

С.П. Новосядлий, С.М. Вертепний, М.В. Петрашук

Тестовий контроль технологічної САПР для діагностування рекомбінаційних процесів біполярних інтегральних схем

*Прикарпатський національний університет імені Василя Стефаника,
вул. Шевченка, 57, Івано-Франківськ, 76000, Україна*

При проектуванні біполярних схем велике значення має вибір конструкції активних елементів схем, в ролі яких виступають транзистори. Для рішення цієї задачі все ширше використовують фізико-топологічне моделювання з використанням тестових структур, які дозволяють чітко визначити взаємозв'язки електрофізичних параметрів моделей елементів – транзисторів. В даній статті розглядається вплив рекомбінаційних процесів в областях n-p-n та p-n-p-транзисторів на їх електрофізичні параметри і визначаються тестові структури, які модулюють такі процеси.

Ключові слова: тестова структура, електрофізичне діагностування, рекомбінаційний струм, біполярні транзистори.

Стаття постуила до редакції 13.02.2008; прийнята до друку 15.03.2009.

Вступ

Нашими дослідженнями встановлено, що електрофізичні параметри дуже чутливі до особливостей технологічного процесу формування біполярних структур ВІС і, крім цього, сильно змінюються при дії зовнішніх факторів, зокрема напруги, температури, радіації, вологи. В зв'язку з цим при використанні у програмах фізико-топологічного моделювання числових значень часу життя і рухливості носіїв заряду, швидкості поверхневої рекомбінації, коефіцієнтів дифузії, коефіцієнтів теплопровідності, взятих із довідникових джерел, не забезпечується виконання головного практичного завдання моделювання – достовірності результатів розрахунку. Не маючи можливості коректно оцінити ступінь впливу окремих конструкторсько-технологічних факторів на електрофізичні та електричні характеристики елементів схеми для конкретної технології реалізації схеми та в конкретних умовах експлуатації, розробник часто при виборі рішень використовує лише свій досвід та професійну інтуїцію, які не завжди дають правильний та оптимальний результат [1,2].

В ролі методичної основи для вирішення цієї задачі використаний так званий принцип інваріантно-топологічного підходу, викладеного в [1], в основі якого лежить виділення в структурі топологічно однорідних областей, які відрізняються особливостями процесів накопичення та переносу носіїв заряду. Кожна із областей характеризується

деяким топологічним параметром (площею, питомим опором, концентрацією носіїв заряду). Для цього можна використати тестові структури різної геометрії або топології. Цей виділений параметр для даної виділеної області виражає вплив фізичних процесів на роботу приладу чи структури. Тоді топологія любого елемента у вигляді ТС представляється набором таких областей, яким відповідають топологічно-інваріантні фізичні параметри [1,3].

Тому метою даної роботи є, використовуючи тестові структури біполярних транзисторів вести електрофізичне діагностування для визначення впливу різних областей транзисторів на статичні характеристики n-p-n і p-n-p-транзисторів, зокрема на їх m-фактор.

В основі цього методу електрофізичного діагностування лежить вимірювання спеціального набору тестових структур (технологічної САПР), розроблених на основі вимог інваріантно-топологічного підходу у визначенні фізичних параметрів моделі [2,3,4].

Генераційно-рекомбінаційні процеси суттєво впливають на стабільність електричних параметрів біполярних транзисторів, зокрема в інтегральних схемах типу операційних підсилювачів, компараторів, генераторів, фазообертачів та активних аналогових RC-фільтрів. Тому визначимо основні критерії електрофізичного діагностування як n-p-n так і p-n-p-транзисторів. Дуже актуальною дана проблема стоїть при формуванні високоякісних супер-бета-транзисторів, які використовують в

диференціальному каскаді операційних підсилювачів.

I. Електрофізичне діагностування n-p-n транзисторів

На основі фізичного аналізу процесів рекомбінації для моделювання струму бази нормально включеного, в активному режимі n-p-n-

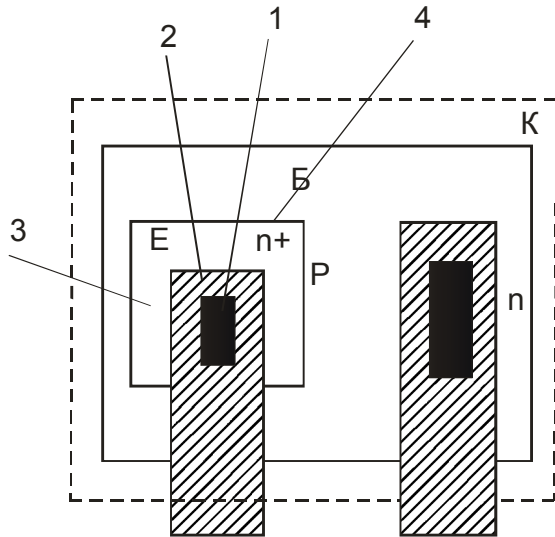


Рис. 1. Топологічно-однорідні області n-p-n-транзистора: 1-контакт до емітера ; 2-емітерна шина металізації; 3-емітерна n⁺-дифузійна область; 4- емітерний n⁺-р-перехід.

транзистора (як швидкодіючого так цифрового) визначені 4 топологічно-однорідні області із відповідно фізичними j_i і топологічними A_i параметрами (рис. 1).

В сучасних біполярних технологіях з малими глибинами залягання p-n- переходів для n-p-n-транзисторів виконується умова “прозорості” емітера, яка полягає в залежності струму інжекції дірок із активної бази в емітер від швидкості поверхневої рекомбінації на його поверхні n⁺. Відомо, що швидкість рекомбінації на металевому електроді-контакті значно перевищує швидкість рекомбінації на межі з окислом, яка, в свою чергу, може бути різною в залежності від наявності, чи відсутності металізації над плівкою Si-SiO₂. Тому емітер розділений на 3 області: емітерний контакт (1), емітерна шина (2) та емітерна область (3).

При деякому прямому зміщенні емітерного n⁺-переходу $U_{Б-Е}$ в області малих та середніх зміщень, де не проявляється ефект витіснення емітером бази, струм рекомбінації в кожній топологічно-однорідній області рівний $I_{Bi}=j_iA_i$, а повний струм бази виражається сумою всіх рекомбінаційних втрат у всіх визначених областях:

$$I_B=j_1S_M+j_2S_{M0}+j_3S_0+j_pP_E, \quad (1)$$

де $j_1=j_M+j_{a6}+j_{опз}$; $j_2=j_{M0}+j_{a6}+j_{опз}$; $j_3=j_0+j_{a6}+j_{опз}$; $j_p=j_p'+j_p''+j_p'''$; j_1-j_3 , j_p – струми, віднесені до одиниці площі (j_1-j_3) або довжини (j_p); S_M , S_{M0} , S_0 – відповідно

площі контактів (металу) до емітера; емітера під окислом, покритим металізацією; емітера під окислом без металізації; j_M , j_{M0} , j_0 – густини струмів рекомбінації дірок, інжектованих із активної бази у відповідні області емітера; j_{a6} , $j_{опз}$ – густини струмів рекомбінації в активній базі донної частини об'ємного просторового заряду (ОПЗ) емітерного переходу; j_p' , j_p'' , j_p''' – відповідні густини одержаної інжекції по периметру емітерного переходу, рекомбінації в периферійній частині ОПЗ і рекомбінації в пасивній базі; $S_E=S_M+S_{M0}+S_0$ – площа емітера; P_E – периметр емітера.

Струм колектора n-p-n-транзистора визначають виразом:

$$I_K=j_K \cdot S_E. \quad (2)$$

З математичної точки зору струм I_6 – є лінійна комбінація шуканих величин j_1-j_3 , j_p та їх визначення зводиться до розв'язування системи лінійних рівнянь у векторній формі:

$$A\vec{j} = \vec{I}_a \quad (3)$$

де A – матриця топологічних параметрів тестових транзисторів; \vec{I}_a – вектор вимірюваних струмів бази тестових транзисторів; \vec{j} – шуканий вектор густини струмів.

Для рішення цієї задачі достатньо 4-х тестових транзисторів, топологічні розміри яких дають невироджену матрицю A . В цьому випадку мінімальна похибка вимірювань досягається, коли в тестовому наборі кожна пара тестових елементів відрізняється тільки одним параметром.

Топологія тестових елементів, які розроблені для цієї мети у відповідності з наведеним принципом, подана на рис.2. Тестові біполярні транзистори Т1-Т4 спроектовані з однаковим розміром емітера і відрізняються між собою топологічною конфігурацією контактів та металізації. Розмір емітера 50x80 мкм; транзистор Т1 і Т2 мають однакову площу контакту; транзистори Т2 і Т3 мають однакову площу емітера, не покритою металізацією. Відмітимо, що транзистори Т1-Т3 не утворюють повного набору, необхідного для рішення системи рівнянь (3), але дозволяють зв'язати різницю значень густин струмів j_M , j_{M0} , j_0 . А транзистор Т4 призначений для перевірки можливої залежності периферійної складової струму бази від наявності металізації над окислом в області виходу на поверхню ОПЗ емітерного переходу.

Вимірювання проводились на тестері Т-4503, спеціально призначеного для вимірювання параметрів тестових структур. Для кожного тестового транзистора знімались вольт-амперні характеристики $I_K(U_{6-е})$, $I_6(U_{6-е})$ при нульовому та фіксованому зміщеннях на колекторному переході. Тестові елементи були розміщені в спеціальному тестовому кристалі. Досліджувались Si-пластини, з розміщеними на них тестовими структурами. Для формування тестових структур був використаний технологічний процес формування структур операційного підсилювача К140УД1, в якому емітер формувався дифузійною фосфора[3].

Ідентичність характеристик $I_6(U_{6-e})$ транзисторів Т1-Т3 дозволяє стверджувати, що в даному технологічному процесі емітер не є прозорим: умови

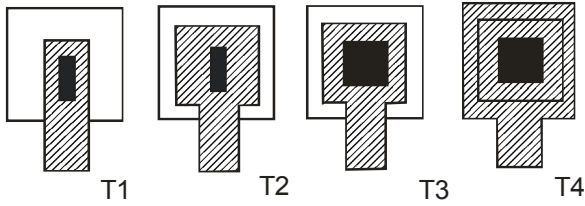


Рис. 2. Топологія емітерних областей тестових p-p-біполярних транзисторів.

на його поверхні не впливають на струм інжекції дірок із бази в емітер; всі інжектвані дірки рекомбінують в об'ємі емітера. Звідси можна прийняти, що $j_M = j_{M0} = j_0 = j_E$, а тому $J_1 = J_2 = J_3$ і області 1-3 можна об'єднати в одну топологічну область з фізичним $j_S = j_E + j_{a6} + j_{опз}$ і топологічним S_E параметрами. Таким чином проведені дослідження дозволяють зробити висновки, що струм бази любого p-p-біполярного транзистора в даній біполярній технології може бути описаний сумою двох складових:

$$I_6 = I_S + I_P = j_S S_E + j_P P_E \quad (4)$$

Для визначення топологічно-інваріантних параметрів j_S і j_P були використані тестові p-p-біполярні транзистори Т5 ($S_E = 10 \times 60$ мкм), Т6 ($S_E = 20 \times 30$ мкм) і Т7 ($S_E = 20 \times 50$ мкм). Розв'язок рівнянь (3) для транзисторів Т5-Т7 проводився для 5-ти точок вхідної характеристики $I_6 = f(U_{6-e})$. Верхня величина напруги U_{6-e} обмежувалась ефектом витіснення емітером бази із-за неоднорідності розподілу прямого зміщення по площі емітерного p-p-переходу. Розраховані за результатами вимірювань Т5-Т7 залежності $j_S(U_{6-e})$, $j_P(U_{6-e})$, $j_K(U_{6-e})$ в заданому діапазоні напруг U_{6-e} (0 - ± 1В) дуже добре апроксимувались експоненціальною функцією:

$$j = j_0 \exp(U_{6-e} / m\phi) \quad (5)$$

Із відповідних характеристик були отримані наступні результати: $j_{P0} = 1,4 \cdot 10^{-14}$ А/см², $m_p = 1,25$; $j_{S0} = 1,10 \cdot 10^{-12}$ А/см², $m_s = 1,11$; $j_{K0} = 1,3 \cdot 10^{-10}$ А/см², $m_k = 1,03$. Тобто m-фактор лежить в межах 1,03-1,25.

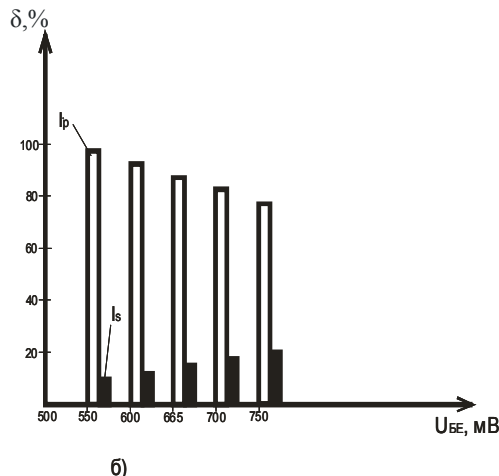
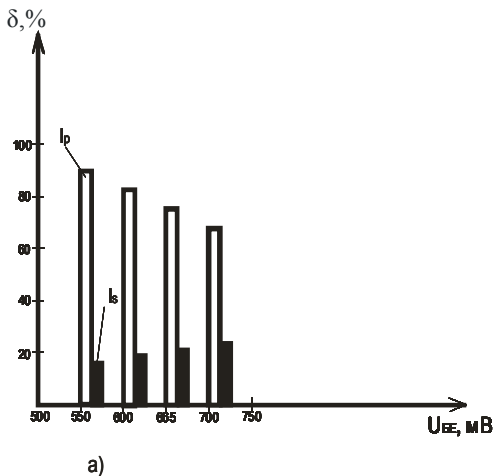


Рис. 3. Гістограми розподілу струму рекомбінації в торцевій та периферійній областях в струм бази p-p-біполярних тестових транзисторів з емітерними областями: а) 10x90 мкм; б) 10x10 мкм.

Для розділення рекомбінаційних втрат в емітері та активній базі транзистора використовувалась методика, основана на застосуванні ефекта Ерлі і порівнянні нахилу вихідних вольтамперних характеристик для заданого діапазону напруг U_{BE} . Такі результати вимірювань показали, що рекомбінаційний струм в активній базі складає менше 1% від повного струму бази. Тобто рекомбінація зосереджена практично в області емітера. Значить, тут можна зробити висновок, що топологія транзисторів нами вибрана правильно.

Отримані дані вимірювань тестового набору топологічно-інваріантні параметри дозволяють розраховувати ВАХ і коефіцієнт підсилення $V_{ст p-p-n} = I_K / I_6$ транзисторів із любыми топологічними розмірами. На рис.3 приведені гістограми, які визначають відносний вклад струмів торцевої і периферійної областей в струм бази для транзисторів з максимальною і мінімальною площею емітера (10x90 мкм і 10x10 мкм). Як видно із гістограм, складова рекомбінаційного струму I_P є зв'язана з периферійною областю і домінує в струмі бази для всього діапазону напруг U_{6-e} .

Використовуючи формули (2) і (4), коефіцієнти підсилення $V_{ст p-p-n}$ -транзисторів через топологічні параметри визначаються, як

$$V_{ст p-p-n} = \left(\frac{j_s}{j_k} + \frac{j_p P_E}{j_k S_E} \right)^{-1} = \frac{j_k}{j_s} \left(1 - \frac{I_p}{I_6} \right) \quad (6)$$

Із даного виразу видно, що при заданій напрузі U_{BE} коефіцієнт підсилення $V_{ст p-p-n}$ залежить від топологічних розмірів емітерної області. Для забезпечення високих значень статичного коефіцієнта підсилення $V_{ст p-p-n}$ необхідно зменшувати відносний вклад складової рекомбінаційного струму в периферійній області I_P шляхом зменшення відношення P_E / S_E . Використовуючи співвідношення (2), (4), (5), (6) легко показати, що на конкретний вид залежності $V_{ст p-p-n}$ від топології транзистора може також дати електричний режим роботи транзистора (зміщення p-p-переходів). В табл.1 для різних конфігурацій емітерних областей через сторони прямокутного емітера ($a_1 \times a_2$) розраховані

коефіцієнт підсилення та відносний вклад складової рекомбінаційного струму I_p в повний струм бази та m -фактор для заданого прямого зміщення емітерного переходу $U_{BE}=650\text{мВ}$, а також для оберненого зміщення колекторного переходу ($U_k=5\text{В}$, $I_k=30\text{мкА}$).

Із даних таблиці 1 можна зробити певні висновки по вибору топології n - p - n -транзисторів для операційних підсилювачів, зокрема вхідного диференціального каскаду. Тобто, топологічними розмірами емітера можна в певних межах керувати як рекомбінаційними струмами, m -фактором та коефіцієнтом підсилення, що є особливо важливим при формуванні супер-бета-транзисторів з високим значенням коефіцієнта підсилення, та низькими

каскадів до операційного підсилювача К140УД6. Це дало змогу довести $V_{ст\ n-p-n}$ до рівня 10-15 тис. при рівні m -фактора 1. Із таблиці видно, що керувати рекомбінаційними струмами можна як за допомогою топології емітера, так і електричних режимів емітерного і колекторного переходів.

II. Електрофізичне діагностування p - n - p транзисторів

При проектуванні операційних підсилювачів широко використовують як вертикальні, так і латеральні p - n - p -транзистори. Вертикальні p - n - p -

Таблиця 1

Параметри біполярного n - p - n -транзистора в залежності від топологічних розмірів емітера.

№ п/п	Топологія емітера $a_1 \times a_2$, мкм	$U_{BE}=650\text{мВ}$			$U_k=5\text{В}, I_k=30\text{мкА}$		
		$V_{ст\ n-p-n}$	$I_p/I_B, \%$	m	$V_{ст\ n-p-n}$	$I_p/I_B, \%$	m
1.	40x40	150	62	1,05	130	65	1,07
2.	30x50	250	54	1,01	300	50	1,0
3.	20x20	92	77	1,11	92	77	1,14
4.	10x10	52	87	1,28	62	85	1,35
5.	10x20	67	83	1,25	73	82	1,33
6.	10x40	80	88	1,30	77	80	1,3
7.	10x80	85	80	1,23	78	79	1,28

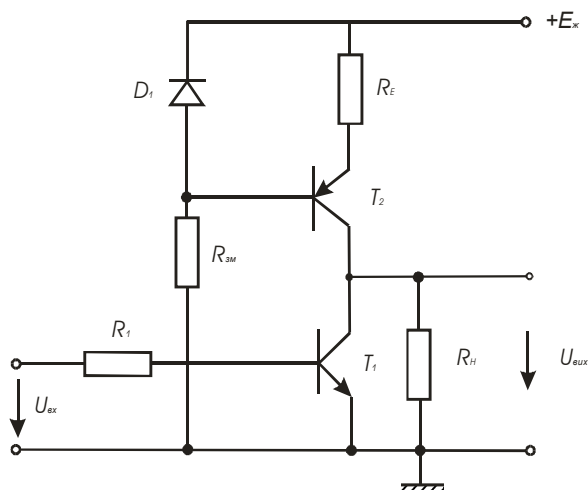


Рис. 4. Підсилювальний каскад на n - p - n -транзисторі з динамічним навантаженням на транзисторі p - n - p -типу.

значеннями рекомбінаційного струму і m -фактора.

При фіксованому розмірі однієї із сторін емітера доцільно вибрати емітер витягнутої в прямокутник форми, а при фіксованому обмеженні площі емітера – у формі квадрата чи круга. Круг більш доцільно вибирати, бо в цьому випадку ми отримуємо більш високі пробивні напруги p - n -переходів. Ці дослідження нами використані при проектуванні супер-бета транзисторів, як вхідних диференціальних

транзистори, як правило, використовують для створення комплементарних пар (n - p - n та p - n - p) – транзисторів у вигляді динамічного навантаження або вихідних каскадів. Тому при аналізі p - n - p -транзисторів з вертикальною структурою можна в повній мірі використати всі наші положення, розроблені для n - p - n -транзисторів.

Значно більший інтерес представляє електрофізичне діагностування горизонтального p - n - p -транзистора, в якому більш яскраво виражені процеси рекомбінації носіїв заряду. Це зумовлене тим, що в мікроелектронній схмотехніці широко використовують так звані комбіновані схеми (це вертикальний n - p - n та горизонтальний p - n - p або вертикальний p - n - p та латеральний p - n - p).

На рис.4 приведена схема підсилювального каскаду на n - p - n -транзисторі, який включений за схемою загального емітера, в якого активним навантаженням є джерело постійного струму на транзисторі p - n - p -типу в ролі динамічного навантаження. Таке включення транзисторів забезпечує максимальний коефіцієнт підсилення і його високу температурну стабільність.

При проектуванні прецизійних операційних підсилювачів дуже важливо забезпечити в диференціальному каскаді високі вхідний опір та коефіцієнт підсилення. Це досягається застосуванням супер-бета-транзисторів та спарених транзисторів у вигляді схем Дарлінгтона та Шаклаї (рис. 5).

Особливу увагу заслуговують маломішумові

підсилювачі з широкою смугою підсилення. В таких транзисторних елементах рекомбінаційні ефекти повинні бути зведені до мінімуму. На рис.6 приведена схема каскадного підсилювача, який виконаний на двох транзисторах (з мінімальним рівнем шумів): із загальним емітером та загальною базою а) та підсилювач постійних напруг на комплементарних n-p-n і p-n-p біполярних транзисторах б). В останніх температура стабільність забезпечується топологічним формуванням емітерних областей з мінімальним m-фактором.

Для забезпечення високої температурної стабільності параметрів операційних підсилювачів в диференціальному каскаді використовують в ролі генератора схему струмового дзеркала, яка забезпечує $I_{вх} = I_{вих}$ як за величиною так і за напрямком. Висока стабільність забезпечується низьким рівнем рекомбінаційних базових струмів.

Таким чином, представлені схемотехнічні рішення вказують на те, що в інтегральній мікроелектроніці необхідно формувати біполярні транзистори з низьким рівнем рекомбінаційного базового струму, тобто з низьким m-фактором, бо такі транзистори мають і вищий коефіцієнт підсилення та високу температурну стабільність електричних параметрів схем. Тому запропонований нами тестовий контроль електрофізичного

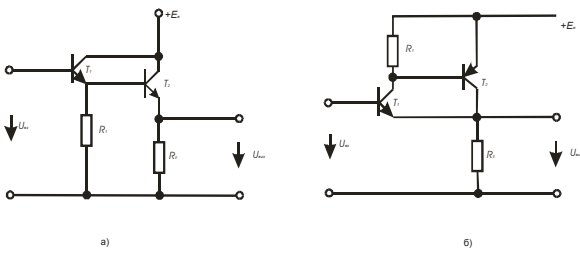


Рис. 5. Схеми Дарлінгтона а) і Шаклаї б), які забезпечують високий вхідний опір та високий коефіцієнт підсилення.

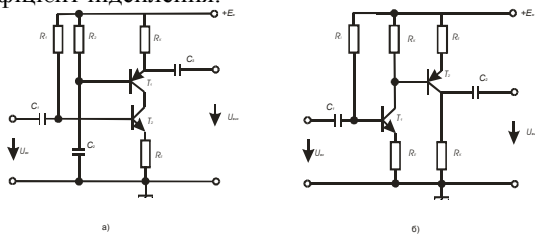


Рис. 6. Малозшумовий підсилювач з широкою смугою а) та високо стабільний підсилювач постійного струму на комплементарній парі транзисторів б).

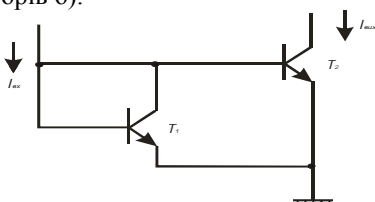


Рис. 7. Схема струмового дзеркала.

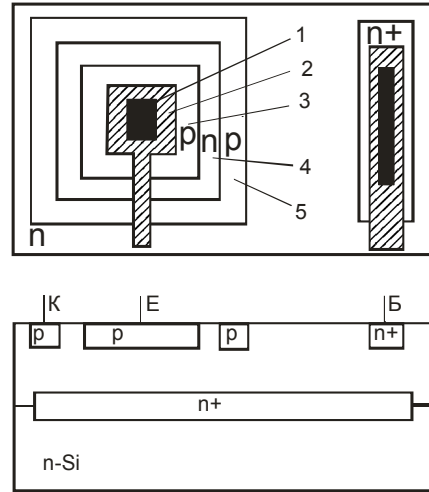


Рис. 8. Латеральний p-n-p-транзистор і його топологічно однорідні області 1-5.

діагностування рекомбінаційного струму бази дозволяє не тільки його моделювати, але і встановлювати певні проектні норми та топологію для різних схемотехнічних рішень.

Повернемося тепер до діагностування латеральних p-n-p-транзисторів. Необхідність постановки такої задачі обумовлена ще тим, що такі транзистори мають горизонтальну топологію, а рухливості дірок є значно меншими рухливості електронів. Тому у відповідності з принципами інваріантно-топологічного підходу на основі фізичного аналізу в латеральному p-n-p-транзисторі можна вже виділити 5 топологічно однорідних областей (рис.8) відповідними фізичними і топологічними параметрами. Струм бази цього виразу опишеться виразом:

$$I_B = j_1 S_M + j_2 S_{M0} + j_3 S_0 + j_p P_E + j_{пб} P_E \omega_6, \quad (7)$$

де $j_1 = j_M + j_{пб} + j_{опз}$; $j_2 = j_{M0} + j_{пб} + j_{опз}$; $j_3 = j_0 + j_{пб} + j_{опз}$; $j_p = j_p^+ + j_p^-$; $j_1, j_3, j_p, j_{аб}$ – рекомбінаційні густини струмів областей 1-3 та активної бази або довжини j_p ; $j_{пб}$ – густина струму рекомбінації в пасивній базі; $\omega_6 = \omega_6 - d$, де ω_6 – ширина бази на фотошаблоні; d – топологічно-інваріантний параметр, що визначає зменшення ω_6 в порівнянні з ω_6 за рахунок ОПЗ переходів і бічних входів при дифузійних процесах.

Струм колектора p-n-p-транзистора в активному режимі при прямому зміщенні емітерного p-n-переходу ($U_{BE} < 0$) описується виразом

$$I_K(U_{BE}) = I_{KK}(U_{BE}) \frac{P_E}{\omega_d} \quad (8)$$

де I_{KK} – топологічно-інваріантний параметр, зв'язаний з рівнем легування епітаксійного шару та глибини залягання емітерного p-n-переходу.

Для визначення топологічно-інваріантних параметрів ми використали окрему групу елементів тестового набору, який містить діодні та транзисторні структури. Дослідження торцевих областей 1-3, які є пасивними в латеральному p-n-p-транзисторі, дуже зручно проводити на діодних структурах. Дійсно, рекомбінація в таких областях не залежить від того чи є прямо зміщений перехід p-

область – епітаксійний шар емітерним переходом р-п-р-транзистора чи окремих діодом. Ми використали другий варіант, бо для вимірювання він є більш простим.

Вимірювання 3-х тестових діодів (це транзистори в діодному виконанні), які спроектовані за правилами Т1-Т3 показали, що $j_M = j_{M0} + j_0 + j_E$ і точно так же, як і для р-п-р-транзистора області 1-3 теж можуть бути об'єднані в одну область з фізичним $j_S = j_E + j_{n6} + j_{опз}$ і топологічним параметром S_E . Тоді струм бази р-п-р-транзистора в рамках даної біполярної технології на основі кремнієвих епітаксійних структур, опишеться трьома складовими:

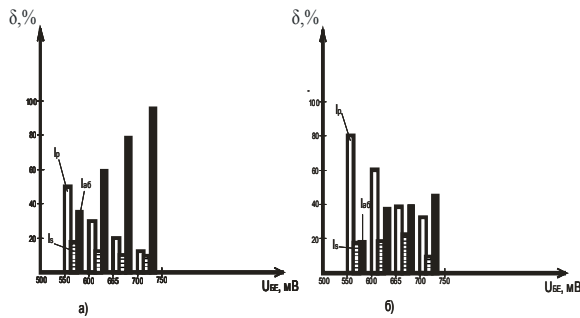


Рис. 9. Гістограми розподілу складових базового струму латерального р-п-р-транзистора: а) тестового; б) типового із площею емітера 12x12 мкм.

$$I_6 = I_S + I_P + I_{a6} = j_S S_E + j_P P_E + j_{a6} P_E \omega_6. \quad (9)$$

Топологічно-інваріантні параметри для моделювання характеристик латеральних р-п-р-транзисторів Т1-Т3 в заданому діапазоні заданих напруг U_{BE} , вибраних аналогічно як і в попередньому випадку для Т5-Т7. Всі три тестових транзистори мали кільцеву конфігурацію заданою площею ($S_E = 1600 \text{ мкм}^2$) емітера.

Розраховані за експериментальними вольтамперними характеристиками $j_S (U_{6-е})$, $j_P (U_{6-е})$, $j_{a6} (U_{6-е})$ та $I_{KK} (U_{6-е})$ апроксимувались експоненційною залежністю $j = j_0 \exp(U_{6-е}/m\phi_T)$. В цьому випадку отримані наступні значення перед експоненційних членів та m-фактора: $j_{P0} = 4,8 \cdot 10^{-12} \text{ А/см}^2$, $m_P = 1,58$; $j_{a,60} = 5,2 \cdot 10^{-12} \text{ А/см}^2$, $m_{a,6} = 1,15$; $j_{S0} = 2,8 \cdot 10^{-12} \text{ А/см}^2$, $m_S = 1,03$ $I_{KK0} = 2,2 \cdot 10^{-11} \text{ А}$, $m_K = 1,01$, $d = 4,1 \text{ мкм}$. Різні значення m-фактора вказують на те, що складові струму бази вносять різний вклад в загальний струм бази і залежать не тільки від топологічних розмірів р-п-р-транзисторів, але і від напруги U_{BE} (рис. 9), на якому зображені гістограми залежності струмів I_P , I_S , $I_{a,6}$ від напруги U_{BE} для

тестового а) та типового латерального р-п-р-транзистора з розміром емітера 12x12 мкм б).

Великі значення m-фактора говорять про те, що рекомбінація зосереджена в периферійній частині емітерного переходу і при $U_{BE} > 600-650 \text{ мВ}$ в струмі бази переважає складова $I_{a,6}$, яка зв'язана з рекомбінацією в активній базі (торцевій області).

Для р-п-р-транзистора залежність коефіцієнта підсилення від топології для заданого значення напруги U_{BE} має вигляд:

$$B_{ст \text{ р-п-р}} = \left(\frac{j_S S_E}{I_{KK} P_E} \omega'_A + j_{a6} \omega'_A + j_P \right)^{-1}. \quad (10)$$

Із даного виразу видно, що р-п-р-транзистор буде мати максимальне значення при максимальній площі емітера S_E та мінімальному периметрі P_E (або максимальному відношенні P_E/S_E) та мінімальною шириною бази ω_6 .

Звичайно, більш чутливу до зміни коефіцієнта підсилення є напруга зміщення емітерного переходу, ніж режим колекторного переходу. Аналіз тестових структур р-п-р-транзисторів показав, що максимальний коефіцієнт підсилення можна досягти для $U_{BE} = 0,6 \text{ В}$, $P_E/S_E = 1,5$, $\omega_6 = 1 \text{ мкм}$, $B_{ст \text{ р-п-р}} \leq 80$. Типові значення коефіцієнта підсилення латерального р-п-р-транзистора складають $B_{ст \text{ р-п-р}} = 20-30$.

Висновки

1. Тестовий контроль рекомбінаційних процесів в біполярних транзисторах може бути якісним діагностичним інструментом при проектуванні прецизійних біполярних схем, наприклад, операційних підсилювачів, помножувачів, активних RC-фільтрів.

2. Для введення такого електрофізичного діагностування за величиною рекомбінаційних струмів необхідно розробити бібліотеку тестових елементів (діодів та транзисторів).

3. Доцільно було б зв'язати рівень рекомбінаційних струмів в тестових транзисторах для оцінки надійності схем, наприклад операційних підсилювачів чи помножувачів.

Новосядлий С.П. – к.т.н., професор кафедри радіофізики і електроніки;
Вертепний С.М. – аспірант;
Петрацук М.В. – студент.

- [1] Г.Г. Казеннов, В.Я. Кремнев, М.А. Хачатуров. Инвариантно-топологический подход к моделированию функционально-интегрированных элементов СБИС // *Электронная техника. Сер. 3 Микроэлектроника* сс. 44-48 (1987).
- [2] С.П. Новосядлий. *Фізико-технологічні основи субмікронної технології великих інтегральних схем*. Сімик, Івано-Франківськ. 351 с (2003).
- [3] С.П. Новосядлий. Тестовий контроль електрофізичних параметрів структур ВІС в системній технології високого рівня // *Вимірвальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, 2, сс. 58-64 (1999).

- [4] С.П. Новосядлий. Сучасні комп'ютерні системи автоматизованого проектування топології ВІС // *Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Комп'ютерна інженерія та інформаційні технології*, **386**, сс. 29-37 (1999).
- [5] С.П. Новосядлий. Технологічна САПР на основі тестових структур // *Фізика і хімія твердого тіла*, **3(1)**, сс. 179-189 (2002).
- [6] H. Berger, U. Dreckmann. The lateral p-n-p transistors. A practical investigation of D. C. characteristics // *IEEE Trans. Electr. Dev.*, (7), pp. 1038-1046 (1979).
- [7] А.С. Березин, О.Р. Мочалкина. *Технология и конструирование интегральных микросхем*. Радио и связь, М. 320 с. (1992).

S.P. Novosyadly, S.M. Vertepny, M.V. Petrashchuk

Test Control of Technological System of Autoprogramming for Diagnosing of Recombinating Processes of Bipolar Integral Schemes

*Prekarpathian National University named by V.Stefanyk, 76005,
Ivano-Frankivsk, 57, Shevchenko St.*

On designing bipolar schemes great significance has the choice of construction of active elements of the schemes, namely transistors. For solving this task physicotopological modelling with the use of test structures, which enable clearly determine interconnection of electrophysical parameters, are being widely used. The article deals with the influence of recombining processes in the sphere of n-p-n and p-n-p-transistors on their electrophysical parameters and test structures, which model such processes are determined.