

УДК 621.785.553

С.П. Новосядлий

Моделі транзисторів субмікронної технології великих інтегральних схем

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

Удосконалено моделі транзисторів для технологічного САПР субмікронної технології з врахуванням ефектів другого порядку при їх використанні в аналогових і цифрових великих інтегральних схемах.

Ключові слова: модель, епітаксійна структура, модуляція, концентраційний профіль, багатозарядна імплантація, гамма-фактор.

Стаття постуила до редакції 27.08.2002; прийнята до друку 23.10.2002

Моделі приладних структур (компонентів) залежно від задання вихідних параметрів поділяються на технологічні, фізичні і електричні. У технологічних моделях вихідними є параметри технологічних операцій, які забезпечують одержання необхідних електрофізичних параметрів приладних структур. У фізичних моделях вихідними вже є електрофізичні параметри і геометричні розміри приладних структур. У електричних моделях вихідними параметрами стають електричні параметри чи характеристики компонентів або приладних структур. Тому моделювання повинно забезпечити високу адекватність моделей реальним приладним структурам [1,2].

Виходячи із задач САПР топології ВІС на основі ПЕОМ, ефективна електрична модель приладних структур повинна задовольняти вимоги [3,4]:

- забезпечувати необхідну відповідність функціонування ВІС у широкому діапазоні струмів, напруг, сигналів, температури;
- відображати з високою точністю електричні характеристики;
- забезпечувати відповідність між електричними параметрами моделі і фізичними параметрами структури;
- допускати деякі апроксимації і спрощення для їх використання в автоматизованих системах проектування ВІС;
- високу точність моделі без ускладнення розрахунків електричної схеми;
- доцільність використання електричних параметрів приладних структур як параметрів моделі;
- еквівалентна схема структури складається із стандартних елементів електричних кіл, що зв'язують струми і напруги, а точність моделі узгоджується з її “фізичністю”, універсальністю і

технологічністю.

Залежно від виду схеми (лінійна, нелінійна, низькочастотна, малострумова, сильнострумова, високочастотна) розробник повинен синтезувати ті чи інші електричні моделі. Для аналізу цифрових систем ефективним є використання моделі для великого сигналу і режиму насичення, а для лінійних схем, які працюють на малому сигналі, необхідно збільшувати точність малосигнальної електричної моделі. Для високочастотних схем слід враховується інерційні особливості приладних структур, нелінійні спотворення сигналів, тоді як для потужних схем враховується теплоперенос та температурний діапазон роботи, величина допустимих струмів і теплове моделювання.

Електричні моделі приладних структур необхідно використовувати в статичному або в динамічному режимах. Тому на етапі розробки топології ВІС слід також врахувати паразитні елементи, їх вплив на точність моделі, а в технології формування приладних структур - аномальні явища вторинних ефектів.

На зміну класичним моделям приходять більш точні моделі, за допомогою яких ідентифікують приладні структури і маршрут їх формування. В даній статті подані удосконалені моделі біполярного і польового транзисторів субмікронної технології великих інтегральних схем [4,5,6,7].

Елементи моделей біполярного транзистора розраховують на основі рівнянь і функцій, які описують відповідні фізичні процеси в структурах:

- а) рівняння переносу носіїв (густин струмів);
- б) рівняння неперервності;
- в) рівняння Пуассона;
- г) кінетичного рівняння Больцмана (КРБ);
- д) нерівноважної функції розподілу.

Існує декілька варіантів моделей біполярного транзистора: модель Лінвілла, модель Еберса-Молла і модель Гуммеля-Пуна [6,7]. Ці моделі з різною точністю відтворюють або ідентифікують реальні характеристики біполярних транзисторів, що досягає 80-85 %. Тому для забезпечення безпомилковості проектування топології ВІС необхідно ідентифікацію моделі ВІТ довести до 100 %, тобто моделі слід удосконалити. Розглянемо області застосування існуючих моделей і їх модифікацію проведену нами для САПР ВІС [5,6,7].

1. Модель Лінвілла. Така модель не враховує інерційності зміни концентрації носіїв в базі при зміні напруг на р-п-переходах, впливу захопаного шару КЕС, ефектів Ерлі і Кірка. Їх використання в САПР ВІС із-за низької ідентифікації є обмеженим.

2. Модель Еберса-Молла. Цю модель можна використовувати для будь-якого режиму роботи транзистора: насичення, відсікання, інверсного і активного. Вона містить чотири параметри: I_{ES} , I_{CS} , α_N , α_I . Кожний з них можна визначити зі співвідношення зворотності:

$$\alpha_N I_{ES} = \alpha_I I_{CS} = I_S. \quad (1)$$

Інжекційна модель Еберса-Молла виражається через прямий і інверсний струми системою рівнянь:

$$I_E = I_N + \alpha I_I, \quad (2)$$

$$I_C = I_I + \alpha_N I_N.$$

На основі цих рівнянь будується інжекційна і передавальна моделі Еберса-Молла.

Нами на основі повної модифікованої моделі Еберса-Молла, яка враховує опори контактів емітера, бази і колектора, дифузійних і бар'єрних ємностей реалізована програма "МОСТЕЛ-1" розрахунку параметрів біполярного транзистора за експериментальними результатами тестових структур або бібліотечними даними. Вона дозволяє моделювати всі електричні параметри транзистора, його вхідну, вихідну ВАХ, динамічні і частотнозалежні параметри, забезпечує функціонування етапу моделювання приладних структур в маршруті проектування топології ІС. Параметри ВІТ, необхідні для інженерної ідентифікації, та їх фізичний зміст подано в [7].

Таким чином, параметри ВІТ, визначені за повною модифікованою моделлю Еберса-Молла, відповідають (ідентифікують) параметрам реальних транзисторів, сформованих за сучасною планарно-епітаксійною технологією тільки на рівні 85-95 %; з використанням цієї моделі спроектована ІС серії КР1021ХА5. Недоліком її є мала точність для режиму квазінасичення. Така модифікована модель Еберса-Молла не враховує деякі важливі ефекти другого порядку, а саме:

1) рекомбінацію в області об'ємного заряду емітерного переходу при малих напругах зміщення U_{BE} ;

2) зниження коефіцієнта підсилення при сильній інжекції носіїв заряду (ефект Кірка);

3) вплив розширення областей об'ємного заряду на величину струму зв'язку між емітером і колектором (ефект Ерлі);

4) вплив електрофізичних параметрів КЕС і Si-підкладки на вихідні характеристики транзисторів (γ -фактор);

5) витіснення межей бази і захопаного шару емітером високої концентрації [6];

Перечислені ефекти, за винятком позиції 5), враховані в модифікованій моделі Гуммеля-Пуна. Вона використана в програмі "MEDUSA" для моделювання ВІТ і в програмі "PSPICE" схемотехнічного аналізу і моделювання маршруту проектування топології ВІС засобами САПР на основі ПК [6,7]. Удосконаленою моделлю Гуммеля-Пуна забезпечується повна статична ідентифікація біполярного транзистора в режимі квазінасичення і безпомилкове проектування топології біполярних ІС. З використанням даної моделі спроектовані біполярні ІС серій КР1085 УН1, КР1055 ХП1, КР1085 ПП1, КР1021 ХА5 і ХА8.

Для сильнострумів аналогових і логічних схем ми дослідили вплив електрофізичних параметрів КЕС на електричні параметри біполярного транзистора в режимі квазінасичення з урахуванням аномального ефекту витіснення емітером границь бази і захопаного n⁺-шару в епітаксійній. Розглянемо особливості такої модифікованої моделі Гуммеля-Пуна, яка включає в себе 55 параметрів (табл. 1). На рис. 1 зображена модифікована модель Гуммеля-Пуна а), яка враховує вплив електрофізичних параметрів КЕС і Si-підкладки на параметри ВІТ при формуванні комплементарних р-п-р і р-п-р транзисторів і латерального р-п-р-транзистора. Режим квазінасичення б) визначає динамічні параметри транзисторів із урахуванням ефекту витіснення межі бази емітером високої концентрації через величину опору R_B . Проте в літературних джерелах відсутні експериментальні дані, які б визначали одноразово вплив величини зміщення межей бази та захопаного шару в залежності від електрофізичних параметрів емітера, бази і захопаного шару на режим квазінасичення транзистора. Тому модифікована модель має обмежене використання для сильнострумів аналогових і логічних ІС.

Якщо в моделі ВІТ задається опір епітаксійної області зі захованим шаром, то така модель враховує ефект квазінасичення, що являє собою новий режим роботи біполярного транзистора, в якому внутрішній металургійний перехід зміщений у прямому напрямі, тоді як зовнішні виводи база-колектор залишаються зворотно зміщеними. Цей ефект модулюється шляхом розширення моделі Гуммеля-Пуна введенням нового вузла, джерела струму I_{epi} і двох ємностей C_o і C_w , зумовлених зарядами колекторного переходу і епітаксійного шару Q_o і Q_w , коли опір епітаксійного шару $R_{co} > 0$ [6]:

$$Q_{epi} = Q_o + Q_w,$$

$$Q_o = Q_{co} [K(U_{cbo}) - 1 - \gamma/2], \quad (3)$$

$$Q_w = Q_{co} [K(U_{cbw}) - 1 - \gamma/2],$$

де $K(U) = [1 + \gamma \exp(U/U_T)]^{1/2}$, $Q_{co} = qAwN/4$.

У режимі квазінасичення струм колектора

Параметри компактної удосконаленої моделі Гуммеля-Пуна для ВІТ

№п/п	Параметри моделі	Позначення	Одиниця виміру
1	Струм насичення переносу носіїв заряду	IS	A
2	Ідеальне максимальне пряме значення коефіцієнта підсилення ("бета")	BF	
3	Коефіцієнт емісії прямого струму	NF	
4	Пряма напруга Ерлі	VAF(VA)	B
5	Точка зламу спаду прямого "бета" при великому струмі	IKF(IK)	A
6	Струм насичення втрат база-емітер	ISE(C2)	A
7	Коефіцієнт емісії втрат база-емітер	NE	
8	Ідеальне максимальне зворотнє значення коефіцієнта підсилення "бета"	BR	
9	Коефіцієнт емісії зворотнього струму	NR	
10	Зворотня напруга Ерлі	VAR(VB)	B
11	Точка зламу спаду зворотнього "бета" при великому струмі	IKR	A
12	Струм насичення втрат база-колектор	ISC(C4)	A
13	Коефіцієнт емісії втрат база-колектор	NC	
14	Коефіцієнт спаду при великому струмі	NK	
15	Струм насичення р-п -переходу Si-пластини	ISS	A
16	Коефіцієнт емісії р-п-переходу Si-пластини	NS	
17	Омічний опір емітера	RE	Ом
18	Опір бази (максимальний) при нульовому зміщенні	RB	Ом
19	Максимальний опір бази	RBM	Ом
20	Струм, при якому RB зменшується на половину значення RBM	IRB	A
21	Омічний опір колектора	RC	Ом
22	Ємність переходу база-емітер при нульовому зміщенні	CJE	Ф
23	Вмонтований потенціал база-емітер	VJE(PE)	B
24	Коефіцієнт розподілу переходу база-емітер	MJE(ME)	
25	Ємність переходу база-колектор при нульовому зміщенні	CJC	Ф
26	Вбудований потенціал база-колектор	VJC(PC)	B
27	Коефіцієнт розподілу переходу база-колектор	MJC(MC)	
28	Частина ємності, під'єднаної всередині до RB	XCJC	Ф
29	Ємність ізолюючого переходу Si-пластини при нульовому зміщенні	CJC(CCS)	Ф
30	Вмонтований потенціал Si-пластини	VJS(PS)	B
31	Коефіцієнт розподілу для ізолюючого переходу	MJS(MS)	
32	Коефіцієнт прямозмщеної збідненої області	FC	
33	Ідеальний час прямого переходу	TF	C
34	Коефіцієнт залежності часу переходу від зміщення	XTF	
35	Залежність часу переходу від U_{BC}	VTF	B
36	Залежність часу переходу від I_C	ITF	A
37	Надлишкова фаза $1/2\pi TF$	FTF	Гц
38	Ідеальний обернений час переходу	TR	C
39	Фактор заряду епітаксійної області	QCO	Кл
40	Опір епітаксійної області	RCO	Ом
41	Напруга зламу кривої рухливості носіїв	VO	B
42	Фактор легування епітаксійної області	GAMMA	
43	Ширина забороненої зони	EG	eB
44	Прямий і зворотний температурний коефіцієнт "бета"	XTB	
45	Експонента температурного ефекту для IS	XTP(PT)	
46	Температурний коефіцієнт опору RE (лінійн.)	TRE1	C ⁻¹
47	Температурний коефіцієнт опору RE (квадр.)	TRE2	C ⁻²
48	Температурний коефіцієнт опору бази RB (лінійний)	TRB1	C ⁻¹
49	Температурний коефіцієнт опору бази RB (квадратичний)	TRB2	C ⁻²
50	Температурний коефіцієнт максимального опору бази RBM (лінійний)	TRM1	C ⁻¹
51	Температурний коефіцієнт максимального опору бази RBM (квадратичний)	TRM2	C ⁻²
52	Температурний коефіцієнт опору колектора RC (лінійний)	TRC1	C ⁻¹
53	Температурний коефіцієнт опору колектора RC (квадратичний)	TRC2	C ⁻²
54	Коефіцієнт флікер-шуму	KF	
55	Експонента флікер-шуму	AF	

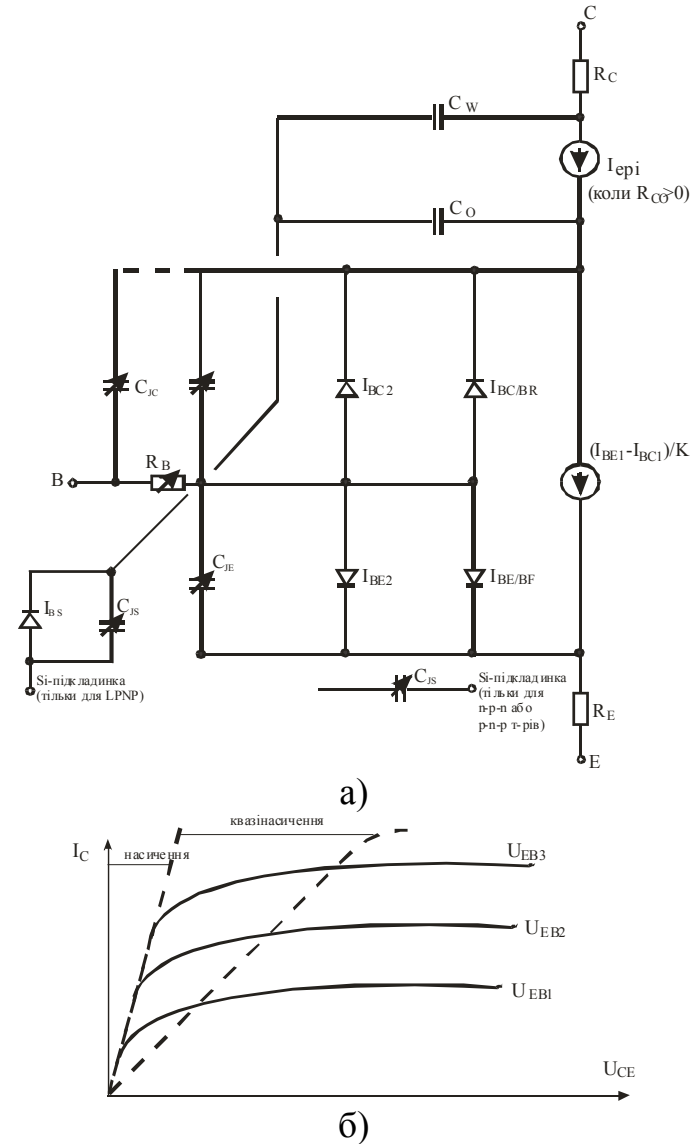


Рис. 1. Модифікована модель Гуммеля-Пуна (а) і його вихідна характеристика для режиму квазінасячення (б).

визначається опором епітаксійного шару R_{CO} через γ -фактор:

$$I_C = - \frac{U_{CBW}}{\left[1 + \frac{U_{CBW}}{U_0} \right] R_{CO}}, \quad (4)$$

де $U_{CBW} = [U_{CB} - I_B(R_{BX} + R_{BI}/Q_B) + I_C R_C]$, $R_{CO} = w/q\mu_{po}NA$, A – площа кристала, гамма-фактор $\gamma = (2n_i/N)^2$, $I_{CPI} = (U_{CBO} - U_{CBW})/R_{CO}$, $U_0 = wV_{SP}/\mu_{po}$, V_{SP} , μ_{po} , μ_{no} – дрейфова швидкість і рухливість дірок, електронів при насиченні, $Q_B = I_B R_{BI}/U_{BE} - I_B R_{BX} - (I_B + I_C)R_C - U_{be}$ – заряд у базі в режимі квазінасячення.

Реально в структурі біполярного п-р-п транзистора є два: п-р-п і р-п-р (рис. 2а). Тому ми удосконалили модель Гуммеля-Пуна, ввівши в еквівалентну схему ці два транзистора і два базові опори R_{BIN} і R_{BIP} , що відповідають зміщенням меж бази і захованого шару, і назвали цю модель компактною.

Отже, компактна модифікована модель Гуммеля-

Пуна разом із структурою ВІТ зображена на рис. 2. Вона забезпечує 100 %-ну ідентифікацію біполярного транзистора в динамічному режимі квазінасячення, що є надзвичайно актуальним для сильнострумівих ВІС. З використанням цієї моделі спроектовані топології схем кадрової розгортки серії КР1021 ХА5 і ХА8. Аномальні явища витіснення границь бази і захованого шару емітером задаються змінними резисторами R_{BIN} і R_{BIP} . Така еквівалентна схема дозволяє моделювати біполярні ІС в широкому температурному інтервалі (-60 - 125 °С). Ці додаткові опори R_{BIN} , R_{BIP} , зумовлені аномальним явищем емітерного витіснення є функціями як концентрації емітерної домішки, так і концентрації базової домішки і захованого шару. Це ілюструють графіки, які подані на рис. 3. А структура КЕС п-п-р повністю компенсує такі аномальні явища. Величини базових опорів визначають за топологією емітерної області і поверхневих концентрацій бази і захованого шару, які входять в проектні норми КТО.

Аналогічна ситуація спостерігається і при

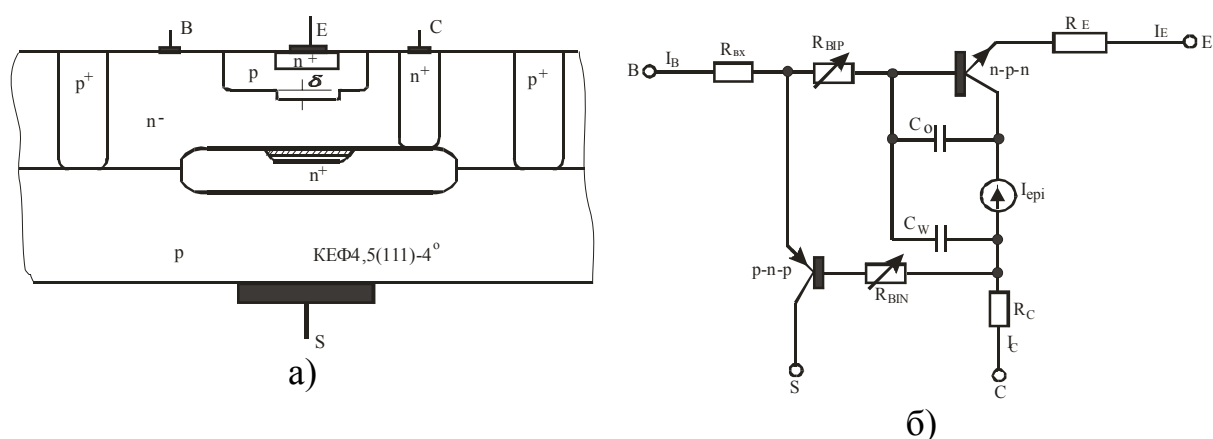


Рис.2. а – структура ВІТ з аномаліями; б – його компактна модель Гуммеля-Пуна.

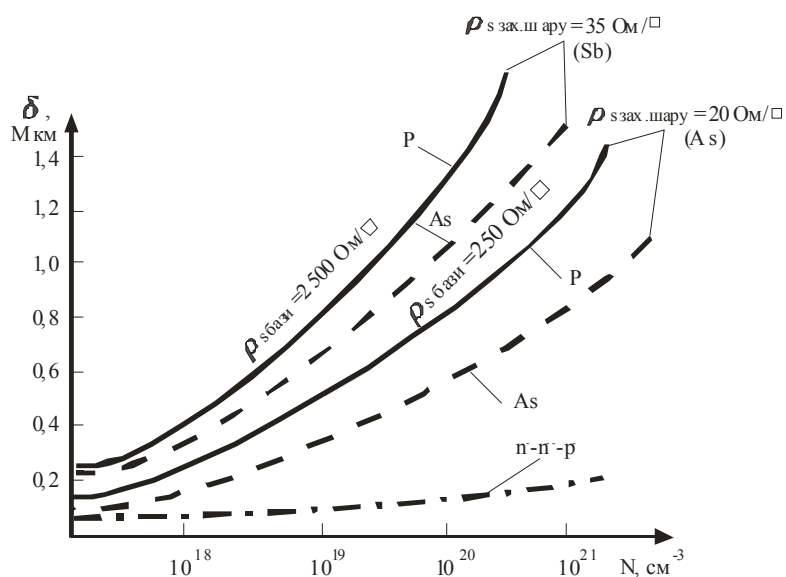


Рис. 3. Залежність глибини витіснення (межі) базової області і захованого шару від концентрації емітерної домішки (As, P).

моделюванні польового МОН транзистора при автоматизованому проектуванні аналогових і цифрових схем.

Забезпечення високої адекватності параметрів польового транзистора реальним структурам ВІС вимагає удосконалення їх математичних моделей і еквівалентних схем [4,5]. В програмі “PSPICE” для аналізу і моделювання ВІС ми використали удосконалену SIMOS-модель (модель Фромана-Бенчковскі-Вадаса), яка зображена на рис. 4, і представляє самосуміщену структуру високоякісного Н-МОН транзистора. При переході в субмікронний діапазон топології ВІС довжина каналу МОН транзисторів складає менше 1 мкм, на якій проявляються вже так звані ефекти другого порядку: модуляція каналу збідненими областями стік-витоків переходів (ефект короткого каналу), зміна рухливості носіїв заряду в залежності від ступені підлегвання каналу та ізоконцентраційних домішок кисню і вуглецю, збільшення опору каналу при збільшенні областей стік-витоків переходів, зміна порогової напруги (ефект Si-підкладки) і таке інше.

Такі аномальні ефекти в значній мірі змінюють електрофізичні параметри МОН транзисторів і ВІС.

Для пригнічення дії таких ефектів другого порядку і підвищення ступеня ідентифікації реальному МОН транзистору нами удосконалені його моделі як мало сигнальна для аналогових схем, так і модель квазінасичення для цифрових ВІС. Головними параметрами такої моделі є сім конденсаторів і сім резисторів. Конденсатори C_{QS} і C_{QD} визначають потік зарядів між витокком і стоком, а їх перезарядження обмежує швидкодію транзистора. Ємності цих двох конденсаторів залежать від напруги між витокком і стоком, яка зумовлює електричне поле зміщення, від питомої ємності і топології затворної системи, а саме: $C_{QS} = C_{QD} = C_{OX}WL/2$. Коли МОН транзистор входить в режим насичення, то ємність $C_{QS} = 2/3C_{OX}WL$, а $C_{QD} = 0$. Конденсатори C_{RS} і C_{RD} представляють паразитні елементи, зумовлені самосуміщенням затворних електродів дифузійних шин витокку і стоку і допустимим розсуміщенням, тобто визначаються проектними нормами (КТО).

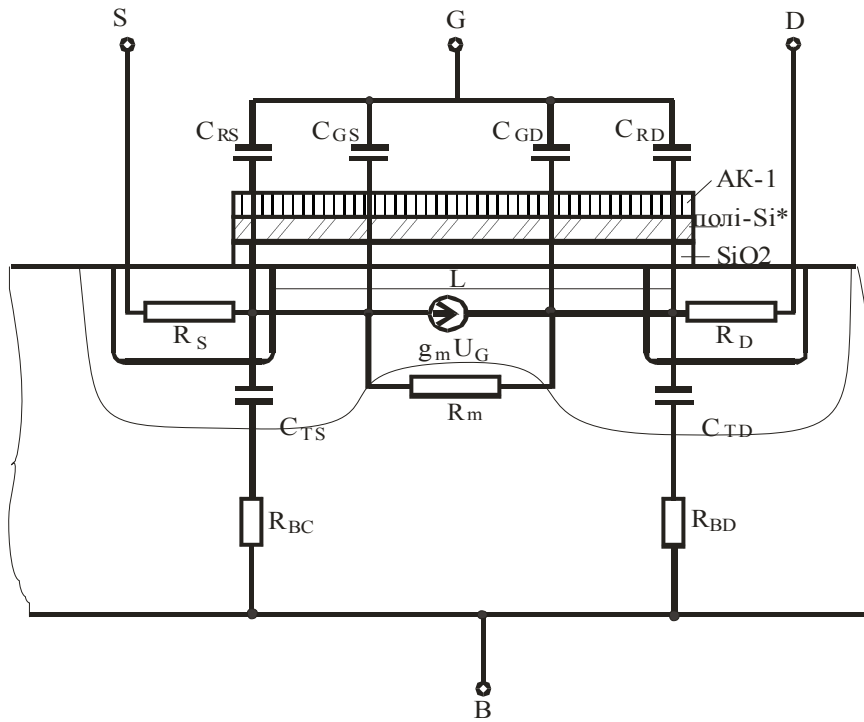


Рис. 4. Удосконалена модель Н-МОП-транзистора з врахуванням ефектів другого порядку.

Два інші конденсатори C_{TS} , C_{TG} і C_{TD} відповідають ємностям збіднених областей зворотньо змішених р-n-переходів витoku, стоку та затвору і визначаються концентрацією легуючої домішки Si-підкладки: чим менша концентрація, тим менша ємність. Тому для Si-підкладок використовують пластини монокремнію з великим опором, наприклад КДБ 80 (100).

Вміст ізоконцентраційних домішок кисню і вуглецю в моно-Si Чохральського зумовлює зміну значень всіх цих ємностей в залежності від концентрацій кисню і вуглецю та імпантованої в затвор багатозарядної домішки. Ми дослідили їх вплив на допустимі зміни ємностей і опорів каналу в заданих межах концентрацій кисню і вуглецю в Si-пластинах Чохральського.

Резистори R_S і R_D представляють омичні опори контактів між зовнішніми електродами витoku і стоку і затвором МОП-транзистора. Їх величина визначається ступенем іонного легування стік-витоківих областей, які слід формувати двоетапним ІЛ фосфором і миш'яком. Резистори R_{BS} , R_{BG} і R_{BD} враховують омичний опір між краями збіднених областей і електричним контактом Si-підкладки. Для

зменшення їх опорів треба зменшувати товщину Si-пластини або використовувати затворну багатозарядну імпантацию.

Підсилення в режимі малого сигналу визначається його крутістю g_m і опором каналу R_m та опором збіднених областей стік-витоківих переходів $R_{\delta S}$, $R_{\delta D}$. Джерело струму $g_m U_G$ уведене в модель для відображення зміни крутості транзистора згідно виразів:

$$g_m = \partial I_D / \partial U_G = \mu_n C_{OX} W / (L_m - l_\delta) U_{DS}$$

$$\text{при } U_D \leq U_{Dsat}, \quad (5)$$

$$g_{msat} = \mu_n C_{OX} [W / (L_m - l_\delta)] (U_G - U_T)$$

$$\text{при } U_D \geq U_{dsat}, \quad (6)$$

де l_δ – зменшення довжини каналу за рахунок збіднених стік-витоківих областей, яка визначається через концентраційний профіль каналу, потенціали і напругу стік-витоківих переходів; μ_n – рухливість носіїв заряду в каналі, яка визначається як концентраційним профілем імпантованої в канал домішки, так і ізоконцентраційними домішками O_2 і С для кремнію (Ч):

$$\mu_{n,p} = \mu_{min} + (\mu_{max} - \mu_{min}) / \left[\left(1 + \frac{N_{n,p}}{N_{ref}} \right)^\alpha \left(\frac{N_{O2}}{N_C} \right)^\beta \right], \quad (7)$$

а опір каналу затвора R_m для визначення впливу ступеня легування каналу ізоконцентраційними домішками кисню і вуглецю та імпантованою домішкою для точного юстування порогової напруги

U_T , згідно виразу:

$$R_m = \frac{L_m - l_\delta}{\mu_n C_{ox} W (U_g - U_T)} + R_{\delta S} + R_{\delta D}, \quad (8)$$

де L_m – фотолітографічна довжина каналу, l_δ – зменшення довжини каналу за рахунок збіднених стік-витоків областей, $R_{\delta S}$, $R_{\delta D}$ – послідовні опори збіднених стік-витоків областей, які примикають до каналу.

В режимі квазінасичення, який характеризує роботу цифрових схем, роботу МОН транзистора

доцільно моделювати вже не крутістю, а струмом стоку в режимі насичення, який визначається вже через напругу модуляції довжини каналу U_λ та порогову напругу U_T :

$$i_D = \frac{W}{2(L_m - l_\delta)} \mu_n C_{ox} (F_1 - F_2) \left[1 + \frac{|U_{GS} - U_{GD}|}{U_\lambda} \right], \quad (9)$$

де F_1 і F_2 визначаються наступними співвідношеннями:

$$F_1 = \begin{cases} 0 & U_{GS} \leq U_T \\ (U_{GS} - U_T)^2 & U_{GS} \geq U_T \end{cases} \quad (10)$$

$$F_2 = \begin{cases} 0 & U_{GD} \leq U_T \\ (U_{GD} - U_T)^2 & U_{GD} \geq U_T \end{cases}, \quad (11)$$

а U_λ – напруга модуляції каналу (по аналогії з напругою Ерлі), яка визначається із умови $i_D/i_{D\text{sat}} = 1$, та задає нахил вихідних характеристик транзистора.

Вплив ступені легування Si-підкладки та багатозарядної імплантації каналу на величину зсуву

порогової напруги ΔU_T Н-МОН транзисторів (по аналогії із біполярним транзистором) визначається через гамма-фактор: $\gamma = (2\epsilon_s q n D / C_{ox}^2)^{1/2}$ у вигляді співвідношення:

$$\Delta U_T = \gamma \left[\left(2|\Phi_{p,n}| + |U_{SB}| \right)^{1/2} - \left(2|\Phi_{p,n}| \right)^{1/2} \right], \quad (12)$$

Для зменшення впливу модуляції довжини каналу на електрофізичні параметри Н-МОН транзистора нами розроблена унікальна радіаційна технологія підлегвання каналів високоенергетичною багатозарядною імплантацією. Остання дозволяє на глибині більше 0,35 мкм формувати леговану область (γ -фактор), яка визначається дозою D і усуває явище короткого каналу. Оптимальна концентрація кисню і вуглецю в монокремнії Чохральського дозволяє збільшити рухливість носіїв заряду, а значить швидкодію схем. Особливу увагу заслуговує радіаційна технологія α -опроміненням, яка дозволяє за рахунок зміни заряду в підзатворному діелектрику та на міжфазній межі Si-SiO₂ формувати індуковані р-каналні Н-МОН транзистори з нульовою пороговою напругою, чого досягти іншими методами неможливо.

Отже, величина струму цього джерела і опір каналу визначається крутістю транзистора у вигляді відношення ширини каналу до його довжини, питомої ємності затворної системи, рухливості носіїв, стоковою і затворною (пороговою) напругою. Вони визначають динамічні параметри МОН-транзистора і його швидкодію.

Ми дослідили зміну параметрів моделі МОН-

транзистора залежно від концентрацій домішок O₂ і С в монокремнії Чохральського КДБ-80 (100), який використовували для n-МОН-структур пам'яті. Рухливість електронів в каналі змінилась зі значення 780 см²/(В·с) при $N_{O_2} = 6 \cdot 10^{16}$ см⁻³ до значення рухливості 545 см²/(В·с) при $N_{O_2} = 1,2 \cdot 10^{18}$ см⁻³ і $N_C = 3 \cdot 10^{16}$ см⁻³. А при концентрації вуглецю N_C більше 5·10¹⁶ см⁻³ рухливість електронів знову зростає до значення 610-720 см²/(В·с). Цей вплив O₂ і С слід враховувати в проектних нормах КТО для ВІС з довжиною каналу менше 1 мкм в субмікронній технології високого рівня. Формування внутрішнього кисневого гетера в пластинах (Ч) покращує як динамічні параметри МОН транзистора, так і його частотні властивості збільшенням рухливості носіїв заряду в каналі за рахунок гетерування кисню і вуглецю із активних зон.

Для зменшення опору збіднених стік-витоків областей та збільшення потужності (струму і напруги) необхідно вже формувати вертикальну структуру Д-МОН транзистора на кремнієвих епітаксійних структурах (КЕС) типу n-n⁻. Тоді виключається вплив ізоконцентраційних домішок кисню і вуглецю на рухливість та час життя носіїв заряду і можна регулювати напругу пробою

стокового переходу від 50 до 1000 В зміною опору і товщини епітаксійного шару, тобто формувати сумісні К-Д-МОН транзистори для субмікронних ВІС.

Новосядлий С.П. – кандидат технічних наук, професор кафедри радіофізики і електроніки.

- [1] Р. Маллер, Т. Кейминс. *Элементы интегральных схем*. Мир, М. 630 с. (1989).
- [2] М. Ватанабэ, К. Асада, К. Кани, Т. Оцуки. *Проектирование СБИС*. Мир, М. 298 с. (1988).
- [3] Ю.М. Калниболотский, Ю.В. Корольов, Г.И. Богдан, В.С. Рогоза. *Расчет и конструирование микросхем*. Вища школа, К. 276с. (1989).
- [4] E.H. Nicollian, J.R. Brews. *MOS Physics and Technology*. Wiley-Interscience, New-York. 650p.(1992).
- [5] H. Hertrich, K. Reinmuth. m-FETs: Rugged SIPMOS transistors with 50 % lower drain-source on resistance. // *Components XXIX*. 3, pp. 18-21 (1994).
- [6] С.П. Новосядлий. Модифікована модель Гуммеля-Пуна біполярного транзистора для САПР ВІС. *Матеріали V Міжнародної науково-технічної конференції "Досвід розробки та застосування приладо-технологічних САПР мікроелектроніки"*, CADSM'99, Львів, сс.103-104 (1999).
- [7] С.П. Новосядлий, Я.О. Василів, О.О. Павлів. Ідентифікація параметрів біполярного транзистора по модифікованій моделі Еберса-Молла. // *Тези доповідей науково-технічної конференції "Досвід розробки та застосування приладо-технологічних САПР мікроелектроніки"*, Львів, сс. 5-7 (1995).

S.P. Novosyadlyy

The Models of Transistors of Submicronic Technology of LSI Circuits

*Vasyl Stefanyk Prekarpathian University,
57 Shevchenko Str., Ivano-Frankivsk, 76000, Ukraine*

We improved the models of transistors for technological CAD of submicronic engineering with effects of second orders in analog and digital LSI circuits.