

Лекция 7

МОДЕЛИ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

План

1. Введение
2. Модели полупроводниковых диодов
3. Модели биполярных транзисторов
4. Модели МОП-транзисторов
5. Модель тиристора
6. Модели пассивных компонентов
7. Макромодели операционных усилителей
8. Выводы
7. Приложения

1. Введение

Электронные компоненты в программах компьютерного моделирования представляются в виде схем замещения или моделей. Достоверность результатов моделирования зависит от того, насколько точно модель учитывает характеристики реального электронного прибора. Разумеется, нельзя с помощью программы компьютерного моделирования исследовать результат действия какого-либо эффекта, присущего электронному прибору, если этот эффект не учитывается в его модели.

Рассмотрим модели элементов, используемых в программах схемотехнического моделирования. Следует подчеркнуть, что эти модели разрабатывались применительно к программе SPICE, поэтому их часто называют *SPICE-моделями*. Создание таких моделей было длительным процессом, в котором участвовало множество высококвалифицированных специалистов. SPICE имеет встроенные модели для большинства электронных компонентов: диодов, биполярных транзисторов, полевых транзисторов с управляющим p - n -переходом, МОП-транзисторов, линий передачи с распределенными параметрами, связанных индуктивных катушек и т.д. Аналоговые интегральные схемы, такие как операционные усилители или компараторы, представляются подсхемами, которые называют макромоделями.

2. Полупроводниковый диод

Нелинейная модель диода, используемая в SPICE, показана на рис. 7.1.

Статическая характеристика диода моделируется источником I_D , ток которого изменяется по закону

$$I_D = I_0 (e^{U_D/nVt} - 1).$$

Здесь Vt – температурный потенциал p - n -перехода. Дополнительный параметр n называется коэффициентом эмиссии. Для большинства диодов $n = 1$.

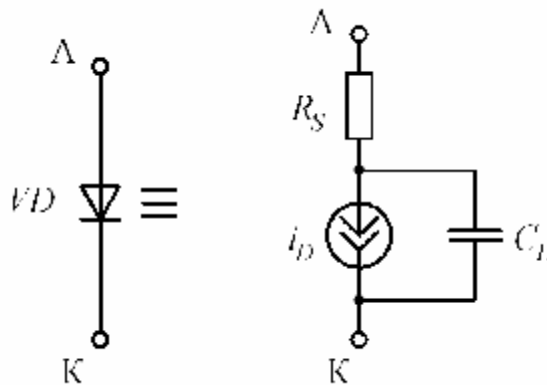


Рис. 7.1

Динамические характеристики диода учитывает нелинейный емкостный элемент C_D . Емкость C_D равна сумме диффузионной емкости C_d и емкости перехода C_j :

$$C_D = C_d + C_j.$$

Резистор R_S учитывает объемное сопротивление области базы и эмиттера. Для маломощных диодов его величина составляет несколько Ом. Параметры модели диода приведены в Приложении 7.1. Кроме обозначения параметра и его имени в модели SPICE в таблицах приводится его значение по умолчанию, используемое моделирующей программой в том случае, если параметр не задается явно.

Список параметров модели диода, приведенный в Приложении 7.1, является неполным. Для краткости приведены только наиболее существенные из них. Полное описание моделей компонентов, а также формулы для расчета параметров приведены в [1].

При расчете частотных характеристик используется линеаризованная схема замещения диода, показанная на рис. 7.2.

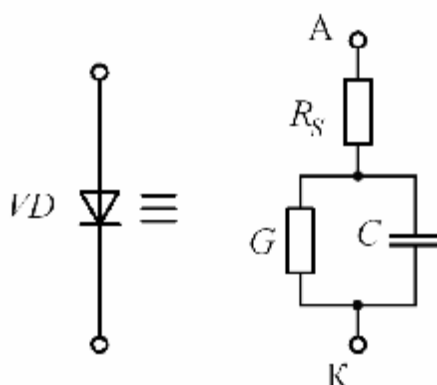


Рис. 7.2

В линеаризованной схеме замещения G – дифференциальная проводимость ВАХ диода в окрестности рабочей точки, C – дифференциальная емкость.

3. Модели биполярного транзистора

Наиболее известной моделью биполярного транзистора является модель Эберса-Молла. Простейший вариант этой модели, называемый инжекционным, показан на рис. 7.3.

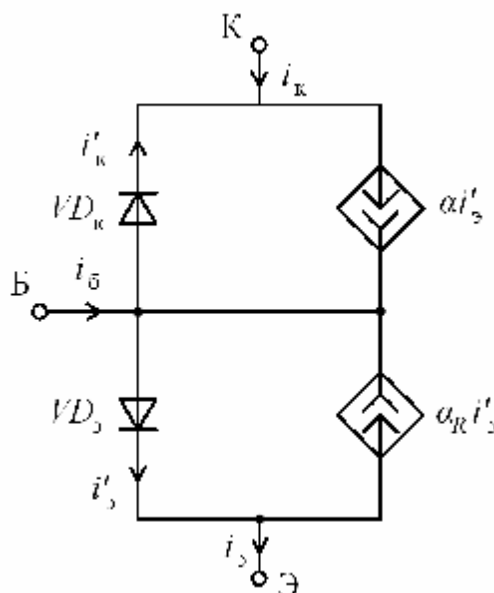


Рис. 7.3

На рис. 7.3 a – коэффициент передачи тока эмиттера в активном режиме, a_K – коэффициент передачи коллекторного тока в инверсном режиме. Модель Эберса-Молла позволяет анализировать биполярный

транзистор в любом из четырех режимов: активном, насыщения, инверсном и отсечки. Чтобы показать это, запишем уравнения для токов эмиттера, базы и коллектора. Для схемы на рис. 7.3 справедливы уравнения

$$i_{\text{э}} = i'_{\text{э}} - a_R i'_{\text{к}}; \quad (7.1)$$

$$i_{\text{к}} = -i'_{\text{э}} + a i'_{\text{э}}; \quad (7.2)$$

$$i_{\text{б}} = (1 - a) i'_{\text{э}} + (1 - a_R) i'_{\text{к}}. \quad (7.3)$$

Токи диодов в схеме на рис. 7.3:

$$i'_{\text{э}} = I_{\text{э}0} (e^{U_{\text{эб}}/V_t} - 1);$$

$$i'_{\text{к}} = I_{\text{к}0} (e^{U_{\text{кб}}/V_t} - 1).$$

Подставляя последние равенства в уравнения (7.1) – (7.3), получим выражения для токов электродов транзистора:

$$i_{\text{э}} = \frac{I_0}{a} (e^{U_{\text{эб}}/V_t} - 1) - I_0 (e^{U_{\text{кб}}/V_t} - 1). \quad (7.4)$$

$$i_{\text{к}} = I_0 (e^{U_{\text{эб}}/V_t} - 1) - \frac{I_0}{a_R} (e^{U_{\text{кб}}/V_t} - 1) \quad (7.5)$$

$$i_{\text{б}} = \frac{I_0}{b} (e^{U_{\text{эб}}/V_t} - 1) + \frac{I_0}{b_R} (e^{U_{\text{кб}}/V_t} - 1) \quad (7.6)$$

Здесь

$$b_F = \frac{a_F}{1 - a_F}.$$

$$b_R = \frac{a_R}{1 - a_R}.$$

Другая форма модели Эберса-Молла показана на рис. 7.4. Ее называют передаточной.

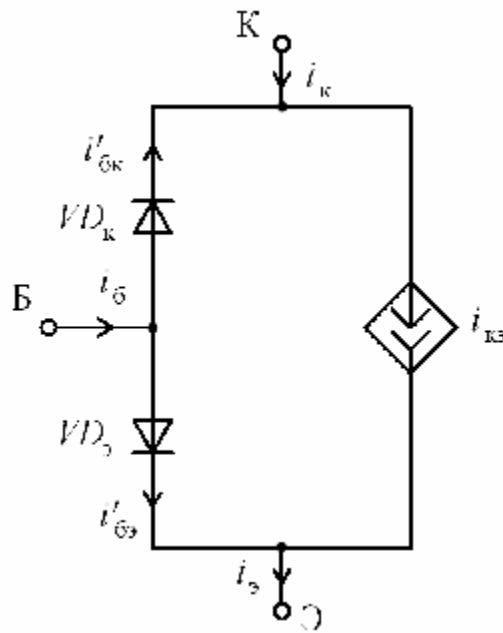


Рис. 7.4

В схеме на рис. 7.4

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

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

Ток управляемого источника

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

Схемы замещения, показанные на рис. 7.3 и 7.4, характеризуют только активную область транзистора. Модель, показанная на рис. 7.5, дополнена резисторами, учитывающими сопротивление пассивных областей базы и коллектора. Компоненты $C_{\text{БК}}$ и $C_{\text{БЭ}}$ учитывают емкости коллекторного и эмиттерного переходов.

Модель Эберса-Молла не учитывает некоторые эффекты, наблюдаемые в реальных приборах. Один из таких эффектов – зависимость коэффициентов усиления тока b_R и b_F от величины тока коллектора. Такие эффекты учитывает более точная (хотя и более сложная) модель Гуммеля-Пуна.

Выбор модели биполярного транзистора осуществляется в SPICE автоматически. Модель Гуммеля-Пуна упрощается до модели Эберса-Молла, если явно не задан ряд параметров.

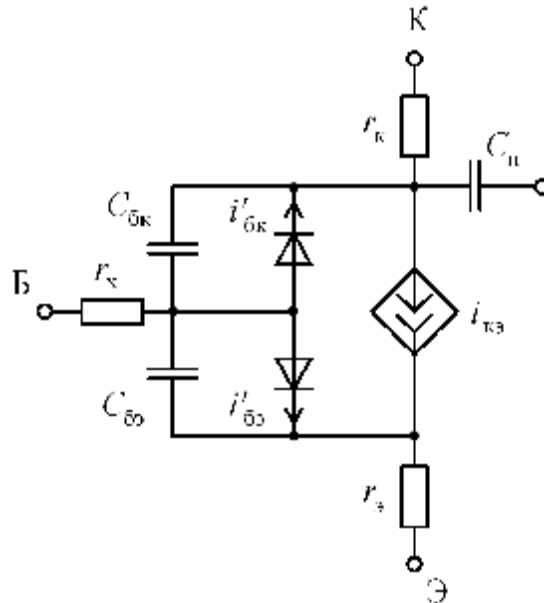


Рис. 7.5

Список основных параметров модели биполярного транзистора приведен в Приложении 7.2. Отметим, что в Приложении 7.2 приведена только часть параметров модели. Полный список параметров можно найти в [1].

В том случае, если некоторые параметры не заданы пользователем, SPICE использует значения, задаваемые по умолчанию. Например, если напряжение Эрли явно не задано, SPICE принимает значение этого параметра равным бесконечности: $VAF = \infty$.

В качестве примера в табл. 7.3 Приложения 7.2 приведены параметры транзистора Q2N3904, модель которого можно найти в библиотеке EVAL.lib.

Линейная схема замещения биполярного транзистора, используемая для анализа в режиме малого сигнала, показана на рис. 7.6.

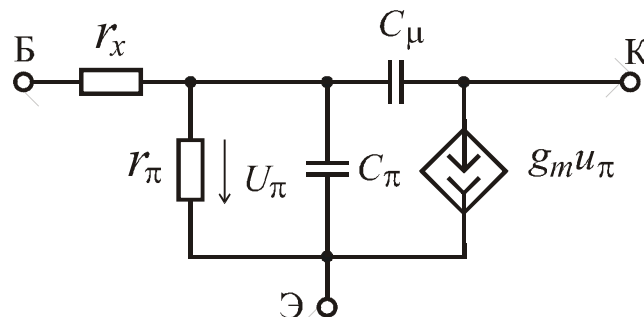


Рис. 7.6

Резистор r_x учитывает сопротивление базового слоя. Величина этого сопротивления зависит от типа транзистора и положения рабочей точки и может изменяться от единиц до нескольких десятков ом. Конденсатор C_μ учитывает емкость смещенного в обратном направлении коллекторного перехода. Конденсатор C_π учитывает емкость, связанную с накоплением неосновных носителей в базе, и емкость, обусловленную пространственным зарядом в области эмиттерного перехода. В большинстве случаев C_π составляет от нескольких пикофард до нескольких десятков. Емкость C_μ не превышает нескольких пикофард.

4. Модели МОП-транзисторов

МОП-транзистор является основным элементом современных интегральных схем. Для SPICE разработаны несколько моделей МОП-транзисторов различного уровня сложности. Эти модели выбираются по параметру LEVEL (уровень). Простейшей является модель Шихмана-Ходжеса, основанная на использовании квадратичных уравнений (LEVEL = 1). Ее целесообразно использовать в тех случаях, когда к точности моделирования не предъявляются высокие требования. Модель Шихмана-Ходжеса дает удовлетворительные результаты при анализе цепей с МОП-транзисторами, имеющими длину канала $L > 1$ мкм. Список основных параметров модели первого уровня приведен в Приложении 7.3.

Полный список параметров модели МОП-транзистора приведен в [1]. Модель первого уровня используется по умолчанию, когда параметр модели (LEVEL) не указан. Отметим основные особенности этой модели:

- наименьшее время вычисления благодаря простоте уравнений;
- не учитывается зависимость подвижности носителей от напряженности электрического поля;
- не рассматривается предпороговый режим;
- все емкости рассчитываются по упрощенным формулам.

Модель второго уровня (LEVEL = 2) основана на более точных аналитических выражениях. Модель третьего уровня (LEVEL = 3) является полуэмпирической и использует сочетание эмпирических и аналитических выражений. Для их определения используются результаты измерения характеристик реальных приборов.

Модели второго и третьего уровня учитывают эффекты второго порядка, такие как модуляция длины канала. Модель третьего уровня целесообразно использовать при анализе цепей с мощными МОП-транзисторами вертикальной структуры.

Перечисленные модели не учитывают физические эффекты, которые имеют важное значение в приборах субмикронных размеров. Наиболее существенным является эффект насыщения скорости, который приводит к тому, что зависимость тока стока от напряжения затвор-исток становится не квадратичной, а линейной. Кроме того, при малых рабочих напряжениях необходимо учитывать эффект предпороговой проводимости, заключающийся в том, что ток транзистора отличается от нуля даже в том случае, когда напряжение затвор-исток становится меньше порогового. Эти эффекты учитываются в моделях BSIM1 и BSIM2, разработанных в Калифорнийском университете в Беркли. Название моделей происходит от английского Berkeley Short-Channel IGFET Model – Берклиевская модель короткоканального транзистора с изолированным затвором. Эти модели имеют индекс LEVEL = 4 и LEVEL = 5 соответственно. Параметры моделей определяются специальной программой по исходным данным, задаваемым пользователем, а затем конвертируется в формат SPICE. Следует отметить, что модели четвертого и пятого уровней не учитывают влияние температуры на характеристики приборов.

Наиболее оптимальной для исследования МОП-транзисторов с длиной канала менее 1 мкм является модель BSIM3v3 (LEVEL = 49). Эта модель де-факто стала стандартом при моделировании электронных цепей с МОП-транзисторами субмикронных размеров. Она учитывает эффект насыщения скорости, а также другие явления, наблюдаемые в МОП-транзисторах с коротким каналом, используемых в современных СБИС.

5. Модель тиристора

Модель тиристора в программе SPICE задана в виде подсхемы. Описание подсхемы начинается директивой .SUBCKT и заканчивается директивой .ENDS. Описание модели тиристора типа 2N1596 на входном языке SPICE показано на рис. 7.7.

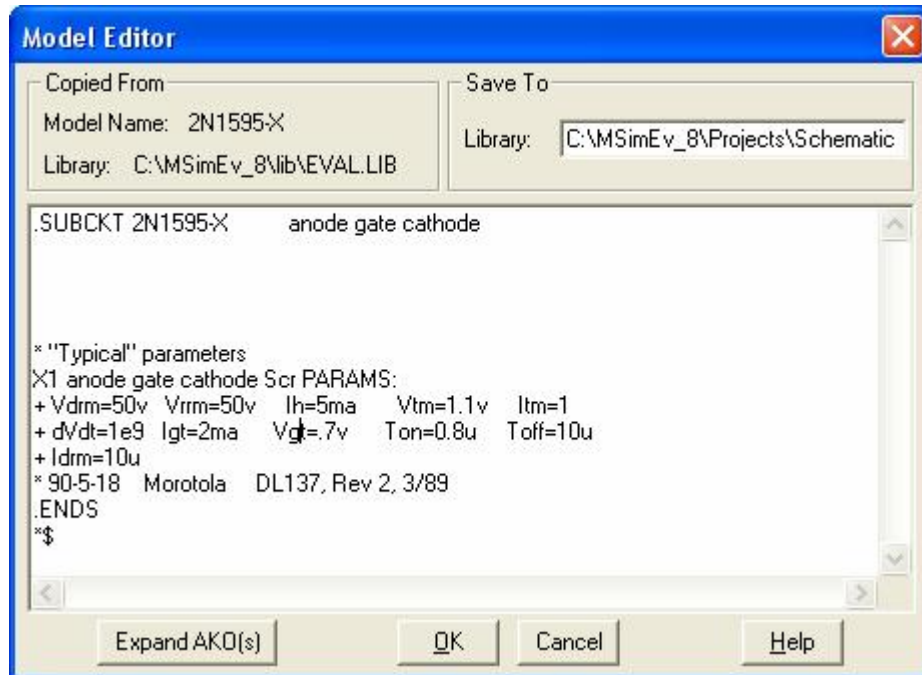


Рис. 7.7

Список основных параметров модели тиристора приведен в Приложении 7.4. Отметим, что модель, показанная на рис. 7.7, является простейшей. Она не учитывает многие параметры, определяющие динамическое поведение тиристора. Более сложные модели тиристора а также пример моделирования рассмотрены в [7].

6. Модели пассивных компонентов

Воздушный трансформатор. Модель воздушного трансформатора представляет систему индуктивно связанных катушек. Магнитную связь между катушками учитывает элемент *K Linear* из библиотеки Analog.olb. В его атрибутах указываются имена индуктивно связанных катушек и значение коэффициента связи *Koupling*. Коэффициент трансформации *K* определяется выражением

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

Для учета индуктивностей рассеяния обмоток необходимо включить индуктивные элементы последовательно с обмотками трансформатора.

Магнитный сердечник. В программе Pspice используется модель магнитного сердечника Джилса-Атертона. С ее помощью можно учесть начальную и остаточную намагниченность сердечника, коэрцитивную силу, намагниченность насыщения.

Параметры модели магнитного сердечника приведены в табл. 7.6. Приложение 7.5

Параметры AREA, PATH, GAP, PACK определяются геометрическими размерами сердечника. Остальные параметры зависят от свойств используемого магнитного материала.

Подробное описание математической модели магнитного сердечника и методика определения параметров модели по экспериментальным данным приведены в [1].

Трансформатор с магнитным сердечником. Модель трансформатора с магнитным сердечником строится на основе модели сердечника. Обмотки трансформатора характеризуются не величиной индуктивности обмоток, а числом витков. Коэффициент трансформации между обмотками определяется как отношение количества витков первичной и вторичной обмоток.

Модель длинной линии. Схема замещения линии передачи без потерь показана на рис. 7.8. Список параметров модели приведен в табл. 7.7 Приложение 7.5.

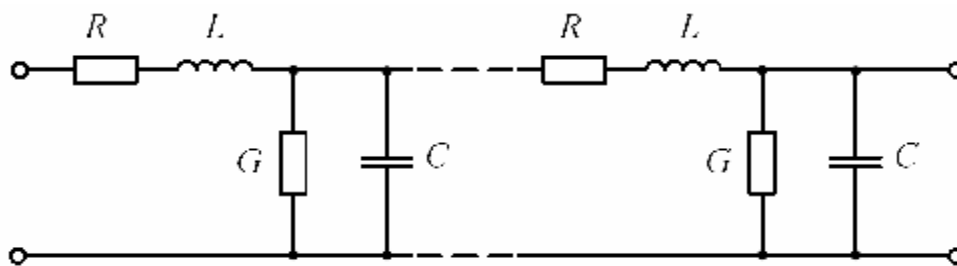


Рис. 7.8

Электрическая длина линии NL на частоте f определяется формулой

$$NL = L/\lambda .$$

Здесь L - геометрическая длина, λ - длина волны в линии. По умолчанию $NL = 0.25$.

Схема замещения линии передачи с потерями показана на рис. 9.9.

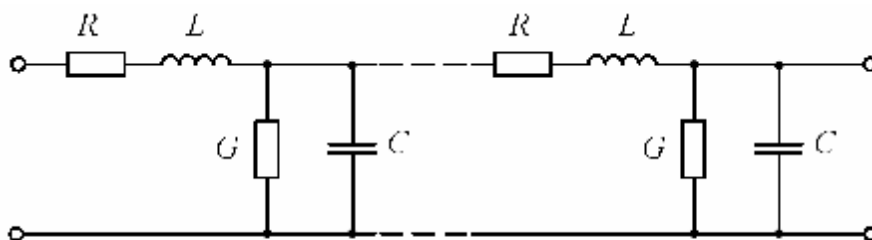


Рис. 7.9

Схема замещения линии с потерями характеризуется параметрами, приведенными в табл. 7.8.

Длину линии можно указывать в любых единицах, например в километрах. При этом необходимо соответствующим образом пересчитать значения погонных параметров.

Линия передачи с потерями при $R=G=0$ и $LEN=1$ м эквивалентна идеальной линии с волновым сопротивлением $Z_0 = \sqrt{L/C}$ и временем задержки $t_d = LEN\sqrt{LC}$.

7. Макромодели операционных усилителей

Модели, рассмотренные выше, относятся к одиночным компонентам. Модели аналоговых ИС, таких как операционные усилители или компараторы, в программе SPICE представлены в виде подсхем, называемых макромоделями. На входном языке SPICE макромодели описываются директивой .SUBCKT.

Интегральные схемы могут быть проанализированы на уровне отдельных компонентов (транзисторов, диодов и т.д.). Однако на практике это очень неудобно. Типичный ОУ содержит 20-30 транзисторов. Если каждый транзистор заменить моделью Эберса-Молла, содержащей 11 элементов, анализируемая цепь будет содержать несколько сот компонентов. К тому же параметры транзисторов интегральной схемы в большинстве случаев неизвестны. Поэтому гораздо удобнее использовать макромодели, характеризующие поведение устройства относительно его внешних зажимов.

Простейшая модель ОУ представляет источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН).

Более сложная модель, учитывающая нелинейность передаточной характеристики ОУ и частотную зависимость коэффициента усиления и входного сопротивления, показана на рис. 7.10.

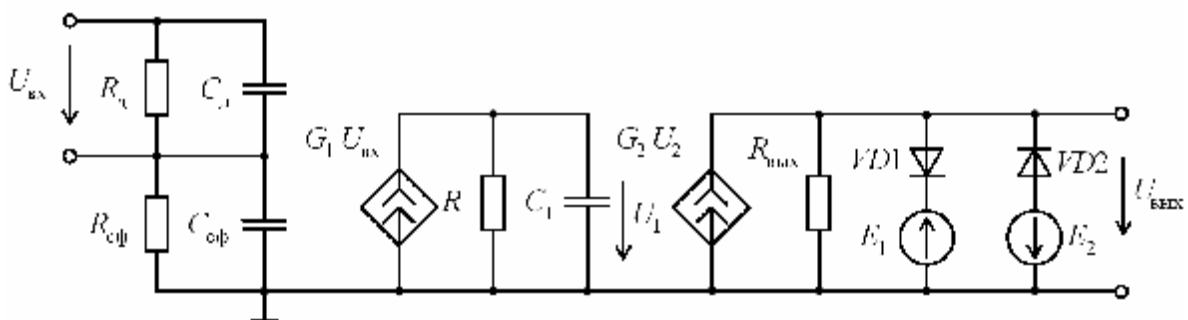


Рис. 7.10

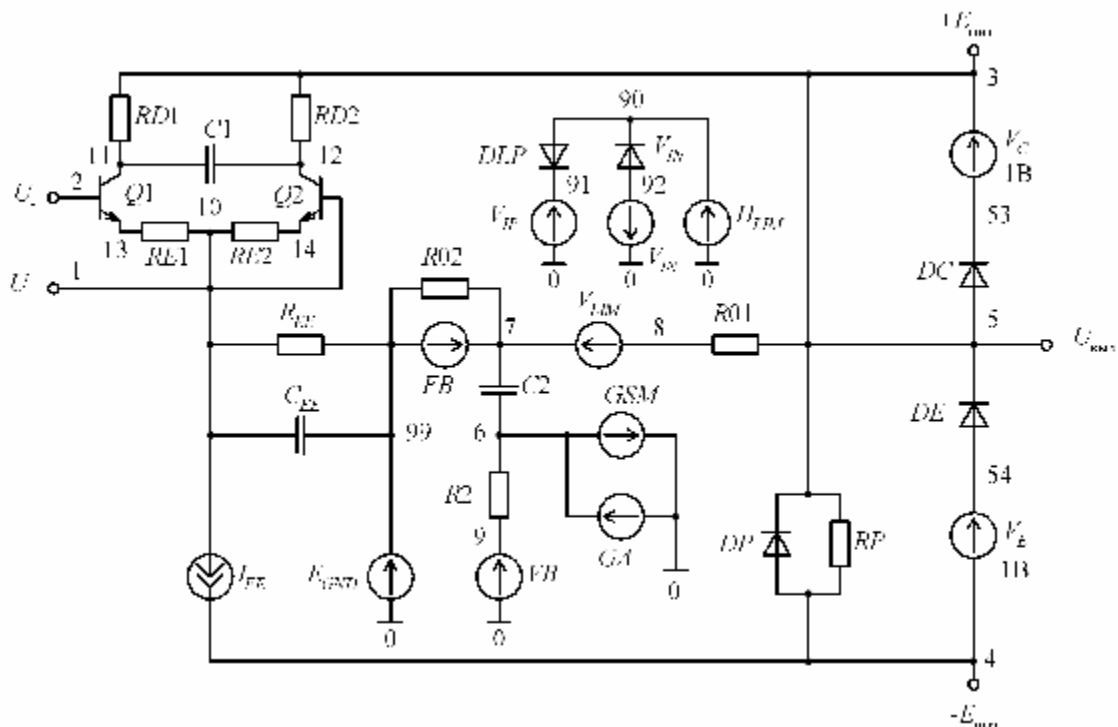
Диоды $VD1$ и $VD2$ имитируют нелинейность передаточной характеристики. Источники $E1$ и $E2$ предназначены для подачи запирающих напряжений на диоды. Сопротивления R_d и R_c учитывают входное сопротивление ОУ для дифференциального и синфазного сигналов.

Емкостные элементы учитывают частотные зависимости параметров ОУ. Элементы C_d и C_c , включенные параллельно входным резисторам, моделируют зависимость входных сопротивлений от частоты. С помощью C_1 учитывается частотная зависимость коэффициента передачи ОУ:

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

Здесь K_0 – коэффициент усиления ОУ на постоянном токе; частота $\omega_1 = 1/RC$ называется частотой доминантного полюса.

Библиотека EVAL программы Pspice содержит макромоделли ОУ, учитывающие многие эффекты, наблюдаемые в реальных приборах. Макромодель ОУ $\mu A741$ (отечественный аналог – К140УД7) показана на рис. 7.11. В схеме исключены все транзисторы, кроме входных. Такой компромисс позволил создать компактную макромоделль, обеспечивающую малое время моделирования.



Библиотека моделей электронных компонентов постоянно расширяется и совершенствуется. Фирмы-производители уделяют большое внимание разработке новых моделей электронных устройств.

В заключение отметим, что современные программы схемотехнического моделирования имеют встроенные редакторы моделей, позволяющие корректировать параметры моделей или создавать новые. Однако самостоятельное создание модели компонента представляет весьма непростую задачу. Для этого требуются высокая квалификация и детальное знание принципов работы устройства. Отметим также, что паспортные данные устройств не содержат достаточной информации для определения всех параметров модели.

Для получения SPICE-моделей новых компонентов лучше обратиться на сайты фирм-разработчиков.

5. Выводы

1. Электронные компоненты в программах компьютерного моделирования представляются в виде схем замещения или моделей.
2. Модели электронных компонентов разрабатывались применительно к программе SPICE, поэтому их часто называют SPICE-моделями.
3. Электронные компоненты в программах компьютерного моделирования представляются в виде схем замещения или моделей. Современные программы схемотехнического моделирования имеют встроенные модели для большинства электронных компонентов.

Приложения

Приложение 7.1.

Таблица 7.1

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	f_0	Контактная разность потенциалов	1 В
CJ0	C_{j0}	Барьерная емкость, Ф	0
TT	t_T	Время переноса заряда, сек.	0
BV		Напряжение пробоя, В	
IBV		Начальный ток пробоя, соответствующий напряжению пробоя	10^{-10} А

Примечание. Список параметров модели диода, приведенный в таблице, является неполным. Полное описание моделей компонентов, а также формулы для расчета параметров приведены в [1, 3].

Приложение 7.2

. Параметры модели биполярного транзистора

Таблица 7.2

Имя параметра в модели	Обозначение в тексте	Параметр	Значени е по умолча нию
IS	I_0	Ток насыщения при температуре $27^{\circ}C$, А	10^{-16}
BF	b	Идеальный коэффициент усиления тока в схеме с ОЭ (без учета токов утечки).	
BR	b_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	
VA_F		Напряжение Эрли в активном режиме	∞
VA_R		Напряжение Эрли в инверсном режиме	∞
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	t_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

Таблица 7.3.

Параметры транзистора Q2N3904

Имя параметра в модели	Значение
IS	6.734f
BF	416.4
BR	0.7371
NF	1
NR	
VAF	74.03
VAR	∞
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	m	Коэффициент, учитывающий подвижность носителей в канале, см ² /В/с	600
KP	k'	Параметр удельной крутизны	$2 \cdot 10^{-5}$
LAMBDA	I	Коэффициент модуляции длины канала, 1/В	0
VT0	U_0	Пороговое напряжение, В	1
GAMMA	g	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, А/м ²	
CJ		Удельная емкость перехода сток (исток) – подложка при нулевом смещении, Ф/м ²	0
MJ		Коэффициент, учитывающий плавность перехода сток (исток) – подложка	0.5
CJSW		Удельная емкость боковой поверхности перехода сток (исток) – подложка при нулевом смещении, Ф/м	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, Ф/м	0
CGDO		Удельная емкость перекрытия затвор-сток, Ф/м	0

CGSO		Удельная емкость перекрытия затвор-исток, Ф/м	0
------	--	--	---

Приложение 7.4

Таблица 7.5.

Параметры модели тиристора

Имя параметра в модели	Обозначение в тексте	Параметр
Vdsm	U_{dsm}	Неповторяющееся импульсное напряжение в открытом состоянии, В
Vrsm	U_{dsm}	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 ²	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

Примечание. Параметры AREA, PATH, GAP, PACK определяются геометрическими размерами сердечника. Остальные параметры зависят от свойств используемого магнитного материала.

Таблица 7.7.

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)	—

Таблица 7.8.

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