

## МОДЕЛІ ЕЛЕКТРОННИХ КОМПОНЕНТІВ

### План

1. Вступ
2. Моделі напівпровідникових діодів
3. Моделі біполярних транзисторів
4. Моделі МОП-транзисторів
5. Модель тиристора
6. Моделі пасивних компонентів
7. Макромоделі операційних підсилювачів
8. Висновки
9. Додатки

### 1. Вступ

Електронні компоненти в програмах комп'ютерного моделювання представляються у вигляді схем заміщення або моделей. Достовірність результатів моделювання залежить від того, наскільки точно модель враховує характеристики реального електронного приладу. Зрозуміло, не можна за допомогою програми комп'ютерного моделювання дослідити результат дії будь-якого ефекту, властивого електронному приладу, якщо цей ефект не враховується в його моделі.

Розглянемо моделі елементів, які використовуються в програмах схемотехнічного моделювання. Слід підкреслити, що ці моделі розроблялися відповідно до програми SPICE, тому їх часто називають SPICE-моделями. Створення таких моделей було тривалим процесом, в якому брало участь безліч висококваліфікованих фахівців. SPICE має вбудовані моделі для більшості електронних компонентів: діодів, біполярних транзисторів, польових транзисторів з керуючим р-п-переходом, МОП-транзисторів, ліній передачі з розподіленими параметрами, пов'язаних індуктивних котушок і т.д. Аналогові інтегральні схеми, такі як операційні підсилювачі або компаратори, представляються підсхемою, які називають макромоделі.

## 2. Моделі напівпровідникових діодів

Нелінійна модель діода, що використовується в SPICE, показана на рис. 7.1. Статична характеристика діода моделюється джерелом  $I_0$ , струм якого змінюється по закону

$$I_D = I_0 \left( e^{U_D/nV_t} - 1 \right).$$

Тут  $V_t$  - температурний потенціал р-n-перехода. Додатковий параметр  $n$  називається коефіцієнтом емісії. Для більшості діодів  $n = 1$ .

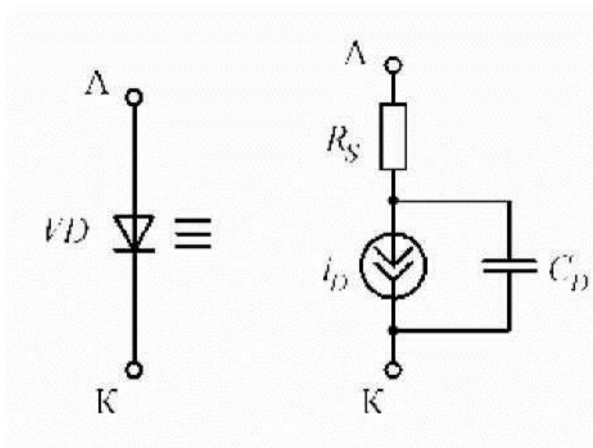


Рис. 7.1

Динамічні характеристики діода враховує нелінійний ємнісний елемент  $C_a$ . Ємність  $C_a$  рівна сумі дифузійної ємності  $C_d$  і ємності переходу  $C_j$ :

$$C_D = C_d + C_j.$$

Резистор  $R_S$  враховує об'ємний опір області бази і емітера. Для малопотужних діодів його величина становить кілька Ом. Параметри моделі діода наведені в Додатку 7.1. Крім позначення параметра і його імені в моделі SPICE в таблицях приводиться його значення за замовчуванням, яке використовується моделює програмою в тому випадку, якщо параметр не задається явно.

Список параметрів моделі діода, що міститься у Додатку 7.1, є неповним. Для стислості наведені тільки найбільш істотні з них. Повний опис моделей компонентів, а також формули для розрахунку параметрів наведені в [1].

При розрахунку частотних характеристик використовується лінеаризоване схема заміщення діода, показана на рис. 7.2.

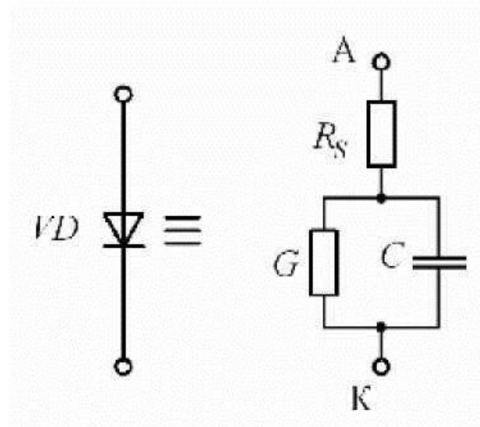


Рис. 7.2

В лінеаризованій схемі заміщення  $G$  - диференційна провідність ВАХ діода в межах робочої точки,  $C$  - диференційна ємність.

### 3. Модели біполярного транзистора

Найбільш відомою моделлю біполярного транзистора є модель Еберса-Молла. Найпростіший варіант цієї моделі, званий інжекційним,

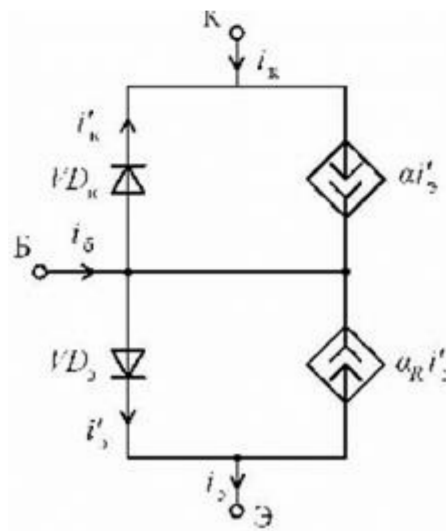


Рис. 7.3

показаний на рис. 7.3.

На рис. 7.3 а - коефіцієнт передачі струму емітера в активному режимі,  $\alpha_K$  - коефіцієнт передачі колекторного струму в інверсному режимі. Модель Еберса-Молла дозволяє аналізувати біполярний транзистор в будь-якому з чотирьох режимів: активному, насичення,

інверсному і відсічки. Щоб показати це, запишемо рівняння для струмів емітера, бази і колектора. Для схеми на рис. 7.3 справедливі рівняння

$$i_s = i'_s - \alpha_R i'_k; \quad (7.1)$$

$$i_k = -i'_s + \alpha i'_k; \quad (7.2)$$

$$i_b = (1 - \alpha) i'_s + (1 - \alpha_R) i'_k. \quad (7.3)$$

Токи діодов в схеме на рис. 7.3:

$$i'_s = I_{s0} (e^{U_{bs}/V_T} - 1);$$

$$i'_k = I_{k0} (e^{U_{cs}/V_T} - 1).$$

Підставляючи останні рівності в рівняння (7.1) - (7.3), отримаємо вирази для струмів електродів транзистора:

$$i_s = \frac{I_{s0}}{\alpha} (e^{U_{bs}/V_T} - 1) - I_{k0} (e^{U_{cs}/V_T} - 1). \quad (7.4)$$

$$i_k = I_{s0} (e^{U_{bs}/V_T} - 1) - \frac{I_{k0}}{\alpha_R} (e^{U_{cs}/V_T} - 1) \quad (7.5)$$

$$i_b = \frac{I_{s0}}{\beta} (e^{U_{bs}/V_T} - 1) + \frac{I_{k0}}{\beta_R} (e^{U_{cs}/V_T} - 1) \quad (7.6)$$

Тут

Інша форма моделі Еберса-Молла показана на рис. 7.4. Її називають передаточною

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}.$$

$$\beta_R = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R}.$$

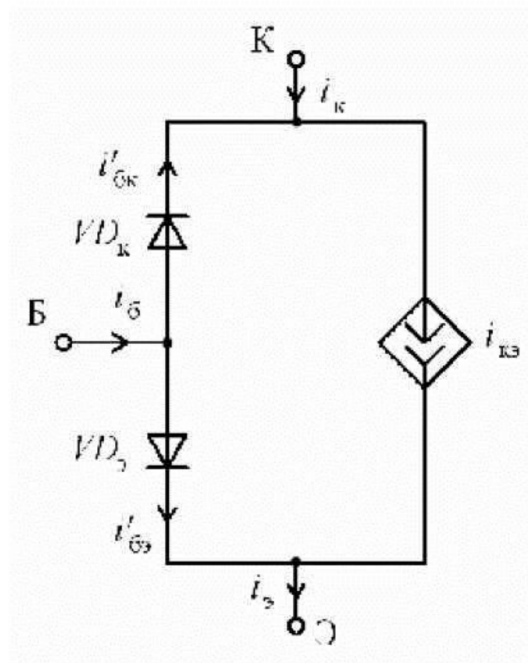


Рис. 7.4

В схемі на рис. 7.4

$$i'_{о_к} = \frac{I_0}{\beta_R} (e^{U_{БК}/V_T} - 1);$$

$$i'_{о_э} = \frac{I_0}{\beta} (e^{U_{БЭ}/V_T} - 1).$$

Струм керованого джерела

$$i_{кз} = I_0 (e^{U_{БЭ}/V_T} - e^{U_{БК}/V_T})$$

Схеми заміщення, показані на рис. 7.3 і 7.4, характеризують тільки активну область транзистора. Модель, показана на рис. 7.5, доповнена резисторами, які враховують опір пасивних областей бази і колектора. Компоненти  $C_{бк}$  і  $C_{бэ}$  враховують ємності колекторного і емітерного переходів.

Модель Еберса-Молла не враховує деякі ефекти, які спостерігаються в реальних приладах. Один з таких ефектів - залежність коефіцієнтів посилення струму  $\beta_R$  і  $\beta_F$  від величини струму колектора. Такі ефекти враховує більш точна (хоча і більш складна) модель Гуммеля- Пуна.

Вибір моделі біполярного транзистора здійснюється в SPICE автоматично. Модель Гуммеля-Пуна спрощується до моделі Еберса-Молла, якщо явно не заданий ряд параметрів.

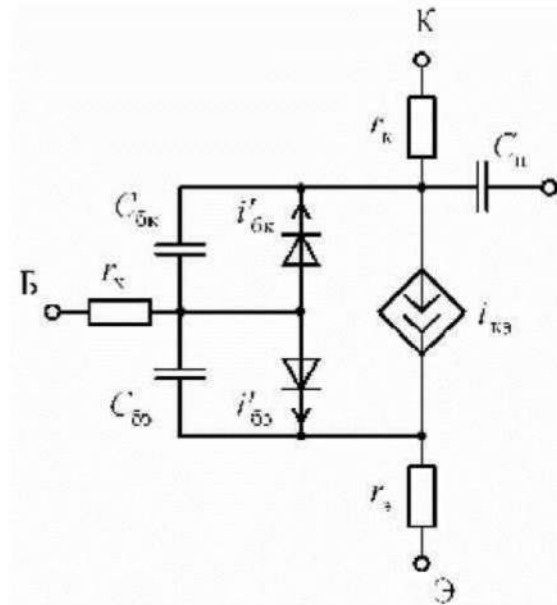


Рис. 7.5

Список основних параметрів моделі біполярного транзистора наведено в Додатку 7.2. Відзначимо, що в Додатку 7.2 приведена тільки частину параметрів моделі. Повний список параметрів можна знайти в [1].

У тому випадку, якщо деякі параметри не задані користувачем, SPICE використовує значення, що задаються за умовчанням. Наприклад, якщо напруга Ерлі явно не задано, SPICE приймає значення цього параметра рівним нескінченності:  $VAF = \infty$ .

Як приклад в табл. 7.3 Додатки 7.2 наведені параметри транзистора Q2N3904, модель якого можна знайти в бібліотеці EVAL.lib.

Лінійна схема заміщення біполярного транзистора, використовувана для аналізу в режимі малого сигналу, показана на рис. 7.6.

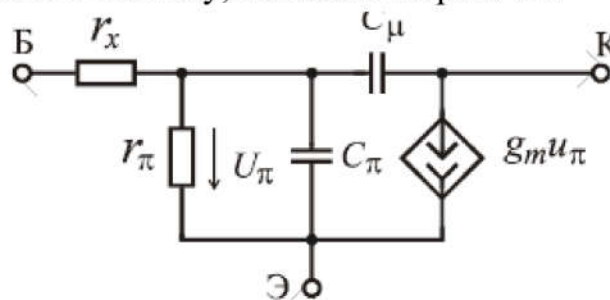


Рис. 7.6

Резистор  $r_x$  враховує опір базового шару. Величина цього опору залежить від типу транзистора і положення робочої точки і може змінюватися від одиниць до декількох десятків ом. конденсатор  $C_u$

враховує ємність зміщеного в зворотному напрямку колекторного переходу. Конденсатор  $C_\pi$  враховує ємність, пов'язану з накопиченням неосновних носіїв в базі, і ємність, обумовлену просторовим зарядом в області емітерного переходу. У більшості випадків  $C_\pi$  становить від декількох пікофарад до декількох десятків. Ємність  $C_u$  не перевищує декількох пікофарад.

### 3. Моделі МОН-транзисторів

МОН-транзистор є основним елементом сучасних інтегральних схем. Для SPICE розроблені кілька моделей МОН транзисторів різного рівня складності. Ці моделі вибираються по параметру LEVEL (рівень). Найпростішою є модель Шіхмана-Ходжеса, заснована на використанні квадратичних рівнянь (LEVEL = 1). Її доцільно використовувати в тих випадках, коли до точності моделювання не пред'являються високі вимоги. Модель Шіхмана-Ходжес дає задовільні результати при аналізі ланцюгів з МОП транзисторами, мають довжину каналу  $L > 1$  мкм. Список основних параметрів моделі першого рівня наведено в Додатку 7.3.

Повний список параметрів моделі МОН-транзистора наведено в [1]. Модель першого рівня використовується за умовчанням, коли параметр моделі (LEVEL) не вказано. Відзначимо основні особливості цієї моделі:

- Найменший час обчислення завдяки простоті рівнянь;
- Не враховується залежність рухливості носіїв від напруженості електричного поля;
- Не розглядається предпороговий режим;
- Все ємності розраховуються за спрощеними формулами.

Модель другого рівня (LEVEL = 2) заснована на більш точних аналітичних виразах. Модель третього рівня (LEVEL = 3) є напівемпіричною і використовує поєднання емпіричних і аналітичних виразів. Для їх визначення використовуються результати вимірювання характеристик реальних приладів.

Моделі другого і третього рівня враховують ефекти другого порядку, такі як модуляція довжини каналу. Модель третього рівня доцільно використовувати при аналізі ланцюгів з потужними МОН транзисторами вертикальної структури.

Перераховані моделі не враховують фізичні ефекти, які мають важливе значення в приладах субмікронних розмірів. Найбільш істотним є

ефект насичення швидкості, який приводить до того, що залежність струму стоку від напруги затвор-витік стає квадратичною, а лінійною. Крім того, при малих робочих напругах необхідно враховувати ефект предпорогової провідності, що полягає в тому, що струм транзистора відрізняється від нуля навіть в тому випадку, коли напруга затвор-витік стає менше порогового. Ці ефекти враховуються в моделях BSIM1 і BSIM2, розроблених в Каліфорнійському університеті в Берклі. Назва моделей походить від англійського Berkley Short-Chanel IGFET Model - Берклівська модель короткоканального транзистора з ізольованим затвором. Ці моделі мають індекс LEVEL = 4 і LEVEL = 5 відповідно. Параметри моделей визначаються спеціальною програмою за вихідними даними, що задається користувачем, а потім конвертується в формат SPICE. Слід зазначити, що моделі четвертого і п'ятого рівнів не враховують вплив температури на характеристики приладів. Найбільш оптимальною для дослідження МОН-транзисторів з довжиною каналу менше 1 мкм є модель BSIM3v3 (LEVEL = 49), Ця модель де-факто стала стандартом при моделюванні електронних ланцюгів з МОН транзисторами субмікронних розмірів. Вона враховує ефект насичення швидкості, а також інші явища, які спостерігаються в МОП-транзисторах з коротким каналом, використовуваних в сучасних НВІС.

### **5. Модель тиристора**

Модель тиристора в програмі SPICE задана у вигляді підсхеми. Опис підсхеми починається директивою .SUBCKT і закінчується директивою .ENDS. Опис моделі тиристора типу 2N1596 на вхідній мові SPICE показано на рис. 7.7.



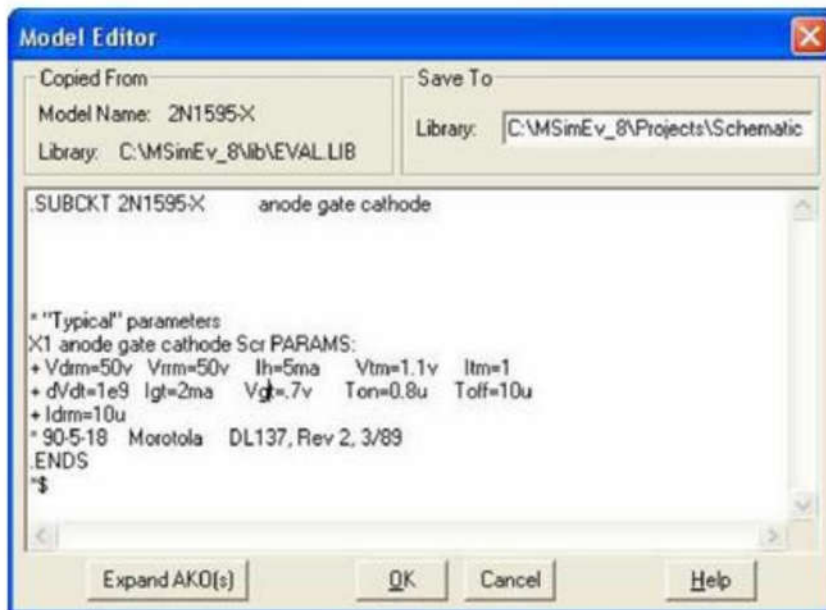


Рис. 7.7

Список основних параметрів моделі тиристора наведено в Додатку 7.4. Відзначимо, що модель, показана на рис. 7.7, є найпростішою. Вона не враховує багато параметрів, що визначають динамічну поведінку тиристора. Більш складні моделі тиристора а також приклад моделювання розглянуті в [7].

## 6. Моделі пасивних компонентів

**Повітряний трансформатор.** Модель повітряного трансформатора являє систему індуктивно пов'язаних котушок. Магнітну зв'язок між котушками враховує елемент K Linear з бібліотеки Analog.olb. У його атрибутах вказуються імена індуктивно пов'язаних котушок і значення коефіцієнта зв'язку Coupling. Коефіцієнт трансформації K визначається виразом

$$K = \sqrt{L_1/L_2} .$$

Для обліку індуктивностей розсіювання обмоток необхідно включити індуктивні елементи послідовно з обмотками трансформатора.

**Магнітне осердя.** У програмі Pspice використовується модель магнітного сердечника Джилса-Атертон. З її допомогою можна врахувати початкову і залишкову намагніченість осердя, коерцитивної силу, намагніченість насичення.

Параметри моделі магнітного сердечника наведені в табл. 7.6. додатки 7.5

Параметри AREA, PATH, GAP, PACK визначаються геометричними розмірами сердечника. Інші параметри залежать від властивостей використовуваного магнітного матеріалу.

Детальний опис математичної моделі магнітного сердечника і методика визначення параметрів моделі за експериментальними даними наведені в [1].

**Трансформатор з магнітним сердечником.** Модель трансформатора з магнітним сердечником будується на основі моделі сердечника. Обмотки трансформатора характеризуються не величиною індуктивності обмоток, а числом витків. Коефіцієнт трансформації між обмотками визначається як відношення кількості витків первинної і вторинної обмоток.

**Модель довгої лінії.** Схема заміщення лінії передачі без втрат показана на рис. 7.8. Список параметрів моделі наведено в табл. 7.7 Додатки 7.5.

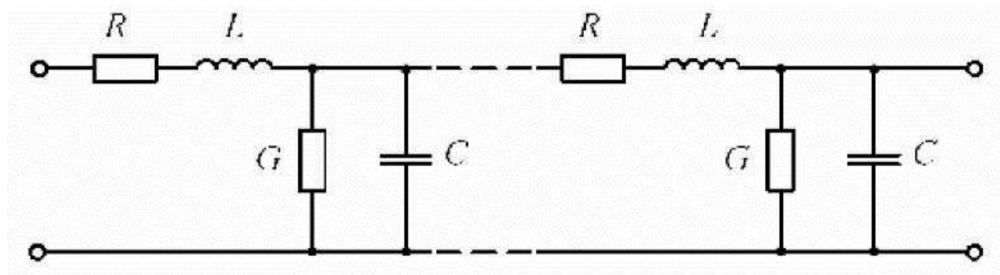


Рис. 7.8

Електрична довжина лінії  $NL$  на частоті  $f$  визначається формулою

$$NL = L/\lambda .$$

Тут  $L$  - геометрична довжина,  $\lambda$ - довжина хвилі в лінії. За замовчуванням  $NL = 0.25$ .

Схема заміщення лінії передачі з втратами показана на рис. 7.9.

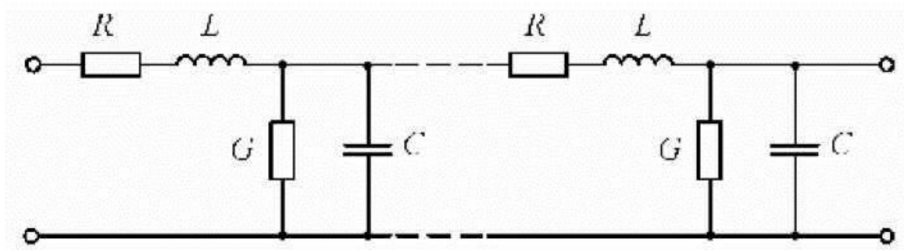


Рис. 7.9

Схема заміщення лінії з втратами характеризується параметрами, наведеними в табл. 7.8.

Довжину лінії можна вказувати в будь-яких одиницях, наприклад в кілометрах. При цьому необхідно відповідним чином перерахувати значення погонних параметрів.

Лінія передачі з втратами при  $R=G=0$  і  $LEN = 1$  м еквівалентна ідеальній лінії з хвильовим опором  $Z_0 = \sqrt{L/C}$  і часом затримки  $t_D = LEN\sqrt{LC}$

## 7. Макромоделі операційних підсилювачів

Моделі, розглянуті вище, відносяться до одиночних компонентів. Моделі аналогових ІС, таких як операційні підсилювачі або компаратори, в програмі SPICE представлені у вигляді подсхем, званих макромоделі. На вхідній мові SPICE макромоделі описуються директивою .SUBCKT.

Інтегральні схеми можуть бути проаналізовані на рівні окремих компонентів (транзисторів, діодів і т.д.). Однак на практиці це дуже незручно. Типовий ОП містить 20-30 транзисторів. Якщо кожен транзистор замінити моделлю Еберса-Молла, що містить 11 елементів, анализируемая ланцюг буде містити кілька сот компонентів. До того ж параметри транзисторів інтегральної схеми в більшості випадків невідомі. Тому набагато зручніше використовувати макромоделі, що характеризують поведінку пристрою щодо його зовнішніх затискачів.

Найпростіша модель ОП представляє джерело напруги, керований напругою (ДНКН).

Більш складна модель, що враховує нелінійність передавальної характеристики ОП і частотну залежність коефіцієнта посилення і вхідного опору, показана на рис. 7.10.

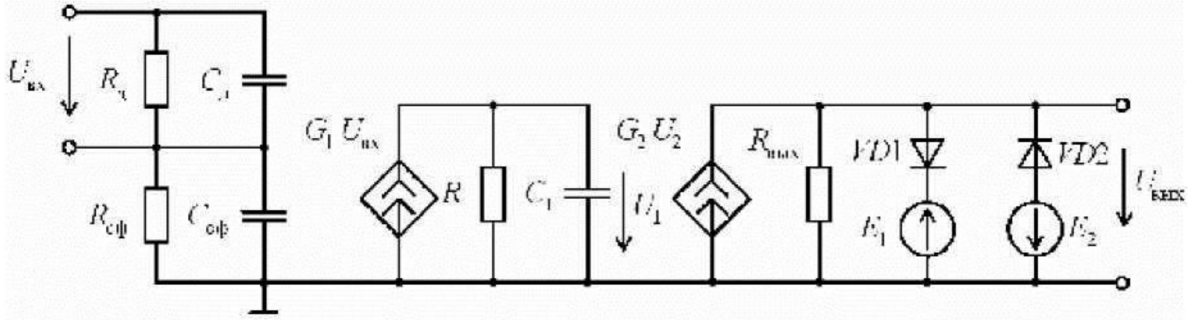


Рис. 7.10

Діоди VD1 і VD2 імітують нелінійність передавальної характеристики. Джерела E1 і E2 призначені для подачі замикаючих напружень на діоди. Опору  $R_d$  і  $R_c$  враховують вхідний опір ОП для диференційного і синфазного сигналів.

Ємнісні елементи враховують частотні залежності параметрів ОП. Елементи  $C_d$  і  $C_c$ , включені паралельно вхідним резисторам, моделюють залежність вхідних опорів від частоти. За допомогою  $C_1$  враховується частотна залежність коефіцієнта передачі ОП:

$$K(j\omega) = \frac{K_0}{1 + j\omega/\omega_1}$$

Тут  $K_0$  - коефіцієнт підсилення ОП по постійному струму; частота  $\omega_1 = 1/RC$  називається частотою домінантного полюса.

Бібліотека EVAL програми Pspice містить макромоделі ОП, що враховують ефекти, що спостерігаються в реальних приладах.

Макромодель ОП  $\mu A741$  показана на рис. 7.11. В схемі виключені всі транзистори, крім вхідних. Такий компроміс дозволив створити макромодель, що забезпечує мінімальний час моделювання.

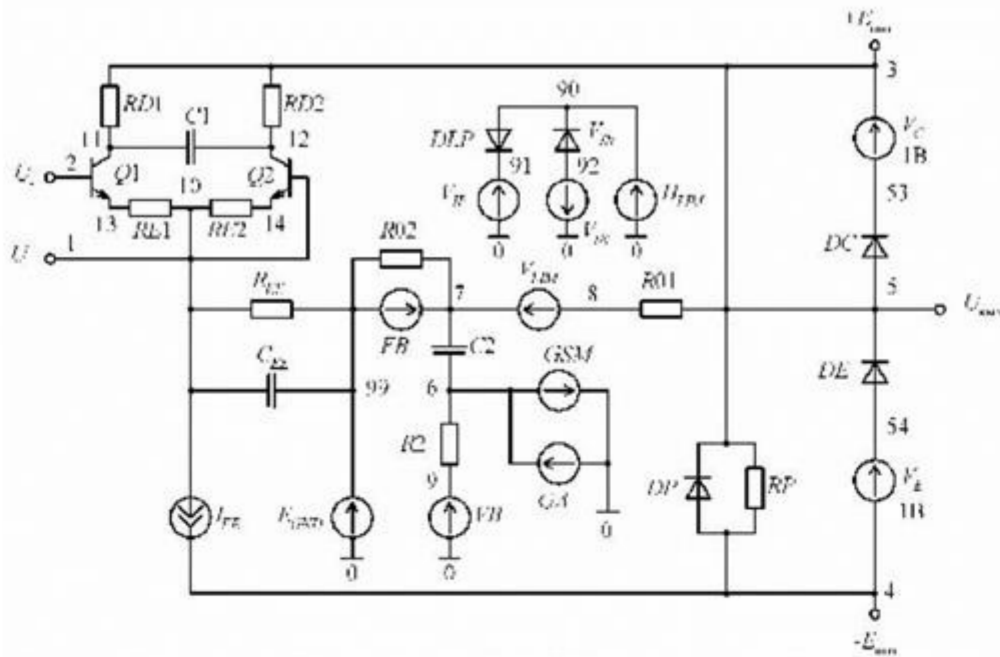


Рис. 7.11

Детальніше структура SPICE-моделей розглянута в [1].

Бібліотека моделей електронних компонентів постійно розширюється і вдосконалюється. Фірми-виробники приділяють велику увагу розробці нових моделей електронних пристроїв.

На закінчення відзначимо, що сучасні програми схемотехнічного моделювання мають вбудовані редактори моделей, що дозволяють коригувати параметри моделей або створювати нові. Однак самостійне створення моделі компонента представляє дуже непросте завдання. Для цього потрібні висока кваліфікація і детальне знання принципів роботи пристрою. Відзначимо також, що паспортні дані пристроїв не містять достатньої інформації для визначення всіх параметрів моделі.

Для отримання SPICE-моделей нових компонентів краще звернутися на сайти фірм-розробників.

## 5. Висновки

1. Електронні компоненти в програмах комп'ютерного моделювання представляються у вигляді схем заміщення або моделей.
2. Моделі електронних компонентів розроблялися стосовно до програми SPICE, тому їх часто називають SPICE-моделями.

3. Електронні компоненти в програмах комп'ютерного моделювання представляються у вигляді схем заміщення або моделей Сучасні програми схемотехнічного моделювання має вбудовані моделі для більшості електронних компонентів..

Параметры модели диода

Имя параметра в модели	Обозначение в тексте	Параметр	Значение по умолчанию
IS	$I_0$	Ток насыщения при температуре $27^{\circ}C$	$10^{-14}$ А
N	$n$	Коэффициент эмиссии	1
RS	$R_s$	Объемное сопротивление, Ом	0
VJ	$\phi_0$	Контактная разность потенциалов	1 В
CJO	$C_{j0}$	Барьерная емкость, Ф	0
TT	$\tau_T$	Время переноса заряда, сек.	0
BV		Напряжение пробоя, В	
IBV		Начальный ток пробоя, соответствующий напряжению пробоя	$10^{-10}$ А

Примітка. Список параметрів моделі діода, наведений в таблиці, є неповним. Повний опис моделей компонентів, а також формули для розрахунку параметрів наведені в [1, 3].

## . Параметры модели биполярного транзистора

Таблица 7.2

Имя параметра в модели	Обозначение в тексте	Параметр	Значение по умолчанию
IS	$I_0$	Ток насыщения при температуре $27^{\circ}C$ , А	$10^{-16}$
BF	$\beta$	Идеальный коэффициент усиления тока в схеме с ОЭ (без учета токов утечки).	
BR	$\beta_F$	Идеальный коэффициент усиления тока в схеме с ОЭ (в инверсном режиме)	
NF	$n_F$	Коэффициент эмиссии	1
NR	$n_R$	Коэффициент эмиссии в инверсном режиме	
VAF		Напряжение Эрли в активном режиме	$\infty$
VAR		Напряжение Эрли в инверсном режиме	$\infty$
RB		Объемное сопротивление базы, Ом	0
RC	$R_s$	Объемное сопротивление коллектора, Ом	0
RE		Объемное сопротивление эмиттера, Ом	0
TF		Время переноса заряда через базу в активном режиме, сек	0
TR		Время переноса заряда через базу в инверсном режиме, сек	0
CJC	$C_{j0}$	Емкость коллекторного перехода, пФ	0
MJC	$\tau_T$	Коэффициент, учитывающий плавность коллекторного перехода	0.33
VJC		Контактная разность потенциалов коллекторного перехода, В	0.75
CJE		Емкость эмиттерного перехода, пФ	0
MJE		Коэффициент, учитывающий плавность эмиттерного перехода	0.33
VJE		Контактная разность потенциалов эмиттерного перехода, В	
CJS		Емкость коллектор-подложка, Ф	0
MJS		Коэффициент, учитывающий плавность перехода коллектор-подложка	0
VJS		Контактная разность потенциалов перехода коллектор-подложка, В	0.75



Параметры транзистора Q2N3904

Таблица 7.3.

Имя параметра в модели	Значение
IS	6.734f
BF	416.4
BR	0.7371
NF	1
NR	
VAF	74.03
VAR	$\infty$
RB	10
RC	1
RE	0
TF	301.2p0
TR	239.5n
CJC	3.638p
MJC	0.3085
VJC	0.75
CJE	4.493p
MJE	0.2593
VJE	0.75
VJS	0.75

Параметры моделей МОП-транзисторов

Имя параметра в модели	Обозначение в тексте	Параметр	Значение по умолчанию
LEVEL		Уровень модели	1
TOX	$t_{ox}$	Толщина слоя оксида	1
COX	$C_{ox}$	Удельная емкость, Ом	0
U0	$\mu$	Коэффициент, учитывающий подвижность носителей в канале, $cm^2/V\cdot c$	600
KP	$k'$	Параметр удельной крутизны	$2 \cdot 10^{-5}$
LAMBDA	$\lambda$	Коэффициент модуляции длины канала, 1/V	0
VT0	$U_0$	Пороговое напряжение, В	1
GAMMA	$\gamma$	Коэффициент влияния потенциала подложки на пороговое напряжение, $B^{1/2}$	Вычисляется
NSUB	$N_A, N_D$	Уровень легирования подложки	
PHI	$2\Phi_f$	Поверхностный потенциал инверсии, В	0.6
JS		Плотность тока насыщения перехода сток (исток) – подложка, $A/m^2$	
CJ		Удельная емкость перехода сток (исток) – подложка при нулевом смещении, $\Phi/m^2$	0
MJ		Коэффициент, учитывающий плавность перехода сток (исток) – подложка	0.5
CJSW		Удельная емкость боковой поверхности перехода сток (исток) – подложка при нулевом смещении, $\Phi/m$	0
PB	$V_0$	Напряжение инверсии приповерхностного слоя подложки, В	0.8
LD	$L_{ov}$	Длина области боковой диффузии, м	0
WD		Ширина области боковой диффузии, м	0
CGBO		Удельная емкость перекрытия затвор-подложка, $\Phi/m$	0
CGDO		Удельная емкость перекрытия затвор-сток, $\Phi/m$	0
CGSO		Удельная емкость перекрытия затвор-исток, $\Phi/m$	0

Параметры модели тиристора

Имя параметра в модели	Обозначение в тексте	Параметр
Vdsm	$U_{dsm}$	Неповторяющееся импульсное напряжение в открытом состоянии, В
Vrsm	$U_{rsm}$	Неповторяющееся импульсное напряжение в открытом состоянии, В
Vdrm	$U_{drm}$	Повторяющееся импульсное напряжение в открытом состоянии, В
Vrrm		Допустимое обратное напряжение, В
Vtm		Напряжение в открытом состоянии, В
Itm		Номинальный ток, А
dVdt		Критическая скорость нарастания прямого напряжения, В/мкс.
Igt		Отпирающий ток управляющего электрода, мА
Toff		Время авыключения, мкс

Параметры модели магнитного сердечника

Имя	Параметр, размерность	
A	Параметр формы безгистерезисной кривой намагничивания, А/м	$10^3$
AREA	Площадь поперечного сечения магнитопровода, см <sup>2</sup>	0.1
C	Постоянная упругого смещения доменных границ	0.2
GAP	Ширина воздушного зазора, см	0
K	Коэффициент, учитывающий подвижность доменов, А/м	500
MS	Намагниченность насыщения, А/м	$10^6$
PACK	Коэффициент заполнения сердечника	1
PATH	Средняя длина магнитной силовой линии, см	1

*Примітка.* Параметры АКЕА, РАТН, GАР, РАСК визначаються геометричними розмірами сердечника. Інші параметри залежать від властивостей використовуваного магнітного матеріалу.

Параметры модели длинной линии

Имя параметра	Обозначение в тексте	Параметр	Значение по умолчанию
Z0		Волновое сопротивление линии, Ом	–
TD		Время задержки сигнала, сек	–
F	$f$	Частота для расчета электрической длины линии $NL$	–
NL		Электрическая длина линии на частоте $F$	0.25
IC		Начальные условия (значения напряжений и токов)	–

Параметры модели линии с потерями

Имя параметра	Обозначение в тексте	Параметр
R	$R$	Погонное сопротивление, Ом/м
L	$L$	Погонная индуктивность, Гн/м
G	$G$	Погонная проводимость, См/м
C	$C$	Погонная емкость, Ф/м
LEN	$LEN$	Длина линии