot e \cdot N}{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o} - \varphi_K ; \quad (3.13)$$

Практично реальна напруга пробною структури діода визначається меншим значенням напруги пробною, розрахованою за формулами (3.11) та (3.13).

Примітка: При розрахунку напруги пробною початкова оцінка глибини р-п переходу бази п-р-п транзистора $x_{j\delta}$ може бути проведена за формулою:

$$x_{j\delta} = 0,144 \cdot \left(\frac{U_{проб}}{\chi} \right)^{0,7} \text{ (мкм)}; \quad (3.14)$$

Після цього оцінка глибини р-п переходу здійснюється шляхом вибору значень x_j шляхом підстановки у формулі (3.11), в межах $\pm (10-15) \%$ від розрахованих за формулою (3.14).

Для діодів ця величина може бути в 1,2-2 рази менше.

4. ОПОРЫ, ЁМНОСТИ ТА ЧАСТОТНИ ВЛАСТИВОСТИ ДИОДОВ

Поперечний переріз структури типового планарного діода, що використовується в мікросхемах, наведено на рисунку 4.1.

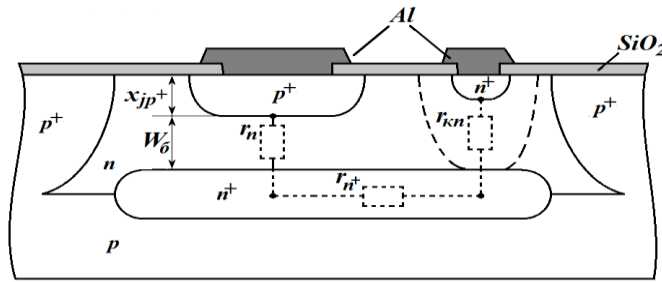


Рис.4.1. Будова планарного діода мікросхем

4.1. Опори діодів та їх розрахунок

Загальний опір планарного дискретного діода складається з декількох компонентів:

$$R_{\partial} = r_n + r_{n+} + r_{KK} + r_{p+} + r_{\text{конт.}(n+)} + r_{\text{конт.}(p+)}; \quad (4.1)$$

де: - R_{∂} - опір діода;

- r_n - опір високоомного шару бази діода;
- r_{n+} - стійкість низькоомного (прихованого) шару;
- r_{KK} - опір катода діода;
- $r_{\text{конт.}(n+)}$ - опір контакту катода з металом;
- r_{p+} - опір анодної області (p^+ - площа);
- $r_{\text{конт.}(p+)}$ - опір контакту анода з металом.

При розрахунку для попередньої оцінки зазвичай враховуються найбільші опори (r_n , r_{n+} , r_{p+}), а для елементів мікрохвильового діапазону повинні враховуватися всі компоненти. Опір площі p^+ -анода оцінюється за формулою:

$$r_{p+} = \frac{x_{jp+}}{S_{pn}} \cdot \rho_{p+} = R_{Sp+} \cdot \frac{(x_{jp+})^2}{S_{pn}}; \quad (4.2)$$

де: - x_{jp+} - глибина p^+ -області (глибина p - n переходу);

- ρ_{p+} - середній питомий опір p^+ -області;
- R_{Sp+} - поверхневий опір p^+ - області.

Опір високоомного шару бази діода визначається за формулою:

$$r_n = \frac{2 \cdot \rho_{\delta} \cdot W_{\delta}}{S_{pn} + S_{KP}} \text{ (мкМ)}; \quad (4.3)$$

де: - W_{δ} - товщина бази діода;

- ρ_{δ} - питомий опір епітаксiального (високоомного) шару;
- S_{KP} - площа кристала (пiдкладки) або прихованого шару;
- S_{pn} - площа р-п переходу.

Опори низькоомної n^+ пiдкладки ($r_{подл.}$) для дискретних дiодiв на товстiй пiдкладцi визначаються виразом:

$$r_{подл.} = \frac{\rho_{подл.} \cdot W_{подл.}}{S_{KP}} \text{ (мкм)}; \quad (4.4)$$

- де: - S_{KP} i S_{pn} - площа кристала та площа р-п переходу, вiдповiдно;
 - $\rho_{подл.}$ - питомий опiр пiдкладки;
 - ρ_{δ} - питомий опiр епітаксiального шару.

Опiр планарних дiодiв мiкросхем (рис. 4.1) визначається методом розрахунку опору колектору планарних дрейфових транзисторiв (роздiл 8).

4.2. Їмностi дiодiв та їх розрахунок

До їмностей дiодiв вiдносяться: бар'єрна їмнiсть р-п переходiв, дифузiйна їмнiсть, додаткова їмнiсть МОН (метал-оксид-напiвпровiдник), а для дiодiв бiполярних мiкросхем iнодi додатково враховується дiя «кишенькової» їмностi, в якiй створюється цей прилад.

ОПЗ р-п переходу можна розглядати як конденсатор з двома пластинами, на яких зосередженi рiзнi заряди некомпенсованих iонiв. Тому бар'єрна їмнiсть р-п переходiв виходить з вiдомої формули їмностi плоского конденсатора шляхом заміни вiдстанi мiж пластинами (d) на товщину ОПЗ, - $W_{ОПЗ}$:

$$C = \frac{S_{pn} \cdot \epsilon \cdot \epsilon_o}{d} = \frac{S_{pn} \cdot \epsilon \cdot \epsilon_o}{W_{ОПЗ}}; \quad (4.5)$$

Пiдставляючи в цю формулу вирази для ОПЗ (3.4)-(3.5) отримають:

$$\text{- для рiзких р-п переходiв: } C_{pn} = S_{pn} \cdot \sqrt{\frac{\epsilon \cdot \epsilon_o \cdot e \cdot N_{pn}}{2 \cdot (U + \phi_K)}}; \quad (4.6)$$

$$\text{- для плавних р-п переходiв: } C_{pn..плав.} = S_{pn} \cdot \sqrt[3]{\frac{(\epsilon \cdot \epsilon_o)^2 \cdot e \cdot a}{12 \cdot (U + \phi_K)}}; \quad (4.7)$$

де: - U - зворотна напруга.

Бар'єрна ємність кишені ($C_{киш.}$), в якій утворюється діод інтегральної схеми, являє собою паразитну ємність, що погіршує частото-імпульсні характеристики діода в мікросхемах. Її ємність:

$$C_{киш.} = S_{пл.киш.} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot e \cdot N_{підкл.}}{2 \cdot (U + \varphi_K)}} + S_{розд.} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot e \cdot N_{pn.}}{2 \cdot (U + \varphi_K)}}; \quad (4.8)$$

де: - $S_{пл.киш.}$ – площа кишенькової частини, що контактує з підкладкою р-типу;
 - $N_{підкл.}$ - концентрація домішок в підкладці;
 - $S_{розд.}$ – область бічної частини «кишені» n-типу, що контактує з ділянками, створеними шляхом поділу дифузії.

При роботі реального діода в режимі комутації в області бази діода накопичуються носії заряду, що створює додаткову дифузійну ємність. Максимальне значення дифузійної ємності р⁺-n переходу визначається за формулами:

$$\text{ - при } L_p \gg W_\delta: \quad C_{диф.} = \frac{e}{kT} \cdot I_{прям} \cdot \tau_p = \frac{I_{прям} \cdot \tau_p}{\varphi_T}; \quad (4.9)$$

де: - $I_{прям}$ - прямий струм через діод;
 - τ_p - час життя дірок поблизу р-n переходу.

- При $L_p \ll W_\delta$ дифузійна ємність р⁺-n переходу буде залежати не від часу життя дірок, а від часу дифузії дірок через базу:

$$C_{диф.} = \frac{e}{kT} \cdot I_{прям} \cdot \frac{(W_\delta)^2}{2 \cdot D_p}; \quad (4.10)$$

де: - D_p - коефіцієнт дифузії дірок.

4.3. Частотні властивості діодів

Параметром діода також є гранична або максимальна частота - f_T . Ця частота залежить від двох складових часу затримки при перемиканні сигналів.

По-перше, потрібен деякий час для підзарядки ємності р-n переходу по ланцюгу RC, коли $\tau_{RC} = R \cdot C$.

По-друге, через те, що напівпровідникові області р-типу та n-типу мають певну довжину в діодах, а швидкість прольоту електронів і дірок в

діоді має обмежене значення, ще однією складовою є час прольоту бази— $\tau_{пр}$. Звідси гранична частота діода в загальному випадку в кристалі:

$$f_T = \frac{1}{2\pi \cdot R_\delta \cdot (C_{pn} + C_{кин.} + C_{диф.}) + \tau_{пр.}}; \quad (4.11)$$

Для дискретних діодів значення $C_{кин.}=0$, крім того, для низькосигнальних діодів $C_{диф.}=0$. Час прольоту носія для p^+-n переходу оцінюється виразом:

$$\tau_{пр} = \frac{(W_\delta - W_{опз})}{2 \cdot D_p}; \quad (4.12)$$

де: - D_p - коефіцієнт дифузії дірок.

Якщо частота сигналу низька, то практично всі носії від імпульсу, що подається на вхід діода, встигають вийти на вихід. А амплітуда імпульсу на виході буде максимальною. На високій частоті деякі носії не встигають пролетіти через діод під час імпульсу прямого зміщення. Тому зі збільшенням частоти амплітуда сигналу на виході зменшується, як показано на рисунку 4.2.

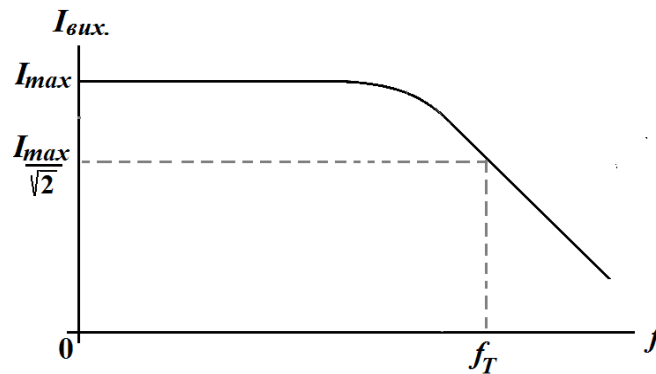


Рис.4.2. Залежність амплітуди сигналу на виході від частоти сигналу

Гранична частота f_T діода - це частота, при якій амплітуда сигналу на виході зменшується в $\sqrt{2}$ раз в порівнянні з максимальною амплітудою на виході при низькій частоті.

5. ТЕМПЕРАТУРНІ ЗАЛЕЖНОСТІ ПАРАМЕТРІВ p-n ПЕРЕХОДІВ І ДІОДІВ

5.1. Температурна залежність опорів

Основними складовими опору p^+ -п діода в мікросхемі за формулою (4.1) є опори r_n, r_{n+}, r_{KK} .

З підвищенням температури збільшується розсіювання носіїв на фононах, що призводить до зниження рухливості носіїв (див. рис. 3.3-3.4) і, як наслідок, до збільшення питомого опору.

Опір бази діода r_n буде збільшуватися з підвищенням температури, так як за залежностями, наведеними на рисунку 5.1, при типових концентраціях $N = (10^{14} - 10^{17}) \text{ см}^{-3}$ питомий опір кремнію будь-якого типу провідності зростає в діапазоні робочих температур (від 250 до 450°K). Опір r_{n+} являє собою область з високою концентрацією домішок ($N = 10^{18} \text{ см}^{-3}$), і практично не залежить від температури. Опір r_{KK} , якщо він виготовлений з використанням області глибокого колектору (глибока область p^+), також не залежить від температури через високу концентрацію домішки. Однак якщо глибокого колектору немає, то опір r_{KK} зміниться так само, як і опір r_n .

Опір p^+ -області анода діода також практично не залежить від температури (рис. 5.1), так як ці ділянки мають високу концентрацію домішок.

Оскільки основний внесок в опір діода вносить компонент r_n , то для нього в першому наближенні залежність опору від температури оцінюється виразами:

- для кремнію n-типу: (5.1)

$$R_n = \frac{T^{2,6} \cdot 2,5 \cdot 10^{-10}}{e \cdot N_d};$$

- для кремнію p-типа:

$$R_p = \frac{T^{2,3} \cdot 4 \cdot 10^{-9}}{e \cdot N_a}; \quad (5.2)$$

де: - N_d і N_a - концентрація донорів та акцепторів, відповідно;
 - T - температура, °K.

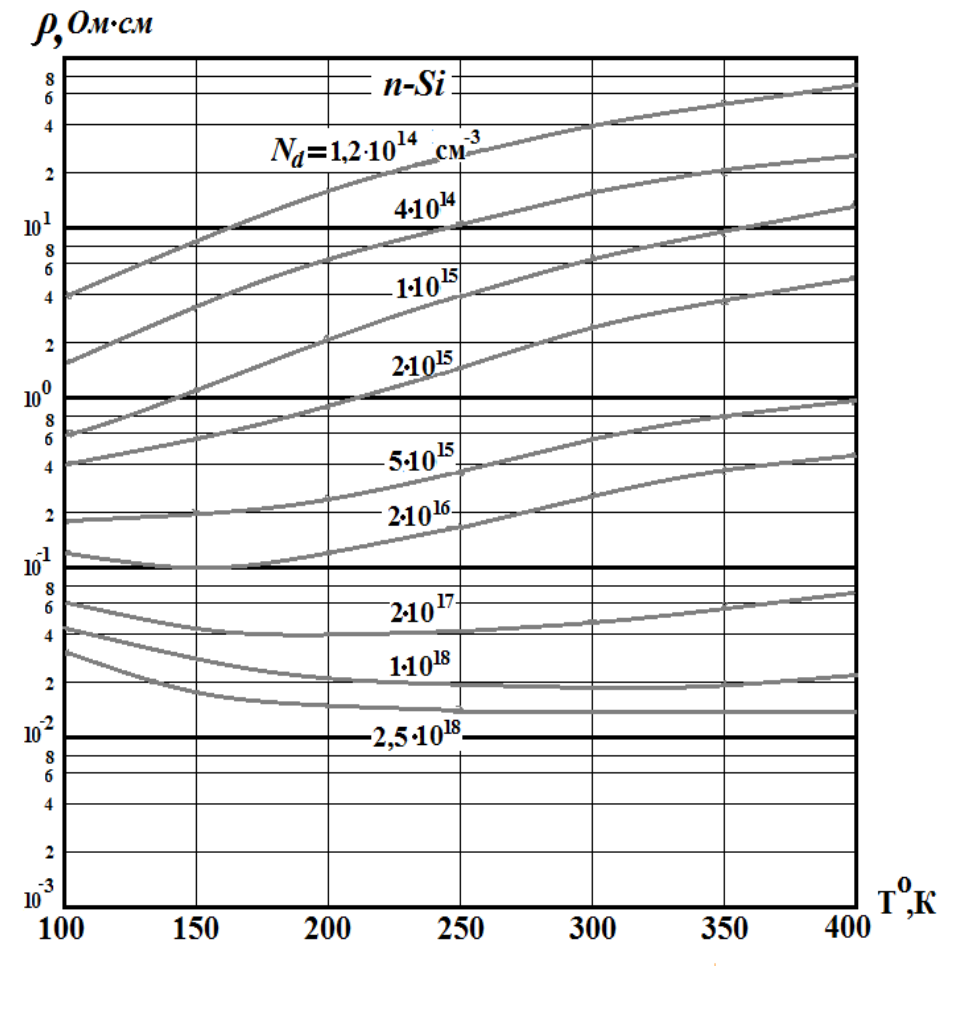
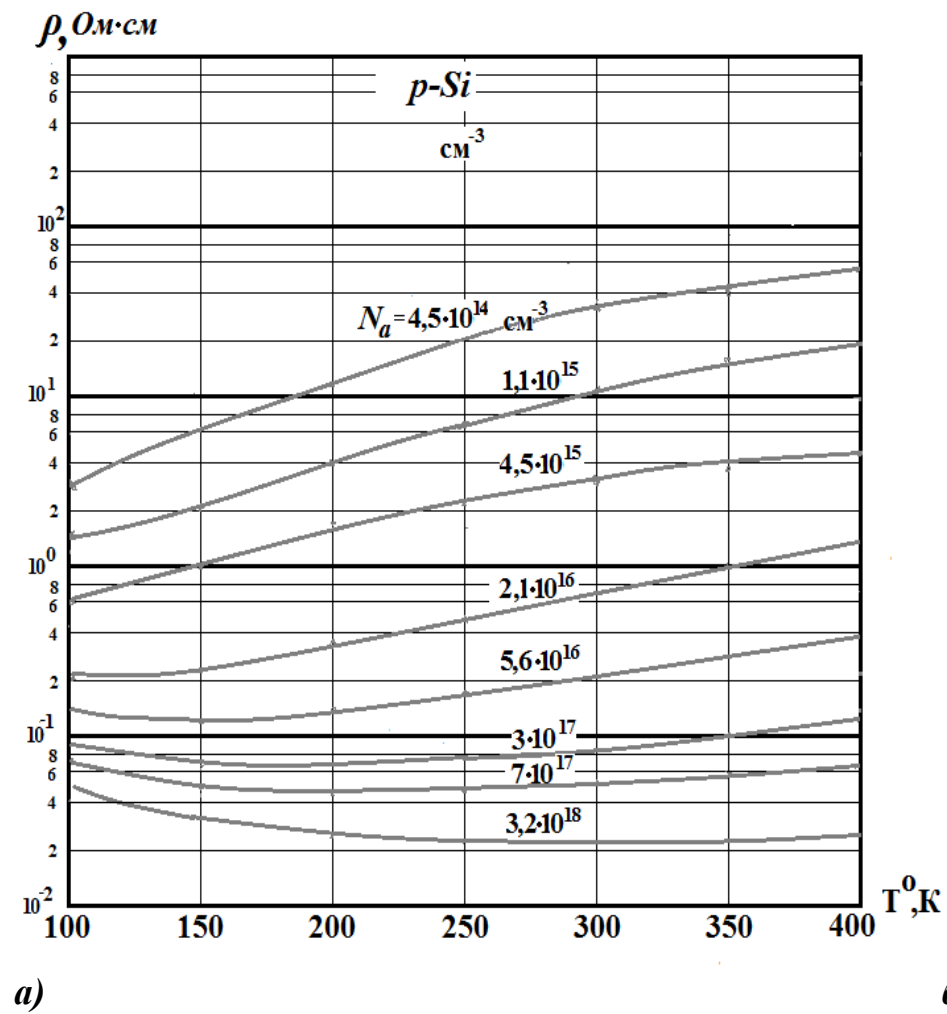


Рис.5.1. Залежність питомого опору кремнію від температури при різних концентраціях домішок
а) для кремнію р-типу;
б) для кремнію n-типу.

5.2. Температурна залежність прямого падіння напруги ($U_{\text{прям}}$)

Пряме падіння напруги залежить від величини φ_K і від опору областей напівпровідника.

$$U_{\text{прям}} = \varphi_K + I_{\text{прям}} \cdot R_o; \quad (5.3)$$

Оскільки контактна різниця потенціалів залежить від концентрації носіїв у власному напівпровіднику n_i за формулою (2.14), а n_i залежить від температури [див. формули (2.15) - (2.16)], то значення φ_K також залежить від температури. При підвищенні температури значення n_i збільшується, а значення φ_K зменшується. При низьких рівнях струму $I_{\text{прям}}$ значення $U_{\text{прям}}$ буде зменшуватися при підвищенні температури. При високих рівнях прямого струму збільшується опір діода в міру підвищення температури.

5.3. Залежність від температури зворотного струму ($I_{\text{зв.}}$)

При підвищенні температури значення зворотного струму зростає незалежно від того, під яким впливом працює діод. Залежність зворотного струму від температури також в першу чергу пов'язана з залежністю значення n_i від температури. Оскільки значення n_i збільшується з підвищенням температури, це призводить до збільшення зворотних струмів.

У приладах з тунельним ефектом при підвищенні температури зворотні струми збільшуються за рахунок збільшення ймовірності тунельного переходу носіїв.

5.4. Температурна залежність напруги пробою ($U_{\text{проб}}$)

Поведінка напруги пробою залежить від механізму пробою. При тунельному пробою при підвищенні температури за формулами (2.15) та (2.17) ширина забороненої зони зменшується, викликаючи збільшення ймовірності тунелювання носіїв, що викликає збільшення значення зворотного струму і, тим самим, призводить до зниження напруги пробою.

При лавинному пробої з підвищенням температури рухливість носіїв знижується (див. рис. 3.2) за рахунок збільшення розсіювання на фононах. Тому при підвищенні температури потрібно підвищена напруженість поля для запуску процесу лавиноутворення, а значить, значення напруги пробою збільшується.

6. ДІОДИ НА ОСНОВІ БАР'ЄРУ ШОТТКІ

6.1. Основні відмінності діодів Шотткі від діодів з p-n переходом

Властивостями випрямлення струму володіють не тільки контакти напівпровідників n-типу та p-типу, а й контакти напівпровідників з металами. Діоди, утворені за допомогою таких випрямляючих контактів, називаються діодами Шотткі (ДШ), і зазвичай виготовляються при концентрації домішок в напівпровіднику менше $(1-2) \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$.

Вид ВАХ ДШ аналогічний типу ВАХ діода з p-n переходом (рис. 1.2). Основна відмінність ДШ в порівнянні з діодами на p-n переходах полягає в тому, що рівень інжекції носіїв з металу в напівпровідник набагато нижче при напрузі прямого зміщення, ніж рівень інжекції з сильно легованої області напівпровідника в низьколеговану область. Крім того, час життя носіїв в металі набагато нижче, ніж час життя носіїв навіть в сильно легованому напівпровіднику. Це дозволяє ДШ мати високу частоту перемикання сигналів, яка більш ніж на порядок вище, ніж у діодів з p-n переходами.

Контактна різниця потенціалів в ДШ при тісному контакті металу і напівпровідника оцінюється виразом:

$$\varphi_{кш} = \varphi_B - \varphi_T \cdot \ln\left(\frac{N}{n_i}\right); \quad (6.1)$$

де: - $\varphi_{дш}$ - контактна різниця потенціалів ДШ;

- φ_B - висота бар'єру Шотткі, В;

- φ_T - температурний потенціал;

- N - концентрація домішки на поверхні напівпровідника;

- показник $\varphi_T \cdot \ln\left(\frac{N}{n_i}\right)$ – визначає положення рівня Фермі

на поверхні напівпровідника.

Висота бар'єру Шотткі φ_B зазвичай береться з таблиць. Значення φ_B може варіюватися від автора до автора, так як значення φ_B залежать від товщини тонкого шару оксиду під металом, від ступеня чистоти самого металу і від якості обробок перед нанесенням металу. Бар'єри Шотткі утворюються не тільки при контакті напівпровідників з металами, але і при контакті з силіцидами певних металів або при контакті зі з'єднаннями металів. Експериментальні дані про значення φ_B в ДШ і деякі умови формування бар'єру Шотткі наведені в таблицях 6.1. -6.3.

Таблиця 6.1

Висота бар'єру Шотткі (ϕ_B)

Тип провідності	Орієнтація	Питомий опір	Метал	Значення	Тип провідності	Орієнтація	Питомий опір	Метал	Значення	Тип провідності	Орієнтація та питомий опір	Метал	Значення
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
<i>n-Si</i>	[100]	0,8	<i>Ag</i>	0,65	<i>n-Si</i>	[111]	1-1,2	<i>Ni</i>	0,66-0,7	<i>n-Si</i>	-	<i>Al</i>	0,69
			<i>Al</i>	0,7-0,78				<i>Pb</i>	0,41-0,69			<i>Au</i>	0,79
			<i>Au</i>	0,78				<i>Pt</i>	0,79			<i>Pt</i>	0,85
			<i>Cu</i>	0,59				<i>Ti</i>	0,45-0,57			<i>W</i>	0,65
			<i>In</i>	0,28				<i>In</i>	-			<i>Pd</i>	0,49
			<i>Sn</i>	0,56				<i>Sn</i>	-				
<i>n-Si</i>	[111]	0,3-0,5	<i>Ag</i>	0,56-0,79	<i>n-Si</i>			<i>Ag</i>	0,76	<i>p-Si</i>	-	<i>Al</i>	0,38
			<i>Al</i>	0,55-0,67				<i>Al</i>	0,77			<i>Au</i>	0,25
			<i>Au</i>	0,31-0,55				<i>Au</i>	0,84			<i>Pt</i>	0,25
<i>n-Si</i>	[111]	-1,2	<i>Ag</i>	0,56-0,79				<i>Cu</i>	0,77			<i>Ti</i>	0,5-0,6
			<i>Al</i>	0,55-0,78				<i>Mo</i>	0,59			<i>Pd</i>	0,49
			<i>Au</i>	0,75-0,81				<i>Ni</i>	0,68			<i>Ni</i>	-
			<i>Ba</i>	0,43				<i>Pd</i>	0,78			<i>Cr</i>	-
			<i>Cr</i>	0,59				<i>Pt</i>	0,86			<i>Cu</i>	-
			<i>Cu</i>	0,69-0,79				<i>W</i>	0,67			<i>W</i>	-
			<i>W</i>	-				<i>Zr</i>	0,55			<i>Zr</i>	-

Таблиця 6.2

Діоди Шотткі на основі силіцидів металів (*n-Si*)

Метал	<i>Ti</i>	<i>V</i>	<i>Cr</i>	<i>Mn</i>	<i>Fe</i>	<i>Co</i>	<i>Co</i>	<i>Ni</i>	<i>Ni</i>
Силіцид	<i>TiSi₂</i>	<i>VSi₂</i>	<i>CrSi₂</i>	<i>MnSi</i>	<i>FeSi₂</i>	<i>CoSi</i>	<i>CoSi₂</i>	<i>Ni₂Si</i>	<i>NiSi</i>
ϕ_B , В	0,59±0,01	0,65	0,57	0,66±0/01	-	0,68	0,64	0,66	0,66
ρ , мкОм·см	13-16	50-55	600	220	1000	30	20	14-15	14-15
T°утворення силіциду	-	600	-	-	-	-	-	-	-

Продовження таблиці 6.2.

Метал	Ni	Pd	Pt	Rh	W	Zr	Cu	Cs	Pt
Силіцид	NiSi ₂	Pd ₂ Si	PtSi	RhSi	Wsi ₂	ZrSi ₂	Cu ₁₅ Si ₄	-	-
φ_B , В	-	0,68	0,82	0,64	0,62	0,55	0,64	0,54±0,02	0,25±0,01
ρ , мкОм·см	40	-	-	220	-	30	20	Для кремнія р-типа	
Т°утворення силіциду	-	450	650	-	-	-	-	-	650

Таблиця 6.3.

Вплив відпалу на характеристики ДШ на основі сполуки Ti з W

Температура відпалу, °C	Значення φ_B , В, для з'єднання металів									
	Ti		Ti ₃ W ₂		Ti ₄ W ₆		Ti ₂ W ₈		TiN	
	n-Si	p-Si	n-Si	p-Si	n-Si	p-Si	n-Si	p-Si	n-Si	p-Si
-	0,52	0,58	0,57	0,62	0,60	0,51	0,65	0,46	-	-
400	-	-	-	-	-	-	-	-	0,51	0,62
500	0,53	0,58	0,55	0,60	0,63	0,52	Отримано неповторювані результати		0,52	0,59
550	0,58	0,60	0,52	0,57	-	-			-	-
600	-	-	0,56	0,56	-	-			0,55	0,57
750	0,58	0,53	0,58	0,54	0,62	0,50				

6.2. Пряма гілка ВАХ діодів Шотткі.

Постійний струм діода Шотткі при напрузі прямого зміщення визначається за формулою:

$$I_{\text{прям}} = S_{\text{ДШ}} \cdot j_{\text{нас.ДШ}} \cdot \left[\exp\left(\frac{eU}{n \cdot kT}\right) - 1 \right]; \quad (6.2)$$

- де: - $S_{\text{ДШ}}$ - площа металу з напівпровідником;
 - $j_{\text{нас.ДШ}}$ - щільність струму насичення;
 - n - фактор (показник) ідеальності.

Щільність струму насичення визначається за формулою:

$$j_{нас.ДШ} = A^* \cdot T^2 \cdot \exp\left(-\frac{\varphi_B}{kT}\right); \quad (6.3)$$

де: A^* - постійна Ричардсона, яка для напівпровідника n-типа, дорівнює $A^*=112 \text{ А/см}^2$; для напівпровідника р-типа дорівнює $A^*=32 \text{ А/см}^2$.

Фактор або показник ідеальності n , не рівний одиниці, виникає через те, що поверхневий стан напівпровідника не є ідеальним, а також тому, що між металом і напівпровідником зазвичай присутній тонкий шар діелектрика.

Типові значення коефіцієнта ідеальності n для ДШ зазвичай лежать в діапазоні від 1,005 до 1,15. Пряме падіння напруги на ДШ оцінюється за формулою:

$$U_{прям.ДШ} = n \cdot \varphi_T \cdot \ln\left(\frac{I_{прям}}{S_{ДШ} \cdot j_{нас.ДШ}} + 1\right) + R_{ДШ} \cdot I_{прям.} + \Delta U_{конт.}; \quad (6.4)$$

де: - $R_{ДШ}$ - опір ДШ;
 - $I_{прям.}$ — прямий струм через ДШ;
 - $\Delta U_{конт.}$ —падіння напруги на контактах.

6.3. Зворотний струм діодів Шотткі

Струм, що виходить з металу при зворотної напрузі зміщення, визначається виразом:

$$I_{зв.ДШ} = S_{ДШ} \cdot j_{нас.ДШ} \cdot \exp\left(\frac{\sqrt{\frac{e^3 \cdot E}{4\pi \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0}}}{kT}\right); \quad (6.5)$$

де: - E – напруженість електричного поля в запірному шарі, яка визначається за формулою:

$$E = \sqrt{\frac{2 \cdot e \cdot N \cdot (U_{зв.} + \varphi_{ДШ})}{\varepsilon \cdot \varepsilon_0}}; \quad (6.6)$$

Однак це лише одна складова від загального зворотного струму ДШ. Інша складова зворотного струму ($I_{зв.2}$) показує залежність від стану поверхні напівпровідника і від товщини оксидного шару між напівпровідником та металом, тобто від стану поверхні напівпровідника та від параметрів які

важко піддаються контролю, і хоча ця складова показує деяку залежність від фактору ідеальності, її розрахунок утруднений.

6.4. Напруга пробою діодів Шотткі

Публікації по ДШ практично не дають методу розрахунку напруги пробою ДШ, але пояснюється, що напруга пробою залежить від концентрації домішки в напівпровіднику, і що напруга пробою ДШ може досягати того ж значення, що і в приладах з р-п переходами.

Розглянемо наступний метод розрахунку напруги пробою ДШ.

Напруга пробою діодів Шотткі залежить як від величини питомого опору напівпровідникової області, або від концентрації домішки, так і від кривизни передньої частини запірного шару, який в ДШ грає ту ж роль, що і ОПЗ в р-п переходах. Ширину ОПЗ (запінного шару ДШ) можна визначити за виразом:

$$W_{зш} = \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot (U + \varphi_{дш} - \varphi_T)}{e \cdot N}}; \quad (6.6)$$

На відміну від формули (3.4), в цю формулу введено значення φ_T , яке показує вплив рухомих носіїв заряду на напруженість електричного поля.

Якщо кривизна фронту р-п переходу визначається заміною радіуса кривизни на глибину р-п переходу [див. п. 3.2; рис. 3.6; формула (3.11)], то в ДШ такої глибини немає. Взявши за радіус кривизни ширину запінного шару при відсутності зміщення (тобто при $\varphi_{дш}$) і використовуючи вираз (3.11), можна помітити, що напруга пробою реального планарного ДШ значно менше, ніж у планарного р-п переходу при однакових концентраціях домішок в області напівпровідника. Для розрахунку напруги пробою планарних ДШ може використовуватися той же порядок, що і для розрахунку напруги пробою планарного р-п переходу, але за такими виразами:

$$\text{для кремнію n-типа:} \quad U_{проб.пл.} = 86 \cdot \left(\frac{\rho_n}{n} \right)^{0,64}; \quad (6.7)$$

$$\text{для кремнію p-типа:} \quad U_{проб.пл.} = 27 \cdot \left(\frac{\rho_p}{n} \right)^{0,75} \quad (6.8)$$

де: - ρ_p, ρ_n – питомий опір областей р-типа и n-типа, відповідно.

$$W_{3Ш(0)} = \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot (\varphi_{ДШ} - \varphi_T)}{e \cdot N}}; \quad (6.9)$$

$$W_{3Ш.max} = \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot (U_{проб.пл.} + \varphi_{ДШ} - \varphi_T)}{e \cdot N}}; \quad (6.10)$$

$$U_{проб..ДШ.} = \frac{U_{проб.пл.} \cdot W_{3Ш(0)}}{W_{3Ш.max}} \cdot \left[\sqrt{\left(\frac{2 \cdot W_{3Ш.max}}{W_{3Ш(0)}} + 1 \right)} - 1 \right]; \quad (6.11)$$

6.5.Способи підвищення напруги пробую діодів Шотткі

Для підвищення напруги пробую використовуються методи, при яких збільшується радіус кривизни на периферії контакту Шотткі або підвищується питомий опір кремнію в цих же областях [1, 9]. Найбільш поширені варіанти конструкцій ДШ з підвищеною напругою пробую наведені на рисунку 6.1.

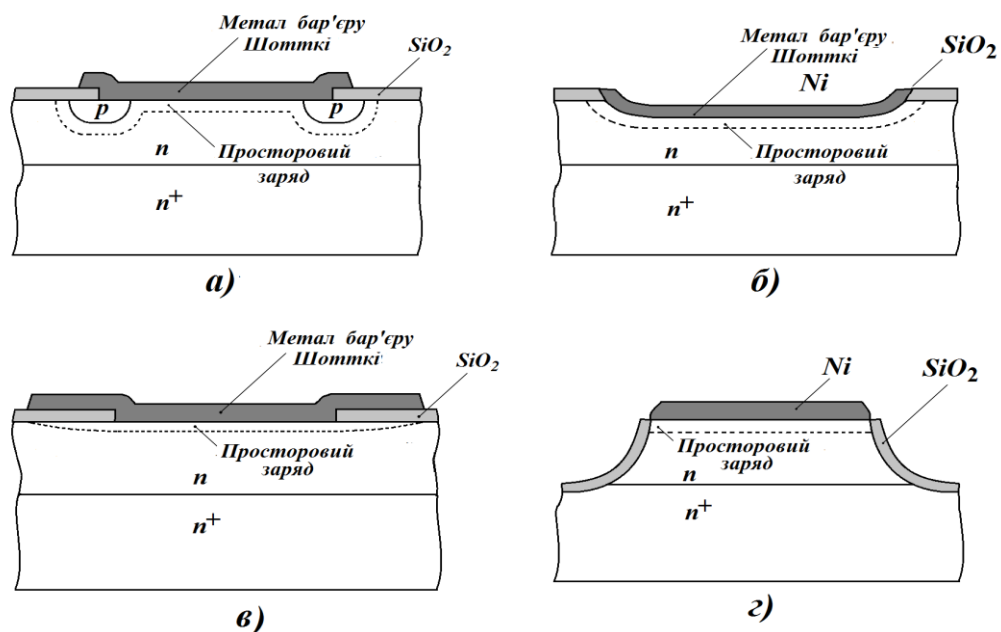


Рис.6.1. Поперечний переріз структур діодів Шотткі з підвищеною напругою пробую:

- а) з охоронним кільцем;
- б) МОЛД - технологія;
- в) з розширеним металевим контактом;
- г) з меза - структурою.

Будова діода Шотткі з охоронними кільцями (рис. 6.1.а) вимагає для виготовлення 3 фотолітографії, а напруга пробою визначається виразом (3.11), в якому радіус кривизни дорівнює глибині р-п переходу охоронного кільця. Тому напруга пробою буде визначатися глибиною охоронного кільця. Метал бар'єру Шотткі може бути будь-яким, так як створюється шляхом нанесення металу в вакуумних установках. При цьому показник ідеальності (n) близький до 1. Наявність р-п переходу призводить як до підвищення пробою напруги, так і підвищує стійкість діодів Шотткі до статичної електрики.

Недоліком конструкції є те, що збільшення товщини епітаксійного шару на глибину р-п переходу для підтримки значення напруги пробою за умовою змикання шару просторового заряду р-п переходу охоронного кільця з низькоомною підкладкою n^+ - типу призводить до збільшення товщини епітаксійного шару, що підвищує величину послідовного опору. А значна площа захисного кільця призводить до появи додаткової ємності, яка разом з підвищеним опором, сильно знижує граничну частоту.

В MOLD - технології (рис.6.1.б) використовується тільки одна фотолітографія, радіус кривизни приблизно дорівнює глибині травленого кремнію, а бар'єр Шотткі найбільш легко створюється за рахунок хімічного осадження металів (наприклад, нікелю). По-перше, не всі метали, які використовуються для бар'єрів Шотткі, можуть бути створені шляхом хімічного осадження. По-друге, при хімічному осадженні показник ідеальності значно відрізняється від 1. Застосування вакуумного напилення металів вимагає введення додаткової фотолітографії по металу з рядом складностей.

У технології з розширеним металічним контактом (рис. 6.1.в) при подачі на метал зворотної напруги власні носії (наприклад, електрони в кремнії n-типу) відштовхуються під областю розширеної металізації і там створюються області р-типу. З'єднання цих ділянок з запірним шаром призводить до збільшення радіуса кривизни. Дана технологія вимагає двох операцій фотолітографії і призводить до збільшення ємності приладу за рахунок додаткової паразитної ємності МОН (метал-оксид-напівпровідник), що значно знижує граничну частоту.

Структура діода Шотткі, виконаного за меза-технологією (рис. 6.1.г), вимагає для виготовлення одну фотолітографію. Радіус кривизни можна враховувати досить великим, що приводить до підвищення напруги пробою. В цій технології також застосовується хімічне осадження металів, тому фактор ідеальності значно відрізняється від 1. Крім того, через складність виконання фотолітографії по металу при вакуумному нанесенні металів на

межа-структурі вартість відповідних приладів стає більше, ніж в технологіях з трьома фотолітографіями.

Також напруга пробою декілька менш, ніж в плоскій частині р-п переходу, через вплив вбудованого заряду в пасивуючому шарі оксиду кремнію на запірний шар, що призводить до появи деякого радіуса кривизни на периферії бар'єру Шоттки.

6.6. Опори, ємності і частотні властивості діодів Шоттки

Опір об'ємних областей ДШ розраховують за відомими формулами, виключаючи розрахунок опору r_{p+} . А замість r_{p+} вводиться додатковий компонент:

$$r_{\delta, ДШ} = \frac{\varphi_T \cdot K_z}{I_{прям}}; \quad (6.12)$$

де: - K_z – коефіцієнт запасу, взятий в діапазоні від 1, 05 до 1, 3.

Загальний опір ДШ оцінюється за формулою:

$$R_{Ш} = r_{\delta, ДШ} + r_n + r_{n^+} + r_{кш}; \quad (6.13)$$

Бар'єрна ємність ДШ визначається за формулою:

$$C_{Ш} = S_{ДШ} \cdot \sqrt{\frac{e \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon \cdot N}{2 \cdot (U_{зв} + \varphi_{кш} - \varphi_T)}}; \quad (6.14)$$

Умови накопичення носіїв в напівпровіднику визначаються пороговою щільністю струму або пороговим струмом, а для n-Si оцінюється за формулою [8]:

$$I_{пор} = \frac{S_{ДШ} \cdot e \cdot N \cdot D_n}{W_{\delta}}; \quad (6.15)$$

де: - W_{δ} - товщина високоомного шару кремнію n-типу, тобто відстань між контактом метал-напівпровідник та n^+ області (прихованого шару або n^+ - підкладки).

Максимальна робоча частота ДШ оцінюється виразом:

$$f_{т.ш} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_{ш} \cdot C_{ш} + \tau_{н.ш})}; \quad (6.16)$$

де: - $\tau_{н.ш}$ — постійний час накопичення основних носіїв, який визначається за формулою [7]:

$$\tau_{н.ш} = \frac{e \cdot n_i^2 \cdot W_{\delta}}{N \cdot j_{нас.ДШ}}; \quad (6.17)$$

Якщо прямий струм через діод перевищує пороговий струм в 2-3 рази, то значення $\tau_{н.ш}$ збільшується на кілька порядків.

З наведених формул видно, що для збільшення максимальної частоти ДШ необхідно використовувати кремній з більш високою концентрацією домішок і контактний матеріал з меншим значенням ϕ_B , але це призводить до зниження напруги пробою і збільшення зворотних струмів.

7. ОСОБЛИВОСТІ РОЗРАХУНКУ ВАРИКАПІВ

7.1. Види конструкцій варикапів

Варикапи - це напівпровідникові діоди, в яких нормується і використовується залежність бар'єрної ємності від напруги. У найпростішому випадку варикапи використовуються в радіоелектронних схемах для заміни конденсаторів змінної ємності або для заміни підстроєчних конденсаторів. Також варикапи застосовуються в апаратурі автоматичного настроювання частоти.

До основних параметрів та характеристик варикапів відносять наступні:

- C_n - номінальна ємність при заданій напрузі зворотного зміщення;
- K_c - коефіцієнт перекриття по ємності, яке є відношенням ємності при двох різних заданих напругах зворотного зміщення;
- Q - добротність на заданій частоті та на заданій напрузі або при заданій ємності;
- $I_{зв.}$ - зворотний струм при заданій напрузі зворотного зміщення;
- U_{max} - максимально припустима зворотна напруга.

Крім цього для сучасних варикапів додатково слід віднести параметри: ΔC_n - допустиме відхилення ємності від номінальної - C_n , що показує на повторюваність параметрів та характеристик.

Технології виготовлення варикапів пов'язані з їх конструкцією, яка визначається вимогами основного призначення даного виробу. Типові конструкції варикапів наведено на рисунку 7.1.

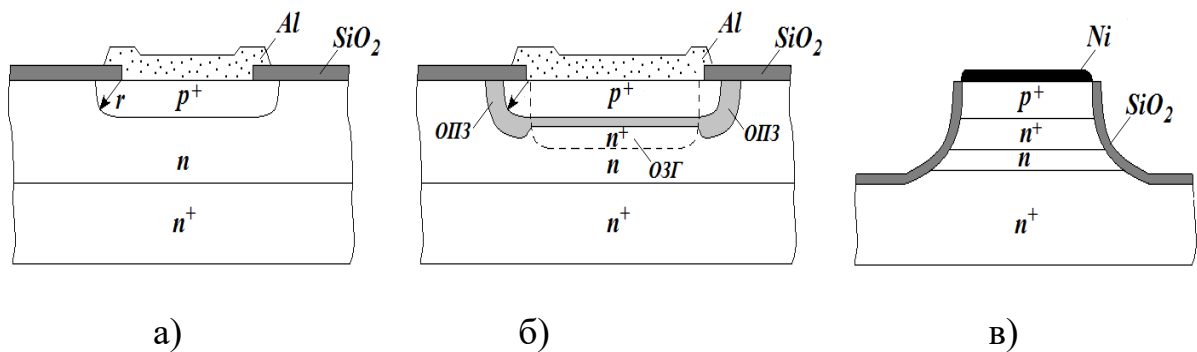


Рис.7.1. Конструкції варикапів при різній технології виготовлення

- а) варикап, виготовлений по планарній технології;
- б) варикап зі зворотним градієнтом -ОЗГ;
- в) варикап, виготовлений по меза-технології.

Більшість сучасних варикапів виготовляють з областю зворотного градієнту що збільшує коефіцієнт перекриття по ємності. Це приближає

характеристики варикапа до характеристик конденсаторів зі змінною ємністю. Таки варикапи називають надрізкими варикапами. Конструкція такого варикапу приведена на рисунку 7.1.а. А розподіл домішки в структурі надрізного варикапу та типова структура показані на рисунку 7.2.

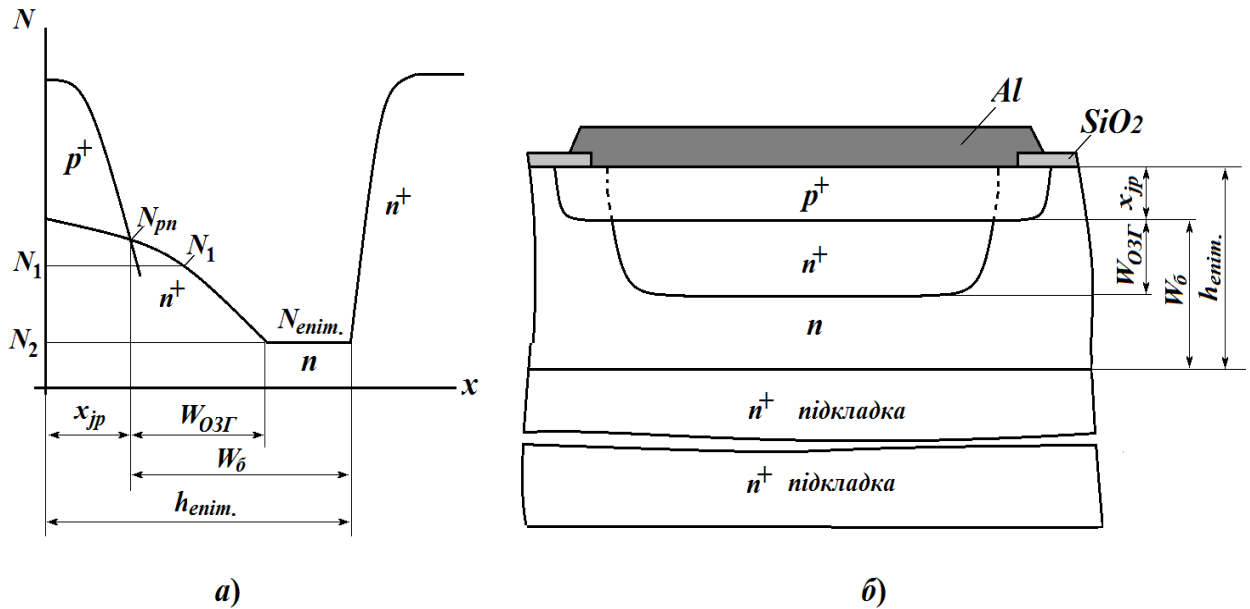


Рис.7.2. Розподіл домішок (а) та типова структура в розрізі (б) для надрізного варикапу

- N_{pn} - концентрація домішки на р-п переході;
- N_1 - концентрація домішки при напрузі U_1 ;
- $N_2 = N_{en.ш.}$ - концентрація домішки при напрузі U_2 , яка дорівнює концентрації домішки в епітаксійному шарі;
- x_{jp} - глибина р-п переходу;
- W_6 - товщина бази;
- $W_{O3Г}$ - ширина ОЗГ в базі;
- h_{enim} -товщина епітаксійного шару.

7.2. Розрахунок напруги пробую та концентрації домішки на р-п переході

Одним з параметрів, які визначає область використання варикапа є напруга пробую, яка визначає величину U_{max} . Напруга пробую в структурі надрізного варикапу визначається одним з трьох видів пробую, - лавинним пробоем р-п переходу в зоні ОЗГ, лавинним пробоем р-п переходу (на периферії) в епітаксійному шарі, напругою змикання (напругою проколу) ОПЗ р-п переходу з низкоомною підкладкою.

З технічної літератури [4] звісне, що напруга лавинного пробію різких або ступеневих р-п переходів визначається по наступним формулам:

- для сферичного р-п переходу:

$$U_{\text{проб.сф.}} = U_{\text{проб.пл.}} \cdot \frac{r_o}{Z_{pn}} \cdot \left[\sqrt[3]{3 \cdot \left(\frac{Z_{pn}}{r_o} \right)^2 + 1} - 1 \right]; \quad (7.1)$$

- для циліндричного р-п переходу:

$$U_{\text{проб.ц.}} = U_{\text{проб.пл.}} \cdot \frac{r_o}{Z_{pn}} \cdot \left(\sqrt{2 \cdot \frac{Z_{pn}}{r_o} + 1} - 1 \right); \quad (7.2)$$

- де - $U_{\text{проб.пл.}}$ – напруга лавинного пробію плоскої частини р-п переходу;
 - r_o - радіус кривизни р-п переходу, якій зазвичай дорівнюють глибині р-п переходу;
 - Z_{pn} - товщина області просторового заряду (ОПЗ) при напрузі $U_{\text{проб.пл.}}$.

Напруга лавинного пробію плоскої частини р-п переходу визначається по формулам [3, 13]:

- Через концентрацію домішки:

$$U_{\text{проб.пл.}} = \frac{2,7 \cdot 10^{12}}{\sqrt[3]{\left(\frac{N}{1 + \frac{N}{5 \cdot 10^{17}}} \right)^2}}; \quad (7.3)$$

- або через величину питомого опору епітаксійного шару:

$$U_{\text{проб.пл.}} = 86 \cdot \rho_n^{0,64}; \quad (7.4)$$

В структурі варикапа, показаної на рисунку 1а радіус кривизни (r_o) невеликий що приводить до зменшення напруги пробію, а зменшення концентрації для підвищення напруги пробію приводить до підвищення опору, що знижує добротність. В структурі варикапа, показаної на рисунку

1б в області зворотного градієнту (ОЗГ) концентрація домішки вище концентрації в епітаксійному шарі, що знижує напругу пробою в центральній частині р-п переходів, а якщо периферійна частина р-п переходу буде також знаходитися в ОЗГ, тоді напруга пробою буде ще меншою за рахунок впливу невеликого радіуса кривизни. Тому периферійну частину р-п переходу виносять за межу ОЗГ в область з більшим питомим опором (або з меншою концентрацією домішки).

Тому що при розрахунках структури напруга пробою зазвичай є величиною заданою, визначають питомий опір або концентрації домішки та глибину р-п переходів.

Для типового планарного варикапу питомий опір епітаксійного шару визначають по формулі [12]:

$$\rho_n = 4,8 \cdot 10^{-4} \cdot \left(\frac{U_{КБО}}{\chi} \right)^{1,92}; \quad (7.5)$$

А мінімальну глибину р-п переходу оцінюють по вираженню [12]:

$$\chi_{j\phi.min} = 0,144 \cdot \left(\frac{U_{КБО.Л}}{\chi} \right)^{0,7} \text{ (мкм)}; \quad (7.6)$$

де - $U_{проб.}$ – задана напруга пробою;

- χ - коефіцієнт наближення р-п переходу до різкого,
для варикапів використовують різки р-п переходи, тому $\chi=1$.

При цьому в формулах використовують напругу пробою прийняту з невеликим запасом, тобто підвищену величину на коефіцієнт запасу $K_3=1,1-1,3$.

$$U_{проб.л} = K_3 \cdot U_{проб.}; \quad (7.7)$$

Для меза-структури та центральної частини варикапу зі зворотним градієнтом величина напруги лавинного пробою досить близька до значення $U_{проб.пл.}$ і може бути розрахована по формулі (7.3).

Однак врахував, що напруга пробою величина, яка задана, для таких варикапів визначають концентрацію домішки на р-п переході по формулі:

$$N_{pn} = \sqrt{\left\{ \frac{2,7 \cdot 10^{12}}{U_{\text{проб.пл.}} - \frac{10,5}{(U_{\text{проб.пл.}})^{0,72}}} \right\}^3}; \quad (7.8)$$

Тому що периферійну частину р-п переходу виносять за межу ОЗГ в область з концентрацією епітаксійного шару оцінка глибини р-п переходу в епітаксійному шарі проводиться за формулою (7.6).

7.3. Розрахунок концентрації домішки та питомого опору епітаксійного шару.

Для розрахунку питомого опору епітаксійного шару для різних конструкцій варикапів використовуються також різні формули.

А). Для звичайного планарного варикапу, показаного на рисунку 1а величину питомого опору епітаксійного шару визначають по формулі (7.5). А для визначення концентрації домішки в епітаксійному шарі спочатку визначають напругу лавинного пробоя плоскої частини р-п переходу по формулі (7.3), після чого застосовують формулу (7.8).

Б). Для визначення концентрації домішки в епітаксійному шарі варикапа, якій має меза-структуру, що показана на рисунку 1в, використовують формулу (7.8). По визначеній концентрації домішки проводять розрахунок напруги пробоя, яка приблизно дорівнює напрузі лавинного пробоя плоскої частині р-п переходу. А потім визначають питомий опір епітаксійного шару по формулі:

$$\rho_n = \exp \left[\frac{\ln \left(\frac{U}{86} \right)}{0,64} \right]; \quad (7.9)$$

В) Для визначення концентрації домішки в епітаксійному шарі використовують формулу розрахунку коефіцієнта перекриття по ємності. Для варикапів коефіцієнт перекриття по ємності визначається за формулою:

$$K_c = \frac{C_{(U1)}}{C_{(U2)}} = \sqrt{\frac{N_1 \cdot (U_2 + \varphi_K)}{N_2 \cdot (U_1 + \varphi_K)}}; \quad (7.10)$$

- де: - U_1 і U_2 - встановлена мінімальна і максимальна напруга зміщення при вимірюванні ємності відповідно;
 - N_1 - концентрація домішок на кордоні ОПЗ на заданій мінімальній напрузі U_1 , - зазвичай в межах ООГ;
 - N_2 — концентрація домішок на кордоні ОПЗ на заданій максимальній напрузі U_2 , - знаходиться в епітаксiальному шарі.

Розрахунок коефіцієнта відношення напруги U_1 до напруги U_{pn} . проводиться з врахуванням того, що при $U_{pn}=0$ на р-п переході діє тільки φ_K . Тому цей коефіцієнт при малої різності між напругами можна оцінити виразом:

$$\lambda_B = \sqrt{\frac{U_1 + \varphi_K}{U_{pn} + \varphi_K}}; \quad (7.11)$$

Значення φ_K визначається по формулі:

$$\varphi_K = \varphi_T \cdot \ln \left[\left(\frac{N_{pn}}{n_i} \right)^2 \right] = \frac{kT}{e} \cdot \ln \left[\left(\frac{N_{pn}}{n_i} \right)^2 \right]; \quad (7.12)$$

- де: - φ_T - тепловий потенціал;
 - n_i - концентрація носіїв у власному напівпровіднику в умовах термодинамічної рівноваги.

Концентрація домішки в області ОЗГ, на яку розширюється ОПЗ р-п переходу при напрузі $U_1=3В$ оцінюється по виразу:

$$N_1 = \frac{N_{pn}}{\lambda_B}; \quad (7.13)$$

Перетворив формулу (7.10) визначають вираз для визначення концентрації домішки N_2 .

$$N_{en..u} = N_2 = \frac{N_1 \cdot (U_2 + \varphi_K)}{(K_C)^2 \cdot (U_1 + \varphi_K)}; \quad (7.14)$$

Отримане значення концентрації N_2 дозволяє оцінити питомий опір епітаксійного шару. Для цього спочатку визначають напругу лавинного пробоя плоскої частини р-п переходу по формулі (7.3), а по отриманому значенню цей напруги визначають величину питомого опору епітаксійного шару по формулі (7.9).

7.4. Розрахунок вертикальних розмірів структури варикапа

Для розрахунку глибини р-області за межами ОЗГ слід врахувати, що ця область на периферії має радіус кривизни, якій впливає на напругу лавинного пробоя. Для забезпечення необхідного значення напруги пробоя визначається мінімальна глибина р-області за межами ОЗГ, величина якої визначається по формулі (7.6):

Для оцінки товщини епітаксійного шару також необхідно знати товщину бази діода. Ця товщина визначається по умові змикання ОПЗ з низкоомною підкладкою по формулі:

$$W_o = W_{ОПЗ} = \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot (U + \varphi_K)}{e \cdot N_{pn}}}; \quad (7.15)$$

Передбачається також, що величина розмиття домішки підкладки $x_{j,розм.}$ складе значення від 1,5 мкм до 2 мкм (більш точне значення виходить при розрахунку технологічних режимів).

7.5. Розрахунок горизонтальних розмірів варикапу

Площа р-п переходу для надрізких варикапів зазвичай визначається заданим значенням ємності пристрою при максимальній напрузі. Крім того, необхідно враховувати, що ємність корпусу пристрою додається до загальної ємності варикапа. Ємність корпусу сучасних варикапів зазвичай не перевищує 0,1 пФ ($0,1 \cdot 10^{-12}$ Ф). Спочатку проводять оціночне значення площі р-п переходу за відомою формулою ємності різкого (ступінчастого) р-п переходу:

$$C_{pn} = S_{pn} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot e \cdot N_{pn}}{2 \cdot (U_{взм.} + \varphi_K)}}; \quad (7.16)$$

З цієї формули отримують вираз для визначення площі р-п переходу:

$$S_{pn} = \frac{C_{зад.} - C_{корп}}{\sqrt{\frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot e \cdot N_{pn}}{2 \cdot (U_{вим.} + \varphi_K)}}}; \quad (7.17)$$

де: - $C_{зад.}$ – ємність варикапа (по завданню);
 - $U_{вим.}$ – зворотна напруга при вимірюванні ємності.

а) Для отримання р-п переходу циліндричної форми його топологію роблять у вигляді кола. Тоді діаметр р-п переходу визначається по формулі:

$$D_{pn} = 2 \cdot \sqrt{\frac{S_{pn}}{\pi}}; \quad (7.18)$$

б) Для зменшення площі кристала при достатньому запасу по напрузі пробою можна застосувати сферичну форму р-п переходу, тобто застосувати квадратну топологію р-п переходу. Тоді лінійні розміри р-п переходу будуть визначатися по формулі:

$$L_{pn} = \sqrt{S_{pn}}; \quad (7.19)$$

Для визначення розміру кристала до лінійного розміру р-п переходу додають приблизно 40-50 мкм $[(4-5) \cdot 10^{-3} \text{ см}]$ на доріжці скрайбування з кожного боку і близько 40-50 мкм на запас для можливих тріщин і відколів кристала при скрайбуванні (розрізанні пластини на кристали) і ламанні.

7.6. Розрахунок опорів областей варикапу

Послідовний опір варикапа складається з наступних складових:

- опір p^+ області;
- опір епітаксійного шару під р-п переходом;
- опір області розмиття домішки низькоомної підкладки;
- опір підкладки та опір металічних контактів.

а) Опір p^+ - області визначається по формулі:

$$R_{p^+} = R_s \cdot (x_{j.pn})^2; \quad (7.20)$$

де: - R_s - поверхневий опір дифузійного шару p^+ -типу,
 прийнята величина не більш (20-30) Ом/кв.

б) Опір епітаксійного шару під р-п переходом (опір бази) розраховується по формулі:

$$r_{\delta} = \rho_{ep.ш} \cdot \frac{2 \cdot W_{\delta}}{S_{pn} + S_{KP}}; \quad (7.21)$$

де: - S_{KP} - площа кристала після скрайбування та ломки пластини з кристалами.

Для розрахунку площі розмір кристалу зменшується на величину доріжки скрайбування – 0,1мм (100мкм), - с кожного боку по (40-50) мкм.

в) Опір області розмиття домішки низькоомної підкладки визначається по формулі:

$$R_{розм} = \rho_{розм.} \cdot \frac{x_{j.розм}}{S_{кр}}; \quad (7.22)$$

Передбачається, що розмиття домішки підкладки $x_{j.розм}$ складає від 1,5 мкм до 2 мкм (більш точне значення визначається при розрахунку технологічних режимів), а питомий опір підкладки складає типову величину $\rho_{підкл.} = 0,01 \text{ Ом} \cdot \text{см}$.

Питомий опір області розмиття домішки підкладці оцінюють по виразу:

$$\rho_{розм} = \exp\left(\frac{\ln \rho_{ep.ш} + \ln \rho_{підкл.}}{2}\right); \quad (7.23)$$

г) Опір підкладки оцінюється по формулі:

$$R_{підкл.} = \rho_{підкл.} \cdot \frac{W_{підкл.}}{S_{кр}}; \quad (7.24)$$

де: - $W_{підкл.}$ — товщина підкладки, прийнята рівною приблизно 150мкм.

д) Опір металічних контактів приймають величиною не більш $R_{\text{конт.}}=0,015$ Ом. Загальний послідовний опір діода (варикапа) буде визначатися формулою:

$$R = R_{p^+} + R_{pn} + R_{\text{разм.}} + R_{\text{підкл.}} + R_{\text{конт.}} \quad (7.25)$$

7.7. Розрахунок ємності та добротності

Добротність (Q) є важливим параметром варикапа, яка вказує на частотні властивості варикапа. Добротність повинна бути максимально-припустимою для даної концентрації домішки в епітаксійному шарі.

Добротність визначається по формулі:

$$Q = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot R \cdot C}; \quad (7.26)$$

де f - частота сигналу, на якій вимірюють добротність;

- R - послідовний опір варикапа;

- C - ємність варикапа при напрузі, на якій вимірюють добротність.

Ємність варикапу при якій визначається величина добротності залежить від напруги зворотного зміщення, при якій вимірюється добротність. Як правило це ємність C_1 при напрузі U_1 , яка визначається по формулі:

$$C_{pn} = S_{pn} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot e \cdot N_{pn}}{2 \cdot (U_{\text{вим.}} + \phi_K)}} \quad (7.27)$$

де: - $N_{pn} = N_1$ –концентрація домішки, по формулі (7.13);

- $U_{\text{вим.}} = U_1$. напруга при вимірюванні ємності C_1 .

7.8. Деякі особливості розрахунку надрізких варикапів

А) Особливості розрахунку коефіцієнта перекриття по ємності.

Коефіцієнт перекриття по ємності є також одним з важливих параметрів та характеристик варикапа. В загальному випадку цей коефіцієнт визначають за формулою (7.10).

Слід врахувати, що площа ОПЗ при U_2 (S_2) буде більше площі ОПЗ при U_1 (S_1) за рахунок розподілу ОПЗ не тільки вниз, але й в бік, як показано на рисунку 7.3. Це приводить до деякого підвищення ємності C_2 , що приводить до зменшення розрахованого значення K_c .

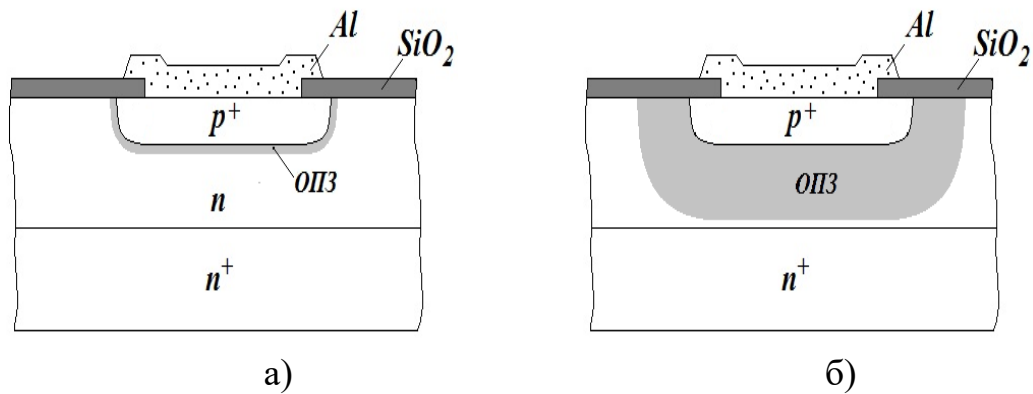


Рис.7.3. Зміна ширини та площі ОПЗ при різних значеннях зворотної напруги
а – при малої (низькій) напрузі (U_1);
б – при високій напрузі (U_2).

Б) **Особливості розрахунку добротності надрізких варикапів.** Добротність Q варикапа характеризує його частотні властивості. При частоті, що дорівнює максимальній частоті - f_T , добротність Q дорівнює 1. Зазвичай добротність варикапа визначається по формулі (7.27). Найбільшу величину опору складає опір бази - R_δ . В структурі надрізкого варикапу опір бази складається з двох складових – опору частини ОЗГ від р-п переходу до значення глибини ОЗГ та опору частини епітаксійного шару від глибини ОЗГ до області розмиття домішки підкладки.

Тому, що питомий опір в ОЗГ менше питомого опору епітаксійного шару з-за більш високої концентрації домішки, загальний опір бази надрізкого варикапу буде декілька зменшуватися, що приводить до невеликого підвищення величини добротності порівняно з розрахованою величиною. Для розрахунків опору бази надрізких варикапів використовують наступні формули:

Напруга виходу ОПЗ з ОЗГ в епітаксійний шар [10]:

$$U_{OZ\Gamma} = \frac{(W_{OZ\Gamma})^2 \cdot e \cdot \bar{N}_{OZ\Gamma}}{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o} - \varphi_K; \quad (7.28)$$

де: - $W_{OZ\Gamma}$ - товщина шару ОЗГ від р-п переходу до епітаксійного шару;
- $N_{OZ\Gamma}$ – середня концентрація домішки в частині ОЗГ, яка дорівнює:

$$\bar{N}_{O3\Gamma} = \exp \left[\frac{\ln N_{pn} \cdot \ln N_{en.u.}}{\ln \left(\frac{N_{pn}}{N_{en.u.}} \right)} \right] \cdot \left[2 + \frac{1}{3 \cdot \left[\ln N_{pn} + 2 \cdot \left(\frac{N_{pn}}{N_{en.u.}} \right) \right]} \right]; \quad (7.30)$$

де: - N_{pn} - концентрація домішки на р-п переході;
 - $N_{enim.u.}$ - концентрація домішки в епітаксійному шарі;

Якщо напруга виходу ОПЗ з ОЗГ задана, товщина шару ОЗГ визначається по простому виразу:

$$W_{O3\Gamma} = \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot (U_{O3\Gamma} + \varphi_K)}{e \cdot \bar{N}_{O3\Gamma}}} \quad (7.32)$$

Товщина частини бази діода, тобто товщина епітаксійного шару від ОЗГ до n^+ -області (підкладки або прихованого шару) визначається по формулі:

$$W_{\Delta\delta..} = \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot (U_{проб.} + \varphi_K) \cdot K_3}{e \cdot N_{en.u.}}} - \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot (U_{O3\Gamma} + \varphi_K)}{e \cdot N_{en.u.}}}; \quad (7.33)$$

де: - K_3 – коефіцієнт запасу, прийнятий в діапазоні від 1,05 до 1,3;

Опір бази надрізного варикапа визначається по формулі:

$$R_{\phi} = (r_n) = \frac{2 \cdot \rho_{en.u.} \cdot W_{en.u.}}{S_{pn} + S_{KP}} + R_{S.O3\Gamma} \cdot \frac{(W_{O3\Gamma})^2}{S_{pn}} \quad (7.34)$$

де: - $\rho_{en.u.}$ - питомий опір епітаксійного шару;
 - S_{pn} - площа р-п переходу;
 - S_{KP} - площа кристала.

Поверхневий опір активної частини ОЗГ оцінюється по виразу:

$$R_{S.O3\Gamma} = \frac{\sqrt{\pi}}{e \cdot \mu_n \cdot N_{pn} \cdot W_{O3\Gamma}} \quad (7.35)$$

В) Деякі рекомендації до розробці та розрахунку варикапів

1. Для отримання високого значення напруги пробою варикап повинен мати меза-структуру, або подібну.
2. Для отримання максимально можливої величини добротності структура варикапа не повинна мати додаткового опору в будь-якій області.
3. Найбільшу величину коефіцієнта перекриття по ємності можна отримати в структурі з ОЗГ, та при обмеженні розподіл ОПЗ р-п переходу в бічні сторони.
4. Для отримання малих значень зворотних струмів, р-п переходи на місці виходу на поверхню повинні бути захищені шаром термічного окислу кремнію, а металом контакту повинен бути алюміній.
5. Для отримання малих відхилень параметрів та характеристик необхідно щоб площа р-п переходу визначалася тільки розміром вікна при фотолітографії.
6. Для отримання малої собівартості кількість операцій фотолітографії повинна бути малою, в ліпшому випадку – не більш одної .

8. ПРИНЦИП РОБОТИ ТА ПАРАМЕТРИ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ

Біполярний транзистор - це напівпровідниковий прилад, що містить три напівпровідникових області (2 області одного типу провідності і між ними область іншого типу провідності), виводи від них, і якій призначений для посилення електричних сигналів. З крайніх областей одна називається колектором (К), інша - емітером (Е), а область між ними називається базою (Б). Біполярні транзистори бувають прямої провідності або типу р-п-р та зворотної провідності або типу п-р-п. Графічне позначення транзисторів на схемах наведено на рисунку 8.1.



Рис.8.1. Графічне позначення біполярних транзисторів

8.1. Робота біполярного транзистора по схемі із загальною базою

Схема включення транзистора з загальною базою (ЗБ), наведена на рисунку 8.2.

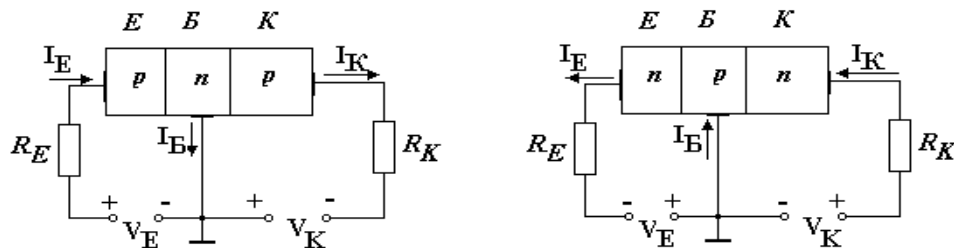


Рис.8.2. Структури р-п-р та п-р-п транзисторів в схемі їх включення із загальною базою

При включенні транзистора із загальною базою (ЗБ) Вхідний електрод –це електрод від емітера, вихідний електрод – електрод від колектору, а база транзистора заземлена. На р-п перехід між емітером та базою подається напруга прямого зміщення, і при напрузі $U_{EB} > \phi_K$ це призводить до дифузії носіїв заряду в базу, де вони стають неосновними носіями. Потік носіїв заряду від емітера в базу створює емітерний струм - I_E , який також є вхідним струмом $-I_{вх}$. Для р-п-р транзистора - це струм дірок.

Частина неосновних носіїв (дірок) в базі рекомбінує з основними носіями (електронами) а їх кількість створює базовий струм - I_B . Інша частина, неосновних носіїв (дірок), що залишилася в базі досягає колектору, а від нього йде до джерела напруги через резистор навантаження R_K , створюючи струм I_K , який також є вихідним струмом $-I_{вих}$.

В результаті виходить:

$$I_E = I_B + I_K; \quad (8.1)$$

Коефіцієнт передачі струму в схемі включення з ЗБ позначається буквою α і визначається виразом:

$$\alpha = \frac{I_{вих}}{I_{вх}} = \frac{I_K}{I_E} = \frac{I_E - I_B}{I_E} = 1 - \frac{I_B}{I_E}; \quad (8.2)$$

З цього виразу видно, що значення α не може бути більше 1.

Оскільки струм рекомбінації носіїв в базі (базовий струм) в сучасних транзисторах невеликий, значення α досягають значень 0,99 - 0,999 і при оперативному аналізі роботи транзистора його можна прийняти за 1. В результаті аналізу роботи транзистора із загальною базою виходить вольт-амперна характеристика (ВАХ) транзистора із загальною базою (ЗБ), яка приведена на рисунку 8.3.

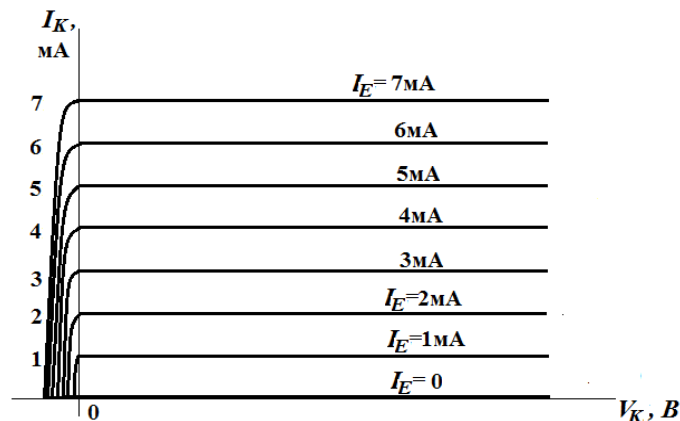


Рис.8.3. Типова ВАХ малопотужного транзистора, включеного з ЗБ

Однак, при включенні транзистора з ЗБ, можна отримати посилення напруги сигналу. Коефіцієнт передачі напруги:

$$K_u = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = \frac{I_K \cdot R_K}{I_E \cdot R_E} = \frac{I_K}{I_E} \cdot \frac{R_K}{R_E} = \alpha \cdot \frac{R_K}{R_E} \approx \frac{R_K}{R_E}; \quad (8.3)$$

З цього виразу видно, що чим більше відношення опору резисторів R_K/R_E , тим більше коефіцієнт передачі напруги. Так, при включенні транзистора з ЗБ не відбувається посилення вхідного струму, але можна отримати коефіцієнт посилення напруги. Відповідно, можна отримати посилення сигналу по потужності, тому що:

$$K_p = K_i \cdot K_u = \alpha \cdot \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \alpha \cdot \frac{R_K}{R_E} \approx \frac{R_K}{R_E} = K_u; \quad (8.4)$$

Дуже часто р-п перехід емітер-база називають емітерним переходом, а р-п перехід колектор-база називають колекторним переходом. Напругу прямого зміщення називають прямою напругою, а напругу зворотного зміщення - зворотною напругою.

8.2. Робота транзистора в ланцюзі із загальним емітером (ЗЕ)

При такому включенні транзистора вхідним електродом є базовий електрод, вихідним електродом - колекторний електрод, а емітер заземлений (див. рис. 8.4).

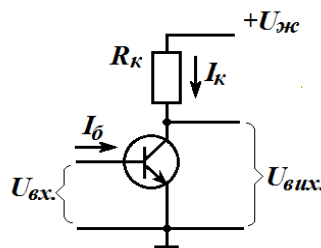


Рис.8.4. Схема включення біполярного п-р-п транзистора з ОЕ

На колектор подається напруга зворотного зміщення (для п-р-п транзистора - позитивна напруга). Відповідно, вхідним струмом буде базовий струм I_B , а вихідним - струм колектору I_K .

При подачі напруги прямого зміщення на базу U_{EB} або при появі вхідного струму в базі транзистора, в базі з'являються вільні носії заряду в базовій області - для п-р-п транзистора це додаткові дірки, що порушують електронейтральність в області бази. Для збереження електронейтральності в базі з емітера в базу інжектуються електрони. Ці електрони з додатковими дірками створюють електронно-діркові пари. Концентрація цих пар в базі біля емітера велика, і під дією градієнта концентрації електронно-діркові пари дифундують через базу до колекторного переходу, де електрони захоплюються більш сильним полем позитивних іонів ОПЗ колектору та переносяться далі через навантаження до позитивного виводу джерела

напруги. А дірки цим полем виштовхуються назад в базу, де знову порушують електронейтральність і викликають інжекцію нової порції електронів. Це відбувається до тих пір, поки не виникнуть умови для рекомбінації дірок з електронами в базі. Таким чином, коефіцієнт посилення струму для біполярного транзистора буде визначатися відношенням кількості електронів, інжекттованих з емітеру та захоплених ОПЗ колектору, до кількості рекомбінованих дірок, які викликали інжекцію усіх цих електронів. Коефіцієнт передачі струму в схемі з ЗЕ позначається символами h_{21E} або B_N , і визначається виразом:

$$B_N = h_{21E} = \frac{I_{\text{вих}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{I_K}{I_B} = \frac{I_K}{I_E - I_K} = \frac{\left(\frac{I_K}{I_E}\right)}{\left(\frac{I_E}{I_E} - \frac{I_K}{I_E}\right)} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}; \quad (8.5)$$

Струм рекомбінації носіїв в базі (базовий струм) у сучасних транзисторів невеликий, значення α досягають значень 0,99 - 0,999. Тоді значення коефіцієнта передачі струму транзистора в схемі з ЗЕ досягають значень: 100-1000 одиниць. Тому цей коефіцієнт називають коефіцієнтом посилення струму транзистора або просто коефіцієнтом посилення.

Типова характеристика вихідної напруги (ВАХ) універсального високочастотного біполярного транзистора малої потужності представлена на рисунку 8.5.

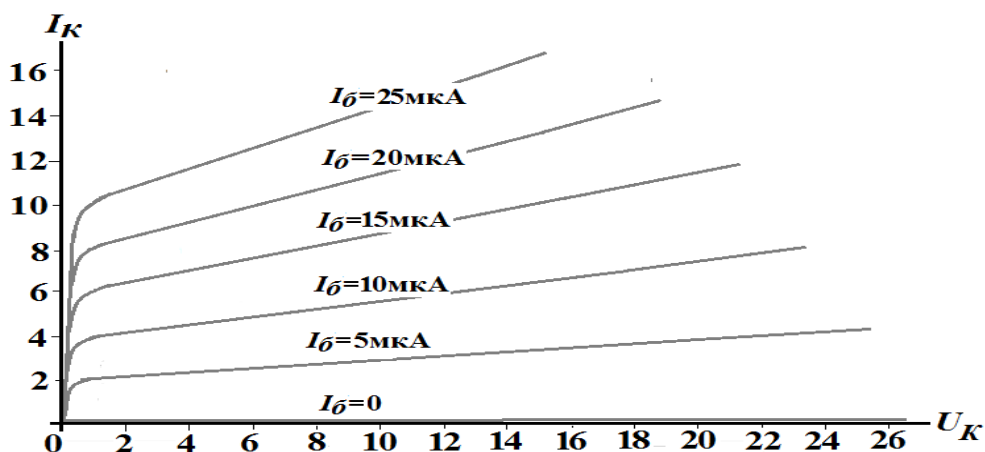


Рис.8.5. Типова ВАХ малопотужного транзистора, включеного з ЗЕ при коефіцієнті посиленні $h_{21E} = 400$ одиниць при $U_K = 5\text{В}$.

При включенні транзистора з ЗЕ, також можна отримати посилення сигналу по напрузі. Коефіцієнт посилення напруги в схемі включення з ЗЕ

залежить від параметрів резисторів і може досягати від декількох одиниць до декількох сотень.

Відповідно, виходить й посилення сигналу по потужності, а так як:

$$K_p = K_i \cdot K_U = B_N \cdot K_U = h_{21E} \cdot K_U \quad (8.6)$$

коефіцієнт посилення потужності для транзистора в схемі з ЗЕ може досягати декількох тисяч.

8.3. Основні параметри та характеристики біполярних транзисторів

До основних параметрів і характеристик транзисторів відносяться:

Електричні характеристики і параметри:

1. $I_{КБ0}$ - зворотний струм (струм витоку) р-п переходу колектор-база при заданій напрузі між колектором і базою;
2. $I_{ЕБ0}$ - зворотний струм (струм витоку) р-п переходу емітер-база при заданій напрузі між емітером і базою;
3. $I_{КЕ0}$ - зворотний струм (струм витоку) між колектором і емітером при включенні транзистора з ЗЕ і при заданій напрузі на колекторі;
4. C_E - вхідна ємність (ємність р-п переходу емітер-база);
5. C_K - вихідна ємність (ємність р-п переходу колектор-база);
6. f_T - гранична частота при заданій напрузі на колекторі і заданому струмі колектору;
7. $U_{be,sat}$ - пряме падіння напруги на р-п переході емітер-база при заданому струмі емітера;
8. $U_{ke,sat}$ - падіння напруги на відкритому транзисторі (напруга насичення) при заданому базовому і колекторному струмах;
9. Коефіцієнт передачі струму (коефіцієнт посилення) в схемі з ЗЕ: h_{21e} або B_N .

Параметри режиму (максимально допустимі параметри):

10. I_{Kmax} - максимально допустимий струм колектору;
11. $I_{б,max}$ - максимально допустимий базовий струм;
12. $U_{E,max}$ - максимально допустима зворотна напруга на емітері;
13. $U_{КБ,max}$ - максимально допустима напруга колектор-база;
14. $U_{КЕ,max}$ - максимально допустима напруга колектор-база;
15. P_{max} - максимально допустима потужність;
16. Діапазон робочих температур (від T_{min} до T_{max})

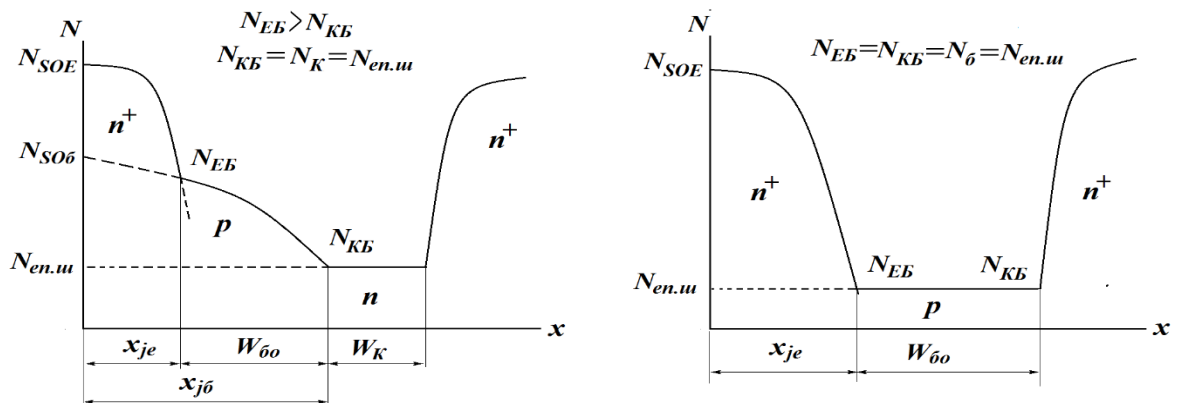
9. НАПРУГА ПРОБОЮ В БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРАХ

9.1. Основні типи структур біполярних транзисторів

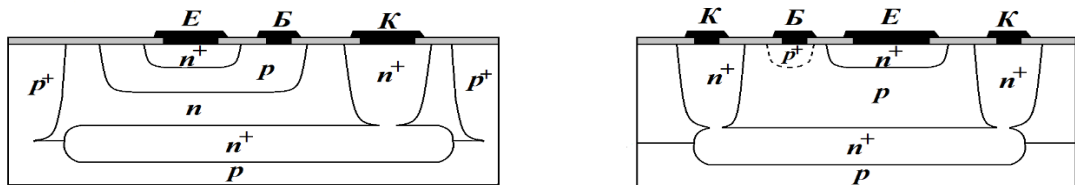
Розглядаючи реальні структури біполярних транзисторів, слід зазначити, що, незважаючи на однаковий принцип посилення, розрахунки деяких параметрів дрейфових і бездрейфових транзисторів відрізняються. Типи структур дрейфових і бездрейфових п-р-п транзисторів в мікросхемах в розрізі і розподіл концентрацій домішок в них наведені на рисунку 9.1.

Дрейфовий п-р-п транзистор

Бездрейфовий п-р-п транзистор



а) Розподіл домішок у транзисторних структурах



б) Вид транзисторних структур в розрізі в мікросхемах

Рисунок 9.1.

- x_{je} - глибина емітера (перехід емітер-база);
- $W_{бo}$ - товщина бази по металургійних межах р-п переходів;
- $x_{jб}$ - глибина бази (перехід колектор-база);
- W_K - товщина високоомної частини колектору;
- N_{EB} - концентрація домішки на емітерному р-п переході;
- N_{KB} - концентрація домішок на колекторному р-п переході;
- $N_{EN.U}$ - концентрація домішки в епітаксійному шарі;
- N_{SOE} - поверхнева концентрація області емітера;
- $N_{SOБ}$ - поверхнева концентрація базової області.

Для біполярних транзисторів прийнято розглядати кілька видів напруги пробою:

- $U_{ЕБО}$ - напруга пробою р-п переходу емітер-база;
- $U_{КБО}$ - напруга пробою р-п переходу колектор-база;
- $U_{КЕО}$ - напруга пробою транзистора, включеного з загальним емітером;
- види напруги пробою на основі напруги $U_{КЕО}$, в тому числі: при замиканні базового виходу на вихід емітера - $U_{КЕЗ}$ і при наявності опору між базою та емітером - $U_{КЕР}$.

9.2. Розрахунок напруги пробою $U_{ЕБО}$

Для бездрейфових транзисторів напруга $U_{ЕБО}$ оцінюється виразом (3.9). Для дрейфових транзисторів при досить високих концентраціях $N_{ЕБ}$ емітерний р-п перехід вже не є чисто різким [4]. Тому напруга пробою може бути трохи вище, ніж розрахована для різких р-п переходів. Крім того, при високих концентраціях домішки ефект кривизни р-п перехід знижується [4]. Необхідно враховувати особливості розрахунку напруги $U_{ЕБО}$ п-р-п транзисторів. Напруга пробою $U_{ЕБО}$ визначається максимальною концентрацією домішок на р-п переході емітер-база.

Завдяки ефекту перерозподілу домішки р-типу (бору) в основі транзистора максимальна концентрація бору в базі знаходиться не на планарній поверхні, а на деякій глибині - x_M , як показано на рисунку 9.2.

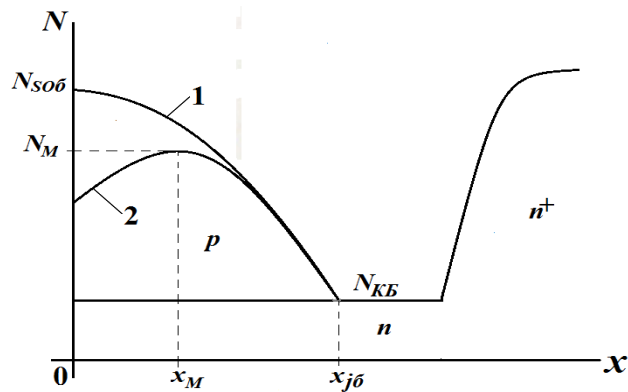


Рис.9.2. Розподіл домішки бору в базі п-р-п транзистора

1. - Розрахунковий розподіл;
2. - Реальний розподіл.

Найбільш оптимальна сукупність електричних параметрів та характеристик дрейфових п-р-п транзисторів буде при збігу глибини емітера x_{je} з глибиною - x_M .

Якщо глибина емітера менше глибини - x_M , то в базі транзистора з'явиться область гальмівного поля біля емітера, що знижує частотні властивості і коефіцієнт посилення.

А якщо глибина емітера більше x_M , то вплив прискорювального поля в базі зменшується, що також призводить до зниження частотних і підсилювальних властивостей. Крім того, напруга пробою U_{KEO} знижується за умовою змикання ОПЗ колектору з емітером (проколом) через базу.

Глибина - x_M оцінюється виразом [11]:

$$x_M = 0,787 \cdot (Q_6)^{0,1} \cdot (Dt)_6^{0,45}; (\text{мкм}) \quad (9.1)$$

де: - Q_6 - доза домішки в базовій області, мкКл/см²;

- $(Dt)_6$ є добутком Dt при дифузії бору в область бази.

Розрахункова концентрація бору в точці x_M буде дорівнювати:

$$N_M = N_{SO6} \cdot \exp \left[\frac{-(x_M)^2}{4 \cdot (Dt)_6} \right]; \quad (9.2)$$

де: - N_{SO6} - поверхнева (розрахункова) концентрація бору в базовій області.

Напруга U_{EBO} буде визначатися за модифікованою формулою (3.9):

$$U_{EBO} = \frac{2,7 \cdot 10^{12}}{\sqrt[3]{\left(\frac{N_M}{1 + \frac{N_M}{5 \cdot 10^{17}}} \right)^2}}; \quad (9.3)$$

При заданій напрузі U_{EBO} , коли параметри розподілу бору в базовій області (Q_6 і Dt_6) ще невідомі, оцінюється концентрація домішки на емітерному р-п переході:

$$N_M = N_{EB} \approx \sqrt[3]{\left\{ \frac{2,7 \cdot 10^{12}}{\left[U_{EBO} - \frac{10}{(U_{EBO})^{0,72}} \right]} \right\}}; (\text{см}^{-3}) \quad (9.4)$$

9.3. Розрахунок напруги пробою $U_{КБ0}$

Для бездрейфового транзистора, згідно рис.9.1.б, відсутня кривизна на р-п переході колектор - база, що дає можливість оцінити напругу $U_{КБ0}$ шляхом лавинного пробою за формулами (3.7) - (3.9), взявши $U_{КБ0} = U_{проб.пл.}$

Для дрейфового транзистора значення $U_{КБ0}$ буде визначатися меншим з двох значень:

- $U_{КБ0.л.}$ - напруга лавинного пробою в залежності від концентрації домішки і радіуса кривизни р-п переходу колектор-база;
- $U_{КБ0.зм}$ - напруга замикання ОПЗ колекторного р-п переходу з високолегованою областю прихованого шару або підкладки.

Напруга замикання визначається товщиною шару високоомного колектору і концентрацією домішки в епітаксійному шарі:

$$U_{зм} \approx \frac{W_{\kappa}^2 \cdot e \cdot N_{KB}}{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o} - \varphi_{KK}; \quad (9.5)$$

- де: - W_{κ} - товщина високоомного шару колектору між колекторним р-п переходом та n^+ - прихованим шаром або підкладкою;
- N_{KB} – концентрація домішок на стику р-п переходу колектор-база, яка також дорівнює концентрації домішок в епітаксійному шарі;
 - φ_{KK} — контактна різниця потенціалів на р-п переході колектор-база (колекторний р-п перехід).

При заданій напрузі $U_{КБ0}$ товщина високоомного шару колектору оцінюється за умовою напруги змикання:

$$W_{\kappa} = \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot (U_{КБ0} + \varphi_{KK})}{e \cdot N_{KB}}}; \quad (9.6)$$

Напруга лавинного пробою $U_{КБ0.л.}$ дрейфового п-р-п транзистора визначається формулами (3.7)-(3.9) і (3.11), замінюючи N_{pn} на N_b (або N_{KB}).

Якщо область бази створюється невеликою дозою домішки на відносно великій глибині, то колекторні р-п переходи показують властивості плавного або лінійного р-п переходу. При цьому величина лавинного пробою залежить не від концентрації домішки в точці р-п переходу, а від градієнта концентрації домішок (див. рис. 3.4).

Оптимальну глибину колекторного р-п переходу для дрейфових п-р-п транзисторів (при напрузі $U_{КЕО}$ до 100В) можна оцінити за формулою [12]:

$$x_{j\delta} = 0,144 \cdot \left(\frac{U_{КБО..л}}{\chi} \right)^{0,7} ; \quad (\text{мкм}) \quad (9.7)$$

де: - $x_{j\delta}$ - глибина р-п переходу колектор-база (колекторний р-п перехід);

- $U_{КБО..л}$ - задане значення напруги лавинного пробую.

Якщо відомі тільки електричні параметри транзистора, то розраховується концентрація домішки на колекторному р-п переході або питомий опір епітаксійного шару [12]:

$$\rho_{еп.ш} = 4,8 \cdot 10^{-4} \cdot \left(\frac{U_{КБО..л}}{\chi} \right)^{1,92} \pm 20\% ; (\text{Ом} \cdot \text{см}) \quad (9.8)$$

де: - χ - коефіцієнт наближення р-п переходу до різкого по напрузі пробую, якій визначається виразом:

$$\chi = 1 + 3,6 \cdot 10^{-4} \cdot (U_{ЕБО})^{2,45} ; \quad (9.9)$$

де: $U_{ЕБО}$ - задана напруга пробую емітерного р-п переходу.

9.4. Розрахунок напруги пробую $U_{КЕО}$

Напруга пробую $U_{КЕО}$, як для дрейфових, так і для бездрейфових транзисторів, що включені по схемі з ЗЕ, буде визначатися меншим з двох значень:

- $U_{КЕО..л}$ - напруга лавинного пробую в залежності від умов лавиноутворення носіїв в ОПЗ колекторного р-п переходу;

- $U_{КЕО.зм}$ - напруга змикання ОПЗ колектору р-п переходу з емітером через базу, яку також ще називають напругою проколу бази.

Напруга пробую за умовою змикання визначається виразом:

$$U_{КЕО.зм} \approx \frac{W_{\delta o}^2 \cdot e \cdot N_{\delta}}{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o} - \varphi_{КК} ; \quad (9.10)$$

де: - N_{δ} - концентрація домішок в базі.

Якщо для бездрейфових транзисторів концентрація домішок в базі рівномірна, то в дрейфових транзисторах ця концентрація змінюється від N_{EB} до N_{KB} . Для спрощення оперативних розрахунків дрейфових п-р-п транзисторів використовується середнє значення концентрації домішок в базі, яке дорівнює [13]:

$$N_{\bar{\sigma}} = \bar{N}_{\bar{\sigma}} = \exp \left[\frac{\ln(N_{EB} \cdot N_{KB})}{2 - \frac{\ln\left(\frac{N_{EB}}{N_{KB}}\right)}{2 \cdot \ln N_{EB}}} \right]; \quad (9.11)$$

Розрахунок напруги пробую $U_{KEO.L.}$ за умовою утворення лавини здійснюється за виразом:

$$U_{KEO.L.} \approx \frac{U_{KBO.L.}}{\sqrt[n]{B_N + 1}}; \quad (9.12)$$

- де: - $U_{KBO.L.}$ - раніше розраховане значення напруги пробую колекторного р-п переходу за умовою формування лавини.
 - n - показник степеню, що дорівнює $n=4$ для п-р-п транзисторів, та $n=3$ для р-п-р транзисторів;
 - B_N — максимальний коефіцієнт підсилення транзистора.

Як видно з формули (9.12) значення напруги пробую $U_{KEO.L.}$ залежить від напруги лавинного пробую р-п переходу колектор-база $U_{KBO.L.}$, в залежності від посилення транзистора і від протікає струму. Розглянемо причини таких залежностей.

Напруга лавинного пробую р-п переходу колектор-база. У зв'язку з тим, що в р-п переході практично немає вільних носіїв, ОПЗ має дуже високий опір і практично вся прикладена напруга падає на ОПЗ р-п переходу колектор-база. При деякій напрузі носії заряду (електрони і дірки), що утворюються внаслідок теплової генерації в ОПЗ, набувають високу швидкість, а, отже і кінетичну енергію, достатню для вибивання нових електронів з атомів в тому ж ОПЗ. А вибиті електрони разом з первинними електронами також мають енергію для вибивання нових електронів. Так відбувається лавинне утворення носіїв заряду, що призводить до різкого збільшення електричного струму при невеликому збільшенні напруги. Різке збільшення струму через транзистор, в даному випадку, називається пробоем транзистора.

Напруга лавинного пробію колектор-емітер. Напруга $U_{KEO.L}$ менше, ніж напруга $U_{KBO.L}$. Такий ефект пояснюється тим, що при термічній генерації електронно-діркових пар в ОПЗ носії заряду розділяються полем ОПЗ, - в n-p-n транзисторі дірки виносяться до бази, а електрони - до колектору.

Напруга, що подається на колектор, в основному падає на колекторному p-n переході, а невелика частина (кілька ϕ_T) падає на емітерному p-n переході, злегка зміщуючи його в прямому напрямку і полегшуючи умови для інжекції електронів з емітера в базу. Поява нерівноважних дірок в базі порушує електронейтральність, що викликає інжекцію електронів з емітера і тоді відбувається процес, схожий з механізмом підсилення струму в транзисторі, що включений з ЗЕ (див. пункт 8.2).

Крім того, в режимі вимірювання напруги $U_{KEO.L}$ через p-n перехід, проходить така кількість електронів, яка в коефіцієнт підсилення (h_{21E}) разів більше, ніж при вимірюванні напруги $U_{KBO.L}$. Електрони, що пролітають через ОПЗ колекторе, мають різну енергію. В режимі вимірювання напруги $U_{KBO.L}$ участь в лавиноутворенні беруть тільки електрони з достатньою енергією для безпосереднього вибивання електронів з атомів. А в режимі вимірювання напруги $U_{KEO.L}$, за рахунок проходження великої кількості електронів (в h_{21E} разів більше), деякі електрони з меншими енергіями (при меншій напрузі) спочатку збуджують атоми в ОПЗ, а електрони збуджених атомів переміщуються на більш високу орбіту. Наступна частина електронів також з меншою енергією, додають додаткову енергію електронам в збуджених атомах, що переводить їх в стан вільних електронів. Так, при більш низькій напрузі електрони з меншою енергією, але більшою кількістю, пролітаючи через ОПЗ, викликають лавиноутворення носіїв, тобто призводять до пробію. При збільшенні прямого струму через транзистор, внаслідок дії такого механізму, відбувається лавинний пробій при ще більш низькій напрузі за рахунок збільшення кількості електронів.

Зворотний струм p-n переходу колектор-база за рахунок теплової генерації носіїв в ОПЗ складається зі струму електронів - $I_{KBOн}$, який виходить від ОПЗ до колектору та струму дірок, який виходить від ОПЗ в базу - $I_{KBOр}$. Ці струми рівні між собою.

Але струм дірок в базі викликає підвищений коефіцієнт посилення (в B_N або h_{21E} раз) струм електронів, що виходять з емітера і потім переносяться в колектор. Тому максимальне значення зворотного струму транзистора, що включений по схемі з ЗЕ, буде дорівнювати:

$$I_{KEO} = I_{KBOн} + B_N \cdot I_{KBOр} = I_{KBOн} \cdot (B_N + 1); \quad (9.13)$$

10. ВИДИ ЗАЛЕЖНОСТІ НАПРУГИ ПРОБОЮ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ

На напругу пробою біполярних транзисторів впливають колекторні струми, температура і спосіб вимірювання або включення в схему.

10.1. Види напруги пробою біполярних транзисторів

Найбільшим значенням з різних видів напруги пробою транзистора зазвичай є напруга лавинного пробою колекторного р-п переходу – $U_{КБО.лав.}$ (див. рис. 10.1).

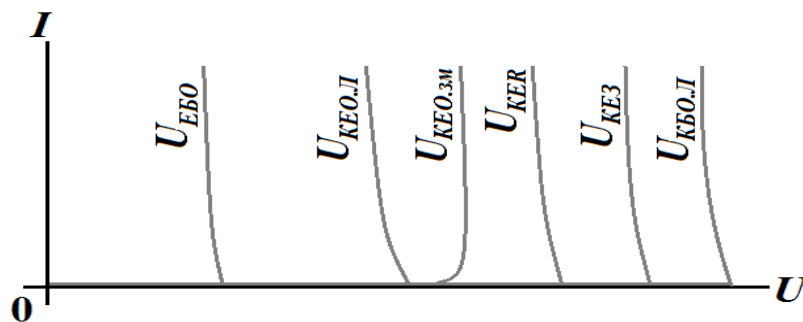


Рис.10.1. Типовий розподіл видів напруги пробою в біполярному транзисторі

Напруга $U_{КЕЗ}$ - це напруга пробою транзистора, включеного з ЗЕ за умови замкнення електрода бази на електрод емітера. При замиканні бази та емітера разом на емітерному р-п переході падіння напруги немає, тобто відсутні умови для відкриття емітерного р-п переходу при прямому зміщенні і, відповідно, емітер не може інжектувати носії в базу. При цьому напруга $U_{КЕЗ}$ буде близька до величини напруги $U_{КБО.Л}$.

Однак якщо між емітером і базовою областю є великий опір, то на емітері з'являється невеликий потенціал відносно бази, а умови пробою починають наближатися до напруги $U_{КЕО}$, хоча формування лавини починається при більш високих значеннях напруги. Якщо напруга пробою транзистора $U_{КЕЗ}$ визначається механізмом змикання, то $U_{КЕЗ} = U_{КБО.ЗМ}$.

Напруга $U_{КЕР}$ - це напруга пробою транзистора, що з'являється в транзисторі, в схемі з ЗЕ при підключенні резистора R між базою та емітером. При низькому значенні опору напруга $U_{КЕР}$ буде дорівнює напрузі $U_{КЕЗ}$. При високому опорі умови пробою починають наближатися до напруги $U_{КЕО}$. Тому в залежності від величини опору R значення напруги $U_{КЕР}$ лежать між величинами напруги $U_{КЕО}$ і $U_{КЕЗ}$.

Напруга U_{KEO} , що обумовлена не лавинним пробоем, а змиканням ОПЗ колекторного р-п переходу з емітером ($U_{KEO.зм.}$) за типом ВАХ відрізняються від $U_{KEO.л.}$. При пробію шляхом змикання в діапазоні досить малих струмів на початку пробію зворотний струм збільшується більш плавно, на відміну від різкої зміни струму при лавинному пробію.

Найменше значення з різних видів напруги пробію в біполярних транзисторах зазвичай має напруга на р-п переході емітер-база, - $U_{ЕБО}$. Якщо ця напруга визначається лавинним механізмом пробію, то вид пробію ВАХ буде різким, а якщо $U_{ЕБО}$ визначений тунельним механізмом пробію, зворотний струм буде поступово збільшуватися в міру збільшення напруги.

Для оптимальної конструкції біполярного транзистора рекомендується отримати значення $U_{KEO.зм}$ на 10-20% вище, ніж $U_{KEO.л.}$. При цьому товщина бази буде достатня для отримання необхідної напруги пробію і забезпечує необхідні значення коефіцієнта підсилення B_N і граничної частоти f_T .

10.2. Температурна залежність напруги пробію

Для дрейфових п-р-п транзисторів зазвичай використовують досить високі концентрації $N_{ЕБ}$. Якщо ця концентрація перевищує $2 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$, то емітерний р-п перехід має тунельний механізм пробію, а при підвищенні температури напруга пробію $U_{ЕБО}$ знижується, а зворотний струм $I_{ЕБО}$ - збільшується (див. пункт 3.2 і рис. 3.1).

Однак більшість біполярних транзисторів на емітерних р-п переходах мають напругу лавинного пробію. При такому роду пробію з підвищенням температури напруга пробію збільшується, але збільшуються і зворотні струми.

Напруги пробію за умовами замикання ($U_{КБО.зм.}$ та $U_{KEO.зм.}$) практично не залежать від температури.

Напруга пробію $U_{КБО.л.}$ за механізмом лавинного пробію при підвищенні температури збільшується, так як за рахунок збільшення розсіювання на фонових знижується рухливість носіїв заряду (див. рис.) і потрібна більш висока напруга в колекторній ОПЗ для отримання умов лавиноутворення для носіїв заряду. З підвищенням температури збільшуються і зворотні струми - $I_{КБО}$.

Напруга пробію $U_{KEO.л.}$ залежить від величини $U_{КБО.л.}$ і коефіцієнта підсилення B_N згідно вираженню (9.12). При підвищенні температури значення $U_{КБО.л.}$ збільшується, що повинно привести до збільшення $U_{KEO.л.}$, але також збільшується значення B_N , що повинно привести до зниження $U_{KEO.л.}$. Така ситуація вимагає розрахунків для конкретних приладів або експериментальних досліджень. Однак слід очікувати, що напруга пробію $U_{KEO.л.}$ зменшиться, так як навіть корінь 4-го ступеня коефіцієнту підсилення

біполярного транзистора при підвищенні температури повинен збільшуватися більше, ніж збільшується напруга $U_{КБО.Л.}$.

10.3. Залежність напруги пробою $U_{КЕО}$ від струму колектору при включенні транзистора з ЗЕ.

При включенні транзисторів з ЗЕ і роботі в активному режимі, у міру збільшення струму через транзистор, напруга пробою між емітером та колектором зменшується, як показано на рисунку 10.2

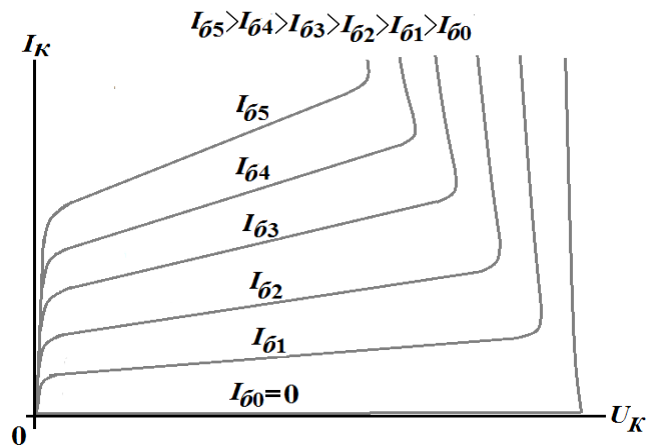


Рис.10.2. Вихідні ВАХ біполярного транзистора, що включений з ЗЕ

Механізм цього явища пояснюється тим, що носії струму, проходячи через колекторну ОПЗ, при зіткненні з атомами викликають їх іонізацію і появу електронно-діркових пар. Якщо електрони n-p-n транзистора втягуються полем ОПЗ в колектор, то дірки виштовхуються в область бази, викликаючи додаткову інжекцію електронів з емітера. Чим більше струм через ОПЗ, тим при більш низьких напругах виникають умови для лавиноутворення носіїв.

Очевидно, що на початку процесу лавиноутворення одна частина електронів, що проходять через ОПЗ, іонізує атоми та утворює електронно-діркові пари. А інша частина електронів з меншою енергією тільки збуджує інші атоми, електрони яких отримавши додаткову енергію від удару, переміщаються на більш високу орбіту. І потрібно ще одне зіткнення для повної іонізації атомів в ОПЗ. При цьому, чим більше струм колектору (струм через колекторну ОПЗ), тим більше електронів з різної енергією проходить через ОПЗ, а тому пробій починається при більш низьких напругах.

Додатковим ефектом цього механізму є нагрівання структури транзистора зі збільшенням струму, що збільшує внутрішню енергію носіїв заряду, полегшуючи умови іонізації та лавиноутворення.

11. СПОСОБИ ПІДВИЩЕННЯ НАПРУГИ ПРОБОЮ БІПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

Найважливішим видом пробою напруги в біполярних транзисторах є напруга пробою для основного типу включення транзистора, включення з ЗЕ тобто напруга - U_{KEO} .

В оптимальних конструкціях транзисторів напруга U_{KEO} визначається напругою лавинного пробою – $U_{KEO.Л.}$ При цьому відбувається більш різкий перехід зворотного струму в струм пробою в порівнянні з пробоєм шляхом змикання.

Згідно з виразом (9.12), ця напруга пов'язана з напругою лавинного пробою р-п переходу колектор-база (колекторний р-п перехід) і з коефіцієнтом підсилення струму транзистора. Так як зазвичай коефіцієнт підсилення є заданою величиною, то для підвищення напруги U_{KEO} необхідно збільшити напругу $U_{КБО.Л.}$

В основі способів підвищення $U_{КБО.Л.}$ для дрейфових транзисторів лежить збільшення або усунення радіуса кривизни колекторного р-п переходу, як показано на рисунку 11.1.

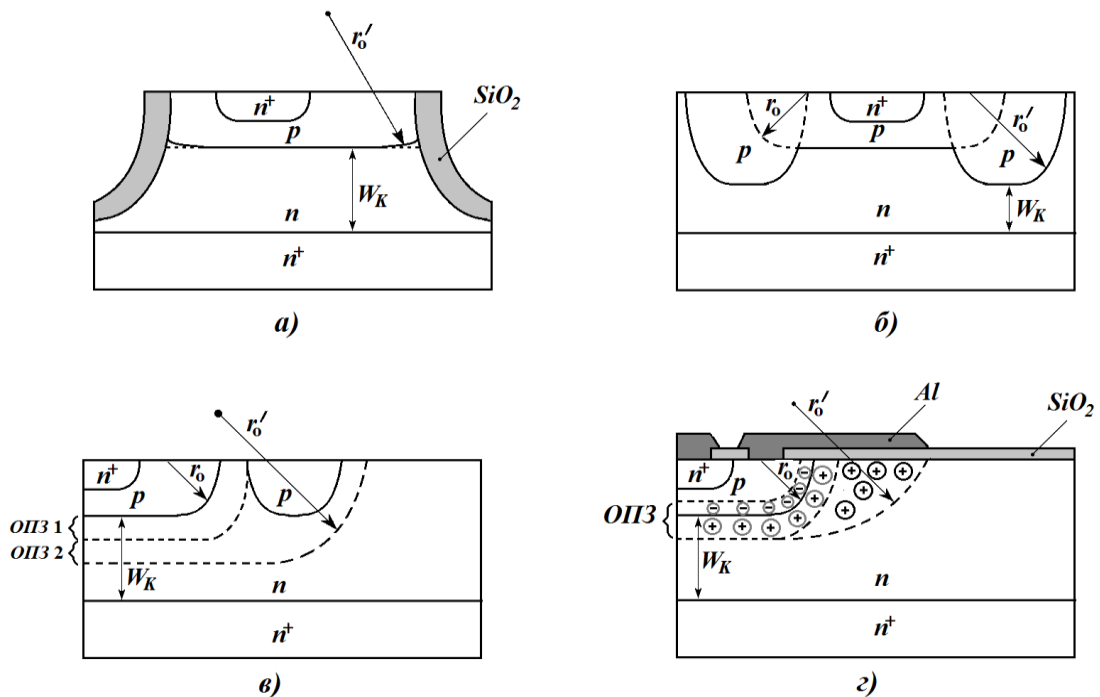


Рис.11.1. Структури дрейфових п-р-п транзисторів з використанням методів підвищення напруги пробою:

- а) – меза-структура;
- б) – структура з дифузійним захисним кільцем;
- в) – структура з розділовим кільцем;
- г) - структура з розширеним базовим контактом.

11.1. Підвищення напруги $U_{КБО.Л.}$ при формуванні базових областей у вигляді меза-структур (рис.11.1.а)

Теоретично для меза-структур можна досягти значень напруги пробією ($U_{КБО} = U_{проб.пл.}$). Однак при окисненні меза-структури для захисту р-п переходу проявляється ефект перерозподілу домішок і з'являється деяка кривизна в п-р-п транзисторах на колекторно-базовому р-п переході, що знижує напругу пробією до рівня (85-95)% від $U_{проб.пл.}$ в залежності від режимів окислення меза-структури.

Використання глибоких меза-структур для виготовлення п-р-п транзисторів біполярних мікросхем небажано, так як існує більша ймовірність розриву шин металізації, що з'єднують елементи мікросхеми.

Цей метод застосують для виробництва дискретних приладів і для елементів з неглибокими ($x_{jб}$ до 0,6 мкм) дифузійними базовими шарами при використанні LOCOS - процесів в таких технологіях, як "Ізопланар".

Слід зазначити, що у зв'язку з великою складністю фотолітографії по металізації на меза-структурах дискретних приладів, в якості металізації найчастіше застосовується хімічне осадження нікелю. Однак нікель дає глибокі рівні в забороненої зоні кремнію, в результаті чого відбувається значне збільшення зворотних струмів [1, 4].

11.2. Підвищення напруги $U_{КБО.Л.}$ формуванням захисних кілець(рис.11.1.б)

Даний спосіб передбачає виготовлення захисних кілець по периферії площі бази тієї ж провідності, що і область бази, але з більшою глибиною. При цьому збільшується радіус кривизни від r_0 до r'_0 , а відповідно до виразу (3.11) це призводить до збільшення напруги пробією, враховуючи, що $r'_0 = x'_{jб} = x_{j(кіля)}$.

Цей метод вимагає додаткової фотолітографії і додаткової дифузії для створення захисних кілець, що підвищує вартість виготовлення та приводить до зниження виходу годних за рахунок появи нових дефектів на ще одній фотолітографії. Крім того, для підтримки напруги пробією по умовам змикання необхідно збільшити товщину епітаксійного шару, що збільшує товщину високоомного шару колектору під центральною частиною колекторного р-п переходу, що призводить до збільшення опору колектору - r_K . Це призводить до підвищення напруги насичення.

З огляду на те, що захисні кільця додають додаткову базову площу, це призводить до збільшення ємності колекторного р-п переходу. Збільшення ємності поряд зі збільшенням опору призводить до зниження частотних властивостей транзисторів.

11.3. Підвищення напруги $U_{КБО.Л.}$ шляхом утворення роздільних кілець(рис.11.1.в)

Метод роздільних кілець передбачає утворення ділянок подільних кілець одночасно з областю бази, але за межею основної області бази так, що при підвищенні напруги до рівня, близького до пробної основної області бази, ОПЗ колекторного р-п переходу замикається на внутрішній контур розділового кільця (рис. 11.1.в). Оскільки роздільне кільце створює власну ОПЗ, то пробній такої конструкції буде дорівнює сумі напруги змикання ОПЗколекторно-базового р-п переходу з ОПЗ кільця і напруги пробної кільця.

Графічно цей ефект можна представити у вигляді збільшення радіуса кривизни до r'_0 за рахунок перерозподілу ОПЗ між базовою областю і кільцем. За допомогою декількох роздільних кілець можна досягти рівня $U_{КБО} = U_{проб.пл.}$. Цей метод вимагає збільшення площі одного транзистора, що знижує щільність упаковки елементів в інтегральні схеми. Для отримання необхідного ефекту необхідно, щоб на різних пластинах різних партій завжди виходили однакові відстані від області бази до роздільних кілець і однакові глибини бази. А отримати це досить складно через технологічні допуски, які обумовлені коливаннями температури навколишнього середовища, коливаннями атмосферного тиску, коливаннями температури і часу технологічних процесів та іншими факторами, які важко піддаються контролю.

Крім того, збільшення площі призводить до зниження частотних властивостей транзисторів за рахунок збільшення ємності при замиканні площі бази до кільця.

11.4. Підвищення напруги $U_{КБО.Л.}$ формуванням розширеного базового контакту (рис.11.1.г)

При цьому методі металеві шини базового контакту формуються ширше так, що вони лежать над областю р-п переходу колектор-база, частково перекриваючи область колектору. Так як при роботі п-р-п транзистора потенціал на базі більш негативний, ніж потенціал на колекторі, при розширеному базовому контакті в області колектору частина електронів під базовим контактом буде відштовхуватися глибше, а на їх місці з'являться позитивно заряджені іони. Ці іони з'єднуються з позитивно зарядженими іонами ОПЗ колекторного р-п переходу, приводячи до зміни меж розташування позитивних іонів, яку можна представити у вигляді збільшення радіуса кривизни до значення r'_0 .

Цей метод також вимагає збільшення площі транзисторів, призводить до збільшення ємності за рахунок додавання МОП (метал-оксид-напівпровідник) ємності і знижує щільність упаковки в мікросхемах та знижує частоту.

11.5. Підвищення напруги $U_{КБОЛ}$ зміною топології базових областей

Радіус значень кривизни для різних транзисторних топологій змінюється і дає різні значення напруги пробою. Найчастіше використовуються топологічні види р-п переходів, і, відповідно, базових областей, такі як циліндричні та сферичні (рис. 11.2).

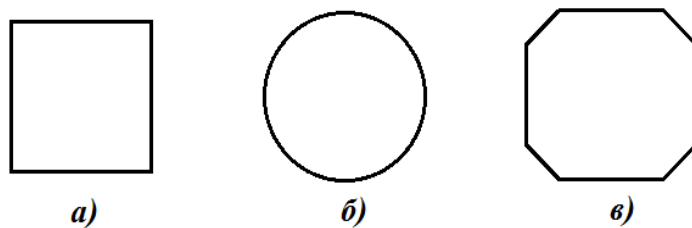


Рис.11.2. Топологія р-п переходів

- а) – сферичний р-п перехід;
- б) – циліндричний р-п перехід;
- в) – напівциліндричний р-п перехід (зі скошеними кутами)

Для сферичного р-п переходу напруга пробою визначається за формулою:

$$U_{проб.сф} = U_{проб.пл} \cdot \frac{r_o \cdot \chi}{Z_{pn}} \cdot \left(\sqrt{2 \cdot \frac{Z_{pn}}{r_o}} + 1 - 1 \right); \quad (11.1)$$

і для циліндричного р-п переходу:

$$U_{проб.ц.} = U_{проб.пл} \cdot \frac{r_o \cdot \chi}{Z_{pn}} \cdot \left[\sqrt[3]{3 \cdot \left(\frac{Z_{pn}}{r_o} \right)^2 + 1} - 1 \right]; \quad (11.2)$$

- де: - $U_{проб.пл.}$ - напруга пробою плоскої частини р-п переходу;
- r_o - радіус кривизни в периферичних зонах, яка приблизно дорівнює глибині плоскої частини переходу р-п (x_j);
- χ - коефіцієнт наближення до напруги пробою різкого р-п переходу;
- Z_{pn} - товщина ОПЗ при напрузі $U_{проб.пл.}$, яка визначається виразом:

$$Z_{pn} = \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot (U_{проб.пл} + \varphi_K)}{e \cdot N_{pn}}}; \quad (11.3)$$

- де: - ε - діелектрична проникність кремнію;
 - ε_0 - діелектрична постійна;
 - e - заряд електрона;
 - N_{pn} - концентрація домішок на р-п переході.

Як показують розрахунки і дані досліджень, напруга пробою циліндричних р-п переходів вище, ніж у сферичних р-п переходів. Для мікросхем зазвичай використовують транзистори зі сферичними р-п переходами, що обумовлено більш зручною конструкцією топології схем і економією простору, за рахунок зменшення площі розділових зон між «кишенями». Для вихідних транзисторів мікросхем можна використовувати топологію зі скошеними кутами (рис. 11.2в), яка також дозволяє підвищити напругу пробою, що показано за результатами дослідження, наведеними в таблиці 11.1 (розгін домішок при $T = 1150^\circ\text{C}$ протягом 240 хвилин).

Таблиця 11.1

Питомий опір епітаксійного шару n-типу, ρ , Ом·см	Доза домішки, Q , мкКл/см ²	Значення напруги пробою при топології р-п переходу (рис.11.2)		
		Сферичної	Циліндричної	Зі скошеними кутами (напівциліндричні)
2,4	4	138	155	150
	15	102	118	113
	80	93	99	97
3,5	4	165	182	175
	15	121	137	133
	80	112	126	121
4,5	4	180	200	192
	15	135	149	144
	80	124	136	134

11.6. Підвищення напруги $U_{КБОЛ}$ формуванням базових областей у вигляді лінійних (плавних) р-п переходів

Цей спосіб підвищення напруги пробою не передбачає збільшення радіуса кривизни базової області, а пов'язаний із застосуванням р-п

переходів, які за своїми властивостями відрізняються від різких р-п переходів.

Дивлячись на вирази (3.11), (11.1) – (11.2), можна помітити, що в них вводиться коефіцієнт χ , який враховує ефект підвищення напруги пробою в порівнянні з різким р-п переходом. У першому наближенні цей коефіцієнт можна визначити за значенням напруги пробою емітера $U_{ЕБО}$ [12].

$$\chi = 1 + 3,6 \cdot 10^{-4} \cdot (U_{ЕБО})^{2,45}; \quad (11.4)$$

У випадку нерізкого р-п переходу колектор-база концентрація домішки в області бази досить мала. Тому, щоб виключити появу бар'єру Шотткі на базовому контакті, проводиться додаткова фотолітографія і додаткове легування ділянок бази під базові контактні області з металом для створення областей p^+ -типу (рис. 11.3).

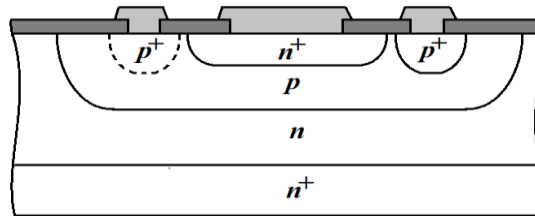


Рис.11.3. Поперечний переріз структури n-p-n транзистора з нерізким р-п переходом колектор-база

Додаткове підвищення напруги пробою можна отримати, поєднавши цей метод з одним із способів підвищення напруги пробою, пов'язаних зі збільшенням радіуса кривизни р-п переходу.

Аналізуючи структуру транзистора на рис.11.2, можна побачити, що при виготовленні нерізкого (плавного) р-п переходу колектор-база концентрація домішки на р-п переході емітер-база складає величину $N_{ЕБ}$.

Зниження концентрації домішок на р-п переході емітер-база призводить до зменшення прискорювального поля в базі транзистора (див. п. 12.2). Однак це не призводить до помітного зниження підсилювальних або частотних властивостей біполярних транзисторів, так як зі зниженням концентрації $N_{ЕБ}$ збільшується рухливість носіїв заряду, і, відповідно, коефіцієнти дифузії цих носіїв (див. рис. 3.2). А це багато в чому компенсує ефект від зниження прискорювального поля в базі на підсилюючі властивості транзистора. Крім того, зниження концентрації $N_{ЕБ}$ призводить до зниження ємності на р-п переході емітер-база, що також компенсує вплив

зниження прискорювального поля в базі на частотні властивості, особливо при малих робочих струмах транзистора.

11.7. Вплив вбудованих і прикладених зарядів в маскувальних та захисних шарах SiO_2

При певних умовах на поверхні кремнію під шаром оксиду кремнію утворюються інверсійні канали, які знижують напругу пробою і призводять до появи паразитних струмів між ділянками біполярних транзисторів або між елементами мікросхем. Звичайним значенням вбудованого позитивного заряду в шарах оксиду кремнію, створюваних термічним окисленням, є $\frac{Q_{\text{SiO}_2}}{q} = (1-3) \cdot 10^{12} (\text{см}^{-2})$. Цей позитивний заряд призводить до утворення інверсійних шарів n-типу над областями кремнію p-типу з концентрацією $N_{\text{SO}} = (10^{15}-10^{16}) \cdot \text{см}^{-3}$, як показано на рисунку 11.4.

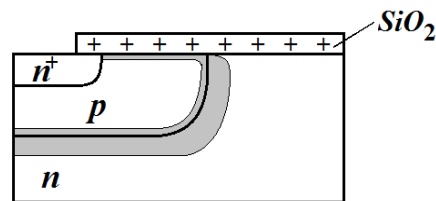


Рис.11.4 . Інверсійний шар n-типу на базі p-типу.

Поява такого інверсійного шару призводить до появи струму витoku в n-p-n транзисторі між емітером і колектором. В результаті ВАХ форми пробою набуває вигляду «м'якого» пробою, коли на заданому струмі напруга знижується. Для усунення цього явища необхідно, щоб концентрація на поверхні в базових областях була не менше $N_{\text{SO}} = (2-5) \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$. При необхідності навколо емітеру утворюється друга (пасивна) база з більш високою концентрацією на поверхні (рис.11.3). Хоча для цього потрібна додаткова фотолітографія і дифузія домішок, що підвищує вартість виготовлення, але, як показала практика, це дозволяє поліпшити частотні властивості і призводить до зниження низькочастотного шуму типу $1/f$.

Найбільш сильно ефект появи інверсійних каналів проявляється при випадковому попаданні іонів натрію в пластину, наприклад, з незахищеної руки оператора. Іони натрію та інших лужних металів є рухливими позитивними іонами. Коли транзистори працюють, особливо при підвищених температурах, ці іони накопичуються з часом під шинами металізації з меншим потенціалом (під шинами «землі») і призводять до струмів витoku більше допустимих значень. Тому необхідно підтримувати достатню чистоту процесу виготовлення n-p-n транзисторів і біполярних мікросхем.

12. КОЕФІЦІЄНТИ ПІДСИЛЕННЯ БІПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

Коефіцієнт підсилення струму для біполярного транзистора, включеного з ЗЕ, визначається формулою (8.5):

$$B_N = \frac{\alpha}{1 - \alpha}; \quad (12.1)$$

де: - α - коефіцієнт передачі струму транзистора, включеного з ЗБ, який, в свою чергу, визначається за формулою:

$$\alpha = \beta \cdot \gamma \cdot \gamma_K^*; \quad (12.2)$$

де: - β - коефіцієнт переносу носіїв заряду через базу транзистора;
- γ - коефіцієнт інжекції носіїв з емітера, або ефективність емітера;
- γ_K^* - коефіцієнт множення носіїв в колекторі, або ефективність колектору.

12.1. Коефіцієнт множення носіїв в колекторі

Коефіцієнт γ_K^* для п-р-п транзистора визначається як відношення повного струму колектору до електронного струму, тобто:

$$\gamma_K^* = \frac{I_{nK} - I_{pK}}{I_{nK}}; \quad (12.3)$$

Причина появи струму I_{pK} полягає в тому, що електрони, які надходять від бази в колектор, порушують в ньому електронейтральність, що викликає появу дірок з електроду колектору. Ці дірки затягуються електричним полем колекторної ОПЗ і переносяться в базу, де можуть викликати додаткову інжекцію електронів з емітера і збільшення струму.

Для кремнієвих приладів коефіцієнт множення носіїв в колекторі аж до області перед пробоем дорівнює 1, а тому при оперативному розрахунку конструкції і технології кремнієвих транзисторів він не розраховується.

12.2. Коефіцієнт переносу носіїв заряду через базу

Коефіцієнт переносу носіїв заряду через базу (β) пов'язаний з рекомбінаційної складовою струму в базі транзистора і для біполярного п-р-п транзистора визначається виразом:

$$\beta_n = \frac{I_{nK}}{I_{nE}} = 1 - \frac{(I_{nE} - I_{nK})}{I_{nE}} = 1 - \frac{I_{\delta}}{I_{nE}}; \quad (12.4)$$

де: - I_{δ} - струм рекомбінації в базовій області.

Рівень рекомбінації в області бази залежить від товщини бази, (чим товще база, тим більше процесів рекомбінації), а також залежить від дифузійної довжини електронів - чим більша ця довжина, тим менше електронів бере участь в процесах рекомбінації. Для бездрейфових транзисторів коефіцієнт переносу визначається за формулою:

$$\beta_n = 1 - \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{W_{\delta a}}{L_{nE}} \right)^2; \quad (12.5)$$

де: - $W_{\delta a}$ - товщина активної бази транзистора;

- L_{nE} - дифузійна довжина електронів при концентрації N_{EB} .

Товщина активної основи бездрейфового транзистора з рівномірною і постійною концентрацією базової домішки становить:

$$W_{\delta a} = W_{\delta o} - \Delta W_{OPZ} = W_{\delta o} - \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot (U_K + \varphi_{KK})}{e \cdot N_{\delta}}}; \quad (12.6)$$

де: - $W_{\delta o}$ - технологічна товщина бази (по металургійній межі обох р-п переходів);

- U_K - робоча напруга на колекторі;

- N_{δ} - концентрація домішки в базі транзистора;

- φ_{KK} — контактна різниця потенціалів на колекторному р-п переході.

При розрахунку коефіцієнта переносу носіїв через базу дрейфового транзистора необхідно враховувати прояву прискорювального поля в базі транзистора. У дрейфових п-р-п транзисторах концентрація дірок N_{EB} завжди вище концентрації дірок N_{KB} . Під дією градієнта концентрації дірки дифундують з області з високою концентрацією домішок в область з низькою концентрацією, утворюючи надлишковий позитивний заряд біля колекторного р-п переходу і негативний заряд некомпенсованих іонів поблизу емітерного р-п переходу, що викликає появу статичного поля в базі. Для електронів, інжектованих з емітера, це поле є прискорювальним.

У теорію напівпровідникових приладів був введений коефіцієнт прискорювального поля:

$$\eta = \frac{1}{2} \cdot \ln \left(\frac{N_{EB}}{N_{KB}} \right); \quad (12.7)$$

Облік впливу прискорювального поля в дрейфовому п-р-п транзисторі на коефіцієнт переносу носіїв здійснюється за допомогою характеристичної довжини акцепторів в базі:

$$L_a = \frac{W_{\delta o}}{\ln \left(\frac{N_{EB}}{N_{KB}} \right)}; \quad (12.8)$$

З врахуванням цей характеристичної довжини коефіцієнт переносу носіїв дрейфового п-р-п транзистора буде дорівнювати:

$$\beta_n = 1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{W_{\delta a} \cdot W_{\delta o}}{(L_{nE})^2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \ln \left(\frac{N_{EB}}{N_{KB}} \right)} \approx 1 - \frac{W_{\delta a} \cdot W_{\delta o}}{(L_{nE})^2 \cdot \ln \left(\frac{N_{EB}}{N_{KB}} \right)} \approx 1 - \frac{W_{\delta a} \cdot L_a}{(L_{nE})^2} \quad (12.9)$$

У зв'язку з нерівномірним розподілом домішок в базі дрейфового транзистора розрахунок товщини активної бази також відрізняється від розрахунку для бездрейфового транзистора [4]:

$$W_{\delta a} = L_a \cdot \left\{ \ln \left(\frac{N_{EB}}{N_{KB}} \right) - \ln \left[1 + \sqrt{1 + \frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot (U_K + \varphi_{KK})}{e \cdot N_{KB} \cdot (L_a)^2}} \right] \right\}; \quad (12.10)$$

12.3. Коефіцієнт інжекції емітера

За визначенням, інтегральний коефіцієнт інжекції емітерного р-п переходу для п-р-п транзистора визначається виразом:

$$\gamma_n = \frac{I_{nE}}{I_{nE} + I_{pE} + I_{\Gamma}}; \quad (12.11)$$

де: - I_{nE} - електронний струм від емітера;

- I_{pE} - складова, що враховує інжекцію дірок;

- I_{Γ} - складова струму емітера за рахунок генерації дірок та електронів всередині самого емітерного р-п переходу.

Експериментальні дослідження показали, що складова струму емітера за рахунок генерації дірок та електронів всередині самого емітерного р-п переходу для кремнієвих планарних переходів настільки мала, що струмом I_{Γ} можна знехтувати.

Для бездрейфових транзисторів коефіцієнт інжекції визначається виразом [3]:

$$\gamma_n = \left(1 + \frac{\rho_e \cdot W_{\bar{o}o}}{\rho_{\bar{o}} \cdot L_{pE}} \right)^{-1} = \left(1 + \frac{\mu_{p\bar{o}} \cdot N_{EB} \cdot W_{\bar{o}o}}{\mu_{nE} \cdot \bar{N}_E \cdot L_{pE}} \right)^{-1}; \quad (12.12)$$

де: - ρ_e - питомий опір області емітера;

- $\rho_{\bar{o}}$ - питомий опір області бази;

- L_{pE} - дифузійна довжина дірок в базі біля емітерного р-п переходу;

- N_E - середня концентрація домішки в емітері.

При використанні дифузійного емітера і при відомих або заданих значеннях поверхневого опору емітера R_{SE} і його глибини x_{je} питомий опір області емітера оцінюється виразом:

$$\rho_e = R_{SE} \cdot x_{je}; \quad (12.13)$$

Для дрейфового п-р-п транзистора коефіцієнт інжекції оцінюється за формулою:

$$\gamma_n = 1 - \frac{1,7 \cdot L_a \cdot L_d}{D_{nE} \cdot \tau_{pE}}; \quad (12.14)$$

де: - L_d - характеристична довжина донорів в базі транзистора;

- D_{nE} - коефіцієнт дифузії електронів в базі поблизу емітерного р-п переходу.

- τ_{pE} - час життя дірок поблизу емітерного р-п переходу.

Аналіз відомих технологій дрейфових кремнієвих п-р-п транзисторів показує, що для різних типів транзисторів найчастіше спостерігається співвідношення: $L_d \approx 0,35 \cdot L_a$. В загальному випадку за допомогою середнього значення L_d можна отримати формулу для оперативного попереднього розрахунку коефіцієнта інжекції дрейфового п-р-п транзистора:

$$\gamma_n \approx 1 - \frac{1,7 \cdot 0,35 \cdot L_a \cdot L_a}{D_{nE} \cdot \tau_{pE}} \approx 1 - \frac{0,6 \cdot (L_a)^2}{D_{nE} \cdot \tau_{pE}}; \quad (12.15)$$

12.4. Аналіз коефіцієнтів підсилення транзисторів

Розглянемо співвідношення коефіцієнтів підсилення дрейфових і бездрейфових транзисторів, якщо вони визначалися тільки коефіцієнтами перенесення носіїв через базу. Тоді:

$$\text{для дрейфового транзистора: } B_{N\partial\partial.} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \approx \frac{\beta}{1-\beta} \approx \frac{(L_{nE})^2_{\partial p}}{W_{\partial a.\partial p.} \cdot L_a}; \quad (12.16)$$

$$\text{для бездрейфового транзистора: } B_{N\partial\partial.} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \approx \frac{\beta}{1-\beta} \approx \frac{2 \cdot (L_{nE.\bar{\partial}})^2}{W_{\bar{\partial} a.\bar{\partial}.} \cdot L_a}; \quad (12.17)$$

Концентрація домішки в базі бездрейфового транзистора N_{EB} менше середньої концентрації домішки в базі дрейфового транзистора, і, крім того, значно нижче концентрації N_{EB} в дрейфовому транзисторі. Через це з метою підтримки напруги пробою по змиканню колекторної ОПЗ через базу з емітером товщина бази бездрейфового транзистора в 2,5-4 рази перевищує товщину бази дрейфового транзистора, тобто:

$$W_{\bar{\partial} a.\bar{\partial}.} \approx 3 \cdot W_{\partial a.\partial p.}; \quad (12.18)$$

Але оскільки концентрація поблизу емітерного р-п переходу дрейфового транзистора більше, ніж у бездрейфового транзистора, коефіцієнт дифузії електронів, час життя носіїв і дифузійна довжина носіїв в дрейфовому транзисторі в 2-3 рази менше, ніж в бездрейфовому транзисторі, тобто:

$$L_{nE.\bar{\partial}} = 2,5 \cdot L_{nE.\partial p.}; \quad (12.19)$$

Тому що значення L_a зазвичай не перевищує 20% від товщини бази $W_{\bar{\partial} a}$ (тобто: $L_a = 0,2 \cdot W_{\partial a.\partial p.} \approx 0,06 \cdot W_{\bar{\partial} a.\bar{\partial}.}$) виходить наступне співвідношення коефіцієнтів підсилення:

$$\frac{B_{N.\partial p.}}{B_{N.\bar{\partial}}} = \frac{L_{nE.\partial p.} \cdot L_{nE.\partial p.} \cdot 3 \cdot W_{\partial a.\partial p.} \cdot 3 \cdot W_{\bar{\partial} a.\bar{\partial}.}}{W_{\bar{\partial} a.\bar{\partial}.} \cdot 0,2 \cdot W_{\partial a.\partial p.} \cdot 2 \cdot 2,5 \cdot L_{nE.\partial p.} \cdot 2,5 \cdot L_{nE.\partial p.}} \approx 3,5 - 4,0; \quad (12.20)$$

З отриманого аналізу коефіцієнтів підсилення видно, що коефіцієнт підсилення бездрейфового транзистора обмежується та визначається в першу чергу, швидкістю переносу носіїв через базу. При введенні коефіцієнт запасу в зв'язку з тим, що коефіцієнт інжекції в бездрейфовому транзисторі все ж менше 1, та для обліку ефектів поверхневої рекомбінації, і виходячи з виразу

(12.17), можна отримати вираз для оперативної оцінки товщини бази без дрейфового транзистора:

$$W_{\delta o} \approx \sqrt{\frac{2 \cdot (L_{nE})^2}{1,5 \cdot B_N}} \approx 1,2 \cdot \sqrt{\frac{(L_{nE})^2}{B_N}}; \quad (12.21)$$

Для дрейфового транзистора, завдяки впливу прискорювального поля в базі і меншою товщиною бази, коефіцієнт переносу носіїв через базу більше коефіцієнта інжекції. Тому в дрейфовому транзисторі коефіцієнт підсилення повинен визначатися в першу чергу коефіцієнтом інжекції. Ввівши коефіцієнт запасу ($K_z = 1,5-1,6$) і спираючись на вирази (12.1) і (12.15), можна отримати вираз для оцінки коефіцієнта підсилення дрейфового транзистора через коефіцієнт інжекції:

$$B_N = \frac{\alpha}{1-\alpha} \approx \frac{\gamma}{1-\gamma} \approx \frac{D_{nE} \cdot \tau_{pE}}{1,6 \cdot 0,6 \cdot \left[\frac{W_{\delta o}}{\ln\left(\frac{N_{EB}}{N_{KB}}\right)} \right]^2} = \frac{D_{nE} \cdot \tau_{pE}}{(W_{\delta o})^2} \cdot \left[\ln\left(\frac{N_{EB}}{N_{KB}}\right) \right]^2; \quad (12.22)$$

З цього виразу виходить формула оцінки товщини бази з урахуванням нахилу вихідної ВАХ, яка визначається напругою Ерлі (U_{Er}) та з урахуванням того, що напруга Ерлі дорівнює напрузі пробію по змиканню ($U_{KEO.зм.}$) [14]:

$$W_{\delta o} \approx \sqrt{\frac{D_{nE} \cdot \tau_{pE} \cdot (U_{KEO.зм} + U_K + \varphi_{KK})}{B_N \cdot (U_{KEO.зм} + \varphi_{KK})}} \cdot \ln\left(\frac{N_{EB}}{N_{KB}}\right); \quad (12.23)$$

де: - U_K - напруга на колекторі при вимірюванні коефіцієнта підсилення;

- B_N - коефіцієнт підсилення по струму при заданій напрузі вимірювання;

Як правило, у формулі (12.23) при розрахунку використовується максимальне значення коефіцієнту підсилення.

13. ВПЛИВ РЕЖИМІВ РОБОТИ НА КОЕФІЦІЄНТ ПІДСИЛЕННЯ БІПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

13.1. Вплив струму, що протікає

В області низької і високої щільності струму коефіцієнт підсилення менше, ніж в області середньої щільності струму, як показано на рисунку 13.1.а.

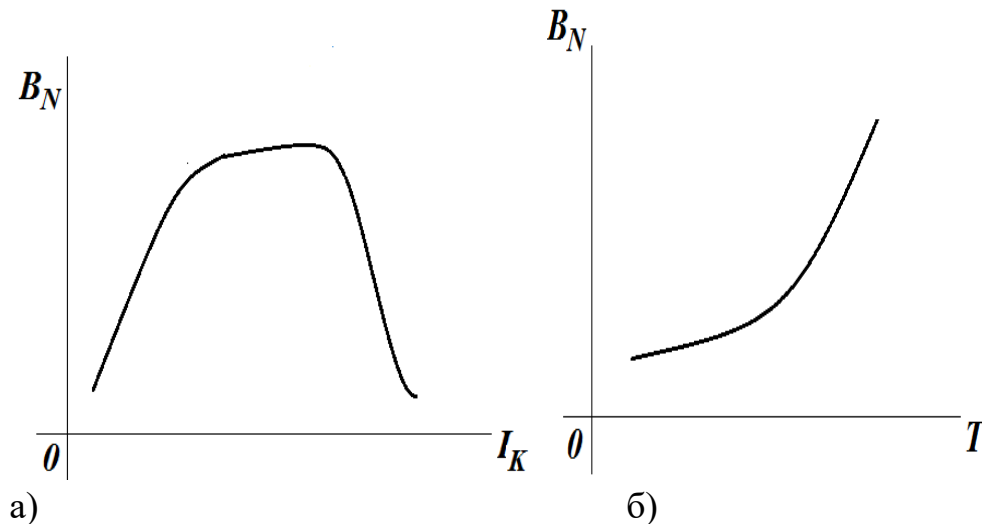


Рис.13.1. Залежності коефіцієнтів підсилення біполярного транзистора в схемі включення з ЗЕ:

- а) від струму колектору;
- б) від температури.

Така залежність пояснюється наступним. В області низької щільності струму процеси рекомбінації як в областях бази та емітера, так і на поверхні можна порівняти з малими струмами, поданими в базу. Це в сумарному значенні базового струму зменшує ту частину, яка викликає інжекцію від емітера, що відповідно, зменшує струм колектору. У міру збільшення значення базового струму рекомбінаційна складова залишається практично постійною, а корисна складова базового струму збільшується, що призводить до збільшення коефіцієнта підсилення.

В області високої щільності струму (кілька сотень A/cm^2 для n-p-n транзисторів, та в кілька разів менше для p-n-p транзисторів) зниження коефіцієнту підсилення пояснюється дією наступних механізмів.

1. Зі збільшенням базового струму в базі дрейфового n-p-n транзистора кількість дірок збільшується, що призводить до зменшення прискорювального поля, і, як наслідок, до зниження коефіцієнта передачі;

2. Збільшення базового струму, починаючи з певного рівня, викликає таку інжекцію носіїв заряду з емітера, при якій концентрація електронів в

базі стає порівнянною з концентрацією електронів в емітері, що викликає зниження коефіцієнта інжекції;

3. Збільшення струму колектору викликає збільшення падіння напруги на тілі колектору, а падіння напруги на ОПЗ колекторного р-п переходу зменшується, викликаючи зменшення товщини ОПЗ, що збільшує значення активної бази і, відповідно, знижує коефіцієнт переносу.

Подальше збільшення струму, що протікає через транзистор, вище рівня $I_K \geq e \cdot S_E \cdot \mu_n \cdot U_{KE} \cdot N_{KB} / (W_K - W_{ОПЗ})$ викликає зміну полярності напруги на колекторному переході від зворотного до прямого за рахунок сильного накопичення електронів в високоомному n-шарі колектору, що викликає появу інжекції електронів з колектору до бази. В результаті сильного накопичення електронів і дірок в базі їх рухливість зменшується внаслідок зіткнень, а рекомбінація різко зростає, що призводить до зниження коефіцієнта передачі і, відповідно, до зниження коефіцієнта підсилення.

13.2. Вплив напруги на колекторі

При підвищенні напруги на колекторі збільшується товщина ОПЗ колекторного р-п переходу, що призводить до зменшення товщини активної бази, а це збільшує коефіцієнт передачі. Крім того, підвищення напруги колектору може привести до додаткового зміщення (всього на кілька мВ) емітерного р-п переходу в прямому напрямку, що полегшує умови інжекції з емітера, тобто збільшує коефіцієнт інжекції. Тому при збільшенні напруги на колекторі коефіцієнт підсилення збільшується, що видно на вихідній ВАХ транзистора, наведеної на рисунку 13.2.

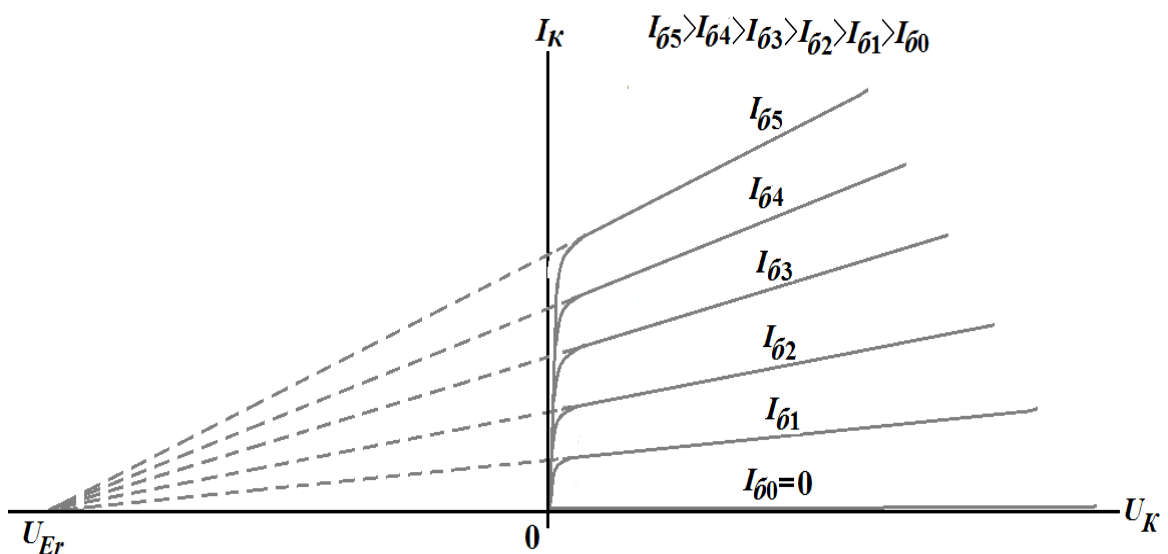


Рис.13.2. Проекції нахилів струму на ВАХ біполярного транзистора

Проекція нахилів гілок ВАХ на вісь напруги при різних струмах бази показує, що всі вони сходяться в одній і тій же точці (рис. 13.2). Напруга, що відповідає цій точці, називається напругою екстраполяції або напругою Ерлі (U_{Er}) і має важливе значення в конструкції багатьох вузлів аналогових мікросхем.

При збільшенні напруги на колекторі, чим менше доза домішки в базі і чим менше товщина бази, тим більше буде відносне збільшення ширини колекторної ОПЗ в районі бази по відношенню до товщини бази. Через малу товщину бази в транзисторах НВЧ напруга екстраполяції невелика - одиниці Вольт.

У високовольтних транзисторах за рахунок відносно великої товщини бази збільшується напруга екстраполяції. При розрахунку і моделюванні ВАХ транзисторів передбачається, що напруга екстраполяції приблизно дорівнює напрузі пробою транзистора за умовами змикання, тобто:
 $U_{Er} \approx U_{KEO.cm}$

13.3. Ефект поверхневої рекомбінації

Коефіцієнт підсилення визначається $B_N = I_K/I_\delta$. Для n-p-n транзисторів базовим струмом (I_δ) є струм дірок. Його можна розділити на дві складові, - струм дірок ($I_{\delta v}$) в області бази, що викликають інжекцію від емітера, і струм дірок ($I_{\delta s}$), що рекомбінує на різних дефектах і поверхневих пастках до того, як вони встигнуть викликати інжекцію електронів з емітера.

Тому фактичний коефіцієнт підсилення визначається виразом:

$$B_{N,real.} = \frac{I_K}{I_\delta} = \frac{I_K}{I_{\delta v} + I_{\delta s}} = \frac{I_K / I_{\delta v}}{I_{\delta v} / I_{\delta v} + I_{\delta s} / I_{\delta v}} = \frac{B_{N,theor.}}{1 + I_{\delta s} / I_{\delta v}} ; \quad (13.1)$$

де: - $B_{N,theor.}$ - теоретичне або розрахункове значення коефіцієнта підсилення;

- $B_{N,реальн.}$ - фактично отриманий коефіцієнт підсилення.

З виразу (13.1) видно, що чим більше рекомбінація на поверхні, тим більше реальний коефіцієнт підсилення відрізняється від теоретичного. Підвищена поверхнева рекомбінація зменшує коефіцієнт підсилення по всьому діапазону струмів, але при малих струмах цей ефект більш виражений. З метою підвищення коефіцієнтів підсилення використовуються спеціальні технологічні операції. Наприклад, відпал пластин з кристалами в водні або в формінг-газі при температурах 300-400°C дозволяє збільшити коефіцієнт підсилення на 15-35% за рахунок зменшення поверхневих станів

на межі розділу Si-SiO₂, що відповідають за деякі види пасток. При цьому недобудовані молекули типу (Si – O-) перетворюються в молекули типу (Si-O-H), а розірвані зв'язки атомів кремнію на межі розділу Si-SiO₂ закриваються приєднанням до цього зв'язку атома водню, утворюючи з'єднання типу (Si-H).

Ще одним способом збільшення приросту n-p-n транзисторів є нанесення шару нітриду кремнію Si₃N₄ або шару фосфорно-силікатного скла (ф.с.с.) на шар оксиду кремнію [15].

Для зменшення поверхневої рекомбінації також рекомендується проектувати топологію транзисторів з дуже малою пасивною площею бази або зі збільшеним співвідношенням довжини емітера до відстані до базового контакту.

13.4. Вплив температури

Зміна температури транзистора призводить до помітної зміни коефіцієнтів підсилення транзисторів, як показано на рисунку 13.16.

При зниженні температури коефіцієнт підсилення зменшується, а при підвищенні температури збільшується. Щоб пояснити цю залежність, слід враховувати кілька факторів:

1. Ширина забороненої зони зменшується з підвищенням температури;
2. Для n-p-n транзисторів поперечний переріз пасток для дірок є величиною, обернено пропорційною температурі;
3. Для n-p-n транзисторів, легованих золотом, час життя електронів збільшується з підвищенням температури.

Для транзисторів великої потужності була виявлена ступенева залежність коефіцієнта підсилення від температури:

$$\frac{B_{N1}}{B_{N2}} = \left(\frac{T_1}{T_2} \right)^{2,2 \pm 0,15}; \quad (13.2)$$

- де: - B_{N1} - коефіцієнт підсилення при температурі T_1 ;
- B_{N2} - коефіцієнт підсилення при температурі T_2 ;
- T_1 і T_2 - температура кристалів (p-n переходів), °K.

Для планарних транзисторів малої і середньої потужності була виявлена експоненціальна залежність коефіцієнтів підсилення:

$$B_N = B_o \cdot \exp\left(\frac{-\Delta\varepsilon_a}{k \cdot T}\right); \quad (13.3)$$

де: - B_o – постійний коефіцієнт пропорційності;
 - k - постійна Больцмана;
 - $\Delta\varepsilon_a$ - енергія активації.

Згідно [16], енергія активації залежить від концентрації домішки в емітері і в базі. Експериментально встановлено, що при зниженні поверхневої концентрації домішки в емітері з $N_{SE}=10^{21} \text{ см}^{-3}$ до 10^{20} см^{-3} енергія активації зменшується від величини $\Delta\varepsilon_a=0,06 \text{ eV}$ в 4-6 разів.

13.5. Вплив частоти сигналу на коефіцієнт підсилення

Залежність коефіцієнта підсилення струму біполярного транзистора від частоти сигналу наведена на рисунку 13.3.

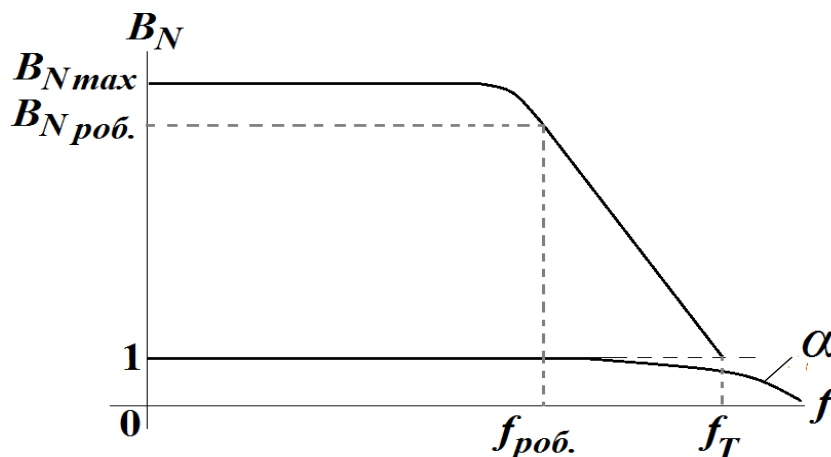


Рис.13.3. Залежність коефіцієнта підсилення струму біполярного транзистора від частоти

Від 0 до деякої частоти коефіцієнт підсилення струму біполярного транзистора залишається практично постійним, а потім зменшується відповідно до виразу:

$$h_{21Eppo} = B_{Nppa} = 1 + B_{\max} \cdot \frac{f_T - f_{роб}}{f_T}; \quad (13.4)$$

Така залежність пояснюється тим, що зі збільшенням частоти сигналу, тобто зі зменшенням часу роботи транзистора у відкритому стані,

зменшується та частина носіїв заряду, які за цей час встигають пролетіти через базу від емітера до колектору.

По-перше, на змінному сигналі змінюється напруга на р-п переходах транзистора та відбувається перезаряд ємності р-п переходів по RC ланцюгу, що приводить до затримці початку роботи транзистора в відкритому стані, коли в п-р-п транзисторі електрони летять від емітера до колектору.

По-друге, не всі електрони, які вилітають з емітера, встигають пролетіти через базу за скорочений проміжок часу при високій частоті. Отже на високій частоті частина електронів, що вийшла з емітера при подачі прямого сигналу на базу, при переключенні остається в базі, не встигнув долетіти до колектору. Таким чином, зменшується відношення струму колектору до струму емітера і до базового струму, який його викликав. Це означає зниження коефіцієнта підсилення і коефіцієнта передачі струму в ланцюзі ЗБ.

14. СТРУМИ ТА СТРУМОВА СПРОМОЖНІСТЬ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ

14.1. Зворотні струми біполярних транзисторів

При проектуванні біполярних транзисторів зазвичай оцінюють зворотні струми або струми витоку:

- $I_{ЕБО}$ – для емітерного р-п переходу;
- $I_{КБО}$ – для колекторного р-п переходу;
- $I_{КЕО}$ — для транзистора, що включений зЗЕ.

Індекс «0» в поточному позначенні вказує на те, що одна з клем транзистора (емітер - E , колектор - K або база - B) ні до чого не підключається при вимірюванні цього струму.

Зворотні струми в кремнієвих приладах обумовлені декількома причинами: струмами генерації електронно-діркових пар в ОПЗ, струмами теплової генерації електронно-діркових пар в напівпровідникових областях, струмами витоку на поверхні, а також струмами, викликаними процесами рекомбінації носіїв на поверхні і на структурних дефектах.

Для кремнієвих пристроїв (планарної технології) зворотні струми в основному обумовлені тепловою генерацією електронно-діркових пар в ОПЗ р-п переходів з подальшим поділом генерованих носіїв заряду електричним полем. Струми генерації визначаються досить простими виразами:

$$I_{ЕБО} = \frac{e \cdot S_E \cdot n_i \cdot W_{ОПЗ}(np) U_{ЕБ}}{\tau'_{iE}}; \quad (14.1)$$

$$I_{КБО} = \frac{e \cdot S_K \cdot n_i \cdot W_{ОПЗ}(np) U_{КБ}}{\tau'_{iK}}; \quad (14.2)$$

$$I_{КЕО} = I_{КБО} \cdot B_N; \quad (14.3)$$

- де: - $W_{ОПЗ,Е}$ - ширина ОПЗ емітерного р-п переходу при напрузі $U_{ЕБ}$;
- $W_{ОПЗ,К}$ - ширина ОПЗ колекторного р-п переходу при напрузі $U_{КБ}$;
 - τ'_{iE} — час життя носіїв у власному напівпровіднику з урахуванням наявності рекомбінаційних центрів в емітерному р-п переході;
 - τ'_{iK} — час життя носіїв у власному напівпровіднику з урахуванням наявності рекомбінаційних центрів у колекторному р-п переході.

Час життя носіїв заряду τ'_{iE} і τ'_{iK} важко піддаються контролю параметрів, оскільки вони дуже чутливі до найменшого забруднення важкими металами (наприклад: *Au, Cu, Ni, Fe* та іншими) і до стану поверхні. З огляду на те, що параметри транзистора, такі як зворотні струми, обмежені зверху, досить замінити час при їх розрахунку (τ'_{iE} і τ'_{iK}) на час життя електронів поблизу заданих р-п переходів, - (τ_{pE} і τ_{pK}) для п-р-п транзисторів, або на τ_{nE} і τ_{nK} для р-п-р транзисторів.

Так як ширина ОПЗ залежить від напруги, а значення n_i - від температури, то зворотні струми залежать як від напруги, так і від температури.

Імовірність теплової генерації носіїв в ОПЗ зростає зі збільшенням ширини ОПЗ, а ширина ОПЗ по (3.4) збільшується зі збільшенням U_K , що призводить до збільшення зворотного струму при підвищенні напруги. З підвищенням температури концентрація носіїв заряду n_i у власному напівпровіднику сильно зростає, що в першу чергу впливає на збільшення зворотних струмів.

Час життя носіїв заряду, в залежності від типу пасток, може збільшуватися або зменшуватися. Однак зміни в часі життя мають значно менший вплив на зміну зворотних струмів, ніж зміна n_i .

14.2. Прямі струми біполярного транзистора обумовлені щільністю струмів емітера

Прямі струми відкритого транзистора обмежені рядом механізмів, пов'язаних з впливом конструкційних і технологічних параметрів транзистора на щільність струму емітера і колектору.

На середню щільність струму емітера великий вплив робить ефект відтиснення струму емітера. Суть цього ефекту полягає в тому, що область бази має певний опір, при якому напруга падає при протіканні струму:

$$\Delta U = \Delta r_b \cdot I_b = \frac{\Delta l}{L_E} \cdot R'_{Sa} \cdot I_b ; \quad (14.4)$$

де: - Δr_b - опір шару базової площі під емітером на відстані Δl від краю емітера;

- L_E - довжина смужки емітера;

- R_{Sa} - поверхневий опір активного базового шару під емітером.

Щільність струму емітера залежить від напруги на р-п переході емітер-база:

$$j_E \equiv \exp\left(\frac{U_E}{kT}\right); \quad (14.5)$$

Якщо на край емітера діє деяка напруга (U_{EB}) збоку базового контакту, в міру відходу від краю емітера на емітерний р-п перехід буде впливати менша величина напруги, - ($U_E = U_{EB} - \Delta U$). Отже, щільність струму буде зменшуватися в міру відходу від краю емітера.

Тому чим більше базовий струм і чим більше ширина емітера, тим нижче буде загальна щільність струму емітера.

При відомих конструктивних і технологічних параметрах (топологічні розміри, опори активної і пасивної бази) щільність струму емітера зазвичай визначається методом графічних наближень. Якщо відомі лише деякі параметри бази транзистора (N_{EB} , N_{KB} , $W_{\delta o}$), то для визначення розміру емітера оцінюється щільність струму емітера.

Максимальна щільність струму емітера на краю емітера п-р-п транзистора оцінюється виразом:

$$j_{E.\max} = \frac{e \cdot D_{nE} \cdot N_{EB}}{W_{\delta o}}; \quad (14.6)$$

Якісний аналіз ефекту зміщення струму емітера показує, що зі збільшенням товщини бази ($W_{\delta o}$) максимальна щільність струму емітера зменшується. Але збільшення $W_{\delta o}$ призводить до зниження опору активної бази, що зменшує падіння напруги на базовому опорі під емітером, і до меншої зміни щільності емітерного струму в центрі емітера відносно щільності струму на краю емітера.

При аналізі статистичних даних про топологічні розміри емітерів планарних дрейфових п-р-п транзисторів мікросхем типову ширину емітера можна приблизно оцінити за виразом:

$$l_e = 6,5 \cdot \sqrt[4]{I_{K.\max}} \pm 15\%; \quad (14.7)$$

де: - l_e - ширина емітера, мкм;

- $I_{K\max}$ - максимальний струм відкритого транзистора.

Оперативний розрахунок щільності струму емітера в кожній точці, віддаленій від краю емітера на відстані l_i проводиться за виразом:

$$j_i = j_{E.\max} \cdot \exp \left[- \frac{(j_{E.\max})^{\left(\frac{0,82}{(\Delta l_i)^{0,0156}} \right)} \cdot (\Delta l_i)^{\sqrt{0,97 \cdot (\Delta l_i)^{\left(\frac{\sqrt{\Delta l_i}}{64} \right)}}}}{6900} \right]; \quad (14.8)$$

де: - j_i – щільність емітерного струму в точці i , А/см²;
 - $j_{E.\max}$ – максимальна щільність емітерного струму, А/см²;
 - Δl_i – прийнята відстань від краю емітера до точки i , мкм.

У двобазовій топології, коли базові контакти розташовані по обидва боки від емітеру, розрахунок здійснюється за допомогою виразу (14.8).

А при однобазовій топології замість кожного значення (l_i) у виразі (14.8) приймають значення $1,6 \cdot l_i$. Середня щільність струму емітера по всій площі емітера оцінюється виразом:

$$j_{E.cp.} = \frac{\sum_{i=0}^n j_i}{n-1} + 50 = \frac{j_{E.\max} + j_{i1} + j_{i2} + j_{i3} + \dots + j_{in}}{n-1} + 50; \quad (14.9)$$

де: - n - кількість i -точок, взятих через рівні проміжки по ширині емітера l_e .

Рекомендоване число n для оперативних розрахунків береться від 6 до 10. При $n < (5-6)$ похибка розрахунку може виходити за рамки точності інженерного розрахунку, а при ($n > 10$) точність підвищується, але час розрахунку сильно збільшується.

14.3. Розрахунок розмірів емітера

Загальна площа емітера залежить від максимального струму транзистора та від середньої щільності струму емітера, і розраховується за виразом:

$$S_E = \frac{I_{K.\max}}{j_{E.cp.}}; \quad (14.10)$$

Загальна довжина емітера оцінюється виразом:

$$L_{E.заг} = \frac{S_E}{l_e}; \quad (14.11)$$

Якщо загальна довжина емітера в 5-8 разів більше ширини, то між початком і кінцем смуги емітера по довжині емітера починає впливати падіння напруги по смузі уздовж емітера і базової металізації, що знижує щільність струму емітера.

Тому рекомендується розділити загальну довжину емітера на кілька емітерних смуг, кількість яких має бути в межах:

$$n_e = \frac{L_{E.заг.}}{(5-8) \cdot l_e}; \quad (14.12)$$

Значення n_e округлюється до цілого числа.

Тоді реальна довжина однієї смуги емітера буде дорівнювати:

$$L'_E = \frac{L_{E.заг.}}{n_e}; \quad (14.13)$$

А реальна площа емітера буде дорівнювати:

$$S'_E = n_e \cdot L'_E \cdot l_e; \quad (14.14)$$

14.4. Щільність струму колектору

Щільності струму колектору впливають на залежність $B_N = f(I_K)$ і на вид ВАХ транзистора при різних струмах. Щільність струму колектору пов'язана з явищем насичення швидкості дрейфу носіїв.

$$j_{K1} = e \cdot n \cdot v_{др.нас.}; \quad (14.15)$$

де: - j_{K1} - перша критична щільність струму колектору;

- n - концентрація електронів в струмі колектору;

- $v_{др.нас.}$ - дрейфова швидкість насичення, що залежить від напруженості електричного поля в кремнії, яка становить:
 $1 \cdot 10^7$ см/с для електронів та $6 \cdot 10^6$ см/с для дірок.

При перевищенні цієї величини коефіцієнт підсилення починає поступово зменшуватися. Більш сильне зниження коефіцієнта підсилення починається при другій критичній щільності струму колектору, що пов'язано з таким накопиченням носіїв заряду в базі транзистора, коли опір високоомного колектору різко зростає, а напруга на колекторному р-п переході починає змінюватися зі зворотної на пряму.

Ця щільність струму для n-p-n транзистора оцінюється за формулою:

$$j_{K2} = \frac{e \cdot \mu_n \cdot N_{KB} \cdot U_K}{W_K - \Delta W_K}; \quad (14.16)$$

- де: - μ_n - рухливість електронів в колекторі n-p-n транзистора;
 - U_K - напруга колектору;
 - W_K - товщина високоомного шару колектору;
 - ΔW_K - ширина колекторної ОПЗ при напрузі U_K .

Поле в колекторній ОПЗ стає квазінейтральним при третій критичній щільності струму колектору, яка визначається виразом:

$$j_{K3} = e \cdot N_{KB} \cdot v_{др.нас.}; \quad (14.17)$$

А при четвертій критичній щільності струму колектору колекторна ОПЗ зникає, а на металургійній межі колекторного p-n переходу утворюється квазінейтральний шар накопичених електронів і дірок:

$$j_{K4} = e \cdot v_{др.нас.} \cdot \left[N_{KB} + \frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot U_K}{e \cdot W_K^2} \right]; \quad (14.18)$$

При глибокому насиченні і високому рівні інжекції коефіцієнт підсилення дрейфових кремнієвих n-p-n транзисторів зменшується до величини, яка визначається виразом:

$$B_{N \min} = \frac{B_N}{1 + \left[\frac{B_N \cdot \mu_{pk} \cdot (W_K - \Delta W_K)}{4 \cdot \mu_{nk} \cdot L_{pk}} \right]}; \quad (14.19)$$

- де: - B_N - коефіцієнт підсилення транзистора на низьких рівнях інжекції;
 - L_{pk} - дифузійна довжина дірок в шарі колектору;
 - μ_{nk} - рухливість електронів в шарі колектору;
 - μ_{pk} - рухливість дірок в шарі колектору.

Для високовольтних транзисторів, де концентрація N_{KB} невелика, критична щільність струму також буде невеликою.

15. ОПОРИ ОБЛАСТЕЙ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА ТА НАПРУГА НАСИЧЕННЯ

До основних типів опорів в біполярному транзисторі відносяться: опір колектору – R_K ; загальний опір бази – r'_b і опір емітера – R_E .

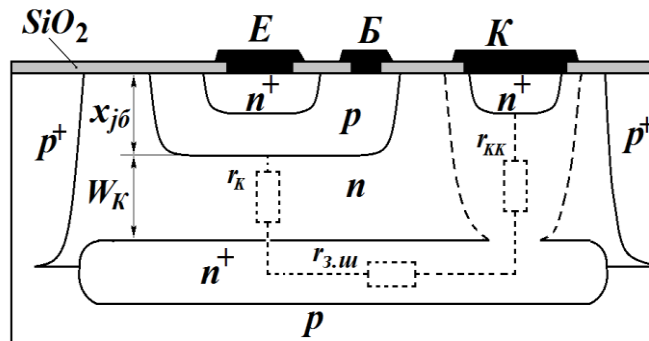


Рис.15.1. Структура біполярного n-p-n транзистора мікросхеми з розділенням кишень p-n переходами

15.1. Опір колектору

Загальний опір колектору біполярного дрейфового n-p-n транзистора інтегральної схеми складається з трьох основних компонентів:

$$R_K = r_k + r_{cc} + r_{kk}; \quad (15.1)$$

- де: - R_K - загальний опір колектору;
 - r_k - опір частини колектору від бази до прихованого шару;
 - $r_{з.ш}$ - опір захованого шару;
 - r_{kk} - опір колекторного контакту (від прихованого шару до колекторного контакту з металом).

Опір r_k визначається виразом:

$$r_k = \rho_{en.ш} \cdot \frac{2 \cdot W_K}{(S_E + S_K)}; \quad (15.2)$$

- де: - $\rho_{en.ш}$ - питомий опір епітаксійного шару;
 - W_K - товщина шару високоомного колектору;
 - S_E - площа емітеру;
 - S_K - площа колектору.

Опір, який дає прихований шар, визначається виразом:

$$r_{cc} = R_{sc} \cdot K_{\Pi}; \quad (15.3)$$

де: - R_{sc} - поверхневий опір прихованого шару;
 - K_{Π} — кількість квадратів прихованого шару від емітера до колекторної контактної області.

У свою чергу, значення (K_{Π}) оцінюється виразом:

$$K_{\Pi} = \left(\frac{L_{E.заг.}}{l_{ке}} + \frac{L_{E.заг.}}{l'_{ке}} \right)^{-1}; \quad (15.4)$$

де: - $L_{E.заг.}$ — загальна довжина емітера;
 - $l_{ке}$ - відстань від краю емітера до ближнього краю колекторної контактної області;
 - $l'_{ке}$ - відстань від одного і того ж краю емітера до дальнього краю колекторної контактної області;

При наявності тільки однієї колекторної контактної області транзистора в кристалі $l'_{ке} = \infty$, а для дискретного транзистора значення $r_{cc} = 0$, що обумовлено його конструктивними особливостями.

Опір колекторної контактної області (r_{kk}) при наявності глибокого колектору, що досягає прихованого шару, оцінюється виразом:

$$r_{kk} = \rho_{зл.к.} \cdot \frac{x_{j.зл.к.}}{S_{kk}} = R_{S.зл.к.} \cdot \frac{(x_{j.зл.к.})^2}{S_{kk}}; \quad (15.5)$$

де: - $\rho_{зл.к.}$ - усереднений питомий опір ділянки глибокого колектору;
 - $x_{j.зл.к.}$ — глибина області глибокого колектору;
 - S_{kk} - площа контакту колекторної p^+ - області;
 - $R_{S.зл.к.}$ — поверхневий опір глибокого колектору.

Для малопотужних транзисторів мікросхем, як правило, глибокий колектор не створюється для економії простору, а для вихідних транзисторів при струмах більше (20-50) мА бажано створити глибокий колектор для зниження напруги насичення і поліпшення частотно-імпульсних властивостей транзистора. Якщо глибокий колектор не створюється, тоді:

$$r_{KK} = \rho_{ep.ш.} \cdot \frac{(W_K + W_{\delta o})}{S_{KK}} + R_{S.E} \cdot \frac{(x_{je})^2}{S_{KK}}; \quad (15.6)$$

- де: - R_{SE} - поверхневий опір області емітера;
 - x_{je} - глибина області емітеру.

Площу контактної області колектору (S_{KK}) рекомендується вибирати в межах:

- при наявності глибокого колектору $S_{KK} = (0,3-1,0) S_E$;
- при відсутності глибокого колектору $S_{KK} = (1,0-2,5) S_E$.

Для дискретних дрейфових планарних транзисторів опір колектору складається з двох основних частин:

$$R_K = \rho_{ep.ш.} \cdot \frac{2 \cdot W_K}{(S_K + S_{підкл.})} + \rho_{підкл.} \cdot \frac{W_{підкл.}}{(S_{підкл.})}; \quad (15.7)$$

- де: - $\rho_{підкл.}$ - питомий опір підкладки;
 - $W_{підкл.}$ - товщина підкладки;
 - $S_{підкл.}$ - площа підкладки.

Для бездрейфового n-p-n транзистора, де немає області високоомного колектору (наприклад, для технології KID), загальний опір колектору буде складатися з двох компонентів:

$$R_K = r_K + r_{KK}; \quad (15.8)$$

15.2. Напруга насичення колектор-емітер

Первинна приблизна оцінка максимальної напруги насичення колектор-емітер ($U_{ke.sat}$) транзистора визначається виразом:

$$U_{ke.sat} = R_K \cdot I_K + \frac{(\varphi_{KE} - \varphi_{KK})}{4}; \quad (15.9)$$

де: - φ_{KK} і φ_{KE} - контактні різниці потенціалів колекторного і емітерного p-n переходів відповідно.

15.3. Опір області бази

Загальний або розподілений опір бази (r'_b) складається з двох складових:

$$r'_b = r_{bn} + r_{ba}; \quad (15.10)$$

де: - r_{bn} – опір пасивної бази;
 - r_{ba} – опір активної бази.

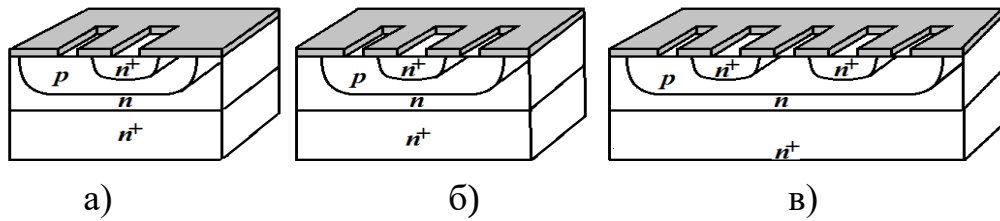


Рис.15.1. Топологія дрейфових планарних n-p-n транзисторів
 а) однобазова, - з одним контактом до бази при одному емітері;
 б) двобазова, - з двома контактами до бази при одному емітері;
 в) двобазова, з декількома емітерними смугами.

Опір пасивної бази для топології з однією базою визначається виразом:

$$r_{bn} = \frac{d_{EB} \cdot R_{S\phi\phi}}{L_{E.заг.}}; \quad (15.11)$$

де: - d_{EB} - відстань від базового контакту до краю емітера;
 - $R_{S\phi\phi}$ - поверхневий опір пасивної основи;
 - $L_{E.заг.}$ - загальна довжина емітера.

Якщо є кілька базових смужок або якщо є топологія з двома базами:

$$r_{bn} = \frac{d_{EB} \cdot R_{S\phi\phi}}{2 \cdot L_{E.заг.}} = \frac{d_{EB} \cdot R_{S\phi\phi}}{2 \cdot n_e \cdot L_E}; \quad (15.12)$$

де: - n_e - кількість смуг емітерів;
 - L_E - довжина кожної смуги емітера.

У разі кругового емітера з радіусом R_{oE} і внутрішнім радіусом базового контакту $R_{o\phi}$:

$$r_{\delta n} = \frac{R_{S\delta\delta}}{2 \cdot \pi} \cdot \ln \left(\frac{R_{o\delta}}{R_{oE}} \right); \quad (15.13)$$

При малих струмах емітера і, відповідно, при малих базових струмах, коли на низьких частотах ефектом зміщення емітера можна знехтувати, опір активної бази визначається виразом:

$$r_{\delta a} = \frac{l_e \cdot R_{S\delta\delta}}{12 \cdot L_{E.зак.} \cdot n_{\delta}}; \quad (15.14)$$

де: - l_e - ширина емітера;
 - $R_{S\delta a}$ – поперечний поверхневий опір активної бази;
 - n_{δ} - кількість базових контактів для кожної емітерної смуги.

При великих струмах емітера, коли ефект зміщення емітера стає помітним на низькій частоті, опір активної бази прагне до значення:

$$r_{\delta a} = \frac{\phi_T}{I_{\delta}}; \quad (15.15)$$

При збільшенні частоти змінного сигналу, коли починає з'являтися ефект височастотного зміщення струму емітера, оцінка опору активної бази проводиться за формулою:

$$r_{\delta a} = \frac{(x_{je} + W_{\delta o}) \cdot R_{S\delta\delta}}{12 \cdot L_{E.зак.} \cdot n_{\delta}}; \quad (15.16)$$

Поверхневий опір пасивної бази в першому наближенні можна оцінити за виразом:

$$R_{S\delta\delta} = \frac{K_S \cdot \sqrt{\pi}}{e \cdot \mu_{\delta n} \cdot N_{S0\delta n} \cdot x_{j\delta\delta}}; \quad (15.17)$$

де: - K_S - коефіцієнт, що враховує сегрегацію і перерозподіл домішок (для бору значення $K_S = 2,45 \pm 0,25$);
 - $N_{S0\delta n}$ - розрахункова поверхнева концентрація домішок в базовій області;
 - $x_{j\delta n}$ - глибина пасивної бази;
 - $\mu_{\delta n}$ – рухливість основних носіїв в базі при концентрації $N_{S0\delta n}$.

Поперечний опір активної бази дрейфового транзистора в першому наближенні (з точністю до $\pm 35\%$) можна оцінити за виразом:

$$R_{S\bar{o}\bar{o}} = \frac{\sqrt{\pi}}{e \cdot \mu_{\bar{o}} \cdot N_{EB} \cdot W_{\bar{o}\bar{o}}}; \quad (15.18)$$

де: - N_{EB} - концентрація домішки на випромінювальному р-п переході;
 - $W_{\bar{o}\bar{o}}$ – товщина основи;
 - $\mu_{\bar{o}}$ – рухливість основних носіїв в базі приконцентрації N_{EB} .

Для бездрейфових транзисторів (наприклад, для технології KID) опір пасивної бази буде дорівнювати:

$$r_{\bar{o}n} = \frac{d_{EB} \cdot \rho_{\bar{o}}}{n_{\bar{o}} \cdot L_{E.зак.} \cdot (W_{\bar{o}\bar{o}} + x_{j\bar{o}})}; \quad (15.19)$$

де: - $\rho_{\bar{o}}$ - питомий опір епітаксійного шару р-типу.

15.4. Опір області емітера

Опір емітера складається з об'ємного опору ($r_{e.об.}$) і від диференціального опору емітера ($r_{e.диф.}$):

$$r_e = r_{e.об.} + r_{e.диф.}; \quad (15.20)$$

Об'ємний опір області емітера оцінюється за формулою:

$$r_{e.об.} = \rho_e \cdot \frac{x_{je}}{S_E} = R_{Se} \cdot \frac{(x_{je})^2}{S_E}; \quad (15.21)$$

де: - ρ_e - середній питомий опір емітера;
 - x_{je} - глибина емітера;
 - R_{Se} – поверхневий опір емітера.

Враховув, що типові значення поверхневого опору емітера лежать в межах $R_{Se} = (3-6)$ Ом /□, глибина емітера $x_{je} = (0,5-3)$ мкм, а площа емітера $S_E = 10^{-6}-10^{-3}$ см², об'ємний опір емітера буде досить малий, - $r_{e.об.} = (10^{-4}-5 \cdot 10^{-2})$ Ом. Тому його зазвичай не розраховують. У загальний опір емітера основний внесок дає диференціальний опір емітера, який визначається за формулою:

$$r'_{e.диф.} = \frac{\varphi_T \cdot K_3}{I_E} = \frac{k \cdot T}{e} \cdot \frac{K_3}{I_E} \approx \frac{k \cdot T}{e} \cdot \frac{K_3}{I_K}; \quad (15.22)$$

де: - φ_T - тепловий потенціал, $\varphi_T \approx 0,026$ В при 300°К;
 - K_3 - коефіцієнт запасу, взятий в діапазоні від 1,05 - 1,3
 в залежності від вимог надійності (для побутової техніки
 $K_3=1,05-1,15$, для спеціальних застосувань – $K_3=1,15-1,3$)

15.5. Залежність опорів областей транзистора від температури

Опорами транзисторних областей в основному є опори емітера - r_e , бази - r'_b і колектору - R_K .

Об'ємний опір емітера не має сильної залежності від температури, так як при високих концентраціях питомий опір (див. рис.5.1) слабо залежить від температури в робочому діапазоні температур.

Диференціальний опір емітера при підвищенні температури буде збільшуватися пропорційно за формулою (15.22).

Опори активної і пасивної бази будуть збільшуватися з підвищенням температури, так як за формулами (15.17) і (15.18) вони обернено пропорційно залежать від рухливості носіїв в базі, а згідно з рис.3.2, рухливість зменшується з підвищенням температури.

Опір колектору складається з трьох основних компонентів. При наявності глибокого колектору найбільший внесок в загальний опір вносить компонент $-r_K$, так як концентрація домішки в глибокому колекторі і в прихованому шарі висока - від $2 \cdot 10^{18}$ до $5 \cdot 10^{19}$ см⁻³, та залежність їх опорів від температури дуже слабка. А типова концентрація домішок в епітаксialьному шарі - $N \leq 5 \cdot 10^{16}$ см⁻³. При такій концентрації питомий опір $\rho_{ep.ш.}$ збільшується з підвищенням температури, яка представлена на рисунку 5.1.б. Відповідно до [17] встановлена наступна залежність опору r_K від температури:

- для п-р-п транзисторів: $r_K \equiv T^{2,6}; \quad (15.23)$

- для р-п-р транзисторів: $r_K \equiv T^{2,3}; \quad (15.24)$

Залежність опорів від температури пояснюється тим, що з підвищенням температури, в першу чергу, знижується рухливість основних носіїв заряду в колекторному (епітаксialьному) шарі за рахунок розсіювання на теплових коливаннях решітки (фононах).

16. ЄМНОСТІ ТА ЧАСТОТНІ ВЛАСТИВОСТІ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ

16.1. Бар'єрні ємності біполярних транзисторних областей

У біполярному транзисторі р-п переходи колектор-база (КБ) і емітер-база (ЕБ) є звичайними р-п переходами, що утворюють бар'єрну ємність. Поява цієї ємності пояснюється в п. 4.2. Тому за формулами (4.6) і (4.7) ємність колекторного р-п переходу становить:

- для різкого р-п переходу:
$$C_{KB} = S_K \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot e \cdot N_{KB}}{2 \cdot (U_K + \varphi_{KK})}} ; \quad (16.1)$$

- для лінійного р-п переходу:
$$C_{KB.} = S_K \cdot \sqrt[3]{\frac{(\varepsilon \cdot \varepsilon_o)^2 \cdot e \cdot a}{12 \cdot (U_K + \varphi_{KK})}} ; \quad (16.2)$$

де: - S_K - площа р-п переходу колектор-база;

- N_{KB} – концентрація домішки на колекторному р-п переході;

- U_K - напруга зворотного зміщення на колекторі;

- φ_K – контактна різниця потенціалів;

- a - градієнт концентрації домішки на колекторному р-п переході.

Оскільки емітерний р-п перехід зазвичай є різким переходом, його бар'єрна ємність при напрузі зворотного зміщення буде визначатися виразом:

$$C_{EB} = S_E \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot e \cdot N_{EB}}{2 \cdot (U_{EB} + \varphi_{KE})}} ; \quad (16.3)$$

Однак частотні властивості транзистора визначаються при роботі транзистора в активному режимі, коли емітерний р-п перехід знаходиться під напругою прямого зміщення. Для цього випадку оцінка ємності р-п переходу емітера здійснюється за виразом:

$$C_{EB.прям} = S_E \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot e \cdot N_{EB}}{\varphi_{KE}}} ; \quad (16.4)$$

Бар'єрна ємність кишені ($C_{кишн.}$), в якій формується транзистор інтегральної схеми, являє собою паразитну ємність, що погіршує частото-імпульсні характеристики транзисторів і мікросхем в цілому. Вона визначається за формулою:

$$C_{\text{киш.}} = S_{\text{пл.киш.}} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot e \cdot N_{\text{підкл.}}}{2 \cdot (U + \varphi_K)}} + S_{\text{розд.}} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot e \cdot N_{\text{КБ.}}}{2 \cdot (U + \varphi_K)}}; \quad (16.5)$$

- де: - $S_{\text{пл.киш.}}$ – площа частини кишені, що стикається з підкладкою р-типу;
 - $N_{\text{підкл.}}$ - концентрація домішок в підкладці;
 - $S_{\text{розд.}}$ – область бічної частини «кишені» n-типу, на грациці ділянок, створених дифузією.

16.2. Дифузійна та повна ємність біполярного транзистора

У міру збільшення струму, що протікає через транзистор, збільшується накопичення носіїв заряду в області бази, але ще більше накопичення є в районі колектору. Це призводить до появи додаткової дифузійної ємності колектору. При малих струмах дифузійна ємність невелика, а при гранично допустимих струмах дифузійна ємність колектору прагне до граничного значення:

$$C_{\text{К.диф.}} = \frac{S_E \cdot e \cdot N_{\text{КБ}} \cdot (W_K - \Delta W_K)}{2 \cdot \varphi_T}; \quad (16.6)$$

- де: - W_K - товщина високоомного шару колектору;
 - ΔW_K — ширина ОПЗ колекторного р-n переходу при напрузі U_K .

Загальна ємність колектору і загальна ємність емітеру для розрахунку частотних властивостей здійснюється для струмів, при яких немає помітного накопичення зарядів в напівпровідникових областях транзисторів. Тому в такому випадку дифузійну ємність не враховують.

Наприклад, вихідна ємність дискретного біполярного транзистора буде дорівнювати:

$$C_{22\theta} \approx C_K = C_{\text{КБ}} + C_{\text{МК}} + C_{\text{корп.}}; \quad (16.7)$$

- де: - $C_{\text{МК}}$ – ємність металізації контакту;
 - $C_{\text{корп.}}$ – ємність корпусу транзистора.

Металізація контакту являє собою МОП (метал-оксид-напівпровідник) ємність, паралельну бар'єрній ємності, і вона оцінюється вона за формулою:

$$C_{MK} = \frac{\varepsilon_{ox} \cdot \varepsilon_0}{d_{ox}} \cdot S_{мет.}; \quad (16.8)$$

- де: - ε_{ox} - діелектрична проникність оксиду кремнію, прийнятого в діапазон від 3,6 до 3,9;
 - d_{ox} - товщина окислу кремнію під металевою шиною або під контактним майданчиком;
 - $S_{мет.}$ - площа металевої шини або контактного майданчика.

16.3. Частотні властивості біполярного транзистора

При змінному сигналі необхідно враховувати вплив перезарядки ємності колектору, перезарядки ємності емітера, час прольоту бази а також час прольоту колекторної ОПЗ, носіями заряду, що інjektуються з емітера.

Час перезарядки ємності колекторного р-п переходу (τ_k) по ланцюгу RC визначається за формулою:

$$\tau_k = C_K \cdot (R_K + r'_o); \quad (16.9)$$

Аналогічно час перезарядки ємності емітерного р-п переходу:

$$\tau_e = C_{EB,прям} \cdot r_e; \quad (16.10)$$

Час прольоту колекторної ОПЗ:
$$\tau_{ОПЗ} = \frac{\Delta W_K}{2 \cdot v_{др,нас.}}; \quad (16.11)$$

- де: - ΔW_K - ширина колекторної ОПЗ при заданій напрузі U_K ;
 - $v_{др,нас.}$ - швидкість насичення носіїв заряду:
 - для електронів $v_{др,нас.} = 1 \cdot 10^7$ см/с;
 - для дірок $v_{др,нас.} = 6 \cdot 10^6$ см/с.

Час прольоту носіїв заряду через базу ($\tau_{пр.б.}$) залежить від типу транзистора. Для бездрейфового транзистора:

$$\tau_{пр.б.} = \frac{(W_{ба})^2}{2 \cdot D_e}; \quad (16.12)$$

- де: - $W_{ба}$ - товщина активної основи при напрузі U_K ;
 - D_e — коефіцієнт дифузії носіїв при концентрації N_{EB} (електронів для n-p-n транзистора).

Для дрейфових планарних транзисторів на час прольоту бази впливає наявність в базі прискорювального поля:

$$\tau_{np.б.} = \frac{L_a \cdot W_{ба}}{D_e}; \quad (16.13)$$

де: - L_a - характеристична довжина акцепторів в базі n-p-n транзистора.

При розрахунку частотних властивостей НВЧ-транзисторів необхідно також враховувати вплив параметрів дифузійної області емітеру через прояв скін-ефекту, тобто враховувати складову [18]:

$$\tau_e'' = \frac{(x_{je})^2}{D_{pe} \cdot (B_N)^{0,75}}; \quad (16.14)$$

де: - D_{pe} — коефіцієнт дифузії дірок (для n-p-n транзистора) при концентрації N_{EB} .

Коефіцієнт підсилення (B_N) і коефіцієнт передачі струму (α) біполярних транзисторів дають плавне зниження при збільшенні частоти змінного струму, як показано на рисунку 16.1.

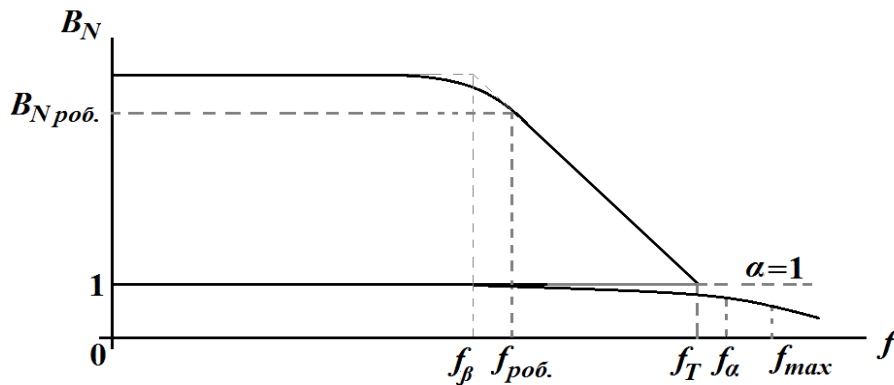


Рис.16.1. Залежність коефіцієнта підсилення (B_N) і коефіцієнта передачі струму (α) від частоти сигналу в біполярному транзисторі

При деякій частоті f_T модуль коефіцієнта підсилення в ланцюзі з ЗЕ стає рівним одиниці. На частотах вище f_T транзистор вже не дає підсилення струму. Тому частоту f_T називають граничною частотою підсилення або частотою відсікання. Ця частота оцінюється за формулою:

$$f_T \approx f_\alpha = \frac{1}{2\pi \cdot (\tau_e + \tau_k + \tau_{np.\delta} + \tau_{опз} + \tau_e'')}; \quad (16.15)$$

Нахил залежності коефіцієнту підсилення струму від частоти f_β до f_T становить близько 6 дБ. При роботі транзистора на ланці зниження коефіцієнта підсилення, але на частоті вище f_β (див. рис. 16.2), значення f_T оцінюється виразом:

$$f_T = B_{Nppo.} \cdot f_{роб}; \quad (16.16)$$

На частотах вище f_T підсилення струму вже не відбувається, але за потужністю можна отримати підсилення на частотах і нижче f_T до частоти f_{max} , що визначається виразом:

$$f_{max} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi \cdot r'_\delta \cdot C_K}}; \quad (16.17)$$

Тому для НВЧ-транзисторів величина $r'_\delta \cdot C_K$ повинна бути якомога нижче. Частота f_{max} називається максимальною частотою генерації.

Величина коефіцієнта передачі струму (α) в ланцюзі з ЗБ також є функцією частоти.

Граничною частотою f_T визначається як частота, при якій значення коефіцієнта передачі струму α менше його низькочастотного значення в $\sqrt{2}$ раз. Оскільки значення f_T і f_α близькі, частота f_α зазвичай також визначається виразом (16.15).

16.4. Залежність граничної частоти від струму, що протікає та від напруги

Типові залежності максимальної частоти від струму, що протікає, і від напруги на колекторі дрейфових біполярних транзисторів типу УКТ304 (аналог малощумного універсального ВЧ транзистора КТ3102) і типу УКТ368 (аналог НВЧ транзистора КТ368), розроблених на Херсонському заводі напівпровідникових приладів, наведені на рисунку 16.2.

Зниження f_T при малих струмах через транзистор (рис. 16.2.а) обумовлено тим, що диференціальний опір емітера згідно (15.21) збільшується зі зменшенням струму. А у міру збільшення струму значення τ_e зменшується і стає менше, ніж компоненти τ_k і $\tau_{np.\delta}$.

Компоненти τ_e'' и $\tau_{np.\delta}$ практично не залежать від протікає струму і у всьому діапазоні струмів є постійними величинами.

Але складова τ_k залежить від струму, що протікає, і, починаючи з певної величини, починає збільшуватися за рахунок появи дифузійної ємності колектору, при накопиченні носіїв заряду в базі і в колекторі при щільності струму більше j_{k2} [див. формулу (14.16)].

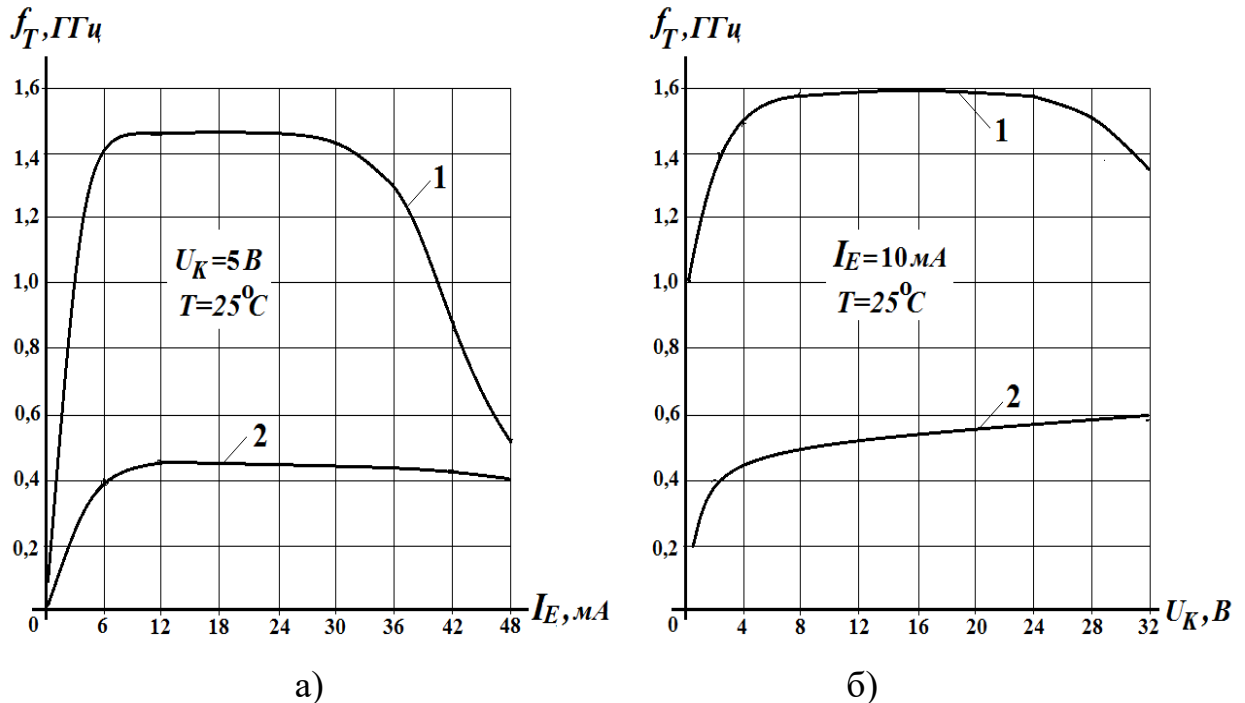


Рис.16.2. Типові залежності граничної частоти біполярного дрейфових п-р-п транзисторів

(1 – НВЧ транзистор УКТ368, 2 - мал шумний ВЧ транзистор УКТ304)

а) - залежність f_T від струму емітера;

б) - залежність f_T від напруги на колекторі.

При цьому час перезарядки ємності колекторного р-п переходу буде визначатися виразом:

$$\tau_k = (C_K + C_{k, \text{диф}} + C_{MK} + C_{\text{корп.}}) \cdot (R_K + r'_o); \quad (16.18)$$

При значному перевищенні $C_{k, \text{диф}}$ над C_K гранична частота в п-р-п транзисторі прагне до величини:

$$f_{T, \min} = \frac{2 \cdot D_{ne}}{\pi \cdot (W_K)^2}; \quad (16.19)$$

В залежності f_T від напруги на колекторі (рис. 16.2.б) видно, що при збільшенні напруги значення f_T спочатку зростає більш різко, а потім плавно.

Це пов'язано з двома ефектами. По-перше, товщина активної бази зменшується за рахунок розширення колекторної ОПЗ в область бази, що зменшує час прольоту бази - $\tau_{пр.б}$. А по-друге, при збільшенні напруги на колекторі зменшується ємність р-п переходу колектор-база, що зменшує час перезарядки ємності колектору. Хоча товщина ОПЗ і час прольоту ОПЗ збільшуються, але в меншій мірі, ніж зменшуються τ_k і $\tau_{пр.б}$.

Коли напруга на колекторі стає рівною напрузі пробією U_{KEO} , то ємність C_{KB} і, відповідно, час τ_k , різко зростають, а значення f_T різко падає. Це можна побачити на рисунку 16.2б для транзистора УКТ368, напруга пробією якого є величиною $U_{KEO} = 25V$.

16.5. Залежність граничної частоти від температури

При роботі транзистора в режимі малих струмів частота f_T визначається часом перезарядки ємності емітера, яка прямо пропорційна температурі, так як опір дорівнює $r_{e.диф.}$, який є пропорційним величині $\varphi_T = kT/e$, тобто: $r_{e.диф.} \propto T$, а ємність $C_{e.прям.}$ при підвищенні температури знижується за законом: $C_{e.прям.} \propto T^{0,4 \pm 0,06}$. Тому при підвищенні температури постійна часу τ_e збільшується до степеню $\tau_e \propto r_{e.диф.} \cdot C_{e.прям.} \propto T^1 \cdot T^{0,4} = T^{0,6}$, а гранична частота зменшується.

Час прольоту бази $\tau_{пр.б}$ за виразом (16.13) також залежить від температури:

$$\tau_{пр.б} = \frac{L_a \cdot W_{ба}}{D_{ne}} \equiv \frac{1}{D_{ne}} \equiv \frac{1}{\mu_{ne} \cdot \varphi_T} \equiv \frac{1}{T^{-1,2} \cdot T^1} \equiv \frac{1}{T^{-0,2}} \equiv T^{0,2}; \quad (16.20)$$

Отже, з підвищенням температури час прольоту бази трохи збільшується, а гранична частота зменшується.

Час перезарядки ємності колектору визначається виразом (16.13). При цьому ємність колектору C_K можна вважати незалежною від температури, а опір R_K по (15.22 - 15.23) збільшується з підвищенням температури згідно $R_K \propto T^{(2,3-2,6)}$. Опір бази ρ'_b також збільшується при підвищенні температури за рахунок зниження рухливості носіїв в області бази.

У зв'язку з незначним внеском значень $\tau_{ОПЗ}$ і τ''_e вони часто не враховуються. У зв'язку з ростом основних компонентів τ_k , τ_e та $\tau_{пр.б}$ слід очікувати сильного зниження граничної частоти при підвищенні температури.

17. НИЗЬКОЧАСТОТНІ ШУМИ В БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРАХ

Низькочастотний шум в біполярних транзисторах складається з декількох компонентів: - з теплового шуму в розподіленому опорі бази транзистора, з дробових шумів струмів, що протікають через р-п переходи та від шуму рекомбінації носіїв заряду, які з поділяються на поверхневі рекомбінаційні шуми та рекомбінаційні шуми в об'ємі. Очевидно, що крім цих компонентів існує ще кілька причин появи низькочастотних шумів, наприклад, пов'язаних з нерівномірністю фронту дифузії на р-п переходах.

1. Першою складовою шуму є тепловий шум, який визначається напругою шумів ($u_{T.B}$) на опорі бази транзистора і описується формулою Найквіста:

$$\bar{u}_{T.B.}^2 = 4 \cdot kT \cdot r_b \cdot \Delta f ; \quad (17.1)$$

- де: - k - постійна Больцмана;
- T - температура;
- Δf - діапазон частот;
- r_b – опір бази.

В даному випадку при вимірюванні шуму постійними величинами є k , T і Δf . І єдине значення, на яке може вплинути зміна конструкції або технології виготовлення - це опір бази транзистора – r_b . Щоб зменшити цю складову шуму, необхідно знизити опір бази.

2. Другою складовою шуму в транзисторах є дробові шуми, які виникають через флуктуацію струмів, що протікають через р-п переходи. Струм дробового шуму визначається за формулою:

$$i_{д.}^2 = 2 \cdot e \cdot I \cdot \Delta f ; \quad (17.2)$$

- де: - I – струм , що протікає через транзистор в режимі вимірювання;
- e - заряд електрона.

При вимірюванні шуму в заданих режимах ці величини є постійними. Тому цю складову шуму неможливо змінити ні технологічно, ні конструктивними методами.

3. Поверхневі рекомбінаційні шуми в основному обумовлені процесами рекомбінації дірок з електронами на поверхні напівпровідника. Тому третьою складовою шуму є струм поверхневого рекомбінаційного шуму, який визначається виразом:

$$\bar{i}_{p.}^2 = A \cdot \frac{\Delta f}{f}; \quad (17.3)$$

де: - f - частота;
 - A - коефіцієнт пропорційності.

Щоб зменшити цю складову шуму, необхідно збільшити граничну частоту транзистора та зменшити значення A . Очевидно, що процеси рекомбінації на поверхні пов'язані з струмами витоку I_{KBO} та I_{EBO} . Чим менше ці струми, тим менше процесів рекомбінації, як на поверхні, так і в об'ємі транзистора. З формули також видно, що струм шуму зменшується при збільшенні частоти f .

4. Об'ємні рекомбінаційні шуми виникають на р-п переходах емітера (i_{pE}) і колектору (i_{pK}), а також в об'ємах бази та колектору через дефекти кристалічної решітки. Четверта складова шуму в транзисторах це струм рекомбінаційного шуму в області емітера, який визначається за формулою:

$$\bar{i}_{pE.}^2 = A_E \cdot I_E \cdot \frac{\Delta f}{f}; \quad (17.4)$$

де: - I_E - струм через емітерний р-п перехід в режимі вимірювання шуму;
 - A_E - коефіцієнт, пов'язаний з інтенсивністю процесів рекомбінації електронів і дірок на емітерному р-п переходу.

Оскільки інтенсивність процесів рекомбінації дірок і електронів у емітера пропорційна концентрації домішки, то для зменшення цієї складової шуму необхідно знизити концентрацію домішки на емітерному р-п переході - N_{EB} .

5. П'ятою складовою шуму є рекомбінаційний струм шуму в області колекторного р-п переходу, який пропорційний ширині області просторового заряду (ОПЗ) - $W_{ОПЗ}$. Ця складова шуму визначається виразом:

$$\bar{i}_{p.K}^2 = A_K \cdot \sqrt{U_K} \cdot \frac{\Delta f}{f}; \quad (17.5)$$

де: - U_K - напруга на колекторі в режимі вимірювання шумів.

Щоб зменшити цю складову шуму, необхідно зменшити ширину ОПЗ р-п переходу колектор-база. Оскільки напруга на колекторі в заданих режимах вимірювання є постійною величиною, то для зменшення ширини ОПЗ необхідно збільшити концентрацію домішки на р-п переході колектор-база - N_{KB} , тобто застосувати мінімально необхідний питомий опір епітаксiального шару.

6. Додатковими складовими шуму в транзисторах є дефекти кристалічної структури (шоста складова шуму). Очевидно, що чим менше дефектів, тим менше буде ця складова шумів транзистора.

7. Крім того, може з'явитися ще одна складова шуму (сьома складова), яка пов'язана з нерівномірністю фронтів дифузії емітерного і колекторного р-п переходів. Можливий тип нерівномірності фронтів дифузії показаний на рисунку 17.1.

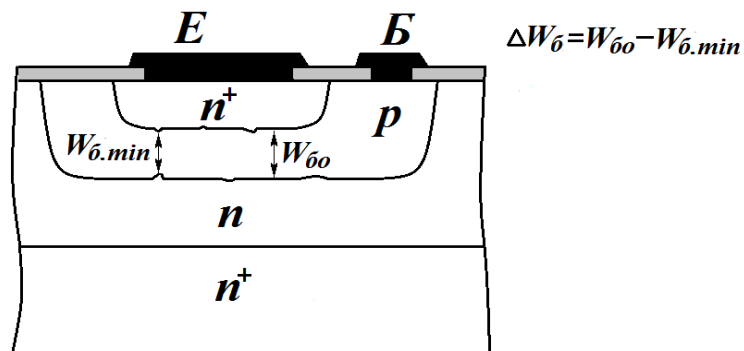


Рис.17.1. Структура n-p-n транзистора з неоднорідністю фронтів дифузійних шарів емітера та бази

Нерівномірність фронтів дифузії призводить до появи ділянок з меншою товщиною бази. На цих ділянках з'являється підвищена щільність струму, що призводить до підвищення температури цієї ділянки. Згідно з формулою (17.1), це призводить до збільшення значення $u_{т.в.}$ і до підвищення рівня шуму транзистора. Очевидно, що чим менше відношення $\Delta W_{\delta} / W_{\delta o}$, тим менше щільність струму в областях нерівномірності фронтів дифузії. Це співвідношення можна зменшити, збільшивши значення $W_{\delta o}$ - товщини бази по металургійних границях р-п переходів.

Рекомендації до виготовлення дрейфових транзисторів з малим рівнем низькочастотних шумів.

А) Використання смугової конструкції (топології) транзистора і додаткова дифузія під базовими контактами дозволяють знизити величину r_b , що призводить до зменшення складової - напруги шуму - $u_{т.в.}$

Б) Застосування зменшеної дози домішок для створення бази транзистора дозволяє [19]:

- сформуванню колекторний лінійний р-п перехід замість ступінчастого, що призводить до можливості підвищення концентрації домішки в епітаксійному шарі при збереженні напруги лавинного пробою. А це зменшує ширину ОПЗ колекторного р-п переходу і зменшує складову шуму – рекомбінаційний струм шуму в районі колектору р-п переходу - $i_{n.k.}$

- знизити концентрацію домішки на емітерному р-п переході, що призводить до зменшення складової шуму, - рекомбінаційного струму шуму в області емітера та емітерного р-п переходу - $i_{n.n.}$

- зменшити кількість дефектів кристалічної структури в дифузійних областях, що зменшує додаткові шумові компоненти.

- призводить до необхідності формування бази транзистора з більшою товщиною, що при появі нерівномірності фронтів дифузії призводить до зниження щільності струму в аномальних точках та знижує додаткові значення в складовій шуму - напругі шуму $U_{T.B.}$

Таки рекомендації пояснюються наступним.

Мала доза домішок, що вводяться в базу, і висока температура, при дифузії бору в базу, дозволяють усунути або значно зменшити кількість радіаційних дефектів, що виникають після іонного впровадження іонів для формування області бази. Крім цього, чим менше доза домішки, тим менше число дефектів кристалічної структури, що виникають після дифузії домішки [20], які також можуть викликати коливання струмів в базі транзистора.

Крім того, при формуванні області бази з малою дозою колекторний р-п перехід буде вже не ступінчастим (різким), а наближається до лінійного (плавного), що дає можливість знизити питомий опір епітаксійного шару при збереженні напруги лавинного пробою [21]. У той же час підвищена концентрація домішок на колекторному р-п переході призводить до зменшення ширини ОПЗ цього переходу і до зменшення струму рекомбінації в даному ОПЗ - $i_{p.k.}$. Однак при низькій дозі поверхнева концентрація домішки в базі невелика, що може створити бар'єр Шотткі з властивостями випрямлення на контакті металу з базовими областями. Крім того, низька поверхнева концентрація, при наявності рухомих та вбудованих позитивних зарядів в шарах захисного оксиду кремнію і на межі розділу кремній-оксид кремнію можуть призводити до створення в базі дрейфового транзистора інверсійного шару n-типу провідності і до замикання емітера з колектором в n-p-n транзисторі [4]. Для усунення даного ефекту потрібно під областями базових контактів створювати додатковий дифузійний шар з підвищеною концентрацією, а це одночасно дозволяє знизити опір бази.

18. ГОРИЗОНТАЛЬНІ р-п-р ТРАНЗИСТОРИ

Поряд з п-р-п транзисторами, що мають вертикальну структуру, в біполярних мікросхемах часто використовують комплементарні р-п-р транзистори з горизонтальною структурою (рис. 18.1.)

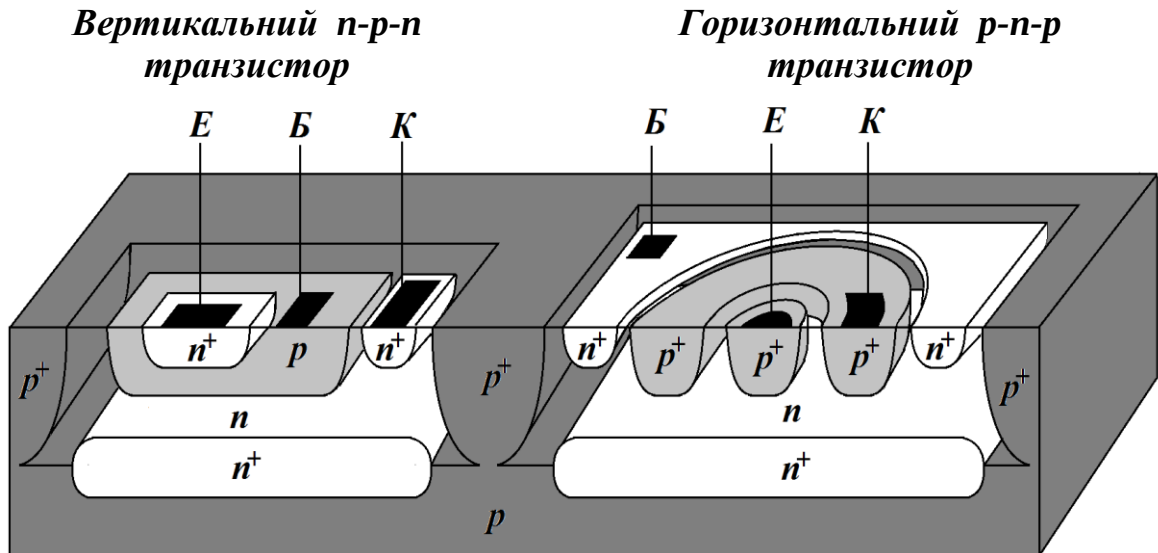


Рис. 18.1. Поперечний переріз вертикального п-р-п і горизонтального (латерального) р-п-р транзистора в біполярній мікросхемі

Використання такого поєднання транзисторів зручно, так як не ускладнює технологію. Емітерні і колекторні області р-п-р транзисторів - це області, що створюються одночасно з базовими областями п-р-п транзисторів, а контактні n^+ -області бази р-п-р транзисторів створюються одночасно з n^+ -емітерами п-р-п транзисторів. Тому параметри комплементарних р-п-р транзисторів є підпорядковані параметрам вертикальних п-р-п транзисторів. Будова горизонтального р-п-р транзистора в основному являє собою бездрейфовий транзистор, а розрахунок його параметрів і характеристик аналогічний розрахунку бездрейфових транзисторів з урахуванням особливостей горизонтальної (латеральної) структури.

18.1. Напруга пробією горизонтального р-п-р транзистора

Напруга пробією U_{KEO} горизонтальних р-п-р транзисторів, як і у будь-якого біполярного транзистора, визначається меншою величиною з двох видів напруги, – з лавинним механізмом пробією і з механізмом змикання колекторної ОПЗ з емітером через базу. У горизонтальному р-п-р

транзисторі емітерний і колекторний р-п переходи створюють близькими до різких р-п переходів. А напруга змикання для них визначається виразом:

$$U_{KEO.зм} = \frac{(W_{\delta o})^2 \cdot e \cdot N_{KB}}{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o} - \varphi_K; \quad (18.1)$$

де: - $W_{\delta o}$ - товщина бази горизонтального р-п-р транзистора;
 - N_{KB} - концентрація домішки в епітаксійному шарі п-типу, яка збігається з концентрацією N_{KB} вертикального п-р-п транзистора.

Напруга лавинного пробоя р-п-р транзисторів визначається виразом:

$$U_{KEO.л.} = \frac{U_{KBO.л.}}{\sqrt[3]{B_{Pmax} + 1}}; \quad (18.2)$$

де: - $U_{KBO.л.}$ – напруга пробоя U_{KBO} за лавинним механізмом пробоя;
 - B_{Pmax} — коефіцієнт підсилення струму р-п-р транзистора в схемі з ЗЕ.

Зі статистичних даних визначено, що максимальний коефіцієнт підсилення горизонтального р-п-р транзистора з типовою структурою зазвичай не перевищує значення:

$$B_{Pmax} \approx 40 \cdot \rho_{еп.ш.}; \quad (18.3)$$

де: - $\rho_{еп.ш.}$ – питомий опір епітаксійного шару.

18.2. Коефіцієнт підсилення горизонтального р-п-р транзистора

Коефіцієнт підсилення горизонтального (латерального) р-п-р транзистора B_P визначається умовами розрахунку бездрейфових біполярних транзисторів з урахуванням особливостей горизонтальної структури:

$$B_P = \frac{\alpha_P}{1 - \alpha_P} \cdot \lambda_S; \quad (18.4)$$

де: - α_P - розрахунковий коефіцієнт передачі струму р-п-р транзистора
 - λ_S - коефіцієнт ефективних розмірів емітера і колектору та впливу прихованого шару.

Коефіцієнт передачі струму визначається за формулою:

$$\alpha_p = \beta_p \cdot \gamma_p; \quad (18.5)$$

де: - β_p - коефіцієнт переносу дірок через базу;
 - γ_p - коефіцієнт інжекції р-п-р транзистора.

Ці коефіцієнти для бездрейфової р-п-р структури визначаються за формулами:

$$\beta_p = 1 - \frac{(W_{\bar{a},p})^2}{2 \cdot L_{pk}}; \quad (18.6)$$

$$\gamma_p = \left(1 + \frac{\rho_{e,p} \cdot W_{\bar{a},p}}{\rho_{\bar{b},p} \cdot L_n} \right)^{-1}; \quad (18.7)$$

де: - $\rho_{e,p}$ - середній питомий опір емітера р-п-р транзистора (або області бази п-р-п транзистора);
 - $\rho_{\bar{b},p}$ - питомий опір базового р-п-р транзистора, що збігається з $\rho_{en.u.}$;
 - $W_{\bar{a},p}$ - товщина активної бази р-п-р транзистора;
 - L_n та L_{pk} - дифузійна довжина електронів і дірок, в базі горизонтального р-п-р транзистора.

Середній питомий опір емітера або колектору р-п-р транзистора оцінюється за формулою:

$$\rho_{e,p} = \rho_{\kappa,p} = R_{SEp} \cdot \chi_{jp}; \quad (18.8)$$

де: - R_{SEp} - поверхневий опір області р-типу, яка використовується для створення емітера р-п-р транзистора;
 - χ_{jp} - глибина цієї області р-типу.

Дифузійна довжина носіїв (L_n і L_{pk}) визначається за формулами (2.8) і (2.9) при концентрації $N = N_{KB} = N_{en.u.}$.

Коефіцієнт λ_s оцінюється:

$$\lambda_s = \sqrt{\lambda_{SE} \cdot \lambda_{SK} \cdot \lambda_{cc}}; \quad (18.9)$$

де: - λ_{SE} - коефіцієнт ефективного розміру емітера;
 - λ_{SK} - коефіцієнт ефективного розміру колектору;
 - λ_{cc} - коефіцієнт впливу прихованого шару.

Значення λ_{SK} визначається відношенням площі колектору, яка здатна зібрати носії, до площі колектору, яка потрібна для повного збору носіїв. Його оцінюють за виразом:

$$\lambda_{SK} = \frac{L_p + x_{jp} - \frac{W_{ба.p}}{2}}{L_p + x_{jp}}; \quad (18.10)$$

Товщина активної бази горизонтального р-п-р транзистора оцінюється за формулою:

$$W_{ба.p} = l_{ке.p} - \frac{4}{3} \cdot x_{jp} - \Delta W_k - \Delta l; \quad (18.11)$$

- де: - $l_{ке.p}$ - задана топологічна відстань між колектором і емітером;
 - ΔW_k - ширина колекторної ОПЗ при робочій напрузі U_K і концентрації N_{KB} ;
 - Δl - середнє значення технологічних розтравів при фотолітографії (від 0,3 мкм до 0,8 мкм).

Топологічна відстань між колектором і емітером $l_{ке.p}$ зазвичай оцінюється з максимально можливих відстаней:

$$l_{ке} = \Delta W_{к.мах} + 2 \cdot x_{jp} + \sqrt{\Delta l_{мах}^2 + \Delta \phi_{III}^2}; \quad (18.12)$$

- де: - $\Delta W_{к.мах}$ - максимальна ширина колекторної ОПЗ при заданій напрузі пробою з урахуванням коефіцієнта запасу на нерівномірність країв емітера і колектору;
 - $\Delta l_{мах}$ - максимально допустимий розтрав маскувального шару при фотолітографії;
 - $\Delta \phi_{III}$ - відхилення розмірів на фотошаблоні від заданого.

Такі розміри дозволяють отримати задані напруги пробою для 100% р-п-р транзисторів. Однак якщо значення $l_{ке}$ велике, а розрахований коефіцієнт підсилення р-п-р транзисторів недостатній, то слід застосувати розрахунковий вираз:

$$l_{ке} = \sqrt{(\Delta W_{к.мах})^2 + (2 \cdot x_{jp})^2 + (\Delta l_{мах})^2 + (\Delta \phi_{III})^2}; \quad (18.13)$$

Такі розміри дозволяють отримати не менше 90-95% р-п-р транзисторів із заданими параметрами. Коефіцієнт ефективного розміру емітера (λ_{SE}) буде дорівнює 1, якщо значення:

$$\delta_{\lambda} = \frac{l_e + 2 \cdot W_{\delta a}}{2 \cdot L_p} \leq 1; \quad (18.14)$$

А якщо $\delta > 1$, то коефіцієнт λ_{SE} визначається виразом:

$$\lambda_{SE} = \frac{L_E \cdot l_e + 2 \cdot x_{jp} \cdot (L_E + l_e) - (l_e + 2W_{\delta a} - L_p) \cdot (L_E + 2W_{\delta a} - L_p)}{L_E \cdot l_e + 2 \cdot x_{jp} \cdot (L_E + l_e)}; \quad (18.15)$$

де: - L_E та l_e - довжина емітера та ширина емітера, відповідно.

Ефективність впливу прихованого шару на величину λ_{cc} залежить від відношення концентрації домішки в прихованому шарі (N_{cc}) до концентрації домішки в епітаксійної структурі ($N_{ep.ш.} = N_{KB}$), тобто від співвідношення N_{KB} / N_{cc} .

В [8] значення λ_{cc} оцінюється виразом:

$$\lambda_{cc} = cth\left(\frac{W_{\kappa}}{L_p}\right); \quad (18.16)$$

Однак цей вираз не враховує співвідношення концентрацій.

Для вертикальних п-р-п транзисторів, як правило, створюють мінімально можливі товщини W_{κ} . При цьому зазвичай співвідношення $W_{\kappa}/L_p < 0,5$ і ККД прихованого шару, що сприяє відбиванню носіїв заряду від себе, досить високе. Тому в більшості випадків значення λ_{cc} близьке до 1.

Аналіз виразів (17.4), (17.10), (17.15) показує, що для отримання високих коефіцієнтів підсилення р-п-р транзисторів необхідно виконати наступні умови:

- а) глибина р-областей р-п-р транзисторів повинна бути якомога більше;
- б) ширина емітера повинна становити: $l_e < 0,5 \cdot L_p$
- в) підсилювальні властивості транзистора визначаються в більшій мірі меншою величиною з ширини емітера та довжини емітера.

Тому в найбільш оптимальній структурі р-п-р транзисторів малих розмірів довжина емітера дорівнює його ширині, тобто $L_E = l_e$, що означає,

що в оптимальній структурі р-п-р транзистора використовується круглий емітер. Якщо складно виконати круглі емітери, їх роблять шести- або восьмикутними.

г) При збільшених робочих струмах можна не тільки збільшувати довжину емітера, а використовувати кілька р-п-р транзисторів з'єднаних паралельно з мінімальною довжиною і шириною емітерів.

д) Для відбивання носіїв, що виходять за межі колектору, рекомендується створювати n^+ - ділянки навколо зони колектору зовні в безпосередній близькості від колекторів р-типу, але таким чином, щоб це не зменшувало напруги пробою.

18.3. Струми і струмова спроможність горизонтального р-п-р транзисторів

Зворотні струми горизонтальних р-п-р транзисторів в основному викликані витоками на поверхні, а також струмами генерації електронно-діркових пар в ОПЗ р-п переходів, які обчислюються з виразів (14.1) - (14.2) при заміні τ_{ie} и τ_{ik} на τ_{pk} .

Постійні струми горизонтального р-п-р транзистора залежать від щільності струму і впливають на коефіцієнт підсилення транзистора. Механізми такого впливу наведені в п. 14.2.

Значення струму через горизонтальний р-п-р транзистор оцінюється за формулою:

$$I_K = j_E \cdot S_{E.эф.}; \quad (18.17)$$

де: - j_E - щільність струму емітера;
- $S_{E.эф.}$ - ефективна площа емітера.

Ефективна площа емітера залежить від значення δ_λ , що визначається формулою (17.14) і, в першому наближенні, становить:

а) Для прямокутної топології при $\delta_\lambda \leq 1$:

$$S_{E.эф.} \approx L_E \cdot l_e + 2 \cdot x_{jp} \cdot (L_E + l_e); \quad (18.18)$$

б) для прямокутної топології при $\delta_\lambda > 1$:

$$S_{E.эф.} \approx L_E \cdot l_e + 2 \cdot x_{jp} \cdot (L_E + l_e) - (l_e + 2 \cdot W_{\delta a} - 2 \cdot L_p) \cdot (L_E + 2 \cdot W_{\delta a} - 2 \cdot L_p); \quad (18.19)$$

в) для кругової топології при $\delta_\lambda \leq 1$:

$$S_{E.эф.} \approx \pi \cdot R_{oE} \cdot (R_{oE} + 2 \cdot x_{jp}); \quad (18.20)$$

г) для кругової топології при $\delta_\lambda > 1$:

$$S_{E.эф.} \approx \pi \cdot R_{oE} \cdot (R_{oE} + 2 \cdot x_{jp}) - \pi \cdot (R_{oE} + W_{ба} - L_p)^2; \quad (18.21)$$

де: - R_{oE} - радіус емітера.

На рисунку 18.2 представлена типова залежність коефіцієнтів посилення горизонтального р-п-р транзистора від струму через транзистор.

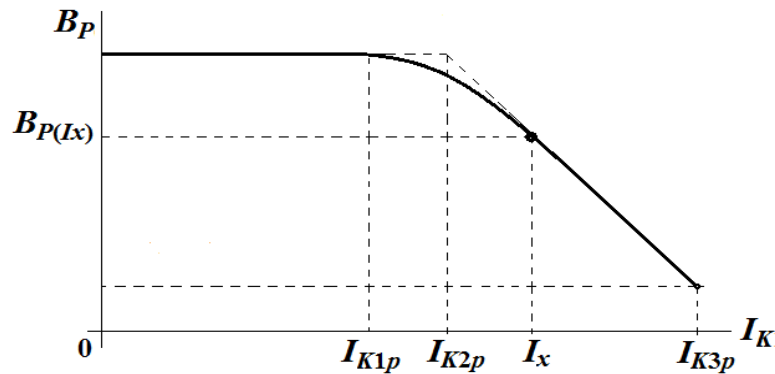


Рис.18.2. Залежність коефіцієнта підсилення струму (B_p) горизонтального р-п-р транзистора від струму колектору.

Для отримання більш високих коефіцієнтів підсилення розміри р-п-р транзисторів повинні бути по можливості мінімальними. Але через це через них протікає невеликий струм. Паралельне з'єднання декількох горизонтальних р-п-р транзисторів дозволяє збільшити струми. Однак велика кількість таких транзисторів сильно збільшує розміри кристалів мікросхеми. Тому слід звести до мінімуму кількість горизонтальних р-п-р транзисторів, для чого проводять моделювання залежності $B_p = f(I_k)$, яка наведена на рисунку 17.2, й для чого оцінюються поточні значення I_{K1p} , I_{K2p} , I_{K3p} .

Струм I_{K1p} являє собою струм транзистора, при якому щільність струму емітера максимальна, а накопичення носіїв заряду в базі невелике або ще не відбувається. Цей струм визначається виразом:

$$S_{E.эф.} \approx \pi \cdot R_{oE} \cdot (R_{oE} + 2 \cdot x_{jp}) - \pi \cdot (R_{oE} + W_{ба} - L_p)^2; \quad (18.22)$$

При струмі I_{K2p} починається накопичення носіїв заряду в активній базі, горизонтального р-п-р транзистора, але накопичення носіїв в пасивній базі все ще немає.

Цей струм оцінюється виразом:

$$I_{K2p} = \frac{S_{E.эф.} \cdot e \cdot D_{pk} \cdot N_{KB}}{\sqrt{L_p \cdot W_{ба}}}; \quad (18.23)$$

При струмі I_{K3p} спостерігається дуже сильне накопичення носіїв заряду в активній і пасивній областях горизонтального р-п-р транзистора, коли змінюється напрямом зміщення на колекторному р-п переході.

Цей струм оцінюється виразом:

$$I_{K3p} = \frac{S_{E.эф.} \cdot e \cdot D_{pk} \cdot N_{KB}}{\Delta W(p)}; \quad (18.24)$$

де: $\Delta W(p)$ - величина, що визначається за формулою:

$$\Delta W(p) = \sqrt{\frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot \varphi_{KK}}{e \cdot N_{KB}}}; \quad (18.25)$$

в діапазоні струмів від I_{K2p} до I_{K3p} оцінити коефіцієнт підсилення горизонтального р-п-р транзистора можна за допомогою виразу:

$$B_{P(I_x)} = B_p \cdot \frac{\ln\left(\frac{I_{K3p}}{I_x}\right)}{\ln\left(\frac{I_{K3p}}{I_{K2p}}\right)}; \quad (18.26)$$

де: I_x - струм колектору, при якому визначається коефіцієнт підсилення;

- $B_{P(I_x)}$ — коефіцієнт підсилення струму горизонтального р-п-р транзистор на струмі I_x ;

- B_p - коефіцієнт підсилення на струмах від 0 до I_{K1p} .

Взагалі в біполярних аналогових мікросхемах, в яких застосовуються горизонтальні р-п-р транзистори, вони працюють в діапазоні струму від I_{K2p} до I_{K3p} .

19. ЕЛЕМЕНТИ СХЕМ З ІНЖЕКЦІЙНИМ ЖИВЛЕННЯМ

Такі схеми ще називають схемами інтегральної (І) інжекторної (друга І) логіки (Л) або І²Л.

І²Л схеми мають ряд переваг:

- Напруга живлення І²Л схем має бути трохи вище φ_K р-п переходу і може дорівнювати тільки 0,8-1,0В, що недосяжно в інших типах біполярних технологій;

- І²Л схеми мають струми споживання на 1-2 порядки нижче, ніж схеми ТТЛ або ТТЛШ;

- І²Л схеми здатні функціонувати в досить широкому діапазоні потужності і напруги;

- І²Л елементи мають високу щільність упаковки, так як не вимагають використання віддільних кишень;

- І²Л осередки можуть використовуватися як для побудови логічних схем, так і для створення пристроїв пам'яті в цифрових схемах середньої частоти;

- Основи технології І²Л схем засновані на добре розвиненій біполярній технології.

Крім переваг стандартні І²Л схеми мають і деякі недоліки:

- невелика частота, в залежності від типу конструкції І²Л елементів, максимальна частота від 1 МГц до 10 МГц;

- Низька напруга пробою, що вимагає окремого джерела живлення зі зниженою напругою при об'єднанні ланцюгів І²Л схем з іншими типами елементів.

19.1. Будова і принцип роботи елементів І²Л схем

Елементи І²Л можуть бути одно-, дво- та багатоколекторними. Структура двоколекторного елемента представлена на рисунку 19.1.

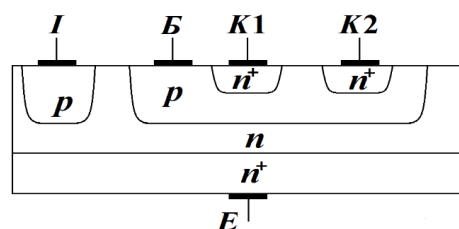


Рис.19.1. Структура типового двоколекторного І²Л елемента.

I - вивід інжектора; $Б$ – базовий вивід; $Е$ – вивід емітера;

$K1$ та $K2$ - виводи першого і другого колекторів.

Структура вказаного І²Л елемента складається з горизонтального р-п-р транзистора і вертикального п-р-п транзистора з двома n^+ областями в одній р-базі. Ці n^+ - області є колекторами.

Електрична схема такого елемента має вигляд, наведений на рисунку 19.2. А внутрішня загальна будова І²Л елемента з розташуванням зарядів в ОПЗ наведена на рисунку 19.3.

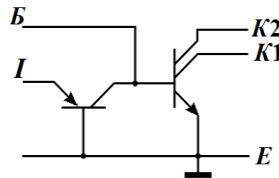


Рис. 19.2. Електрична схема двоколекторного І²Л елемента

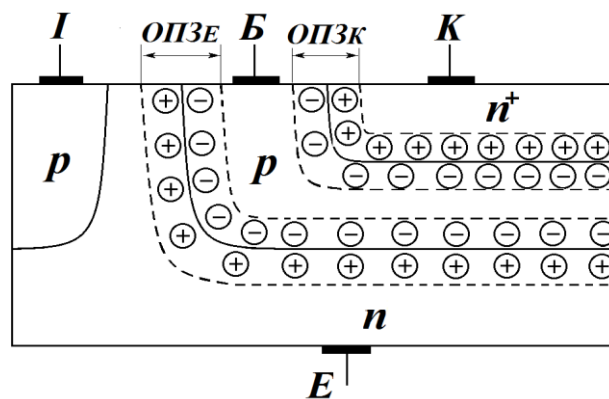


Рис.19.3. Розташування фіксованих зарядів в ОПЗ в р-п переходів

На р-інжектор (I) подається постійна напруга, яка є напругою живлення елемента. Тому дірки від інжектора постійно вводяться в n -область. Це порушує електронейтральність в n -області, і для збереження електронейтральності від виводу емітера в n -область потрапляють електрони, які разом з дірками утворюють електронно-діркові пари. Через це в n -області утворюється градієнт концентрації й ці пари дифундують до р-п переходу емітер-база, де частина електронів компенсує заряди нерухомих позитивних іонів ОПЗ_Е з боку емітера, а потім частина дірок компенсує заряди нерухомих негативних іонів цього ОПЗ з боку бази. Потенційний бар'єр для носіїв заряду в р-п переході зникає - відкривається емітерний перехід для вільного проходження через нього носіїв заряду.

Решта електронно-діркових пар входять в базу і дифундують до колекторного р-п переходу.

Якщо база транзистора (B) не підключена, то спочатку дірки компенсують заряди нерухомих негативних іонів в ОПЗ_к р-п переходу колектор-база, а потім електрони компенсують заряди фіксованих позитивних іонів цього ОПЗ, і колекторний р-п перехід також відкривається.

Опір обох відкритих р-п переходів дуже малий, тобто обидва р-п переходу п-р-п транзистора відкриваються, і через них може вільно протікати електричний струм.

Якщо на базу подається позитивна напруга, то вона насичує базу додатковими дірками, а це прискорює компенсацію зарядів нерухомих негативних іонів в колекторному ОПЗ і відкриття колекторного р-п переходу.

Якщо вивід бази транзистора з'єднати із заземленням, то через цей вивід дірки від бази будуть стікати на землю. Тому не залишається дірок для компенсації негативних іонів в колекторній ОПЗ, а електрони через цей бар'єр не можуть досягти позитивних іонів ОПЗ та їх компенсувати. Тому, хоча емітерний р-п перехід завжди відкритий, колекторний р-п перехід буде закритий. Він буде мати високий опір і струм через п-р-п транзистори не протікає.

19.2. Приклад з'єднання елементів І²Л та їх робота

Так як інжектор постійно інjektує дірки, горизонтальний р-п-р транзистор в структурі І²Л грає роль джерела струму і схему двоколекторного елемента (рис. 19.2) можна представити у вигляді, наведеному на рисунку 19.4.

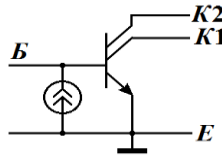


Рис. 19.4. Схема двоколекторного І²Л елемента

Якщо з'єднати кілька різних І²Л елементів, як показано на рисунку 19.5, то схема буде працювати наступним чином.

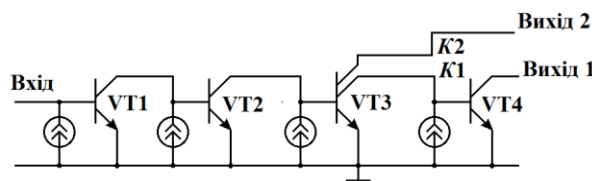


Рис. 19.5. Схема підключення декількох І²Л елементів

Якщо на вхід, тобто на базу VT1, подається високий рівень напруги «1», то транзистор VT1 відкривається і має дуже малий опір. Можна

врахувати, що його вихід дорівнює «0». Тому через цей відкритий транзистор дірки з бази VT2 надходять на землю, транзистор VT2 закривається і можна врахувати, що на його виході буде «1». Опір його великий, через нього не можуть протікати дірки, вони залишаються в базі VT3 і відкривають його. На колекторах K1 і K2 транзистора VT3 буде «0». Тому на виході 2 схеми буде «0». А інший «0» від колектору K1 транзистора VT3 надходить в базу VT4 і закриває транзистор VT4. На колекторі VT4, а значить, на виході 1 буде «1».

Отже, транзистори І²Л елементів працюють як інвертори: якщо на вході «0», то на виході «1», а якщо на вході «1», то на виході «0».

19.3. Напруга пробою І²Л елементів

Так як зазвичай І²Л елементи працюють при напрузі живлення від 0,8 до 3,0В, то напругу пробою інжекторів як джерел струму, побудованих на горизонтальних р-п-р транзисторах, зазвичай не розраховують. Для оцінки проектних і технологічних параметрів напруги пробою вертикальних п-р-п транзисторів необхідно розглянути розподіл домішок в структурі стандартного І²Л елемента, зображеного на рисунку 19.6.

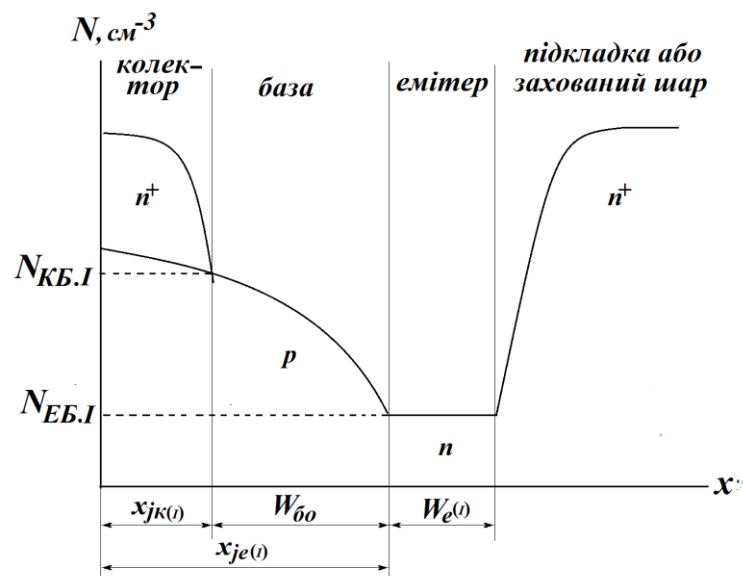


Рис.19.6. Розподіл домішок в стандартному І²Л елементі

З наведеного розподілу домішок видно, що емітерний р-п перехід залягає глибоко і має низьку концентрацію домішок, що забезпечує відносно високу напругу лавинного пробою (більше 15 В), в зв'язку з чим величина цей напруги зазвичай не розраховуються.

Так як в І²Л елементах при включенні з ЗЕ працюють вертикальні п-р-п транзистори, то основною напругою пробою є напруга між колектором і

емітером, - U_{KEO} , яка визначається меншим значенням з двох механізмів пробою:

- змикання колекторної ОПЗ з емітерним р-п переходом через базу;
- лавинним пробоем з урахуванням коефіцієнта підсилення, подібно до біполярного транзистора (див. пункт 9).

Напруга пробою за умовою змикання визначається виразом:

$$U_{KEO.зм} \approx \frac{W_{\delta o}^2 \cdot e \cdot N_{\delta.ср}}{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o} - \varphi_{KK}; \quad (19.1)$$

де: - $N_{\delta.ср}$ – розрахункова середня концентрація домішки в базі, що визначається формулою [10]:

$$N_{\delta.ср.I} = \exp \left[\frac{\ln(N_{EB.I} \cdot N_{KB.I.})}{2 + \frac{\ln\left(\frac{N_{KB.I.}}{N_{EB.I}}\right)}{3 \cdot \left[\ln N_{KB.I} + 2 \cdot \left(\frac{N_{KB.I.}}{N_{EB.I}} \right) \right]}} \right]; \quad (19.2)$$

Якщо задано напругу U_{KEO} , то оцінюється мінімальна товщина бази:

$$W_{\delta.min} = \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot (U_{KEO} + \varphi_{KK})}{e \cdot N_{\delta.ср.I}}}; \quad (19.3)$$

Розрахунок пробою напруги $U_{KEO.Л}$ за умовою утворення лавини здійснюється виразом:

$$U_{KEO.Л} \approx \frac{U_{KBO.Л}}{\sqrt[n]{B_I + 1}}; \quad (19.4)$$

- де: - $U_{KBO.Л}$ - раніше розраховане значення напруги пробою колекторного р-п переходу за умовою формування лавини;
- B_I — максимальний заданий коефіцієнт підсилення І²Л елемента вертикального п-р-п транзистор для розглянутого колектору;
 - n — показник степені, що дорівнює [22]:

$$n \approx \frac{4}{\left(\frac{S_K}{S_E}\right)}; \quad (19.5)$$

де: - S_K та S_E – площі колектору та емітера, відповідно.

Напруга пробою р-п переходу колектор-база для вертикального п-р-п транзистора І²Л елемента визначається так само, як і напруга пробою р-п переходу емітер-база звичайного біполярного дрейфового транзистора.

Якщо відомі параметри розподілу домішки в області бази, то спочатку оцінюється глибина, на якій концентрація домішки в базі максимальна в реальному розподілі, тобто з урахуванням впливу ефектів сегрегації і перерозподілу домішки. Ця глибина оцінюється за формулою [17]:

$$x_M = 0,787 \cdot (Q_\delta)^{0,1} \cdot (Dt)_\delta^{0,45}; (\text{мкм}) \quad (19.6)$$

де: - Q_δ - доза домішки в області основи, мкКл/см²;

- $(Dt)_\delta$ - добуток Dt при дифузії бору в область бази.

Максимальне значення концентрації домішки в базі в реальному розподілі:

$$N_M = N_{SO\delta} \cdot \exp \left[- \frac{(x_M)^2}{4 \cdot (Dt)_\delta} \right]; \quad (19.7)$$

де: - $N_{SO\delta}$ - поверхнева (розрахункова) концентрація бору в базовій області.

А значення напруги лавинного пробою р-п переходу колектор-база ($U_{КБО}$) буде визначатися виразом:

$$U_{КБО} = \frac{2,7 \cdot 10^{12}}{\sqrt[3]{\left(\frac{N_M}{1 + \frac{N_M}{5 \cdot 10^{17}}} \right)^2}}; \quad (19.8)$$

При заданій напрузі $U_{КБО}$, коли параметри розподілу бору в базовій області (Q_δ та Dt_δ) ще невідомі, оцінюється концентрація домішки на колекторному р-п переході:

$$N_M = N_{КББ} \approx \sqrt[3]{\left\{ \frac{2,7 \cdot 10^{12}}{\left[U_{КББ} - \frac{10,5}{(U_{КББ})^{0,72}} \right]} \right\}} ; (\text{см}^{-3}) \quad (19.9)$$

19.4. Коефіцієнти підсилення І²Л елементів

В цілому коефіцієнт підсилення струму для вертикального п-р-п транзистора І²Л структури визначається виразом:

$$B_I = \frac{\alpha_I}{1 - \alpha_I} ; \quad (19.10)$$

де: - α_I - коефіцієнт передачі струму транзистора, включеного з ЗБ, який, в свою чергу, визначається за формулою:

$$\alpha_I = \beta_I \cdot \gamma_I \cdot \gamma_{KI}^* ; \quad (19.11)$$

де: - β_I - коефіцієнт переносу носіїв заряду через базу транзистора;
 - γ_I - коефіцієнт інжекції носіїв від емітера, або ефективність емітера;
 - γ_{KI}^* - коефіцієнт множення носіїв в колекторі, або ефективність колектору.

Вплив ефективності колектору на коефіцієнт підсилення вертикального р-р-р транзистора І²Л елемента. В І²Л елементі площа колектору $S_{КБ(І)}$ менше площі емітера $S_{ЕБ(І)}$. Тому електрони, що інжектуються з емітера, не можуть бути повністю зібрані колектором. Через відносно високу концентрацію домішок час життя і дифузійна довжина носіїв заряду біля колектору будуть невеликі, в результаті чого підвищується ступінь рекомбінації електронів і дірок.

У віддалених районах базової області, тобто в областях, віднесених до області пасивної бази, практично всі електрони, що інжектуються з емітера, рекомбінують з дірками, не доходячи до колектору. Тому в першому наближенні вплив ефективності колектору на коефіцієнт підсилення буде визначатися відношенням площі колектору до площі емітеру.

Вплив коефіцієнта інжекції (ефективності емітера) на коефіцієнт підсилення вертикального n-p-n транзистора І²Л елемента. В І²Л елементі концентрація домішок в базі більше, ніж концентрація домішок в емітері вертикального n-p-n транзистора. Тому інжекція дірок з бази до емітера вище, ніж у дрейфового біполярного транзистора, що знижує коефіцієнт інжекції. Крім того, через низьку концентрацію домішки на емітерному p-n переході збільшується і ширина його ОПЗ.

Рекомбінація електронів і дірок в більш широкому ОПЗ завжди вище. Обидві ці причини призводять до значного зниження коефіцієнта інжекції в n-p-n транзисторі І²Л елемента в порівнянні зі звичайним біполярним транзистором. Щоб зменшити рекомбінацію дірок і електронів на емітерному p-n переходу і зменшити інжекцію дірок від бази до емітера, необхідно, щоб n⁺-шар емітера (прихований шар або n⁺ - підкладка) були максимально наближені до емітерного p-n переходу. При цьому n-p⁺ перехід відбиває дифундуючи до нього дірки від емітерного p-n переходу. Тому до першого наближення вплив коефіцієнта інжекції від емітера на коефіцієнт підсилення буде визначатися співвідношенням:

$$K_{(r)} \approx \frac{x_{je(I)}}{x_{je(I)} + W_{e(I)}}; \quad (19.12)$$

де: - $W_{e(I)}$ - товщина високоомної області емітера;

- $x_{je(I)}$ — глибина емітерного p-n переходу.

Вплив коефіцієнта переносу носіїв через базу на коефіцієнт підсилення вертикального n-p-n транзистора І²Л елемента. Коефіцієнт переносу носіїв залежить від рекомбінації електронів і дірок в області бази транзистора. У зв'язку з тим, що концентрація домішки на колекторному p-n переході вище, ніж концентрація домішки на емітерному p-n переходу, в базі вертикального n-p-n транзистора типового І²Л елемента з'являється градієнт концентрації.

Під впливом цього градієнта концентрації дірки дифундують з області з більш високою концентрацією в область з меншою концентрацією, тобто від колекторного p-n переходу до емітерного p-n переходу, що призводить до створення позитивного заряду поблизу емітера та негативного заряду біля колектору.

Отримане поле спрямоване проти руху електронів від емітера до колектору, тобто є гальмівним полем. Фактор гальмівного поля оцінюється виразом:

$$\eta_{(I)} = \frac{1}{\ln\left(\frac{N_{KB(I)}}{N_{EB(I)}}\right) + 1}; \quad (19.13)$$

де: - $N_{KB(I)}$ - концентрація домішки на колекторному р-п переході;
 - $N_{EB(I)}$ — концентрація домішки на емітерному р-п переході.

Також, як і у всіх біполярних транзисторів, коефіцієнт підсилення вертикального п-р-п транзистора залежить від товщини бази ($W_{\delta o}$), через яку пролітають електрони. І в першому наближенні вплив товщини бази на коефіцієнт підсилення буде визначатися виразом:

$$K_{(w_{\delta})} = \frac{1}{(W_{\delta o})^2}; \quad (19.14)$$

Крім того, на коефіцієнт переносу і, відповідно, на коефіцієнт підсилення впливають час життя τ_{pe} і коефіцієнти дифузії носіїв заряду D_{ne} , тобто параметри, що впливають на ступінь рекомбінації носіїв заряду в базі.

Формула оперативної оцінки коефіцієнта підсилення вертикального п-р-п транзистора типового елемента І²Л. Виходячи з наведених ефектів, для оперативної оцінки коефіцієнта підсилення вертикального п-р-п транзистора типового І²Л елемента можна використовувати вираз:

$$B_I \approx \frac{S_{K(I)}}{S_{E(I)}} \cdot \frac{D_{nE(I)} \cdot \tau_{pE(I)}}{(W_{\delta o})^2 \cdot \left[\ln\left(\frac{N_{KB(I)}}{N_{EB(I)}}\right) + 1 \right]} \cdot \left(\frac{x_{je(I)}}{x_{je(I)} + W_{e(I)}} \right); \quad (19.15)$$

Аналіз виразу (18.15) показує, що співвідношення $\frac{S_{K(I)}}{S_{E(I)}}$ та $\frac{x_{je(I)}}{x_{je(I)} + W_{e(I)}}$ завжди менше одиниці, а так як концентрація на колекторному р-п переході більше, ніж на переході емітера, тобто $\ln\left(\frac{N_{KB(I)}}{N_{EB(I)}}\right) + 1$ більше 1. Звідси випливає, що отримання відносно високих коефіцієнтів підсилення ($B_I > 20-100$ одиниць) для вертикальних п-р-п транзисторів в типовому І²Л елементі є досить складним завданням.

19.5. Залежності коефіцієнта підсилення І²Л елементів

Залежність коефіцієнта підсилення багатоклекторних І²Л елементів від топології. При вивченні параметрів І²Л елементів було помічено, що при однакових площах колекторів коефіцієнт підсилення зменшується в міру віддалення від базового контакту. При цьому в 4-колекторної структурі 4-й колектор має коефіцієнт посилення в 2,5-3 рази менше, ніж перший найближчий до базового контакту колектор.

Якщо треба, щоб всі колектори мали однакові коефіцієнти підсилення, біля кожного колектору можна створити базовий контакт. Однак це не завжди зручно, так як ускладнює розводку металопровідних шин і знижує відношення площі кожного колектору до площі емітера, знижуючи коефіцієнти підсилення. Тому рекомендується створювати колектори, більш віддалені від базового контакту зі збільшеною площею на $(30 \pm 5)\%$ порівняно з площею попереднього колектору. Так як ширина колекторів в одній базі однакова, то збільшують довжину колекторів (L_K) в співвідношенні:

$$S_{K1} : S_{K2} : S_{K3} : S_{K4} = L_{K1} : L_{K2} : L_{K3} : L_{K4} = (L_{K1}) : (1,3 \cdot L_{K1}) : (1,3 \cdot 1,3 \cdot L_{K1}) : (1,3 \cdot 1,3 \cdot 1,3 \cdot L_{K1}); \quad (19.16)$$

При проектуванні багатоклекторних І²Л елементів з використанням мінімальних розмірів на фотолітографії співвідношення площ (S_K/S_E) для першого колектору можна оцінити виразом:

$$\frac{S_{K1}}{S_E} = \frac{1}{n^2 + \left(\frac{1}{4 \cdot n} \right)}; \quad (19.17)$$

де: - n - кількість колекторів.

Фізичні механізми залежності коефіцієнтів підсилення І²Л елементів такі ж, як і у звичайних біполярних транзисторів, але з деякими особливостями.

Залежність коефіцієнтів підсилення І²Л елементів від струму, що протікає. Коефіцієнт підсилення зменшується як в області низької щільності струму, так і в області високої щільності струму. Однак при низькій щільності струму падіння коефіцієнтів підсилення у І²Л елементів менше, ніж у біполярних транзисторів. Це пов'язано як з меншою площею І²Л елементів, так і з тим, що емітерні р-п переходи І²Л елементів створюється на ділянках з меншою концентрацією домішок, де час життя і дифузійна довжина носіїв заряду вище, що зменшує рекомбінаційний компонент як поблизу, так і в самому емітерному р-п переході.

Залежність коефіцієнтів підсилення I^2L елементів від напруги на колекторі. У міру збільшення напруги колектору коефіцієнти підсилення збільшуються в більшій мірі, ніж у дрейфових біполярних транзисторів. Нахил вихідних гілок ВАХ I^2L елементів сильніший, ніж у звичайних біполярних транзисторів, так як в базі I^2L елемента від емітера до колектору концентрація домішок збільшується, а в звичайних дрейфових транзисторах знижується, що дає більший приріст ОПЗ колектору та, відповідно, більше зменшує товщини активної бази.

Залежність коефіцієнтів підсилення I^2L елементів від температури. Коефіцієнти підсилення вертикальних n-p-n транзисторів I^2L елементів збільшуються з підвищенням температури, але слабкіше, ніж у звичайних дрейфових біполярних транзисторів. При цьому незначне зниження коефіцієнта дифузії електронів D_{ne} компенсується збільшенням часу життя дірок - τ_{pe} . Залежність коефіцієнта підсилення вертикальних n-p-n транзисторів I^2L елементів від температури для типової технології виготовлення можна описати формулою (13.3) при значенні енергії активації $\Delta\epsilon_a = -(0,025 \pm 0,008)$ eV.

Залежність коефіцієнтів посилення I^2L елементів від поверхневої рекомбінації. На коефіцієнти підсилення вертикальних n-p-n транзисторів I^2L елементів сильно впливає стан поверхні, який впливає на швидкість поверхневої рекомбінації. Наприклад, на одночасно створюваних біполярних транзисторах та I^2L елементах на одній пластині після відпалу в водні коефіцієнт підсилення біполярних транзисторів збільшився на 15-30%, коефіцієнт підсилення однокolleкторних I^2L елементів збільшилися на 45-50%, а для 4-х колекторних елементів - майже в 3 рази. Однак для виробів, які використовуються в спеціальному обладнанні, не варто використовувати відпал пластин в водні або при в формінг-газі. При впливі іонізуючого випромінювання руйнуються більш слабкі молекулярні зв'язки типів $Si_{(3)}-H$ і $Si-O-H$, які утворюються при відпалі в водні і зменшують поверхневу рекомбінацію. Тому після впливу навіть невеликих доз іонізуючого випромінювання коефіцієнти підсилення знижуються до попереднього рівня. При великих дозах радіації коефіцієнти підсилення продовжують знижуватися, але це вже за рахунок інших ефектів.

19.6. Способи збільшення коефіцієнта підсилення I^2L елементів

Існує кілька способів створення I^2L структур для збільшення коефіцієнту підсилення вертикальних n-p-n транзисторів.

а) Застосування n^+ - областей навколо основних областей вертикальних n-p-n транзисторів. Цей спосіб обов'язково використовується в стандартній I^2L технології.

Вспособі створюються n^+ області, що оточують базову p -область вертикального транзистора і розділяють базові області сусідніх транзисторів, як показано на рисунку 19.7.а.

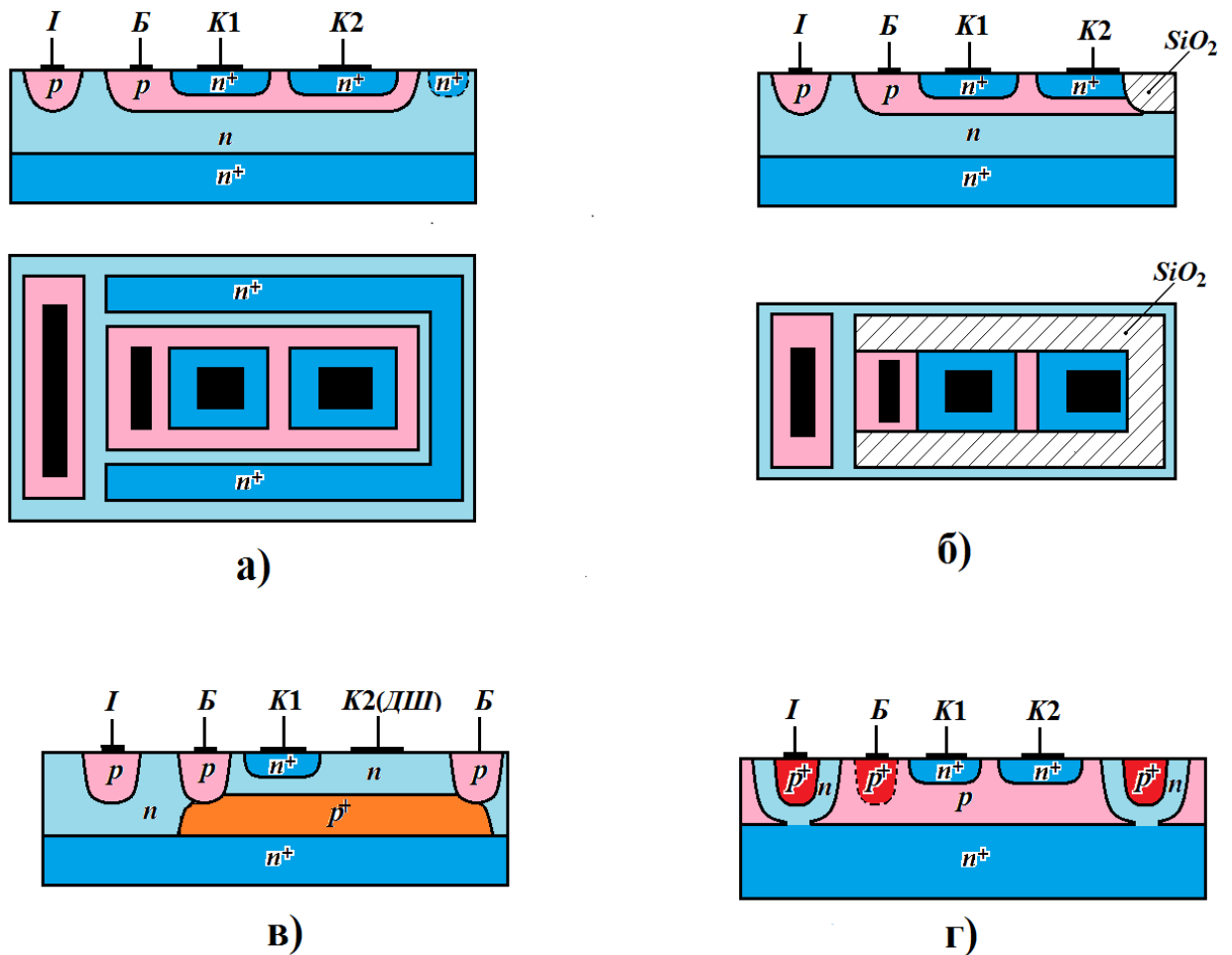


Рис.19.7. Конструкції I^2L елементів з підвищеним коефіцієнтом підсилення вид поперечного перерізу і вид зверху:

- а) Стандартний (типовий) I^2L елемент:
- б) Ізопланарний I^2L елемент, або I^3L елемент:
- в) I^2L елемент з прихованою базою і з діодами Шотткі - $I^2LШ$;
- г) I^2L елемент з рівномірною базою з одночасним збільшенням коефіцієнта підсилення горизонтальних p - n - p транзисторів.

Ці дифузійні n^+ області оточують кожну базу з трьох сторін, за винятком сторони, зверненої до інжектора. Вони перешкоджають переміщенню дірок між сусідніми областями баз транзисторів, зменшують бічну складову струму дірок емітерного p - n переходу, усувають паразитний транзисторний зв'язок між областями баз, що підвищує коефіцієнти інжекції, і, відповідно, коефіцієнти підсилення.

б) Застосування технології LOCOS. І²Л елементи, виготовлені за технологією LOCOS, називаються І³Л елементами, або ізопланарна інтегральна інжекційна логіка.

Дана технологія дозволяє збільшити співвідношення площ S_K/S_E і зменшити площу транзистора, як показано на рисунку 19.7.б. При цьому методі пасивна площа бази зводиться до мінімуму, так як замість р-областей колектори оточені (як мінімум з двох сторін) шаром товстого локального оксиду. При цьому зменшується поверхнева рекомбінація і збільшується співвідношення площ S_K/S_E , що підвищує ефективність колектору - γ_{KL} .

в) І²Л елементи з прихованою базою. У цьому методі перед нанесенням епітаксійного шару n-типу на прихований шар або підкладку n-типу вводиться домішка р-типу з більш високим коефіцієнтом дифузії, ніж у домішки прихованого шару або підкладки.

При епітаксії та інших високотемпературних операціях ця домішка дифундує в епітаксійний шар n-типу, випереджаючи «розмиття» n^+ - області та створює базову область р-типу (рис.19.7.в). Розподіл домішок в цій базі створює прискорювальне поле для електронів, що значно збільшує коефіцієнт переносу носіїв через базу.

Коефіцієнт інжекції також збільшується, так як на емітерному р-п переході концентрація домішки в n^+ - шарі більше, ніж концентрація домішки в базі. Крім того, замість дифузійних n^+ колекторів можна створювати діоди Шотткі, що покращує частотно-імпульсні властивості елементів.

г) І²Л елементи з рівномірною базою. У цій структурі використовується рівномірно легований епітаксійний шар р-типу, нанесений на n^+ - підкладку (рис. 19.7.г.) В результаті виходить бездрейфовий n-р-п транзистор, в якому відсутнє гальмівне поле, що збільшує коефіцієнт переносу. Завдяки високій концентрації домішки в n^+ - емітері також збільшує коефіцієнт інжекції.

Крім того, вертикальні р-п-р транзистори в цій структурі мають дрейфову структуру, яка створює в базі прискорювальне поле, що збільшує коефіцієнт переносу струму від інжектора, а це призводить до зниження струмів споживання схеми.

19.7. Опори, ємності та імпульсно-частотні властивості І²Л елементів

За принципом роботи вертикальні n-р-п транзистори І²Л елементів аналогічні звичайним n-р-п транзисторам, що включені по схемі з ЗЕ. При роботі в динамічному режимі відбувається перемикання струму в базі

транзистора, що викликає перезаряд ємності емітерного і колекторного р-п переходів. При цьому розрахункові формули визначення часу перезарядки ємності аналогічні розрахунковим формулам, використовуваним для біполярних транзисторів.

Опори областей І²Л елемента. Опір емітера оцінюється за формулою:

$$r_e = r_{e.об.} + r_{e.диф.}; \quad (19.18)$$

Об'ємний опір області емітера оцінюється за формулою:

$$r_{e.об.} = \rho_e \cdot \frac{W_e \cdot K_3}{S_E}; \quad (19.19)$$

- де: - W_e - товщина високоомного шару емітера;
 - K_3 — коефіцієнт запасу, взятий в діапазоні від 1,05 до 1,3;
 - ρ_e — питомий опір епітаксійного шару (високоомний шар) емітера.

В загальний опір емітера І²Л елемента, основний внесок дає диференціальний опір емітера, який визначається за формулою:

$$r'_{e.диф.} = \frac{\varphi_T \cdot K_3}{I_E} = \frac{k \cdot T}{e} \cdot \frac{K_3}{I_E} \approx \frac{k \cdot T}{e} \cdot \frac{K_3}{I_K}; \quad (19.20)$$

- де: - φ_T - тепловий потенціал, $\varphi_T \approx 0,026$ В при 300°K;
 - K_3 - коефіцієнт запасу, що приймається в діапазоні від 1,05 до 1,3.

Загальний або розподілений опір бази (r'_o) складається з двох компонентів:

$$r'_o = r_{on} + r_{oa}; \quad (19.21)$$

- де: - r_{on} —опір пасивної бази;
 - r_{oa} - опір активної основи.

Опір пасивної бази І²Л елемента визначається виразом:

$$r_{\delta n} = R_{S\delta\delta} \cdot \left[\frac{\Delta d_{KB}}{l_{\kappa}} + \frac{(n-1) \cdot \Delta d_{KK}}{l_e} + \frac{1}{(l_e - l_{\kappa})} \cdot \sum_{i=1}^{n-1} L_{\kappa i} \right]; \quad (19.22)$$

- де: - Δd_{KB} - відстань від контакту бази до краю 1-го колектору;
 - $R_{S\delta\delta}$ - поверхневий опір пасивної бази;
 - l_e, l_{κ} - ширина емітера и ширина колектору, відповідно
 - Δd_{KK} - відстань між колекторами;
 - $L_{\kappa i}$ - довжина i -го колектору;
 - n - кількість колекторів І²Л елемента.

Опір активної бази І²Л елемента оцінюється виразом:

$$r_{\delta a} = \frac{L_{\kappa i} \cdot R_{S\delta\delta}}{12 \cdot l_{\kappa}}; \quad (19.23)$$

- де: - $R_{S\delta a}$ - поперечний поверхневий опір активної бази.

Опір колектору оцінюється за виразом:

$$R_K = \rho_{\kappa} \cdot \frac{x_{j,\kappa} \cdot K_3}{S_K} = R_{SK} \cdot \frac{(x_{j,\kappa})^2 \cdot K_3}{S_{KK}}; \quad (19.24)$$

- де: - ρ_{κ} - середній питомий опір колектору;
 - $x_{j,\kappa}$ - глибина колектору;
 - S_K - площа колектору;
 - R_{SK} - поверхневий опір колектору.

Бар'єрні ємності І²Л елементів. Ємність колекторного р-п переходу в І²Л елементі визначається за формулою:

$$C_K = S_K \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot e \cdot N_{KB}}{2 \cdot (U_K + \phi_{KK})}}; \quad (19.25)$$

Ємність емітерного р-п переходу в І²Л елементі визначається за формулою:

$$C_{EB.прям} = S_E \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot e \cdot N_{EB}}{\varphi_{KE}}}; \quad (19.26)$$

Частото-імпульсні властивості І²Л елемента. Частотні властивості визначаються, коли транзистор працює в активному режимі. Однак в І²Л елементах вертикальний п-р-п транзистор зазвичай працює в так званому «ключовому» режимі, перемикаючись з логічного «0» в логічний «1» і з логічної «1» в логічний «0». В цьому випадку транзистор переходить в режим насичення, потім в режим відсікання.

При цьому необхідно враховувати не тільки частоту, а також імпульсні властивості елемента, які визначаються часом накопичення і розсмоктування зарядів в транзисторі.

Для І²Л елементів при оцінці частото-імпульсних властивостей використовується сумарний заряд, який можна представити у вигляді [23]:

$$Q_{\Sigma} = Q_{\bar{b}a} + Q_{\bar{b}n} + Q_{\bar{b}k} + Q_{ea} + Q_{en} = I_{пe.e} \cdot \tau_{\bar{b}a} + I_{пe.e} \cdot \tau_{\bar{b}n} + I_{пe.e} \cdot \tau_{\bar{b}k} + I_{ре.верт.} \cdot \tau_{ea} + I_{ре.гор.} \cdot \tau_{en}; \quad (19.27)$$

де: - $Q_{\bar{b}a}$, $Q_{\bar{b}p}$, $Q_{\bar{b}k}$ - заряди електронів в відповідних областях, активна база, пасивна база і пасивна база під базовим контактом;
- Q_{ea} , Q_{en} — заряди дірок в області активного емітера і в просторі між інжектором і базою.

Кожен з цих зарядів визначається добутком відповідної складової струму емітера за час життя у відповідній області. Наприклад, $\tau_{\bar{b}a}$ - ефективний час життя в активній базі практично збігається з середнім часом прольоту активної основи $\tau_{\bar{b}a} = \tau_{np.\bar{b}}$.

У зв'язку з тим, що на час прольоту електронів в типовій технології виготовлення І²Л елементів робить сильний вплив гальмівне поле, цей час в першому наближенні можна оцінити за виразом:

$$\tau_{np.\bar{b}} = \frac{(W_{\bar{b}o})^2 \cdot \left[\ln \left(\frac{N_{KB}}{N_{EB}} \right) + 1 \right]}{D_{n\bar{b}}}; \quad (19.28)$$

де: - $D_{n\bar{b}}$ - коефіцієнт дифузії електронів в базі п-р-п транзистора.

Час $\tau_{\delta k}$ - це час прольоту пасивної основи, а час $\tau_{\delta n}$ збігається з часом життя електронів в пасивній основі - $\tau_{n\delta n}$.

Оскільки час життя залежить від швидкості поверхневої рекомбінації, то $\tau_{\delta n} < \tau_{n\delta n}$, і визначається при концентрації $N_{so\delta}$.

Ефективний час життя дірок в емітері τ_{ea} майже збігається з часом життя дірок в високоомному емітері, тобто: $\tau_{ea} \approx \tau_{pe}$.

А ефективний час життя в просторі інжектор-база τ_{en} визначається часом дифузії дірок від емітерного р-п переходу до інжектора, тобто:

$$\tau_{en} = \frac{(W_{\delta, \text{гор}})^2}{2 \cdot D_{n\delta}}; \quad (19.29)$$

де: - $W_{\delta, \text{гор}}$ - товщина бази горизонтального р-п-р транзистора;

- $D_{n\delta}$ — коефіцієнт дифузії дірок в епітаксійному шарі n-типу.

З усіх перерахованих часів максимальними є терміни життя τ_{pe} и $\tau_{n\delta n}$.

Інші значення часу, - це час прольоту або час дифузії, і мають значення набагато нижче, ніж час життя носіїв.

З часу життя $\tau_{pe} > \tau_{nen}$, оскільки час τ_{ne} визначається при більш високій концентрації, що відповідає концентрації за формулою (2.10), а час життя дірок τ_{pe} визначається при низькій концентрації домішок в епітаксійному шарі за формулою (2.11).

Згідно з даними оцінки часу, наведеними в [23], 60-75% припадає на розсмоктування заряду в активному емітері - τ_p ; 15-25% - на розсмоктування заряду в пасивній базі - τ_n ; 10-15% - в активній базі - $\tau_{np.\delta}$; а на пасивну базу під контактом і на площу між інжектором і базою від 1% до 5%.

Виходячи з цих даних, сумарний час розсмоктування заряду можна оцінити приблизно в $1,5 \cdot \tau_p$.

На затримку сигналу впливає не тільки розсмоктування зарядів, але і час перемикання ємності р-п переходів. При малих струмах час підзарядки ємності емітера - τ_e є найвищим. Отже, робоча частота до певного значення струму буде визначатися перемиканням ємності емітера і повинна збільшуватися в міру збільшення струму.

Ця залежність спостерігається експериментально. На рисунку 19.8 представлена залежність робочої частоти від струму інжектора для автогенераторів, виконаних на 5 і 7 одноколекторних І²Л елементах [23].

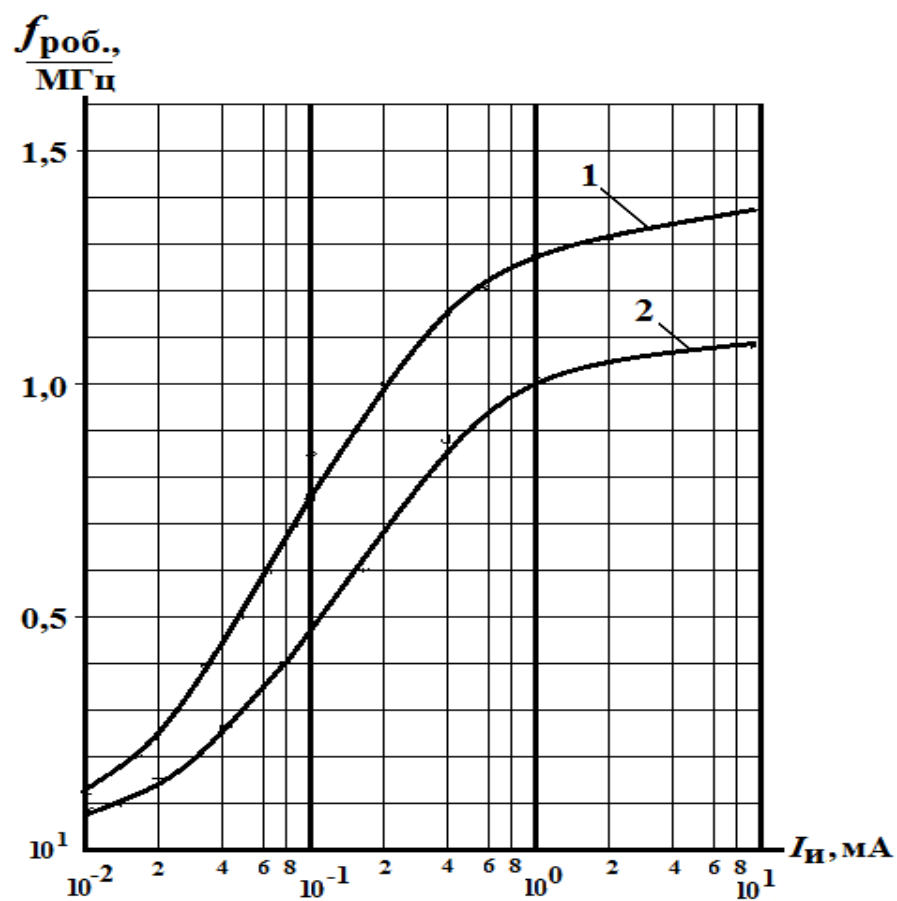


Рис.19.8. Залежність робочої частоти від струму інжектора для автогенераторів, побудованих на одноколекторних I^2L елементах:

- 1 – для 5-клітинного автогенератора;
- 2 – для 7-клітинного автогенератора.

20. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ З КЕРУЮЧИМ р-n ПЕРЕХОДОМ (ПТКП)

20.1. Конструкція і ВАХ польового транзистора з керуючим р-n переходом

Польові транзистори бувають р-канальними та п-канальними. Для п-канального транзистора з керуючим р-n переходом використовується напівпровідникова пластина п-типу, а для р-канального транзистора - пластина р-типу. Графічні позначення на схемах польових транзисторів з керуючим р-n переходом наведено на рисунку 20.1

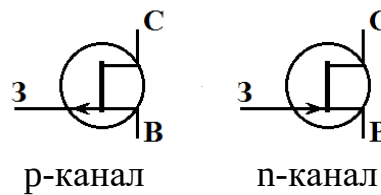


Рис.20.1. Графічні позначення на схемах польових транзисторів з керуючим р-n переходом.

В п-канальному транзисторі в пластині п-типу створюються дві n^+ -області (рис. 20.2). Одна називається стоком (С), а інша - витком (В), а між ними утворюється область р-типу, яка називається затвором -З.

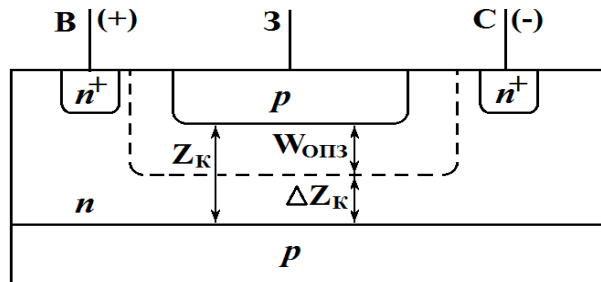


Рис.20.2. Структура п-канального польового транзистора з р-n керуючим переходом

Для п-канального ПТКП виток (В) підключається до негативного виводу джерела живлення і зазвичай заземляється. Стік (С) підключається до позитивного виводу джерела - це вихід транзистора. Струмопровідний канал розташовується під затвором. Товщина каналу позначається як Z_K . На р-n переході затвор-канал утворюється ОПЗ. Чим більше зворотна напруга на р-n переході, тим більше ширина ОПЗ - $W_{ОПЗ}$.

Коли на затворі немає напруги ($U_3 = 0$), ширина ОПЗ невелика і практично вся п-область під затвором пропускає через себе струм. У міру збільшення зворотної напруги на затворі розмір ОПЗ збільшується, а товщина струмопровідного каналу ($\Delta Z_K = Z_K - W_{ОПЗ}$) зменшується. Це призводить до збільшення опору каналу і, як наслідок, до зменшення струму. При деякій зворотної напрузі на каналі розмір ОПЗ буде дорівнювати товщині каналу, тобто ОПЗ перекриває канал і струм між витокom та стоком не буде протікати. Ця напруга на затворі називається напругою відсікання – $U_{відс.}$. Відповідно, ВАХ ПТКП матиме вигляд, наведений на рисунку 20.3.

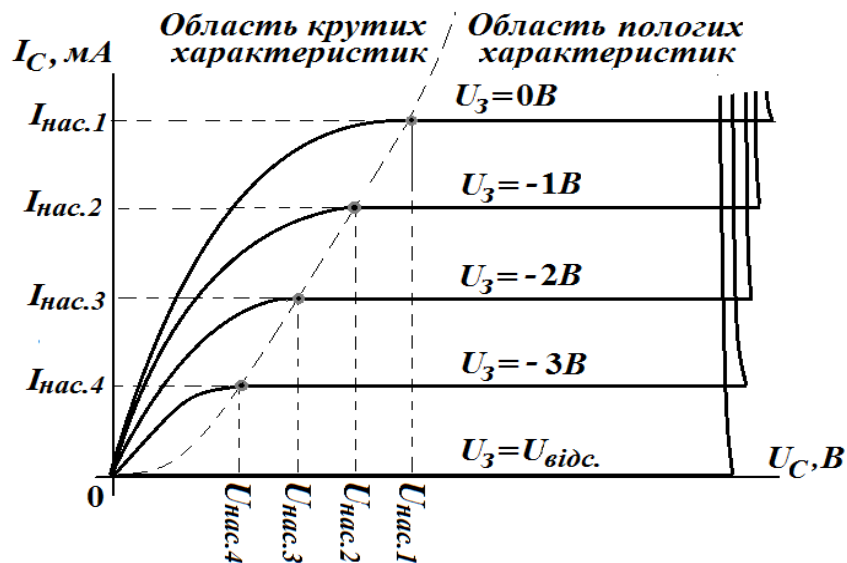


Рис.20.3. ВАХ п-канального ПТКП

ВАХ транзистора з польовим ефектом має область крутих та область пологих характеристик.

Таким чином, керуючи напругою на затворі, можна контролювати струм через цей пристрій. Так як на затвор подається напруга зворотного зміщення, струм затвора дуже малий - він визначається зворотним струмом через р-п перехід. Отже, даний тип пристроїв управляється не струмом, а напругою, тобто електричним полем. Тому цей пристрій називають польовим транзистором з керуючим р-п переходом - ПТКП.

20.2. Напруга пробою і напруга відсікання

Напруга пробою, що спостерігається в ПТУП, визначаються лавинним або тунельним пробоем затворного р-п переходу і напругою змикання ОПЗ дифузійних областей в ПТКП.

Для визначення механізму пробою і напруги пробою слід враховувати наступні величини:

- напруга пробою затвор-стік (затвор-канал) – $U_{зсо}$;
- напруга пробою стік-виток – $U_{сво}$.

Напруга пробою затвор-стік визначається меншою зі значень напруги пробою за лавинним механізмом пробою або механізмом пробою при змиканні ОПЗ затвора з областю p^+ -стоку.

Так як зазвичай p - n перехід затвора створюється різким, а на периферії дифузійна область затвора має певний радіус, то напруга пробою за лавинним механізмом визначається виразом:

$$U_{проб..pn} = \frac{U_{проб.пл.} \cdot x_{jз}}{W_{ОПЗ.мах}} \cdot \left[\sqrt{\frac{2 \cdot W_{ОПЗ.мах}}{x_j} + 1} - 1 \right]; \quad (20.1)$$

- де: - $x_{jз}$ - глибина p - n переходу затвора;
- $U_{проб.пл}$ - напруга пробою плоскої частини p - n переходу, за формулами (3.7) та (3.9);
 - $W_{ОПЗмах}$ - ширина ОПЗ при напрузі пробою ($U_{проб.пл}$), формула (3.4).

Напруга пробою за умовою змикання оцінюється виразом:

$$U_{зсо.зм} = \frac{(d_{зс} - x_{jз} - x_{jc} - 2\Delta)^2 \cdot e \cdot N_K}{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o} - \varphi_K; \quad (20.2)$$

- де: - $d_{зс}$ - відстань між вікнами під затвор і під стік;
- $x_{jз}$ - глибина затвора;
 - x_{jc} - глибина p^+ області стоку;
 - Δ - типовий розтрав вікон при фотолітографії;
 - N_K - концентрація домішки в каналі;
 - φ_K - контактна різниця потенціалів на затворному p - n переходу.

Якщо задано напругу пробою ($U_{зсо}$), то можна оцінити відстань між вікном під затвором і вікном під p^+ - область стоку за формулою.

$$d_{зс} = \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot (U_{зсо} + \varphi_K)}{e \cdot N_K}} + x_{jз} + x_{jc} + 2\Delta; \quad (20.3)$$

Якщо затвор не з'єднаний з підкладкою, напруга відсікання визначається за формулою [24, 25]:

$$U_{\text{відс.}} = \frac{(Z_K)^2 \cdot e \cdot N_K}{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o} - \varphi_K; \quad (20.4)$$

де: - Z_K - товщина каналу по металургійних границях р-п переходів.

При заданій напрузі відсікання товщина каналу визначається за формулою:

$$Z_K = \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot (U_{\text{відс}} + \varphi_K)}{e \cdot N_K}}; \quad (20.5)$$

А якщо затвор електрично з'єднаний з підкладкою, то напруга відсікання визначається за формулою:

$$U_{\text{відс.}} = \frac{(Z_K)^2 \cdot e \cdot N_K}{8 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o} - 2\varphi_K; \quad (20.6)$$

І товщина каналу при цьому буде дорівнювати:

$$Z_K = 2 \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot (U_{\text{відс}} + \varphi_K)}{e \cdot N_K}}; \quad (20.7)$$

20.3. Струми в ПТУП

ПТКП, як і будь-який інший напівпровідниковий прилад, характеризується прямими і зворотним струмами.

Зворотні струми. Зі зворотних струмів найбільш важливим є зворотній струм затвора. В кремнієвих приладах, не враховавши зворотній струм поверхневої рекомбінації, найбільший внесок дає струм рекомбінації носіїв в ОПЗ затворного р-п переходу, величину якого можливо оцінити (з запасом) по формулі:

$$I_{\text{зв.з.}} = \frac{e \cdot n_i \cdot S_z}{\tau_{\text{пк}}} \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot (U_{\text{сз}} + \varphi_K)}{e \cdot N_K}}; \quad (20.8)$$

де: - S_z - площа затвора;

- $U_{\text{сз}}$ - напруга на стоку, відносно затвора.

Прямі струми при малому зміщенні на стоку. Електрично нейтральна товщина каналу ПТКП визначається по формулі:

$$\Delta Z = Z_K - W_{\text{ОПЗ}} = Z_K - \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot (U_3 + \varphi_K)}{e \cdot N_K}} = Z_K \cdot \left[1 - \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot (U_3 + \varphi_K)}{e \cdot N_K \cdot Z_K^2}} \right]; \quad (20.9)$$

- де: - Z_K - товщина каналу по металургійним границям, тобто. відстань від затвора до підкладки;
 - U_3 - напруга, що подається на затвор;
 - U_c - напруга на стоці;
 - φ_K – контактна різниця потенціалів на р-п переході.

Опір каналу при рівномірному розподілу домішки та при відсутності ОПЗ, тобто опір металургійного каналу R_{Ko} , при врахуванні, що $\rho_K = R_{SK} \cdot Z_K$, визначається по формулі:

$$R_{Ko} = \frac{L_K}{W_K} \cdot \frac{\rho_K}{Z_K} = \frac{L_K}{W_K} \cdot \frac{R_{SK} \cdot Z_K}{Z_K} = \frac{L_K}{W_K} \cdot \frac{1}{e \cdot \mu_K \cdot N_K \cdot Z_K}; \quad (20.10)$$

- де: - ρ_K – питомий опір області, в якій створюється канал;
 - R_{SK} – поверхневий опір цей же області;
 - L_K – довжина затвора (довжина каналу);
 - W_K - ширина затвора (ширина каналу).

При наявності ОПЗ опір каналу буде дорівнювати:

$$R_K = \frac{L_K}{W_K} \cdot \frac{\rho_K}{\Delta Z_K} = \frac{L_K}{W_K} \cdot \frac{1}{e \cdot \mu_K \cdot N_K \cdot \Delta Z_K}; \quad (20.11)$$

Тому струм стоку буде визначатися по формулі:

$$\begin{aligned} I_c &= \frac{U_c}{R_K} = \left(\frac{W_K}{L_K} \right) \cdot (e \cdot \mu_K \cdot N_K \cdot \Delta Z_K) \cdot U_c = \\ &= \left(\frac{W_K}{L_K} \right) \cdot (e \cdot \mu_K \cdot N_K \cdot \Delta Z_K) \cdot \left[1 - \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot (U_3 + \varphi_K)}{e \cdot N_K \cdot Z_K^2}} \right] \cdot U_c; \end{aligned} \quad (20.12)$$

- де: - U_c - напруга на стоці.

Це пояснюється наступним. При проходженні струму через канал від витоку до стоку підвищується падіння напруги. Ця додаткова напруга складається з напругою на затворі та впливає на ширину ОПЗ:

де: - ΔU – падіння напруги вздовж каналу.

В області крутих характеристик формула розрахунку струму стоку через канал приймає вид [24]:

Аналіз формули (20.14) показує, що при малої напрузі на стоці ($U_c \rightarrow 0$), це рівняння перетворюється в більш простий вираз (20.12). Тому при малої напрузі на стоці струм стоку залежить від напруги на стоці лінійно. При підвищенні напруги на стоці ріст струму заміщується.

148

20.4. Пологі характеристики ПТКП

Поява пологих характеристик спостерігається на ВАХ польових транзисторів після досягнення точок ($U_{нас}$ та $I_{нас}$). Цей ефект пояснюється наступним.

З-за падіння напруги впродовж каналу від витoku до стоку підвищується зворотна напруга на р-п переході в продовжному напрямку, ця напруга складається зі зворотною напругою на затворі та діє на ОПЗ. Тому на р-п переході біля стоку ОПЗ буде більше, чим біля витoku, як показано на рисунку 20.4.

Коли канал перекривається ОПЗ не за рахунок напруги на затворі, а за рахунок загальної суми напруги на затворі та додатку падіння напруги впродовж каналу, появляється ефект саморегулювання струму.

Підвищення напруги на стоці (U_c) приводить до підвищення зворотної напруги на р-п переході затвор-канал, ОПЗ стає більше, провідної канал стає тонше й струм через нього зменшується. Однак при зменшенні струму зменшується і падіння напруги, згідно закону Ома $U=I \cdot R$. Тому напруга, що діє на ОПЗ зменшується. Це визиває зменшення товщини ОПЗ, товщина каналу збільшується й струм також збільшується. При збільшенні струму падіння напруги знову підвищується, ОПЗ збільшується і струм зменшується.

Але зменшення струму знову зменшує падіння напруги і струм знову збільшується.

Отже, зменшення струму через канал створює умови для його збільшення, а збільшення струму створює умови для його збільшення. В результаті струм через канал саморегулюється і стає постійною величиною.

Однак на реальних ВАХ ПТКП в області пологих характеристик спостерігається невелике підвищення струму через канал при підвищенні напруги на стоці.

20.5. Підсилювальні властивості ПТКП

Підсилювальні властивості польових транзисторів по аналогії з вакуумними приладами характеризуються крутизною ВАХ в області пологих характеристик ПТКП. Крутизна визначається величиною відношення прирощення струму стоку до прирощення зміни напруги на затворі:

$$S = \frac{dI_c}{dU_z} = \frac{1}{R_{ko}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o}{e \cdot N_K \cdot Z_K^2}} \cdot [\sqrt{(U_c + U_z + \varphi_K)} - \sqrt{(U_z + \varphi_K)}]; \quad (20.15)$$

В області пологих характеристик при $U_c = U_{нас} = U_{відс.} - (U_z + \varphi_K)$, крутизна досягає максимуму та оцінюється по формулі [24]:

$$S_{\max} = \frac{1}{R_{Ko}} \cdot \left[1 - \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0}{e \cdot N_K \cdot Z^2} \cdot (U_3 + \varphi_K)} \right]; \quad (20.16)$$

20.6. Види структур ПТКП.

Крім розглянутого ПТКП з горизонтальним каналом, було розроблено декілька видів конструкцій польових транзисторів з вертикальним розміщенням каналу, які показано на рисунку 20.5.

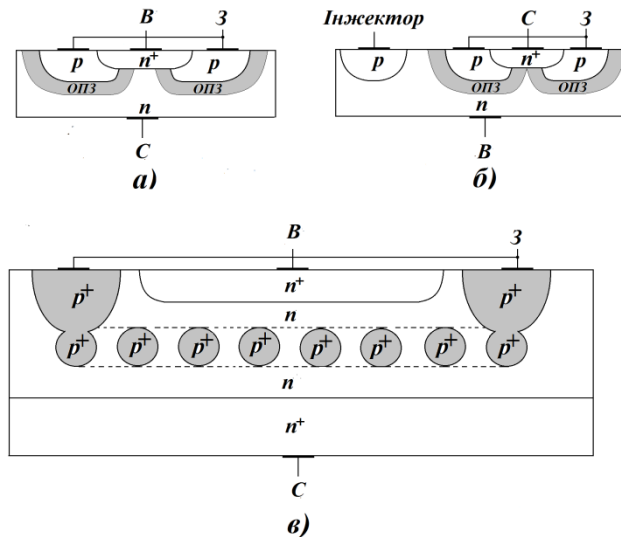


Рис.20.5. Поперечний переріз структур польових транзисторів з керуючим р-n переходом, які мають вертикальний канал

Структура ПТКП, показана на рисунку 20.2 має горизонтальний канал. Таку структуру мають кремнієві польові транзистори першого покоління типів КП102, КП103, КП202 та ін. Такі структури з горизонтальним каналом мали не дуже велику робочу частоту.

На основі ефекту керування каналом за допомогою зміни ширини ОПЗ затвору було розроблено транзистори з вертикальним розміщенням провідного каналу (рис.19.5а). Крутизна характеристики таких транзисторів збільшується. Такий тип ПТКП сумісний з технологією біполярних мікросхем.

Структура високовольтних потужних ПТКП показана на рисунку 19.5в. В такій структурі спочатку наносять нижній епітаксійний шар n-типу. В ньому створюється решітка затвору дифузією домішки р-типу, а потім наносять верхній епітаксійний шар n-типу.

Ще один тип ПТКП в інтегральному виконанні використовується в мікросхемах так названої статичної інжекційної транзисторної логіки – СІТЛ. Структура СІТЛ показана на рисунку 19.5б. Тут до ПТКП з вертикальним

каналом додається ще один електрод, - інжектор. В цьому приладу області затвора створюють так, щоб вертикальний канал був перекритий ОПЗ затвора навіть при відсутності зворотної напруги на затворі.

Відносно звичайного ПТКП з вертикальним каналом в даної структурі стік та витік міняються містами також, як емітер і колектор в І²Л структурі по відношенню до біполярного транзистора. При подачі на інжектор напруги невеликого позитивного зміщення, але не менше чим контактна різність потенціалів (ϕ_K) інжекторного р-п переходу, з інжектору р-типу починається інжекція дірок в n-область витоку, що порушує електронейтральність в цей області. Для збереження електронейтральності з електрода витоку в n-область поступають електрони, які разом з дірками створюють електронно-діркові пари, які доходять до ОПЗ затвора.

Якщо на затворі немає напруги, частина електронів з електронно-діркових пар компенсують нерухомі позитивні іони ОПЗ, а дірки, зтягуються полем нерухомих негативних іонів ОПЗ, компенсують їх заряд. В результаті ОПЗ зникає, що відкриває вертикальний канал для проходження струму. Опір відкритого каналу малий, падіння напруги в каналі також буде малим, що відповідає режиму логічного «0». При подачі на затвор негативної напруги, на затворі знову з'являється ОПЗ, що приводить до перекриття каналу, й струм через нього протікати не може. Опір перекритого каналу дуже великий, що відповідає режиму логічної «1».

За рахунок того, що струми затворів в СІТЛ менше, чим струми бази в І²Л, споживана потужність у елементів СІТЛ менше, чим у елементів І²Л.

20.7. Основні параметри та характеристики ПТКП

До основних параметрів та характеристик польових транзисторів з керуючим р-п переходом, а також до параметрів режиму експлуатації відносять:

Основні параметри та характеристики:

- $U_{\text{відс.}}$ - напруга відсікання;
- $I_{\text{с0}}$ - струм стоку при $U_3=0$;
- $S=\Delta I_c/\Delta U_3$ - крутизна характеристики в пологої області, яка визначає підсилювальні властивості польового транзистора;
- $C_{\text{зс}}$ - ємність р-п переходів затвор-стік (або затвор-канал).

Параметри режиму:

- $U_{\text{св.мах}}$ - максимально - допустима напруга між стоком и витоком;
- $U_{\text{з.мах}}$ - максимально - допустима напруга на затворі;
- $P_{\text{мах}}$ - максимально – допустима потужність;
- діапазон робочих температур (от T_{min} до $T_{\text{мах}}$).

21. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ З ІЗОЛЬОВАНИМ ЗАТВОРОМ

Польові транзистори з ізольованим затвором звичайно називають МДН транзисторами (МДН → метал – діелектрик – напівпровідник). Найбільш частіше діелектриком є шар окислу кремнію і тоді ці МДН транзистори називають МОН транзисторами (метал – окисел – напівпровідник). МДН або МОН транзистори можуть бути п-канальними або р-канальними, можуть бути як з індукованим, так й зі вбудованим каналом.

Графічне позначення на схемах польових МДН транзисторів показано на рисунку 21.1.

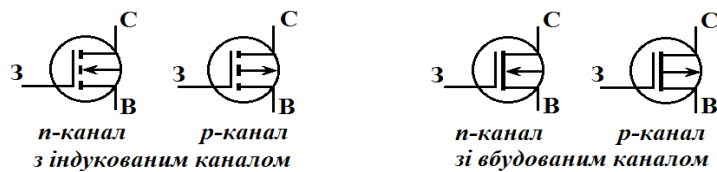


Рис.21.1. Графічне позначення на схемах МДН транзисторів

21.1. Робота МДН (МОН) транзистора з індукованим каналом та його ВАХ

Для р-канального МДН транзистора в підкладці п-типу виготовляють дві області р-типу. Одна з них названа виток (В), підключається до позитивного виводу джерела живлення, і як правило, заземлюється, а інша р-область названа стоком (С), підключається до негативного виводу джерела та є виходом для струму транзистора. Між стоком та витком при певних умовах створюється провідної канал. Для цього між областями р-типу наносять тонкий шар діелектрика (Д). В основному в якості діелектрика використовують окисел кремнію (О). На нього наносять шар метала, якій називають затвором – З (см. рис.21.2). Затвор служить керуючим електродом.

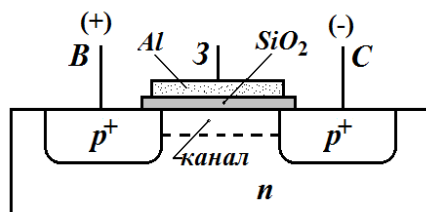


Рис.21.2. Структура р-канального МДН (МОН) транзистора з індукованим каналом

Якщо на затвор не подано напругу, тоді канал р-типу між стоком та витком не створюється і струм через транзистор не протікає.

Для р-канального транзистора повинен бути створений провідний канал для дірок, тобто канал р-типу провідності. Для цього на затвор треба подати таку напругу, яка дозволить з області каналу відштовхнути основні носії заряду в підкладці п-типу – електрони, та притягнути тонкий шар позитивних зарядів. Така напруга на затворі, при якій створюється провідний канал, названа пороговою напругою - V_T . Чим більше величина напруги на затворі, тем більше буде відштовхнутих негативних зарядів та тим більше буде ширина провідного каналу. Відповідно, буде більше струм, який пропускає канал. Тому ВАХ МДН (МОН) транзистора з індукованим каналом має вигляд, який показано на рис.21.3.

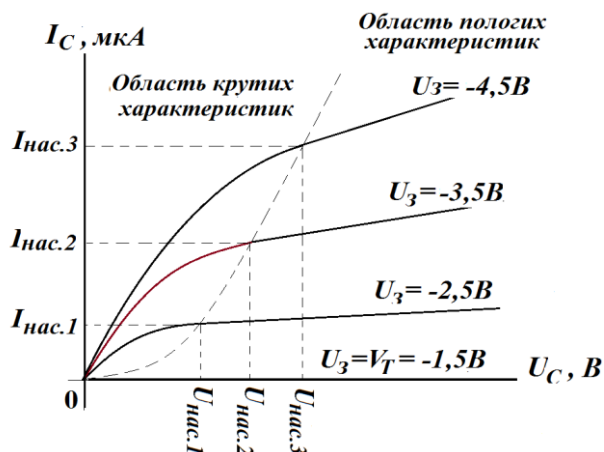


Рис.21.3. ВАХ р-канального МДН (МОН) транзистора з індукованим каналом

У ВАХ МОН транзисторів також розрізняють область крутих та область пологих характеристик. В області пологих характеристик спостерігається ефект саморегулювання струму.

Якщо провідний канал є при нульовому зміщенні на затворі, транзистор працює в режимі збіднення та його називають транзистором зі вбудованим каналом. А якщо для створення каналу треба подати на затвор деяку напругу, транзистор називають транзистором з індукованим каналом.

21.2. Основні складові порогової напруги МДН (МОН) транзисторів

В більшості випадків в польових транзисторах з індукованим каналом в якості діелектрика застосовується окисел кремнію, тому розглядається створення порогової напруги в МОН транзисторах. Напруга на затворі, яка дорівнює пороговій напрузі V_T або більше її по абсолютній величині, приводить до інверсії типу провідності поверхневого шару напівпровідника під затвором, в результаті чого з'являється інверсний шар, названий каналом провідності. При подальшому підвищенні напруги на затворі глибина каналу

збільшується, що приводить до збільшення струму, який протікає через канал. Порогова напруга МОН транзистора складається з чотирьох основних складових [26].

По-перше, необхідно провести інверсію провідності заряду основних носіїв в поверхневої області під затвором, тобто за рахунок Кулонівської взаємодії відштовхнути вглибину носії негативного заряду, (електрони для р-МОН транзисторів) та створити канал з позитивних зарядів. Для цього на затвор р-МОН транзисторів треба подати негативну напругу. Відповідно для п-МОН транзисторів треба подати позитивну напругу.

Збіднений шар між поверхнею та об'ємом кремнію аналогічний збідненої області однобічного р-п переходу. Ширина цього шару буде дорівнювати:

$$W_{опз} = \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot 2\varphi_n}{e \cdot N_s}}; \quad (21.1)$$

де: - $W_{опз}$ – ширина збідненого шару;

- ε - діелектрична постійна на півпровідника, яка для кремнію дорівнює $\varepsilon=11,7$;

- ε_o – діелектрична проникність вакууму, яка дорівнює $\varepsilon_o=8,86 \cdot 10^{-14}$ Ф/см;

- N_s - концентрація домішки в підкладці поблизу поверхні розділу Si-SiO₂;

- φ_n – потенціал підкладки, якій в свою чергу дорівнює:

$$\varphi_n = \frac{kT}{e} \cdot \ln\left(\frac{N_n}{n_i}\right) = \frac{1}{2} \cdot \frac{kT}{e} \cdot \ln\left(\frac{N_n}{n_i}\right)^2 \approx \frac{1}{2} \cdot \varphi_K; \quad (21.2)$$

де: - φ_K - контактна різниця потенціалів на р-п переході, для кремнію $\varphi_K \approx 0,6$ В.

Концентрація домішки поблизу поверхні розділу можна оцінити виразом:

$$N_s = N_n \cdot k_s; \quad (21.3)$$

де: - k_s - коефіцієнт, який враховує перерозподіл домішки на границі розділу Si-SiO₂;

- N_n - концентрація домішки в об'ємі.

Накопичений заряд в об'ємі на одиницю площі дорівнює:

$$Q_V = \sqrt{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot e \cdot N_s \cdot 2\varphi_n} ; \quad (21.4)$$

Врахував, що ряд складових є постійними величинами та прийняв $\varphi_n=0,3\text{В}$ (для кремнієвих приладів), отримаємо більш просту формулу розрахунку:

$$Q_V = \sqrt{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot e \cdot 2\varphi_n \cdot \sqrt{N_s}} = \sqrt{2 \cdot 11,7 \cdot 8,86 \cdot 10^{-14} \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 2 \cdot 0,3 \cdot \sqrt{N_s}} \approx 4,47 \cdot 10^{-16} \cdot \sqrt{N_s} ; \quad (21.5)$$

Для інверсії заряду в підкладці треба створити на металічному електроді затвора такий же заряд Q_V , но зворотний йому за знаком. При питомій ємності підзатворного окислу кремнію C_{ox} , напруга на затворі повинна дорівнювати:

$$U_1 = \frac{Q_V}{C_{ox}} ; \quad (21.6)$$

Питома ємність підзатворного діелектрика (окислу кремнію) визначається по формулі:

$$C_{ox} = \frac{\varepsilon_{ox} \cdot \varepsilon_o}{d_{ox}} ; \quad (21.7)$$

де: - ε_{ox} - діелектрична постійна підзатворного діелектрика, яка для окислу кремнію дорівнює $\varepsilon_{ox}=3,75 \pm 0,25$;
- d_{ox} - товщина підзатворного діелектрика.

Друга складова порогової напруги пов'язана з необхідністю отримання сильної інверсії [23], що відповідає подачі на затвор потенціалу, рівного по величині значенню $U_2=\pm\varphi_K$.

В відповідності з прийнятими визначеннями, значення U_2 негативні для р-МОН транзисторів та позитивні для п-МОН транзисторів. Саму величину φ_K при кімнатній температурі приймають рівною величині $\varphi_K=0,6\text{В}$ (для кремнієвих приладів) або оцінюють за виразом:

$$U_2 = \varphi_K = \frac{kT}{e} \cdot \ln\left(\frac{N_n}{n_i}\right)^2 \approx 0,026 \cdot \ln\left(\frac{N_n}{n_i}\right)^2 ; \quad (21.8)$$

де: - n_i - концентрація носіїв заряду у власному напівпровіднику.

Третя складова порогової напруги пов'язана з зарядом в окислі кремнію - Q_{ox} . Заряд в окислі кремнію є позитивним і тому він притягує в

поверхневу область додатковий негативний заряд електронів. Для компенсації цього заряду на затвор з питомою ємністю C_{ox} необхідно подати напругу, пропорційну заряду Q_{ox} , але зворотної величини, тобто:

$$U_3 = -\frac{Q_{ox}}{C_{ox}} = -\frac{e \cdot N_{ox}}{C_{ox}}; \quad (21.9)$$

Відомо, що величина позитивного заряду в окислі залежить від орієнтації кремнієвої підкладки [15, 26]. При відповідності технології величина заряду при розрахунках приймається рівною $Q_{ox} = (7 \pm 1) \cdot 10^{-8} \text{ Кл}$ для орієнтації [111], та рівною $Q_{ox} = (2 \pm 0,4) \cdot 10^{-8} \text{ Кл}$ для орієнтації [100].

Четверта складова порогової напруги пов'язана з різницею роботи виходу в системах метал - окисел (φ_M) та окисел-напівпровідник (φ_{Si}), що дає деякий потенціал. Для компенсації цього потенціалу необхідно на затвор подати напругу:

$$U_4 = \varphi_{MS} = \varphi_M - \varphi_{Si}; \quad (21.10)$$

Наприклад, для кремнію $\varphi_{Si} = 4,5 \text{ В}$, а для алюмінію $\varphi_M = \varphi_{Al} = 4,1 \text{ В}$. В такому випадку:

$$U_4 = \varphi_{MS} = \varphi_M - \varphi_{Si} = 4,1 - 4,5 = -0,4 \text{ В}$$

В загальному виді порогова напруга МОН транзистора с індукованим каналом буде визначатися по формулам:

- для р-МОН транзисторів:
$$V_{T(p-MON)} = \varphi_{MS} - \varphi_K - \frac{Q_V}{C_{ox}} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}}; \quad (21.11)$$

- для n-МОН транзисторів:
$$V_{T(n-MON)} = \varphi_{MS} + \varphi_K + \frac{Q_B}{C_{ox}} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}}; \quad (21.12)$$

21.3. Напруга пробою МДН (МОН) транзисторів

Аналіз параметрів та характеристик МОН транзисторів має труднощі в тому, що врахування поверхневих ефектів приводить до необхідності вирішувати двомірні задачі, а також тим, що розподіл електричного поля змінюється з-за наявності електрода затвору. До основних видів напруги пробою в МДН або МОН транзисторах відносяться:

- напруга пробою між стоком та витокм — U_{cvo} ;
- напруга пробою між затвором та стоком (каналом) — U_{zc} ;

Напруга пробою ($U_{cво}$). На напругу пробою між стоком та витокм можуть впливати два механізми пробою: лавинний пробій та пробій по змиканню ОПЗ стоку з витокм. Механізм лавинного пробою дифузійної області розглянутий в п.3.2, та розрахунок напруги пробою р-п переходу стоку по лавинному механізму оцінюються за виразом:

$$U_{cво} = \frac{U_{проб.пл.} \cdot x_j}{W_{ОПЗmax}} \cdot \left[\sqrt{\left(\frac{2 \cdot W_{ОПЗmax}}{x_j} \right) + 1} - 1 \right]; \quad (21.13)$$

- де: - $U_{проб.пл.}$ - напруга пробою плоскої частини р-п переходу;
 - x_j - глибина дифузійної області стоку;
 - $W_{ОПЗmax}$ - ширина ОПЗ при напрузі $U_{проб.пл.}$

Крім того, треба врахувати, що області стоку та витокм створюють горизонтальний біполярний транзистор, та його напруга пробою особливо для транзисторів з коротким каналом визначається за виразом:

$$U_{cво} = U_{KEO} = \frac{U_{KEO}}{\sqrt[n]{B_N + 1}}; \quad (21.14)$$

- де: - $U_{cво}$ - напруга лавинного пробою р-п переходу стоку;
 - B_N - коефіцієнт підсилення біполярного транзистора по струму;
 - n - коефіцієнт, що дорівнює $n=4$ для п-р-п транзисторів та $n=3$ для р-п-р транзисторів.

Для МДН (або МОН) транзисторів додатково необхідно враховувати ряд факторів. По-перше, в МОН транзисторах дифузійні р-п переходи формують як різкі р-п переходи. По-друге, наявність тонкого підзатворного окислу та металевого електроду затвора часто приводить до ефекту, який отримав назву пробою, модульованого затвором. Такій пробій характеризується повзучістю, коли при збільшенні струму пробою характеристика пробою починає повільно зміщується в бік більшої напруги, як показано на рисунку 21.4. Як правило, такий пробій незворотний та приводить до покращення характеристик транзистора.

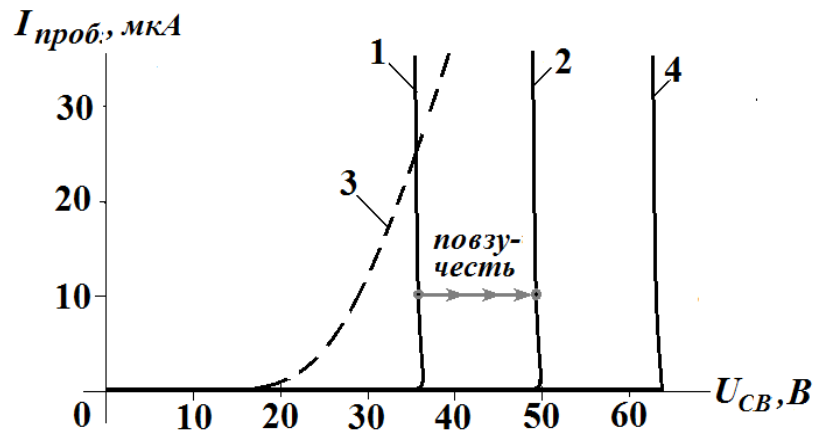


Рис.21.4. Характеристики лавинного пробію МДН транзистора.

- 1 – початковий лавинний пробій під впливом затвору;
- 2 – модифікований затвором пробій після сповзання;
- 3 – плавний пробій;
- 4 – лавинний пробій стокового р-п переходу.

Для пояснення ефекту повзучості пропонується два механізми: місцевий розогрів або мікроплазма в області р-п переходу під затвором або місцевий дрейф іонів в діелектрику, обумовлений сильним полем.

Іноді в МДН транзисторах спостерігається плавний пробій, який пов'язується з наявністю дефектів всередині ОПЗ стокового р-п переходу або з пробієм по мікроплазмам з-за нерівномірності зустрічних дифузійних фронтів областей стоку та витоку.

Крім того, для транзисторів з вузьким каналом з'являються додаткові ефекти, які можуть впливати на напругу лавинного пробію, що буде розглянуто в п.21.9.

Пробій по змиканню. Цей вид пробію відбувається при такій напрузі на стоці, коли ОПЗ області стоку досягає витоку, тобто ширина ОПЗ стає рівною або перевищує довжину провідного каналу:

$$U_{св.зм} = \frac{(L_K)^2 \cdot e \cdot N_n}{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0} - \phi_K; \quad (21.15)$$

- де: - L_K - довжина каналу, тобто відстань між стоком та витоком;
- N_n - концентрація домішки в підкладці.

Якщо задана напруга пробію між стоком та витоком, тоді довжина каналу повинна бути не менше величини, яка визначається по виразу:

$$L_K \geq W_{\text{опз}} = \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot (U_{\text{с60}} + \varphi_K) \cdot K_3}{e \cdot N_n}}; \quad (21.16)$$

де: $-K_3$ - коефіцієнт запасу, якій приймають в діапазоні від 1,05 до 1,5.

Напруга пробою між затвором та стоком $U_{\text{зс}}$. Напруга пробою затвор-стік обумовлена діелектричною міцністю та товщиною підзатворного діелектрика.

$$U_{\text{зс}} = d_{\text{ох}} \cdot E_{\text{ох}}; \quad (21.17)$$

де: $-d_{\text{ох}}$ - товщина підзатворного діелектрика;
 $-E_{\text{ох}}$ - критична напруженість поля пробою діелектрика.

21.4. Зворотні та прямі струми ВАХ МДН транзисторів

Зворотні струми МДН транзисторів характеризуються зворотними струмами утечки по затвору (між затвором та каналом або стоком) та зворотними струмами зворотно зміщеного р-п переходу області стоку.

Зворотні струми по затвору визначаються напругою на затворі відносно стоку та підзатворного діелектрика:

$$I_{\text{зб.з}} = \frac{U_{\text{зс}}}{\rho_{\text{ох}} \cdot d_{\text{ох}}} \cdot S_3; \quad (21.18)$$

де: $-I_{\text{зб.з.}}$ — зворотний струм затвора;
 $-U_{\text{зс}}$ — напруга між стоком та затвором;
 $-\rho_{\text{ох}}$ — питомий опір підзатворного діелектрика (окислу)
 $-S_3$ — площа затвора.

Питомий опір підзатворного діелектрика залежить від технології його формування, тому $I_{\text{ут.з.}}$ може змінитися на декілька порядків. Однак при доведеної технології ці струми не перевищують долі пА/мкм², та зазвичай не розраховуються.

Струми зворотно зміщеного р-п переходу стокової області визначаються як й для будь-якого р-п переходу по формулам, аналогічним формулам (14.1) – (14.2).

Прямі струми ВАХ МДН транзисторів. Для аналізу прямих струмів МДП транзисторів застосовується одномірний модель транзистора, згідно з

якою в області крутих характеристик струм стоку (струм через канал) визначається виразом [24-26]:

$$I_c = \mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W_K}{L_K} \cdot \left[(U_z - V_T)(U_c - U_\theta) - \frac{(U_c^2 - U_\theta^2)}{2} \right]; \quad (21.19)$$

де: - μ – рухливість носіїв заряду (дірок для р-МДН, електронів для п-МДН транзисторів) в каналі.

Якщо виток заземлений, то вираз (21.19) приймає вид:

$$I_c = \mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W_K}{L_K} \cdot \left[(U_z - V_T) - \frac{U_c}{2} \right] \cdot U_c; \quad (21.20)$$

З цього виразу витікає, що в діапазоні малої напруги на стоці, струм стоку підвищується пропорційно напрузі на стоці. Крім того, струм стоку підвищується при збільшенні напруги на затворі. При підвищенні напруги на стоці до початку пологих характеристик ріст струму сповільнюється, так як по мірі підвищення напруги на стоці збільшується падіння напруги вдовж каналу. Тому напруга в каналі поблизу витоку менше, чим падіння напруги поблизу стоку та з-за цього електростатичне поле поблизу стоку, яке створює провідний канал, зменшується, що зменшує товщину каналу, аж до повного перекривання каналу. Напруга на стоці, при якій відбувається перекривання каналу, означається як (U_{sat} або $U_{нас}$), – напруга насичення, яка дорівнює:

$$U_c = U_{c,sat} = U_{c,нас} = (U_z - V_T) - U_\theta; \quad (21.21)$$

А струм стоку при такої напрузі дорівнює:

$$I_{c,нас} = I_{c,sat} = \frac{1}{2} \mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W_K}{L_K} \cdot (U_z - V_T)^2; \quad (21.22)$$

Після досягнення напруги $U_{c,нас}$ на ВАХ МДН транзисторів спостерігається область пологих характеристик (см. рисунок 21.3).

Поява пологих характеристик. Пологі характеристики спостерігаються на ВАХ польових МДН або МОН транзисторів після досягнення точок ($U_{c,нас}$ та $I_{c,нас}$). Цей ефект пояснюється наступним. З-за протікання струму по провідному каналу поступово підвищується падіння

напруги вздовж каналу від витоку до стоку. Ця напруга діє протилежно напрузі на затворі, та біля стоку глибина провідного шару зменшується, як показано на рисунку 21.5.

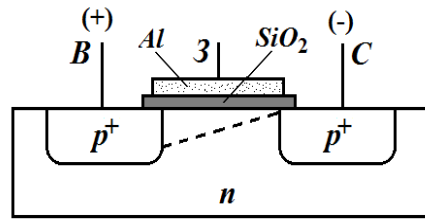


Рис.21.5. Вплив падіння напруги вздовж каналу на глибину провідного каналу

Коли канал перекривається за рахунок падіння напруги вздовж каналу (тобто за рахунок збільшення напруги на стоку), з'являється ефект саморегулювання струму.

Підвищення напруги на стоці (U_c) приводить до збільшення струму, а це приводить до збільшення падіння напруги вздовж каналу. В результаті провідний канал стає тоншим, його опір збільшується, а струм через нього зменшується. Але при зменшенні струму зменшується й падіння напруги (так як $U=I \cdot R$). Це викликає збільшення товщини каналу, опір каналу зменшується, а струм збільшується. При збільшенні струму падіння напруги знову збільшується, товщина каналу зменшується, й струм також зменшується. Однак зменшення струму знову зменшує падіння напруги і тому струм знову збільшується.

Отже, зменшення струму через канал створює умови для його збільшення, а збільшення струму створює умови для його зменшення. В результаті струм через канал саморегулюється та стає постійним. Однак за рахунок модуляції довжини каналу струм стоку на небагато збільшується при підвищенні напруги на стоці навіть в області пологих характеристик з-за модуляції довжини каналу.

Модуляція довжини каналу. При підвищенні напруги U_c ефективна довжина каналу зменшується на величину ОПЗ стоку. А це зменшує опір каналу, що приводить до збільшення струму через канал. Для МДН транзисторів з довгим каналом відносне зменшення довжини каналу за рахунок збільшення ОПЗ на стоці є незначним тому відносне збільшення струму стоку також буде незначним.

Для МДН транзисторів з коротким каналом, при підвищенні напруги на стоці, збільшення ширини ОПЗ відносно довжини каналу досить велике, що приводить до значного збільшення струму стоку в області пологих характеристик. В такому випадку струм насичення визначається по виразу:

$$I_{c,нас.} = \frac{1}{2} \mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W_K}{L_K} \cdot (U_3 - V_T)^2 \cdot (1 + \lambda_{МДН} \cdot U_{ce}); \quad (21.23)$$

де: - $U_{ce} = U_c - U_e$ - напруга між стоком та витоком;
 - $\lambda_{МДН}$ - коефіцієнт пропорційності, V^{-1} .

Порівняння ВАХ біполярних транзисторів та МДН транзисторів показує, що величина $1/\lambda$ є аналогом напруги Ерлі (U_{Er}) в біполярних транзисторах.

21.5. Підсилювальні властивості МДН транзисторів

Підсилювальні властивості МДН транзисторів в режимі малого сигналу характеризуються крутизною, або відношенням прирощення вихідного струму (струму стоку) до відповідного прирощення вхідної напруги на затворі, тобто крутизною стоко-затворної характеристики, яка визначається як:

$$S = \left. \frac{\partial I_c}{\partial U_3} \right|_{U_c = const}; \quad (21.24)$$

Для виводу формули крутизни застосовують диференціювання виразів (20.20) та (20.23), і отримують:

- для області крутих характеристик:

$$S = \mu_s \cdot C_{ox} \cdot \frac{W_K}{L_K} \cdot U_c = S_o \cdot U_c; \quad (21.25)$$

- для області пологих характеристик:

$$S = \mu_s \cdot C_{ox} \cdot \frac{W_K}{L_K} \cdot (U_3 - V_T) = S_o \cdot (U_3 - V_T); \quad (21.26)$$

де: - μ_s – рухливість носіїв заряду поверхні;
 - S_o - питома крутизна.

Питома крутизна виражає основні електрофізичні та конструктивні параметри МДН структури.

$$S_o = \mu_s \cdot C_{ox} \cdot \frac{W_K}{L_K} ; \quad (21.27)$$

Рухливість носіїв заряду в каналі у поверхні завжди менше, чим рухливість в об'ємі кремнію за рахунок додаткового розсіяння на фононах, а також на дефектах та порушеннях структури матеріалу, кількість яких поблизу границі розділу $Si-SiO_2$ завжди більше, чим в об'ємі кремнію. Ефект зменшення рухливості враховується введенням поверхневої рухливості носіїв заряду $-\mu_s$.

$$\mu_s = \frac{\mu_v}{(2 \div 2,5)} ; \quad (21.28)$$

де: $-\mu_v$ – рухливість носіїв в об'ємі, розрахована по формулам (2.6) та (2.7).

В формулі крутизни важливу роль грає питома ємність підзатворного діелектрика – C_{ox} . Згідно формули (20.7) C_{ox} збільшується при збільшенні діелектричної проникності підзатворного діелектрика (ϵ_{ox}) та при зменшенні його товщини – (d_{ox}). Однак на товщину підзатворного діелектрика накладаються обмеження вимогами до напруги пробою. Для підвищення величини C_{ox} часто використовують не окисел кремнію, а інші діелектрики або поєднання їх шарів, - наприклад, $SiO_2-Si_3N_4$ в МНОН (метал - нітрид – окисел – напівпровідник) структурах. Деякі параметри деяких діелектриків приведено в таблиці 21.1. З визначення крутизни та питомої крутизни отримують формули розрахунку струмів на пологому районі ВАХ:

$$I_{c.nac} = I_{c.sat} = \frac{S_o}{2} \cdot (U_3 - V_T)^2 ; \quad (21.29)$$

тоді:
$$S = \sqrt{2 \cdot S_o \cdot I_c} ; \quad (21.30)$$

Іншим малосигнальним параметром МДН транзисторів в режимі насичення є коефіцієнт підсилення напруги (K_u), якій визначається по формулі:

$$K_u = \left. \frac{\partial U_c}{\partial U_3} \right|_{I_c=const} ; \quad (21.31)$$

або
$$K_u = \sqrt{2 \cdot S_o \cdot I_c} \cdot r_d = S_o \cdot (U_3 - V_T) \cdot r_d ; \quad (21.32)$$

де: $-r_d$ - динамічний опір «сток-виток».

Таблиця 21.1

Діелект-Рик	Діелект-рична проникли-вість, ε	$\text{tg}\delta$ на частоті 1 кГц	Е кр., $\times 10^6$ В/см	Q_{ox}/e , см^{-2}		Питомий опір, ρ_{ox} , Ом·см	ТКЕ, $\times 10^{-4}$
				Значення	При орієн-тації		
SiO	$5,5 \pm 0,5$	0,004-0,02	(2-3)			$\geq 1 \cdot 10^{16}$	(5-20)
SiO ₂	$3,75 \pm 0,25$	0,0005-0,02	(6-11)	$(1,2 \pm 0,3) \cdot 10^{11}$ $(2,4 \pm 0,5) \cdot 10^{11}$ $(5,0 \pm 1,0) \cdot 10^{11}$	[100] [110] [111]	$(1-7) \cdot 10^{17}$	
Si ₃ N ₄							
Ta ₂ O ₅	22 ± 4	0,02-0,05	(1,2-2,2)				(3-4)
TiO ₂	25 ± 5	0,002-0,004					
Al ₂ O ₃	8 ± 1	0,002-0,01	(3-6)				
HfO ₂	25	0,01-0,05					
ZrO ₂	25	0,01-0,05					
NbO ₂	40	0,03-0,06					
GeO	11 ± 1	0,005-0,007	(1-2)			$\geq 1 \cdot 10^{16}$	(3-14)
б.с.с. (боро-сили-катное стекло)	$4 \pm 0,4$	0,001-0,0015	(3-4)				5,0

21.6. Способи управління пороговою напругою

По-перше, порогова напруга повинна бути менш напруги живлення схем на МДН транзисторах, і, як правило, менш половини напруги живлення. Сучасна тенденція до зниження напруги живлення приводить до необхідності рішення питань по зниженню порогової напруги, особливо для р-МДН транзисторів.

По-друге, зниження порогової напруги приводить до підвищення підсилювальних та частотних властивостей МДН (МОН) транзисторів.

Для р-МДН транзисторів порогова напруга згідно (21.11) дорівнює:

$$V_{T(p-MOH)} = \varphi_{MS} - \varphi_B - \frac{Q_V}{C_{ox}} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}};$$

Розглянемо приведені складові порогової напруги.

Для р-МДН транзистора з типовим алюмінієвим затвором значення $\varphi_{MS} \sim -(0,3-0,4)V$, тобто все складові мають негативний знак, а це приводить до значної негативної величини порогової напруги р-МДН або р-МОН транзисторів, що зменшує імовірність використання таких транзисторів при напрузі живлення нижче 3,0В.

Як видно з формули (21.11) збільшення значення C_{ox} приводить о зменшення двох складових порогової напруги. Для збільшення C_{ox} можна використати метод збільшення питомої ємності застосуванням «сендвіч-структури». Наприклад, для МНОН транзистора:

$$C_{ox} = \frac{1}{\left(\frac{1}{C_{O.SiO_2}} + \frac{1}{C_{O.Si_3N_4}} \right)}; \quad (21.33)$$

де: - $C_{O.SiO_2}$ - питома ємність окислу кремнію;

- $C_{O.Si_3N_4}$ - питома ємність нітриду кремнію.

Розглянемо складову (Q_{ox}/C_{ox}). Ця складова залежить від позитивного заряду в підзатворному діелектрику (Q_{ox}) та відпитомої ємності підзатворного діелектрика - C_{ox} . Нерухомий або фіксований заряд в підзатворному окислу визначається кількістю порушень кристалічної структури поблизу границі розділу $Si-SiO_2$, які залежать від орієнтації підкладки та від технології формування підзатворного окислу кремнію. При формуванні окислу кремнію, товщиною менше (400-500)Å величина нерухомого заряду в окислі зростає при будь-якої орієнтації.

При необхідності такої товщини окислу рекомендується формувати окисел товщиною більше 800Å з наступним травленням окислу до необхідної товщини, а також після формування підзатворного окислу відпалювати його в інертної атмосфері, - в аргоні або гелії. Найбільший ефект дає відпал пластин в водні або формінг-газе. При цьому створюються силанові та силанольні зв'язки типу $Si^{(3)}-H$ та $Si-O-H$ з атомів кремнію з розірваними валентними зв'язками $Si^{(3)-}$ та з незакінчених молекул типу $Si-O-$. Однак такі зв'язки з воднем слабкі і швидко розриваються під дією іонізуючого випромінювання.

Крім нерухомого заряду в окислі кремнію існує ще рухомий позитивний заряд, обумовлений рухливими іонами лужних металів (Na^+ , K^+ , Li^+), які мігрують до областей з більш негативним потенціалом, що

приводить до деградації (зміни з часом) характеристик та параметрів МОН транзисторів.

Тому необхідно строго відповідати технології виготовлення МОН транзисторів, виключив будь-яке додаткове забруднення лужними металами. А від внесених іонів лужних металів в процесі виготовлення (наприклад, з кварцових реакторів) застосовують методи зв'язування рухомих позитивних зарядів внесенням іонів хлору (хлорне окислення) та формуванням шару фосфорно-силікатного скла (ф.с.с.) над підзатворним окислом або над всією поверхню МОН транзистору.

Використання 2% HCl в об'ємі окислювальної атмосфери дає значний ефект, так як негативні іони хлору з'єднуються с позитивними іонами лужних металів та створюють нейтральні нерухомі молекули. А в ф.с.с. розчинність натрію значно вище, чим в окислі кремнію. Наявність в ф.с.с. молекул P_2O_5 приводить до з'єднання немостикувального атому кисню з натрієм завдяки кулоновській взаємодії. Кількість пасток для натрію в ф.с.с. пропорційне товщині ф.с.с. та концентрації фосфору в шарі ф.с.с. Однак і при використанні ф.с.с. спостерігається нестабільність приладів, що зв'язана з накопиченням заряду на границі ф.с.с.- SiO_2 , виникаюча з-за різних величин іонної або електронної провідності та діелектричної проникності, а також зв'язана з емісією іонів натрію з пасток при підвищенні температури та електричного поля.

При розгляді складової Q_B/C_{ox} та різних технологічних процесів можна побачити, що застосування іонного легування може дозволити змінити величину Q_B під затвором. При застосуванні іонного легування бором величина порогової напруги для р-МОН транзисторів буде визначатися формулою:

$$V_{T(p-МОН)} = \varphi_{MS} - \varphi_B - \frac{Q_V}{C_{ox}} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} + \frac{Q_{I/L}}{C_{ox}}; \quad (21.34)$$

Отже, доза бора, яка необхідна для іонного легування:

$$Q_{I/L} = C_{ox} \left(V_{T(p-МОН)} - \varphi_{MS} + \varphi_B + \frac{Q_V}{C_{ox}} + \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} \right); \quad (21.35)$$

де: - $Q_{I/L}$ — доза домішки при іонному легуванні, в кремнію під під затворним окислом;

- $V_{T(p-МОН)}$ — необхідна порогова напруга.

Складові φ_B залежить від степені легування кремнієвої підкладки та в порівнянні з іншими складовими порогової напруги її зміни при зміні

концентрації в підкладці будуть незначними. Складова φ_{MS} залежить від різниці роботи виходу з кремнію та з матеріалу затвора. Значення роботи виходу для деяких металів приведено в таблиці 21.2.

Таблиця 21.2

Метал	<i>Mg</i>	<i>Al</i>	<i>Ni</i>	<i>Cu</i>	<i>Ag</i>	<i>Pt</i>	<i>Au</i>	<i>Si</i>
φ_M , eV	3,7	4,2	4,5	4,4	4,3	5,3	4,8	4,5

Значна частина сучасних МОН транзисторів виготовляється не з металевими затворами, а з полікристалічними, які можна легувати різними домішками. В такому випадку:

$$\varphi_{MS} = \varphi_{PKK} - \varphi_{Si} = \Delta\varphi_{F.PKK} - \Delta\varphi_{F.Si}; \quad (21.36)$$

- де: - $\Delta\varphi_{F.PKK}$ - різниця потенціалів між серединою забороненої зони та рівнем Ферми в полікристалічному кремнії;
 - $\Delta\varphi_{F.Si}$ - різниця потенціалів між серединою забороненої зони та рівнем Ферми в кремнієвій підкладці.

Крім вказаних технологічних способів управління пороговою напругою іноді застосовують «ефект потенціалу підкладки», який спостерігається при подачі напруги зміщення між витокон та підкладкою.

При подачі позитивної напруги на підкладку р-МОН транзистору відносно стоку (зворотне зміщення) ОПЗ між підкладкою та каналом буде ширше та буде містити збільшений об'ємний заряд. Тому для створення інверсної області каналу провідності необхідна збільшена напруженість електричного поля затвора, що веде до збільшення порогової напруги.

21.7. Опори, ємності та частотні властивості МДН транзисторів

Опори. Послідовний опір між стоком та витокон МДН або МОН транзистора складається з опору каналу, опору високолегованих областей стоку та витокон і з опору металевих струмопровідних шин. Опір струмопровідних шин зазвичай дуже малий, складає долі Ома, і, як правило, не розраховується.

При використанні струмопровідних шин тільки з полікристалічного кремнію розрахунок їх опору аналогічний розрахунку резисторів. Опори

високолегованих областей стоку та витоку складають декілька Ом та рідко розраховуються. Найбільшу величину має опір каналу.

Диференційний опір каналу (r_d) на ланці крутих ВАХ оцінюється по виразу:

$$r_d = \frac{1}{S_o \cdot (U_3 - V_T - U_c)}; \quad (21.37)$$

Так як на початкової ділянці ВАХ МДН транзисторів (при $V_T < U_3 < U_{нас}$) характеристики лінійні, опір відкритого каналу – R_{Ko} визначається по виразу:

$$R_{Ko} = \frac{1}{S_o \cdot (U_3 - V_T)}; \quad (21.38)$$

Ефект модуляції довжини каналу, що приводить до появи нахилу ВАХ в пологої області, дозволяє проводити оцінку опору каналу в цій області. Як правило, цей опір визначають опитним шляхом:

$$R_K = \frac{|U_{c2}| - |U_{c1}|}{|I_{c2}| - |I_{c1}|}; \quad (21.39)$$

Ємності МДН або МОН транзисторів. Загальна ємність МДН транзистора складається як з власної ємності областей безпосередньо транзисторної структури, так і з паразитних ємностей. К власним ємностям слід віднести ємності областей стоку та витоку, а також ємність затвора. Ємність стоку, що працює під напругою зворотного зміщення визначають по формулі:

$$C_C = S_C \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot e \cdot N_n}{2 \cdot (U_C + \phi_{KC})}}; \quad (21.40)$$

де: - S_C - площа стоку:

- N_n – концентрація домішки на р-п переході.

Ємність витоку, що заземлений можна оцінити по формулі:

$$C_B = S_B \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_o \cdot e \cdot N_n}{1,5 \cdot \phi_{KC}}}; \quad (21.41)$$

Ємність затвору є МДН ємністю, яка визначається по формулі:

$$C_3 = S_3 \cdot C_{ox} \approx W_K \cdot L_K \cdot C_{ox}; \quad (21.42)$$

де: - S_3 - площа затвору.

Паразитні ємності обумовлені структурою МДН транзистора та технологією його виготовлення. Розглянемо структуру р-МОН транзистора з алюмінієвим затвором, яка показана на рисунку 21.6.

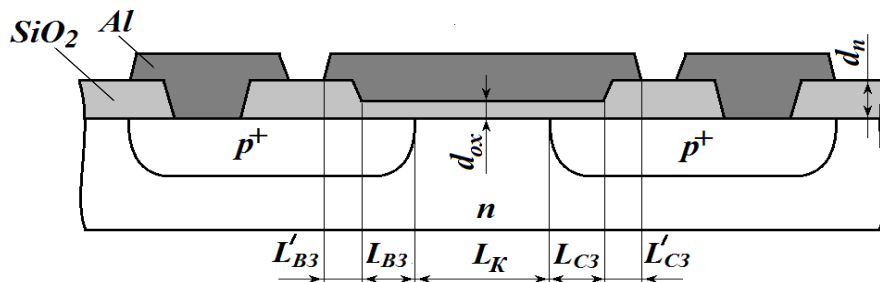


Рис.21.6. Поперечний розріз структури р-МОН транзистора з алюмінієвим затвором

Одною з паразитних ємностей є ємність між металевими шинами та кремнієм в пасивних областях структури – C_M :

$$C_M = S_{MШ} \cdot \frac{\varepsilon_D \cdot \varepsilon_o}{d_n}; \quad (21.43)$$

- де: - $S_{MШ}$ – площа металевих шин (зазвичай від стоку до затвору наступного МОН транзистора або до контактної площадці);
 - ε_D - діелектрична постійна діелектрика над пасивними областями;
 - d_n - товщина діелектрика над пасивними областями.

Для отримання надійного перекриття каналу затвором зазвичай створюють запас на розміри елементів. Тому підзатворний діелектрик (см.рис.20.5) знаходиться не тільки над областю каналу, але й частково перекриває області стоку та виток, що створює паразитні ємності сток-затвор (C_{C3}) та виток-затвор (C_{B3}):

$$C_{C3} = S_{C3} \cdot C_{ox} \approx (W_K + L_{C3}) \cdot L_{C3} \cdot C_{ox}; \quad (21.44)$$

$$C_{B3} = S_{B3} \cdot C_{ox} \approx (W_K + L_{B3}) \cdot L_{B3} \cdot C_{ox}; \quad (21.45)$$

де: - S_{C3} та S_{B3} - площа перекриття затвором стоку та витоку по підзатворному діелектрику;

- L_{C3} и L_{B3} - величина перекриття тонким підзатворним окислом стоку та витоку, відповідно.

Коли площа металу затвора буде більше, чим площа підзатворного діелектрика, тоді додаються додаткові паразитні ємност сток-затвор (C'_{C3}) та виток-затвор (C'_{B3}) по більш товстому окислу:

$$C'_{C3} \approx (W_K + L_{C3} + 2 \cdot L'_{C3}) \cdot L'_{C3} \cdot \frac{\varepsilon_D \cdot \varepsilon_o}{d_n}; \quad (21.46)$$

$$C'_{B3} \approx (W_K + L_{B3} + 2 \cdot L'_{B3}) \cdot L'_{B3} \cdot \frac{\varepsilon_D \cdot \varepsilon_o}{d_n}; \quad (21.47)$$

Ємності ($C_{C3} + C'_{C3}$) и ($C_{B3} + C'_{B3}$) часто називають ємностями перекриття. Перекриття відбувається по двом причинам, - навмисним формуванням запасів на розміри та з-за бічної дифузії домішки в дифузійних областях стоку та витоку.

Частотні властивості МДН або МОН транзисторів. Частотні властивості МДН транзисторів обумовлено часом прольоту носіїв заряду через канал та постійною часу перезаряду ємностей транзистора. Час прольоту носіїв ($\tau_{пр.к}$) визначається по формулі:

$$\tau_{пр.к} = \frac{L_K - W_{ОПЗ.С}}{v_{др.н}}; \quad (21.48)$$

де: - L_K - довжина каналу;

- $W_{ОПЗ.С}$ - ширина ОПЗ стоку;

- $v_{др.н.}$ - дрейфова швидкістьнасищення носіїв заряду;

$v_{др.н.} = 1 \cdot 10^7$ см/с для електронів, $v_{др.н.} = 6 \cdot 10^6$ см/с для дірок;

Час перезаряду ємностей (τ_C) вносить більш значний внесок в задержку сигналу:

$$\tau_C = R_o \cdot C_{\Sigma C}; \quad (21.49)$$

де: - R_o – опір відкритого каналу;

- $C_{\Sigma C}$ - еквівалентна ємність, яка оцінюється по формулі:

$$C_{\Sigma C} = C_3 + C_M + C_{CT} + K_M \cdot (C_{3C} + C'_{3C}); \quad (21.50)$$

де: - K_M - коефіцієнт, зв'язаний з підсилювальними властивостями МДН транзистора, який при оперативному розрахунку можна приблизно оцінити виразом:

$$K_M = 1 + \sqrt{\frac{W_K}{L_K}}; \quad (21.51)$$

Для оцінки задержки переключення сигналу при роботі МДН транзистора на пологої ланці можна використати вираз:

$$\tau_3 = \frac{C_{\Sigma C}}{S_o \cdot (U_3 - V_T)} + \tau_{np,k} = \frac{C_{\Sigma C}}{S} + \tau_{np,k}; \quad (21.52)$$

Тоді гранична частота роботи МДН транзистора буде дорівнювати:

$$f_T = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_3}; \quad (21.53)$$

21.8. Комплементарні МДН структури

В схемах на КМДН (або КМОН) один осередок містить два МДН (МОН) транзистора, з різним типом провідності (n-МОН та p-МОН), але з дуже близькими параметрами.

Таки транзистори називаються комплементарними, що дає в назві КМОН першу букву К. КМОН або КМДН осередок служить інвертором, а принципова електрична схема КМОН (КМДН) приведена на рисунку 21.7.

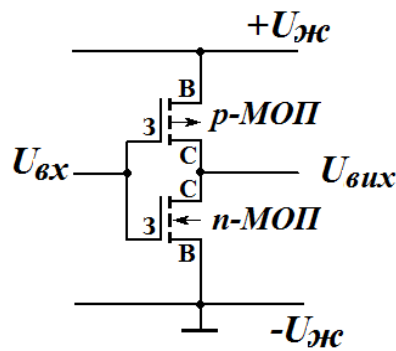


Рис.21.7. Схема інвертора на КМОН (КМДН) структурі

В схемі р-МОН транзистор відкривається негативною напругою, а п-МОН позитивною. Вихідна напруга знімається зі стоку п-МОН транзистора VT2. В КМОН структурі затвори обох транзисторів з'єднані та створюють загальний вхід, також з'єднані стоки обох транзисторів – це вихід схеми. При подачі на вхід позитивної напруги або “1”, нижній п-МОН транзистор відкривається та має малий опір, а верхній р-МОН транзистор закритий та його опір дуже великий. Тому вихідна напруга, що дорівнює падінню напруги на стоці п-МОН транзистора буде малою, тобто буде логічним 0.

При подачі на вхід низької напруги логічного 0 (напруга шини землі або мінус $U_{ж}$) р-МОН транзистор відкривається, та буде мати малий опір, а п-МОН транзистор закритий та його опір буде великим. Тому вихідна напруга буде великою, тобто логічною 1.

Перевага схем на КМДН (КМОН) структурах в тому, що один з транзисторів завжди закритий, коли інший відкритий. Тому струм від шини живлення не тече через таку структуру на землю. З-за того, що схеми на КМОН структурах практично не споживають струму, їх використовують в схемах, які містять сотні тисяч або мільйони елементів. Схеми, що виконано по іншим технологіям, при такій кількості елементів споживали б струми порядку декількох сотень або тисяч Ампер. Однак при дуже високій частоті сигналів один з МДН транзисторів в КМДН ячейке ще не встигає закритися, а інший вже починає відкриватися. Тоді через обидва транзистора одночасно протікає наскрізний струм від шини напруги живлення на землю. Споживання струму починає збільшуватися, а схема починає нагріватися.

21.9. Ефект защелкивання КМДН структур

Одною з проблем при проектуванні КМДН (КМОН) схем є створення мір для того, щоб уникати стану, який отримав назву защелкивання. Для поняття ефекту защелкивання розглянемо структуру КМОН осередка, яка показана на рисунку 21.8.

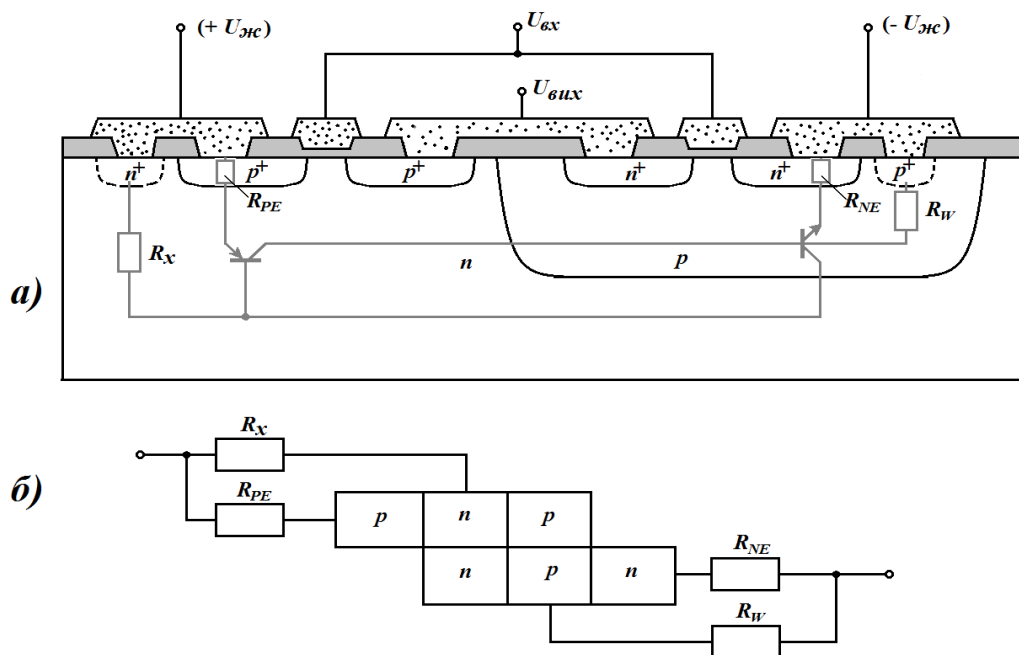


Рис.21.8. Поперечний розріз КМОН осередка (а) та схемне представлення з'єднання паразитних n-p-n та p-n-p транзисторів с перехресними зв'язками (б):

- R_{NE} та R_{PE} —опори емітерних контактів та дифузійних областей біполярних паразитних транзисторів;
- R_x - опір резистора підкладки;
- R_w - опір резистора, створеного кишню.

Як видно з рисунку 21.7а, в КМОН осередку є два паразитних біполярних транзистора. Паразитний р-n-p транзистор створюється р⁺-витоком, n-підкладкою та р-кишенню. Паразитний n-p-n транзистор створюється n⁺-витоком, р-кишенню та n-підкладкою. Паразитні транзистори мають перехресні зв'язки через загальні області, - n-підкладку та р-кишенню. Якщо ці біполярні транзистори мають хоча б помірні коефіцієнти підсилення по струму, вони в такій схемі включення легко можуть потрапити в режим насичення.

Згідно рисунку 21.7.б, біполярні транзистори створюють чотирьохшарову р-n-p-n структуру, яку називають паразитною тиристорною структурою – ПТС. При появі струму управління на одній з базових областей біполярних транзисторів ця ПТС включається так, що при малої напрузі через ПТС буде протікати дуже великий струм, - від сотень мА до декількох Ампер.

Так як КМОН осередок зазвичай призначені для роботи в мікроамперному діапазоні, поява великого струму приводить до знищення

шин металізації або до виходу зі строю будь-якого з витоків, які є емітерами паразитних транзисторів.

При нормальній роботі КМОН схем емітерні р-п переходи біполярних транзисторів зміщені в зворотному напрямку, а їх струми є дуже малими зворотними струмами р-п переходів, що не приводить до защелкивання ПТС. Однак можливі декілька механізмів підвищення струмів, які будуть струмами управління ПТС.

К ним відносяться:

- поява короточасних імпульсів прямого зміщення на р-п переходах, особливо на вході та виході мікросхеми;
- поява фотострумів з-за іонізуючого випромінювання;
- збільшення зворотних струмів з-за підвищення температури.

В спрощеній моделі паразитного тиристора приймається, що опори R_{NE} та R_{PE} – дуже малі. Тоді повний коефіцієнт підсилення ($K_{повн}$) по петле зворотного зв'язку буде дорівнювати:

$$K_{повн} = B_N \cdot \frac{R_X}{R_{npn} + R_X} \cdot B_P \cdot \frac{R_W}{R_{pnp} + R_W}; \quad (21.54)$$

- де: - B_P и B_N – коефіцієнти підсилення по току р-п-р та п-р-п транзисторів, відповідно;
- R_{npn} и R_{pnp} - величини, які є зворотними до крутизни МОН транзисторів:

$$R_{npn} = \left(\frac{\partial I_B}{\partial U_{EB}} \right)_{npn}^{-1}; \quad (21.55)$$

$$R_{pnp} = \left(\frac{\partial I_B}{\partial U_{EB}} \right)_{pnp}^{-1}; \quad (21.56)$$

Якщо $K_{повн} < 1$, тоді защелкивання не відбувається. Аналіз формули (21.55) показує, що для зменшення $K_{повн}$ необхідно зменшувати коефіцієнти підсилення біполярних транзисторів та зменшувати опори R_X та R_W . Для зменшення імовірності включення ПТС використовують один зі способів приведених нижче або їх поєднання:

а) Легування золотом зменшує час життя носіїв заряду, що приводить до зменшення коефіцієнтів підсилення біполярних транзисторів;

б) Введення охоронних кілець, які оточують МОН транзистори. Сильнолеговані охоронні області колектують більшу частину неосновних носіїв заряду раніше, чим вони досягають переходу кишень-підкладка та коефіцієнт переносу носіїв сильно зменшується.

в) Виготовлення епітаксійного шару на сильнолегованій підкладці. Так як така підкладка має малий опір, це зменшує величину R_X в формулі (21.55).

г) Створення в підкладці кишень обох типів провідності, з-за чого вже не відбувається створення р-п-р-п структури.

д) Використання контактів Шотткі в якості областей стоків та витоків МОН транзисторів. Так як контакти Шотткі мають малу інжекційну спроможність, це зменшує коефіцієнти інжекції, та відповідно зменшує коефіцієнти підсилення біполярних транзисторів.

21.10. Деякі додаткові ефекти в МДН транзисторах

Ефект короткого каналу. Рівняння (20.11) и (20.12) для оцінки порогової напруги виведено на основі одномірної моделі, в якій приймається, що об'ємний заряд під затвором МДН транзистора залежить тільки від вертикального електричного поля. Однак р-п переходи стоку та витоків також впливають на об'ємний заряд в області каналу. При великій довжині каналу це приводить до невеликої помилки в оцінці порогової напруги V_T . Якщо довжина каналу порівняна з ОПЗ р-п переходів, то цей ефект помітно змінює величину V_T . Зазвичай використовують геометричний метод аналізу короткоканальних МДН транзисторів по структурі, що показана на рисунку 21.9.

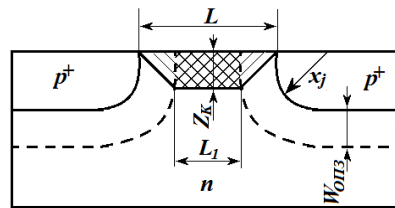


Рис.21.9. Розріз МДН транзистора з коротким каналом

По рисунку 21.9 видно, що заряд збідненої області, якій наведений напругою на затворі, зосереджується в об'ємі, що обмежений трапецією, яка показана подвійною штриховкою. В даному випадку порогова напруга оцінюється формулами:

$$\text{- для р-МОН транзисторів: } V_{T(p-MOP)} = \varphi_{MS} - \varphi_K - \frac{Q_V}{C_{ox}} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} - \frac{\xi_K \cdot Q_V}{C_{ox}}; \quad (21.57)$$

$$\text{- для н-МОН транзисторів: } V_{T(n-MOP)} = \varphi_{MS} + \varphi_K + \frac{Q_V}{C_{ox}} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} + \frac{\xi_K \cdot Q_V}{C_{ox}}; \quad (21.58)$$

де: - ξ_K - параметр, що представляє собою функцію, специфічну для конкретних розмірів МДН транзисторів, він визначається по формулі:

$$\xi_K = 1 - \frac{x_j}{L_K} \cdot \left[\sqrt{\left(\frac{1 + 2 \cdot Z_K}{x_j} \right)} - 1 \right]; \quad (21.59)$$

де: - x_j - глибина областей стоків та витоків;
 - Z_K - товщина каналу або збідненої області.

Ефект вузького каналу. Одномірна модель оцінки порогової напруги V_T стає неточною при зменшенні ширини каналу W_K , коли вона стає порівняною з глибиною збідненої області каналу Z_K . Цей ефект стає помітним при $W_K \leq 16 \cdot Z_K$. Наприклад, для n-МОП транзисторів порогова напруга збільшується на величину:

$$\Delta V_T = \frac{\pi \cdot e \cdot N_K \cdot Z_K^2}{2 \cdot C_{ox} \cdot W_K}; \quad (21.60)$$

Графік залежності ΔV_T від відносної ширини каналу показаний на рисунку 21.10.



Рис.21.10. Зсув порогової напруги під дією ефекту вузького каналу для МОН транзистора з $N_K=10^{15} \text{ см}^{-3}$, $d_{ox}=500 \text{ нм}$

Ефекти гарячих носіїв. Носії заряду (електроні та дірки) називаються «гарячими» тоді, коли взаємодія з електричним полем надає їм значно більш високу кінетичну енергію, чим енергія, що відповідає температурі навколишнього середовища. Поблизу кута стокового р-п переходу під границею кремній-двоокис кремнію, де р-п перехід знаходиться безпосередньо під затвором, електричне поле в МДН транзисторі є

максимальним та дає визначальний вплив на ефекти гарячих носіїв заряду. На рисунку 21.11 схематично показано деякі з цих ефектів.

Вільні носії заряду, які проходять через область сильного електричного поля поблизу стоку, можуть набирати високу енергію та проникати в підзатворний діелектрик, викликають затворний струм – I_z .

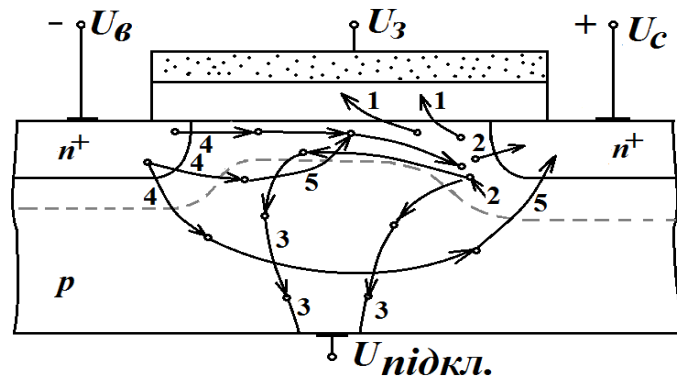


Рис.21.11. Розріз n-канального МДН транзистора зі схематичними траєкторіями руху гарячих носіїв

Типові значення цього струму мають величини порядку 10^{-15} - 10^{-14} А. Але при підвищенні напруги цей струм збільшується на декілька порядків. При збільшенні струму більше 10^{-10} А захват частини інжектованого заряду на пастки в підзатворному діелектрику може визвати незворотну зміну параметрів МДН транзистора, та, в першу чергу, локальну зміну порогової напруги. Цей ефект названий інжекцією носіїв в затворний діелектрик та показаний траєкторією 1 на рисунку 20.11.

Високоенергетичні гарячі носії можуть приводити до лавинного створення пар носіїв (траєкторія 2 на рисунку 21.11). Для n-канального транзистора дірки, створені в лавинному процесі, колектуються підкладкою, що створює дрейфовий струм підкладки (траєкторія 3 на рисунку 21.11). Якщо підкладка має високий питомий опір (більше $50 \text{ Ом} \cdot \text{см}$), поява цього струму може визвати помітне падіння напруги на підкладці.

Коли потенціал підкладки поблизу р-п переходу витоку збільшується більше чим на $(0,5-0,6) \text{ В}$, може початися інжекція електронів з витоку в підкладку (траєкторія 4 на рисунку 21.11). Електрони, які інjektуються з витоку, ведуть себе точно також як в біполярному горизонтальному п-р-п транзисторі та колектуються стоком (траєкторія 5 на рисунку 21.11). Цей «біполярний» струм може визвати додаткове лавинне множення, що збільшує струм дірок, які в підкладці становляться додатковим базовим струмом горизонтального п-р-п транзистора.

При цьому струм стоку різко збільшується та відбувається пробій МДН транзистора раніше, чим це визначається по умовам змикання або умовам лавинного пробію стокового р-п переходу. Величина такого пробію залежить від коефіцієнта підсилення горизонтального біполярного транзистора, подібно величині U_{KEO} .

Особливо сильно різниця в напрузі пробію проявляється в короткоканальних МДН транзисторах (при $L_K \leq 1,5$ мкм), де коефіцієнт підсилення біполярного транзистора сильно зростає. Явище такого пробію отримало назву механізму наскрізного збіднення. Характеристики пробію з механізмом наскрізного збіднення близькі до характеристик плавного пробію.

21.11. Основні параметри та характеристики МДН транзисторів

К основним параметрам та характеристикам МДН або МОН транзисторів, а також до параметрів режиму відносяться:

- V_T – порогова напруга (для транзисторів с індукованим каналом);
- $S = \Delta I_c / \Delta U_z$ - крутизна характеристики в пологої області, яка визначає підсилювальні властивості польового транзистора;
- C_c - ємність стоку;
- C_z - ємність затвору;
- I_{cmax} - максимально-допустимий струм стоку;
- $U_{си, max}$ - максимально - допустима напруга між стоком та витоком;
- $U_{z, max}$ - максимально - допустима напруга на затворі;
- P_{max} - максимально – допустима потужність;
- діапазон робочих температур (від T_{min} до T_{max}).

20.12. МДН (МОН) транзисторизі вбудованим каналом

Існують МДН або МОН транзистори зі вбудованим каналом, в яких провідної канал вже існує при напрузі на затворі рівною 0. При напрузі на затворі $V_z = 0$ в них по каналу протікає струм. При подачі негативної напруги на затвор п-канального транзистора в підзатворну область (область каналу) притягуються дірки, і товщина провідного каналу п-типу зменшується, що приводить до зменшення струму через канал. При подачі позитивної напруги на затвор до вбудованого каналу додається індукований цей напругою додатковий провідний шар, та, відповідно, струм через канал буде збільшуватися.

Список використаних джерел

1. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: В 2-х книгах. Книга 1. Перевод с англ. - 2-е переработанное и дополненное изд. - М.: Мир, 1984.- 456 с.
2. Матсон Э.А., Крыжановский Д.В. Справочное пособие по конструированию микросхем. – Минск: Выш. школа, 1982. – 224 с.
3. Трутко А.Ф. Методы расчета транзисторов. Издание 2-е, переработанное и дополненное.- М.: Энергия, 1971.- 272 с.
4. Кремниевые планарные транзисторы. Под ред. Я.А. Федотова. – М.: Сов.радио, 1973. – 336 с.
5. Тиходеев Ю С., Трутко А.Ф. К вопросу о механизме пробоя р-п переходов в полупроводниках/ Электронная техника. Сер.2. Полупроводниковые приборы, 1968, вып.1(39) – С.112-138.
6. Самойлов Н.А., Фролов А.Н., Шутов С.В. Оперативная оценка концентрации примеси в эмиттере при проектировании дрейфовых п-р-п транзисторов./Письма в ЖТФ, 1996, том 22 вып.7. – С.36-38.
7. Самойлов Н.А., Фролов А.Н., Шутов С.В. Пробивные напряжения р-п переходов в планарных транзисторах. / Петербургский журнал электроники. Надежность ИЭТ. 1999. Вып.1. – С.44-46.
8. Березин А.С., Мочалкина О.Р. Технология и конструирование интегральных микросхем: Учебн. пособие для вузов/ Под ред. И.П. Степаненко. – М.: Радио и связь, 1983. – 232 с.
9. Стриха В.И., Бузанева Е.В., Радзиевский И.А. Полупроводниковые приборы с барьером Шоттки (физика, технология, применение). Под ред. В.И. Стрихи. – М.: Сов. радио, 1974. – 248с.
10. S.V.Shutov, A.N.Frolov, V.N.Litvinenko, and A.A.Frolov. Base Thickness Determination from the Punch-Through Voltage for Vertical n-p-n Transistors Incorporated into I²L Elements/ Technical Physics, Vol.49, No.2, 2004.- pp.269-271.
11. Самойлов Н.А., Фролов А.Н., Шутов С.В. Методика оперативной оценки пробивного напряжения п-р-п транзисторов. / Петербургский журнал электроники. Надежность ИЭТ. 1996. Вып.4. – С.42-45.
12. Фролов А.Н., Шутов С.В. Оперативная оценка удельного сопротивления коллектора и глубины залегания коллекторного перехода при проектировании биполярных р-п-р транзисторов. / Журнал технической физики, 1998, том 68, №8. – С.139-140.

13. Maronchuk I.E., Frolov A.N., Shutov S.V. Determination of the base thickness of a drift transistor by “punch-through” voltage/ Radioelectronics and communications systems.2001. Vol.44(11).- pp.46-49.
14. Frolov A.N., Shutov S.V., Shershen A.M. Evaluation of the drift n-p-n transistor base thickness by its gain factor. / Radioelectronics and communications systems.2001. Vol.44(12).- pp.38-40.
15. Валиев К.А., Дягилев В.Н., Лебедев В.И., Лубашевский А.В. Микромощные интегральные схемы. – М.: Сов. радио, 1975. – 256 с.
16. Сосина Э.П., Петров Б.К., Толстых С.А., Сыноров В.Ф. Температурная зависимость коэффициента усиления в кремниевых планарных транзисторах/ Радиотехника и электроника, 1971, т.16, №7. – С.1299-1301.
17. Киреев П.С. Физика полупроводников. – М.: Высш. школа, 1969.
18. Пожела Ю. К., Юцене В.Ю. Физика сверхбыстродействующих транзисторов. – Вильнюс, МОКСЛАС, 1985. – 112с.
19. Фролов О.М., Селіверстова С.Р., Кириллов О.Л. Технологічні та конструктивні методи зниження рівня низькочастотного шуму в **n-p-n** транзисторах./Вісник ХНТУ №2 (77), 2021 р. – С.66-72.
20. Основы технологии кремниевых интегральных схем. Окисление, диффузия, эпитаксия./Под. ред. Р. Бургера и Р. Донована. Пер.с англ. под ред. В.Н. Мордковича и Ф.П. Пресса. – М.: Мир, 1969. – 487 с.
21. Н.А. Самойлов, А.Н. Фролов, С.В. Шутов. Влияние профиля легирования на пробивные напряжения коллекторного перехода в планарных n-p-n транзисторах./ Журнал технической физики, 1998, т.68, №10. – С.136 -137.
22. S.V.Shutov, A.N.Frolov, and A.A.Frolov. Avalanche Breakdown Voltage of n-p-n Transistors in I²L Logic Elements/ Technical Physics, Vol.49, No.2, 2004.- pp.267-269.
23. Аваев Н.А., Дулин В.Н., Наумов Ю.Е. Большие интегральные схемы с инжекционным питанием. – М.: Сов. радио, 1977. – 248с.
24. Викулин И.М., Стафеев В.И. Физика полупроводниковых приборов. – М.: Сов. радио,1980. – 269 с.
25. Маллер Р., Кейминс Т. Элементы интегральных схем. – М.: Мир, 1989. – 630 с.
26. Интегральные схемы на МДП – приборах./Пер. с англ. под ред. А.Н. Кармазинского. – М.: Мир, 1975. -367с.
27. Пономарев М.В., Коноплев Б.Г. Конструирование и расчет микросхем и микропроцессоров. Учебн.пособие для вузов. –М.: Радио и связь, 1986. -176 с.
28. ОСТ.11.20.9903. Микросхемы интегральные и приборы полупроводниковые. Система и методы операционного контроля в процессе

производства. Технические требования к технологическому процессу при аттестации производства. - М.: Госстандарт, 1986.- 67 с.

29. А.Н.Фролов, В.Н.Литвиненко, А.В.Калашников, В.Г.Бичевой, А.В.Салатенко. Исследование зависимости коэффициента диффузии бора в кремнии от технологических режимов/ Вестник ХГТУ, 1999, №3(6). – С.97-99.

30. Tannenbaum E. Detailed analysis of thin phosphorus-diffused layers in p-type silicon. /Solid State Electronics, 1961, v.2. – p.123-132.

31. А.И. Курносов, В.В. Юдин. Технология производства полупроводниковых приборов и интегральных схем. –М.: Высш. школа, 1979. – 367 с.

32. Tsai C. C. J. Shallow phosphorus diffusion profiles in silicon/ Proc. IEEE.- 1969, v.57, №9. – P.1499-1506.

Наукове видання

**ОПЕРАТИВНИЙ РОЗРАХУНОК
ЕЛЕМЕНТІВ МІКРОСХЕМ
ТА НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ**

Монографія

За редакцією

доктора технічних наук П. Є. Михаліченка

Формат 60×84¹/₁₆. Умовн. друк. арк. 10,6. Тираж 300 пр. Зам. № 534-717.

ВИДАВЕЦЬ І ВИГОТОВЛЮВАЧ

Товариство з обмеженою відповідальністю фірма «Іліон».

54038, м. Миколаїв, вул. Бузника, 5/1.

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 1506 від 25.09.2003 р.



ISBN 978-617-534-717-1



9 786175 347171