

Руководство пользователя ElectronicSolver, Esolver, Mspice.

Введение	1
1. Загрузка пакета и получение аналитического решения	2
2. Описание вспомогательных функций пакета.....	4
3. Модели компонентов для аналитических расчётов.....	6
Модели стандартных OrCAD компонентов	6
Модели стандартных MicroCAP компонентов	12
4. Схемы замещения электронных компонентов для малого сигнала.....	15
4.1. Модель полевого транзистора в режиме малого сигнала.	15
4.2. Модель полевого транзистора в режиме малого сигнала.	20
4.3. Модель операционного усилителя в режиме малого сигнала.	22

Введение

Известно, что символьные расчеты в электронике весьма эффективны, но требуют феноменального трудолюбия. Это серьезная преграда к их оперативному использованию. В процессе расчетов легко совершить опisku, и тогда весь последующий труд будет напрасен. Описка может быть обнаружена далеко не сразу. Тогда возможно принятие поспешных технических решений. Расхождение практических результатов и теорией послужит причиной повторить расчеты ... и.т.д.

Тем, кто бережёт свои время предлагается аналитический движок **ElectronicSolver**.

Для продвинутой аналитики предлагается аналитический движок **ESolver Pro**.

Для разработчиков в области моделирования предлагается аналитический движок **MSpice**.

ElectronicSolver работает совместно с OrCAD, MicroCAP или PCAD. В них вы рисуете схемы и создаете NET-листинг. **ElectronicSolver** читает NET-листинг, формирует уравнения и решает их относительно всех переменных. Дальнейшие расчеты могут строиться произвольно или с использованием набора специализированных функций входящих в состав пакета.

ElectronicSolver, в принципе, может работать с любым электронным САПР (MicroCAP, PCAD, MultiSIM и.т.д). Однако в каждом пакете есть какие то свои особенности в формировании NET-листинга, по этому требуется работа по адаптации **ElectronicSolver** к каждому САПР.

Эти работы ведутся, но их много и они трудоемкие. **Вы можете их ускорить**, если у вас есть любимый редактор схем, и вы нуждаетесь в аналитическом движке прежде всего для него.

Получается очень здорово. Сначала рисуете схему. Потом генерируете NET-лист. Затем запускаете Maple, вводите координата NET-файла, затем несколько команд, и получаете требуемое символьное решение. После ввода спецификации схемы, автоматически в символьное решение подставляются номиналы компонентов и строятся графики, например АЧХ.

Некоторые схемы, предназначенные для аналитических расчётов невозможно моделировать в PSpice, поскольку вместо чисел могут быть указаны имена переменных. Тогда вы просто генерируете NET-листинг, не смотря на возможные сообщение я об ошибках.

С ростом сложности задачи время выполнения растёт по экспоненте, по этому если задачу можно разбить независимые на части, то надо это делать. Разумная сложность задачи ограничена, на мой взгляд, 50..100 компонентами. И дело здесь не в **ElectronicSolver**, просто выходные формулы будут столь сложными, что в них можно утонуть. Манипулировать результатами будет сложно даже в Maple.

Слишком большая схема, решённая аналитически, имеет грандиозный размер решения. Вряд ли кого интересуют решения в виде формул, длиной в 50 страниц, что возможно уже при наличии в схеме 20 компонентов. Всегда интересно решить задачу просто, или допустимо упростить сложное решение до простого

Интерес для аналитического анализа представляют, как правило, какие-то функциональные узлы и каскады, на которую можно разбить сложную схему. По этому, перед решением задачи в **ElectronicSolver** надо предельно упростить схему такого узла и избавиться от всех несущественных элементов, они загромождают результат несущественными математическими членами. Избавиться от них потом, будет уже гораздо сложнее. Кроме этого необходимо пользоваться предельно короткими обозначениями имен компонентов и узлов, поскольку именно из них будут состоять формулы.

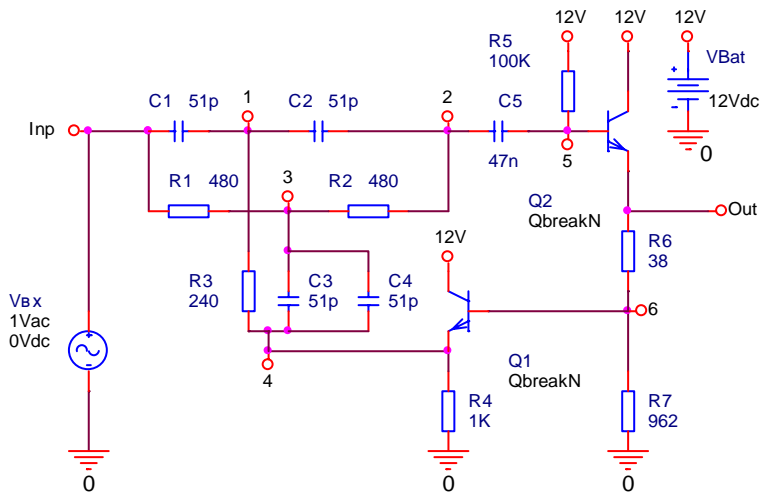
ESolver – профессиональная версия ElectronicsSolver. Имеет расширенные возможности по поддержке моделей и функция OrCAD и MicroCAP.

MSpice - должен стать альтернативой (или расширением) Spice-систем. Очевидно, что система символьной математики обеспечивает гораздо большие возможности по анализу схем. Там где это возможно MSpice позволит получить аналитический отклик цепи или его аналог в виде системы дифференциальных уравнений Maple, что позволяет производить эффективный математический анализ. Там, где это бесперспективно, задача будет решаться численными методами. Применение MSpice вместо PSpice может быть оправдано при решении задач, которые требуют особо высокой точности решения, поскольку в Maple ограничений на точность практически нет. Кроме этого, имея решение в Maple, вы можете воспользоваться **роскошными инструментами** математического анализа высочайшего класса, разработанными для математиков - профессионалов. MSpice позволяет преобразовывать аналитические выражения Maple в формат PSpice и обратно, что превращает его в инструмент разработчика rspice-моделей.

1. Загрузка пакета и получение аналитического решения

Для загрузки ElectronicSolver надо создать каталог с произвольным именем и скопировать туда с дистрибутива файл ElectronicSolver.m. Для загрузки ElectronicSolver в Maple надо использовать следующую конструкцию.

```
> read ('D:/Maple_LIB/ElectronicSolver.m'); with(MSpice);
```



Для получения аналитического решения схемы необходимо ввести строку команды **ESolve**, в которой требуется указать путь к файлу NET листинга, сгенерированного САПР. Естественно, что предварительно надо нарисовать схему цепи, например в OrCAD или MicroCAP.

```
> ESolve(EQ, `Filter_6.5MHz/BJT-PSpiceFiles/SCHEMATIC1/SCHEMATIC1.net`):
```

Система уравнений по Кирхгофу

$$\begin{aligned} & \frac{V4 - V1}{R3} + (V2 - V1) s C2 - (V1 - VINP) s C1 \\ & (V5 - V2) s C5 + \frac{V3 - V2}{R2} - (V2 - V1) s C2 \\ & \frac{VINP - V3}{R1} - (V3 - V4) s C4 - \frac{V3 - V2}{R2} - (V3 - V4) s C3 \\ & \frac{V6 - VOUT}{R6} + \frac{(V5 - VOUT) \beta 2}{Rbe2} - \frac{VOUT - V5}{Rbe2} \\ & \frac{VOUT - V5}{Rbe2} - \frac{V5 - V12V}{R5} - (V5 - V2) s C5 \\ & (V3 - V4) s C4 + \frac{V0 - V4}{R4} + (V3 - V4) s C3 - \frac{V4 - V1}{R3} + \frac{(V6 - V4) \beta 1}{Rbe1} - \frac{V4 - V6}{Rbe1} \\ & \frac{V0 - V6}{R7} + \frac{V4 - V6}{Rbe1} - \frac{V6 - VOUT}{R6} \end{aligned}$$

ESolver v7.30: www.pspicelib.narod.ru
Проект: BJT
Задано: {V12V, VINP}
Решения: {V0, VOUT, V5, V6, V4, V1, V2, V3}

В списке решений перечислены все найденные аналитические решения. Их можно увидеть после ввода строки, например **>VOUT**; Однако в данном примере решение очень громоздкое (две страницы). По этому я предварительно указываю некоторые условия, при которых решение упрощается (указываю одинаковые и кратные компоненты) и конце решаю, что от C5 и R5 следует избавиться, так как они нужны только для обеспечения режима по постоянному току. Их всегда можно выбрать так, чтобы их вклад в результат был ничтожным.

Для упрощения формул учтём, что для фильтра с мостом Вина должны выполняться следующие соотношения:

> C1:=C: C2:=C: C3:=C: C4:=C: R1:=R: R2:=R: R3:=R/2:
> Rbe1:=Rbe2:beta1:=beta: beta2:=beta: VBat:=0:

Найдем передаточную функцию фильтра, предположив, что $\beta = \infty$, $C5 = \infty$, $R5 = \infty$. Конечно, считать, что транзистор имеет бесконечной усиление, несколько грубовато, но для схемы эмитерного повторителя вполне уместно. Это позволяет получить простые формулы для предварительного расчета. Точные формулы с помощью Maple получить можно, но они будут очень сложными для оценки параметров фильтра (формулы займут несколько страниц). При настройке параметры схемы (добротность) легко скорректировать подбором резистора R6.

> H:=simplify(VOUT/Vвх):
> beta:=x: C5:=x: R5:=x:
H:=collect(limit(H,x=infinity),s);

$$H := \frac{(C^2 R^2 R6 + C^2 R^2 R7) s^2 + R6 + R7}{(C^2 R^2 R6 + C^2 R^2 R7) s^2 + 4 R s C R6 + R6 + R7}$$

Вы наверное заметили, что VOUT я так и не вывел, мне нужен был коэффициент передачи. По этому я сразу записал то, что мне нужно $H = VOUT/V_{вх}$ и получил конечное выражение через предел, чтобы убрать C5 и R5.

Вот и всё! На этом решение задачи заканчивается. Ещё с помощью функции **Values** можно подставить численные значения номиналов компонентов, указанных на схеме. Тогда можно построить график АЧХ или любого другого решения.

> Values(AC,RLCVI,[N]):

Спецификация проекта:

R5 := .100e6, "100K"

C5 := .47e-7, "47n"

C4 := .51e-10, "51p"

R4 := .1e4, "1K"

R1 := 480, "480"

C1 := .51e-10, "51p"

R6 := 38, "38"

R2 := 480, "480"

R7 := 962, "962"

R3 := 240, "240"

C2 := .51e-10, "51p"

C3 := .51e-10, "51p"

Rbe2 := k*T/e*(1+beta2)/Ie2

beta2 := 100, "100"

Rbe1 := k*T/e*(1+beta1)/Ie1

beta1 := 100, "100"

AC источник: DC: Vвх:=0 AC: Vвх:=1 Pfase(degrees):=0

DC источник: DC: VBat:=12 AC: VBat:=0

Q2_QbreakN := (V5-VOUT)*beta2/Rbe2

Q1_QbreakN := (V6-V4)*beta1/Rbe1

2. Описание вспомогательных функций пакета

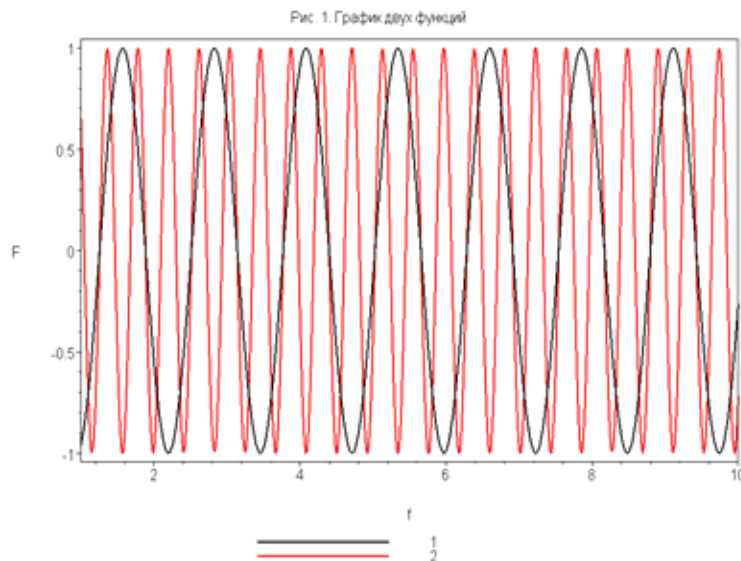
Эти функции носят характер утилит, для быстрого выполнения некоторых типовых задач, например построения простейших графиков. Чаще всего этого достаточно. Для получения более продвинутой визуализации или анализа решения следует использовать функции Maple.

2.1. Построение графиков `semolog`, `log10(f)`, `logplot`, `loglogplot`

`IMG([F],Var=Low..Hig,"txt")` – график списка функций любой переменной.

Пример:

```
> f1:=sin(5*f):  
> f2:=sin(15*f):  
> IMG([f1,f2],f=1..10,"Рис. 1. График двух функций");
```



2.2 Построение частотных характеристик `semolog`, `log10(f)`, `logplot`, `loglogplot`

`HSF([H],Var=Low..Hig,"txt")` – АЧХ.

2.3 Диаграммы Боде

`BodeAVdB(H,Var=Low..Hig,txt)` – Построение диаграмм Боде для амплитуды

`BodePphase(H,Var=Low..Hig,txt)` – Построение диаграмм Боде для фазы

2.4. Построение карт нулей и полюсов

`PoleZero(H,[s,f,omega])` : – аналитический поиск нулей и полюсов

`PlotPZ(H,"txt(s,f,omega)")` : – карта нулей и полюсов

`PlotPole(H,"txt(s,f,omega)")` : – карта полюсов

`PlotZero(H,"txt(s,f,omega)")` : – карта нулей

2.5. Ввод величин номиналов компонентов

`Values(x1,x2,x3)` :

`x1=DC` – вывод DC-AC источников с DC значениями

`x1=AC` – вывод DC-AC источников с AC значениями

x1=laplace – выполняется преобразование Лапласа по переменной “t”
x1=laplace_T – выполняется преобразование Лапласа по переменной “T”
x1=laplace_eta – выполняется преобразование Лапласа по произвольной переменной “eta”
x1≠laplace – не выполняется преобразование Лапласа

x2=RLC – в спецификации выводятся элементы R, L, C не выводятся V, I.
x2=RLCVI – в спецификации выводятся элементы R, L, C, V, I.
x2=PRLCVI – в спецификации выводятся элементы R, L, C, V, I, но без печати на дисплей

x3=[R14,Vins] – запрет вывода номиналов R14,Vins
x3=[],x3=[N] – отмена всех частных запретов вывода номиналов компонентов

```

> Values(AC,RLCVI,[R14,Vins]):
Спецификация проекта:
R5 := .100e6, "100K"
C5 := .47e-7, "47n"
C4 := .51e-10, "51p"
R4 := .1e4, "1K"
R1 := 480, "480"
C1 := .51e-10, "51p"
R6 := 38, "38"
R2 := 480, "480"
R7 := 962, "962"
R3 := 240, "240"
C2 := .51e-10, "51p"
C3 := .51e-10, "51p"
Rbe2 := k*T/e*(1+beta2)/Ie2
beta2 := 100, "100"
Rbe1 := k*T/e*(1+beta1)/Ie1
beta1 := 100, "100"
AC источник: DC: Vbx:=0 AC: Vbx:=1 Pphase(degrees):=0
DC источник: DC: VBat:=12 AC: VBat:=0
Q2_QbreakN := (V5-VOUT)*beta2/Rbe2
Q1_QbreakN := (V6-V4)*beta1/Rbe1
  
```

После вывода спецификации всем перечисленным в ней переменным присваиваются значения номиналов компонентов схемы.

Особенности ввода источников.

Если установлен ключ DC, то выводятся только DC составляющая всех источников.
 Если установлен ключ AC, то на экран выводятся DC и AC составляющие, а переменным присваиваются значения AC. Так для чисто DC источников составляющая AC всегда равна нулю.

2.6 Опции MSpice

Опции управления способом решения задачи.

Analysis = "L"aplace: по умолчанию (метод Лапласа)
Analysis = "P"ysics: представление переменных в физическом формате
Analysis = "S"pice: представление переменных в формате PSpice
Analysis = "D"ifferential: решение в дифференциальных уравнениях

Управление параметрами моделей электронных приборов

Приборы:=Одинаковые: – указание на одинаковость параметров приборов
Приборы:=DC: – указание на без инерционность приборов
Приборы:=DF: – указание на без инерционность приборов, модель ВJT на F-источнике
Приборы:=AC: – указание на инерционность приборов
Приборы:=1,2,3...: – усложнённость модели

По умолчанию, при отсутствии опции "Приборы" – режим (DC+все разные)

2.7 Утилиты MSpice

convNET(OUT,[pspice,maple,IFmaple,model]): - транслятор форматов и генератор PSpice моделей.
convMma(ODE,ISc): - транслятор систем уравнений Кирхгофа в формат Mathematica.
convHma(ODE,ISc): - транслятор выражений в формат Mathematica.
pspice(): - преобразование формул в формат PSpice
FSource(): - генератор файловых PSpice сигналов.








3. Модели компонентов для аналитических расчётов.

При использовании математических программ появляется возможность производить аналитические расчеты очень сложных цепей, содержащих как пассивные, так и активные компоненты. Разумеется, активные компоненты должны быть как-то математически представлены, т. е. нужны модели компонентов, пригодные для символьных расчётов. И тут надо найти разумный предел сложности моделей. Например, в программе PSpice используется схема замещения биполярного транзистора в виде адаптированной модели Гуммеля-Пуна, которая описывает нелинейные свойства транзисторов при больших сигналах и содержит более 50 параметров. Использовать можно и её, но результаты вы будете получать такие, что анализировать их сущность будет трудновато. Возможно использование упрощённых экспоненциальных моделей. При их использовании возможны аналитические исследования нелинейных электрических цепей. Об этом, возможно, мы расскажем в другой статье.

Аналитические расчеты имеют свою область применения и используются специалистами по электронике либо для создания и исследования конструктивно технологических моделей электронных приборов, либо для изучения и демонстрации каких-то теоретических положений. В каждом случае модель должна учитывать только существенные для изучаемого явления свойства. В это статье мы будем исследовать усилительные каскады, где нелинейные, в общем случае, усилительные приборы используются в линейном режиме, по этому будем использовать самые простые линейные модели (табл. 3.1). Для компонентов R, C, L – идеальные модели. Для транзисторов и операционных усилителей - частотно зависимые и частотно независимые мало сигнальные модели на базе управляемых источников. Условные графические изображения компонентов будем использовать из общеизвестных САПР OrCAD или MicroCAP, в состав которой входит подсистема моделирования PSpice. Это удобно, поскольку, при необходимости, можно проверить свои расчеты в PSpice.

Модели стандартных OrCAD компонентов

Таблица 3.1. Библиотека ANALOG.OLB. Поддерживаются ElectrincsSolver и ESolver Pro

Обозначение	Компонент	Параметры
	Идеальный резистор $I=U/R$	R – сопротивление
	Идеальная ёмкость $I=U/(s*C)$	C – ёмкость
	Идеальная индуктивность $I=U*s*L$	L – индуктивность
	Независимый источник напряжения.	V – напряжение
	Независимый источник тока.	I - ток
	Источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН).	$V_{out}=GAIN*V_{in}$ GAIN – усиление по напряжению
	Источник тока, управляемый напряжением (ИТУН).	$I_{out}=GAIN*V_{in}$ GAIN – крутизна

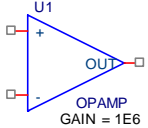
	Операционный усилитель	$OUT=A*(V_p-V_n)$

Таблица 3.2. Библиотека BREACK.OLB. Поддерживаются ElectrincsSolver и ESolver Pro.

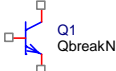
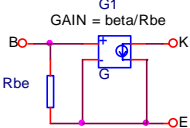

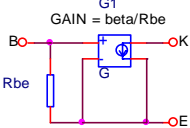
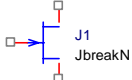
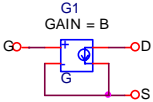
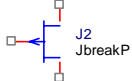
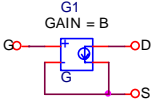
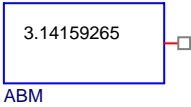
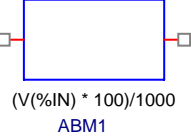
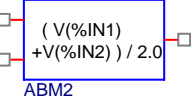
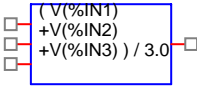
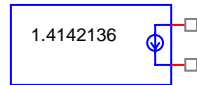
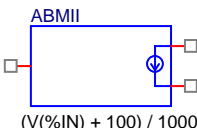
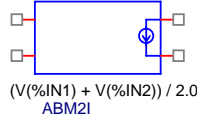
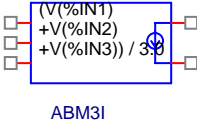



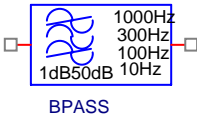
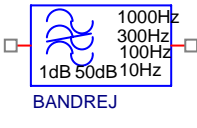


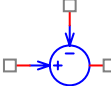


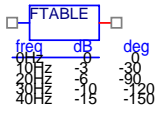
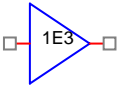
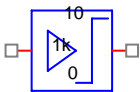
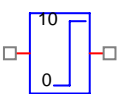
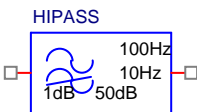
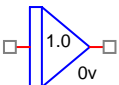
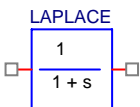
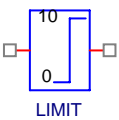


Обозначение	Эквивалентная схема	Параметры
		Идеальный NPN биполярный транзистор. β – усиление по току R_{be} – сопротивление база-эмиттер
		Идеальный PNP биполярный транзистор. β – усиление по току R_{be} – сопротивление база-эмиттер
		ПТ с управляющим рп-переходом B – удельная крутизна
		ПТ с управляющим рп- переходом B – удельная крутизна

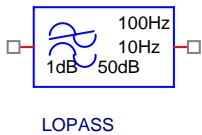
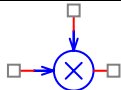



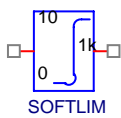

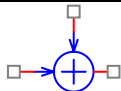
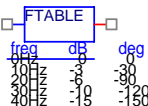

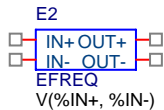
Таблица -3.3. Библиотека ABM.OLB. Функциональные блоки.

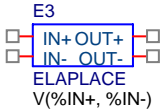
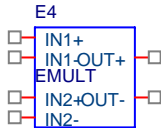
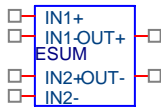
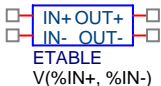
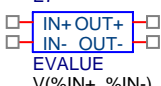
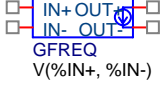
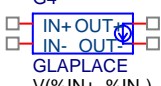
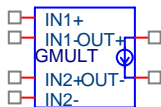
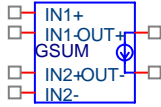
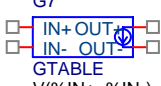
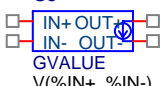
Поддерживаются только ESolver Pro

Имя, назначение	Символ	Примечания
ABM, Число π (Источник ЭДС)		
ABM1, делитель 1:10 (управляемый источник ЭДС)		
ABM2, среднее двух напряжений (источник ЭДС)		

ABM3, среднее трех напряжений (источник ЭДС)	 ABM3	
ABM1, Число $\sqrt{2}$ (источник тока)	 ABM1	
ABM1/I, входное напряжение плюс 100 В, деленное на 1000 (источник тока)	 ABM1/I	
ABM2/I, среднее двух напряжений (источник тока)	 ABM2/I	
ABM3/I, среднее трех напряжений (источник тока)	 ABM3/I	
ABS, абсолютная величина	 ABS	
ARCTAN, арктангенс (источник ЭДС)	 ARCTAN	
ATAN, арктангенс (источник ЭДС)	 ATAN	
BANDPASS, чебышевский полосовой фильтр	 BPASS	Не поддерживается
BANDREJ, чебышевский режекторный фильтр	 BANDREJ	Не поддерживается
CONST, источник постоянного напряжения	 CONST	
cos, Функция Косинус	 cos	
DIFF, вычитание напряжений	 DIFF	

DIFFER, дифференцирующее устройство		
EXP, функция экспонента.		
FTABLE, табличное задание передаточной функции в частотной области		Не поддерживается
GAIN, усилитель		
GUMIT, усилитель — жесткий ограничитель		Не поддерживается
HILO, усилитель — ограничитель с характеристикой тангенс гиперболи- ческий		Не поддерживается
HIPASS, фильтр верхних частот		Не поддерживается
INTEG, интегратор (источник тока, пропорциональ- ный интегралу входного напряжения)		
LAPLACE, преобразование Лапласа		
LIMIT, ограничитель		Не поддерживается
LOG, натуральный логарифм		
LOG10, десятичный логарифм		

LOPASS, фильтр нижних частот		Не поддерживается												
MULT, перемножитель														
PWR, степенная функция														
PWRS, степенная функция														
SIN, функция синус														
SOFTLIM, мягкий усилитель-ограничитель (с характеристикой тангенс гиперболический)		Не поддерживается												
SQRT, корень квадратный														
SUM, суммирование напряжений														
TABLE, табличное задание передаточной функции	 <table><thead><tr><th>freq</th><th>dB</th><th>deg</th></tr></thead><tbody><tr><td>10Hz</td><td>-3</td><td>0</td></tr><tr><td>20Hz</td><td>-6</td><td>-90</td></tr><tr><td>30Hz</td><td>-15</td><td>-150</td></tr></tbody></table>	freq	dB	deg	10Hz	-3	0	20Hz	-6	-90	30Hz	-15	-150	Не поддерживается
freq	dB	deg												
10Hz	-3	0												
20Hz	-6	-90												
30Hz	-15	-150												
TAN, функция тангенс														
EFREQ, Табличное задание комплексного коэффициента передачи		Не поддерживается												

ELAPLACE, задание коэффициента передачи преобразова- нием Лапласа		
EMULT. перемножитель напряжений		
ESUM. сумматор напряжений		
ETABLE, табличное задание передаточной функции		Не поддерживается
EVALUE, нелинейная передаточная функция		
GFREQ, табличное задание комплексного коэффициента передачи источника тока		Не поддерживается
GLAPLACE, задание коэффициента передачи источника тока преобразованием Лапласа		
GMULT пере множитель напряжений (источник тока)		
GSUM, сумматор Напряжений источник тока)		
GTABLE, Табличное задание передаточной функции источника тока		Не поддерживается
GVALUE, нелинейная передаточная функция источника тока		

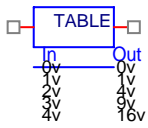


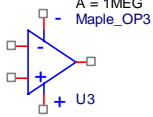
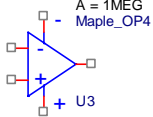

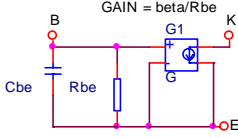

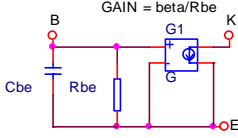


TABLE, передаточная функция источника напряжения, заданная таблично.		Не поддерживается
--	---	-------------------




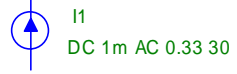

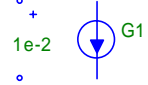

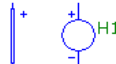
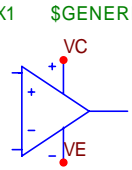
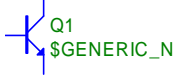
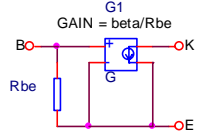

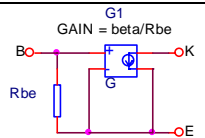
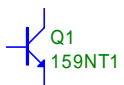
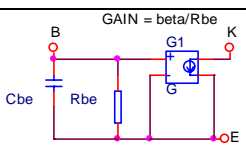
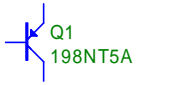
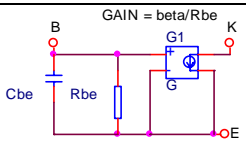

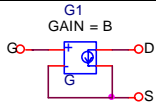

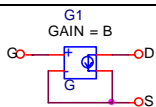
Таблица 3.4. Модели ОУ и транзисторов для символьных расчётов. **Поддерживаются только для ESolver Pro.**


Обозначение	Компонент	Параметры
 RO = 1K A = 1MEG OPMAP_1	Операционный усилитель OP1	*\$.subckt Maple_OP1 P N Out PARAMS: A=1MEG E OUT 0 VALUE { {A}*V(P,N) } .ends *\$
 RO = 1K A = 1MEG OPMAP_1	Операционный усилитель OP2	*\$.subckt Maple_OP2 P N Out PARAMS: A=1MEG Ro=1K E OUT 1 VALUE { {A}*V(P,N) } R 1 0 {Ro} .ends *\$
 A = 1MEG Maple_OP3	Rail to Rail Операционный усилитель OP3	
 A = 1MEG Maple_OP4	Операционный усилитель OP4	
 Q7 Maple_NPN BETA = 100 FT = 100MEG IE = 1m T = 300 MODE = 1	 GAIN = beta/Rbe	T - температура по Кельвину Ie - ток эмиттера Beta - усиление на постоянном токе Ft - частота единичного усиления MODE - режим использования модели
 Q7 Maple_PNP BETA = 100 FT = 100MEG IE = 1m T = 300 MODE = 1	 GAIN = beta/Rbe	T - температура по Кельвину Ie - ток эмиттера Beta - усиление на постоянном токе Ft - частота единичного усиления MODE - режим использования модели

Модели стандартных MicroCAP компонентов

Таблица 3.5. Analog Primitives

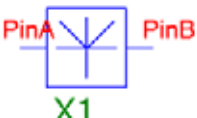
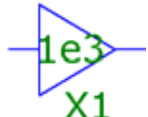

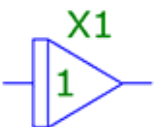
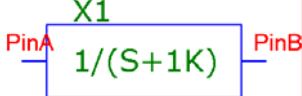
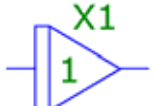
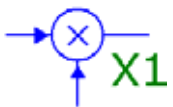
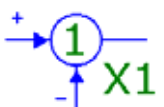

Обозначение	Компонент	Параметры
Поддерживаются для ElectrinicsSolver и ESolver Pro		
 R1 1K2	Идеальный резистор $I=U/R$	R – сопротивление
 C1 33n	Идеальная ёмкость $I=U/(s*C)$	C – ёмкость

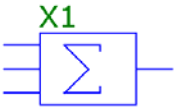
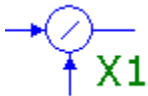
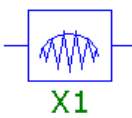
	Идеальная индуктивность $I = U \cdot s \cdot L$	L – индуктивность
	Источник постоянного напряжения (батарея)	V – напряжение
	Независимый источник напряжения.	V – напряжение
	Независимый источник тока.	I – ток
	Источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН).	$V_{out} = GAIN \cdot V_{in}$ $GAIN$ – усиление по напряжению
	Источник тока, управляемый напряжением (ИТУН).	$I_{out} = GAIN \cdot V_{in}$ $GAIN$ – крутизна
	Источник тока, управляемый током (ИТУТ).	$I_{out} = GAIN \cdot I_{in}$ $GAIN$ – усиление по току
	Источник напряжения, управляемый током (ИНУТ).	$V_{out} = GAIN \cdot I_{in}$ $GAIN$ – трансимпеданс
	Операционный усилитель	$OUT = A \cdot (V_p - V_n)$
		NPN биполярный транзистор. β – усиление по току R_{be} – сопротивление база-эмиттер
		PNP биполярный транзистор. β – усиление по току R_{be} – сопротивление база-эмиттер
		NPN биполярный транзистор. β – усиление по току R_{be} – сопротивление база-эмиттер C_{be} – ёмкость база-эмиттер
		PNP биполярный транзистор. β – усиление по току R_{be} – сопротивление база-эмиттер C_{be} – ёмкость база-эмиттер
		ПТ с управляющим рп-переходом B – удельная крутизна
		ПТ с управляющим рп-переходом B – удельная крутизна

		<p>Лампа Триод</p> <p>I_TRIODE2= K2(VPLATE-(1+MU)*(VCATH+MU*VGRID))^(3/2)</p> <p>K = .5e-2 MU = .5e-1 CGP = 10p CGC = 10p CPC = 10p</p>

В версии ESolver Pro поддерживаются источники типа VALUE, POLY, LAPLACE, математические функции, функциональные блоки.

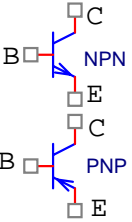
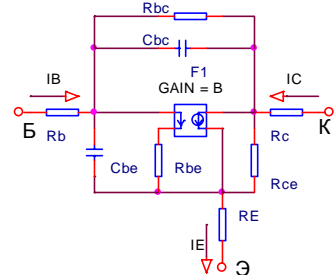
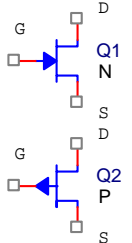
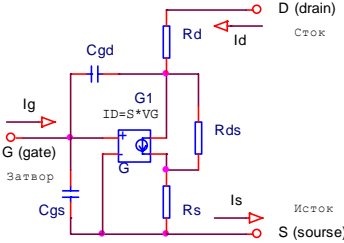
Таблица 3.6. MicroCAP функциональные блоки (только ESolver Pro и MSpice) .

	ABS – абсолютная величина	
	AMP - усилитель	
	CLIP - ограничитель	
	DIF - дифференцирование	
	F – преобразование Лапласа	
	INT - интегратор	
	MUL - умножитель	
	SUB - вычитатель	
	SUM - сумматор	

	SUM3 – тройной сумматор	
	DIV - делитель	
	AM – амплитудный модулятор	
	PSK -	

4. Схемы замещения электронных компонентов для малого сигнала

Таблица 4.1. Модели компонентов для символьных расчётов.

Обозначение	Компонент	Параметры
	<p>Транзистор биполярный NPN</p> 	<p>GAIN=β – коэффициент усиления по току в схеме ОЭ</p> <p>Rb – объёмное сопротивление базы</p> <p>RE – объёмное сопротивление эмиттера</p> <p>Rc – объёмное сопротивление коллектора</p> <p>Rce – внутреннее сопротивление транзистора</p> <p>Rbc – сопротивление обратной связи база-коллектор</p> <p>Rbe – сопротивление эмиттерного перехода</p> <p>Cbe – ёмкость эмиттерного перехода</p> <p>Cbc – ёмкость коллекторного перехода</p>
	<p>Транзистор полевой с управляющим p-n переходом (Junction FET)</p> 	<p>GAIN=S – крутизна</p> <p>RS – сопротивление истока</p> <p>RD – сопротивление стока</p> <p>Rds – внутреннее сопротивление транзистора</p> <p>Cgs – ёмкость между затвором и истоком</p> <p>Cgd – ёмкость между затвором и стоком</p>

4.1. Модель полевого транзистора в режиме малого сигнала.

В табл. 4.1 приведена часто используемая малосигнальная модель транзистора в схеме с общим эмиттером, предназначенная для анализа процессов на переменном токе. Данная модель может использоваться в достаточно широком

диапазоне частот (до 1000 МГц) [5].

В модели представлены следующие элементы:

$GAIN=\beta$ – коэффициент усиления транзистора по току.

R_b – объёмное сопротивление базы, находящееся в пределах 5...100 Ом.

R_c – объёмное сопротивление коллектора, находящееся в пределах 0.1...10 Ом.

R_e – объёмное сопротивление эмиттера.

R_{ce} – выходное сопротивление транзистора, находящееся в пределах 20 ... 100 кОм. Так как оно обычно велико, и им часто пренебрегают.

C_{bc} – ёмкость коллекторного перехода.

R_{bc} – сопротивление обратной связи база-коллектор, обычно более 1 МГом, определяемое выражением

$$R_{bc} = \frac{R_{be}}{h_{12}}.$$

R_{be} – сопротивление эмиттерного перехода, определяемого выражением

$$R_{be} = \varphi_T (1 + \beta) / i_{\beta} \approx \varphi_T \beta / i_{\beta}, \text{ где } \varphi_T - \text{температурный потенциал.}$$

C_{be} – ёмкость эмиттерного перехода, определяемого выражением

$$C_{be} = \frac{\beta}{2\pi f_T R_{be}},$$

где f_T — произведение коэффициента передачи на полосу пропускания. Постоянная времени $C_{be}R_{be}$, обуславливает спад усиления по току на высоких частотах.

В примере аналитических расчётов мы будем использовать транзистор KT315A, PSpice модель которого представлена ниже.

```
.model KT315A NPN ( Bf=108 Br=4.387 Cjc=7p Cje=10p Eg=1.11 Fc=.5 Ikf=.1224 Ikr=20m  
+ Is=23.68f Isc=900p Ise=23.68f Itf=40m Mjc=.333 Mje=.333 Nc=1.8 Ne=1.206 Rb=30  
+ Rc=2.4 Re=0.1 Tf=1n Tr=130.5n TRB1=1 TRC1=1 TRE1=1 TRM1=1 Vaf=60 Vjc=.7 Vje=.7  
+ Vtf=80 Xtb=1.5 Xtf=1.1 Xti=3 )
```

Построим для него малосигнальную схему замещения. При этом мы будем стремиться построить малосигнальный аналог Pspice модели этого транзистора, чтобы иметь возможность проверить свои аналитические расчеты численным методом. По этому мы будем использовать как справочные данные, так и PSpice измерения. Хотя можно пользоваться только справочником или только результатами измерений по приборам, тогда вы получите модель немного другую. Данные в разных справочниках могут несколько различаться. Здесь допускается некоторый произвол, в пределах разумного. Автор статьи задался целью подобрать параметры схемы замещения, соответствующие PSpice модели, которой он располагает. PSpice моделирует транзисторы весьма точно, что позволяет некоторые лабораторные эксперименты заменить компьютерными.

На рис. 4.1 и рис 4.2 показаны схемы измерения АЧХ транзистора для PSpice модели и нашей схемы замещения, которая уже имеет параметры схемы замещения. Видно, что обе АЧХ (рис. 4.3) полностью совпадают. Но это конечный результат, а пока нас интересует коэффициент усиления по току PSpice модели транзистора KT315A и f_T . Средствами графического постпроцессора по графику определяем $B=55$ (на частоте 1 кГц), $f_T=129$ МГц.

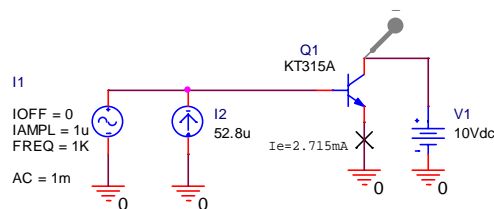


Рис. 4.1. Схема измерения АЧХ PSpice модели транзистора KT315A .

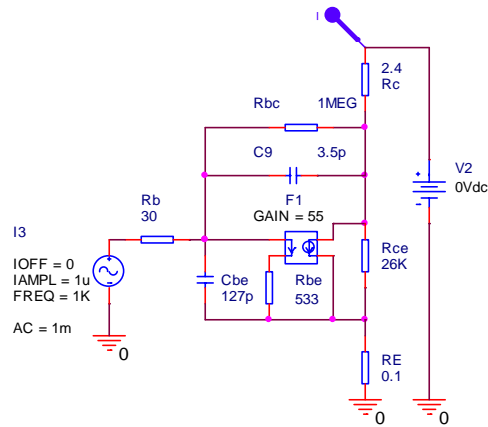


Рис. 4.2. Схема измерения АЧХ малосигнальной модели транзистора KT315A .

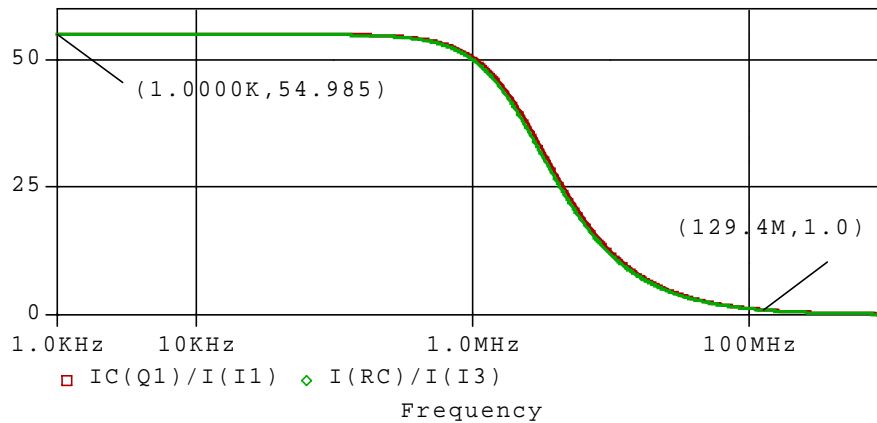


Рис. 4.3. АЧХ PSpice модели и малосигнальной схемы замещения транзистора KT315A.
(Для PSpice модели $\beta=55$ на частоте 1 кГц, $f_T=129,4$ МГц.)

Средствами PSpice определим выходное сопротивление транзистора KT315A. Схема измерения выходного сопротивления показана на рис. 4.4. В результате моделирования мы получим зависимость тока коллектора транзистора от напряжения коллектора, которое изменяется в диапазоне 0...20 В. Ток базы фиксирован и равен 52,8 мА, при этом ток эмиттера составит 2.715 мА. Именно в таком режиме транзистор будет использоваться в примере. Чтобы получить график выходного сопротивления надо средствами графического постпроцессора PSpice построить зависимость $1/\frac{dI}{dU} = R_{ce}$. Перед запуском моделирования надо установить время анализа 20 с, величину RELTOL=0.00001, тогда кривая будет гладкая. По графику видим (рис. 4.5), что в рабочей области величина R_{ce} примерно постоянна и равна 26 кОм.

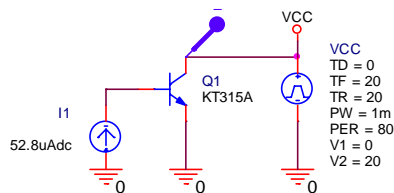


Рис. 4.4. Схема измерения выходной характеристики PSpice модели транзистора KT315A.

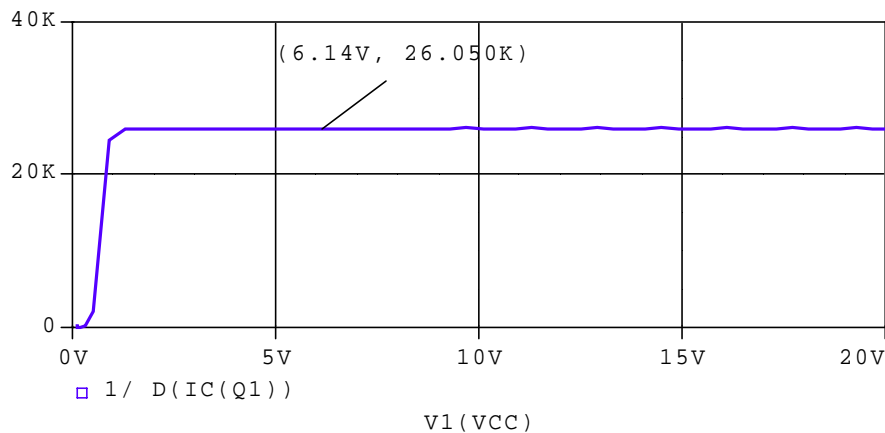


Рис. 4.5. График выходного сопротивления модели KT315A.

Величины $R_c=2,4 \text{ Ом}$; $R_E=0,1 \text{ Ом}$; $R_b=30 \text{ Ом}$ возьмём непосредственно из PSpice модели.

Ёмкость коллектора определим по справочнику. По справочнику $C_{cb,max}=7 \text{ пФ}$ – максимальная величина. Выберем $C_{cb}=3,5 \text{ пФ}$, т.е. в два раза меньше (это справедливо, так как нас интересует средний по своим параметрам транзистор этого типа).

Выберем $R_{cb}=1 \text{ М}\Omega$.

Далее воспользуемся Maple для расчёта C_{be} и R_{be} .

Листинг 4.1. Программа идентификации модели биполярного транзистора.

```
> restart: # сброс всех переменных
```

Используя выражения () и (), запишем.

```
> Cbe:=beta/(2*Pi*ft*Rbe);
```

$$C_{be} := \frac{\beta}{2\pi f t R_{be}}$$

```
> Rbe:=Vt*(1+beta)/Ie;
```

$$R_{be} := \frac{V_t(1+\beta)}{I_e}$$

```
> Vt:=k*T/e; # температурный потенциал
```

$$V_t := \frac{k T}{e}$$

Ввод исходных данных:

```
> with(ScientificConstants): # подключение пакета для работы с константами
```

```
> Constant(e): e:=GetValue(%); # заряд электрона
```

$$e := 0.1602176462 \cdot 10^{-18}$$

```
> Constant(k): k:=GetValue(%); # константа Больцмана
```

$$k := 0.1380650277 \cdot 10^{-22}$$

```
> T:=273+27: # температура по Кельвину
```

```
> beta:=55: # коэффициент усиления по току
```

```
> Ie:=2.715e-3: # ток эмиттера
```

```
> ft:=129.4e6: # произведение усиление-частота.
```

Вывод результатов:

```
> Rbe:=Rbe; Cbe:=evalf(Cbe);
```

$$R_{be} := 533.2278018$$

$$C_{be} := 0.1268632286 \cdot 10^{-9}$$

```
> # END
```

Таким образом, можно принять $R_{be}=533 \text{ Ом}$, $C_{be}=127 \text{ пФ}$.

Сразу заметим, что Maple освободил нас от поиска величин и ввода констант, при расчете температурного потенциала. В Maple содержатся практически все известные физике константы и справочник по ним, что очень удобно.

В результате мы получим следующий список параметров малосигнальной схемы замещения:

$GAIN=55$, $R_c=2.4 \text{ Ом}$; $R_E=0.1 \text{ Ом}$; $R_b=30 \text{ Ом}$ – взяты из описания PSpice модели KT315A.

$R_{ce}=26 \text{ кОм}$ – вычислен по PSpice модели KT315A.

$R_{bc}=1 \text{ МОм}$ – взят приблизительно

$C_{bc}=3,5 \text{ пФ}$ – среднее значение из справочника.

$R_{be}=533 \text{ Ом}$, $C_{be}=127 \text{ пФ}$ – вычислено по () и ().

Следует заметить, что многие элементы схемы замещения, в зависимости от схемы включения транзистора можно исключить, т. к. они мало влияют на результаты. Например, в примере, который будет рассмотрен позднее, можно исключить R_b , R_c , R_E , R_{bc} . R_c следует учитывать только при работе транзистора в режиме насыщения и вблизи него, R_b и R_E чаще всего ничтожно мало, R_{bc} очень велико для современных транзисторов. Упрощённые схемы замещения биполярного транзистора показаны на рис. 4.6. На рис. 4.6 в, г показаны схемы замещения удобные для расчета усилителя по

схеме с общей базой (ОБ). Здесь $\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}$, $R_E = \frac{I_e}{V_t}$, $R_{be} = \frac{V_t(1+\beta)}{I_e}$, где α – коэффициент передачи по току в схеме

ОБ, β – коэффициент передачи по току в схеме с ОЭ, I_e – ток эмиттера, V_t – температурный потенциал. Остальные элементы получают аналогично, как и для исходной модели. Для расчетов каскадов с ОБ обычно достаточно упрощённой схемы замещения по рис. 4.6, г.

Вообще, при символьных вычислениях, стремитесь использовать максимально простые модели, это позволит получать выражения умеренной сложности. Перед началом аналитических расчётов проанализируйте схему и без сожаления избавьтесь от несущественных для решаемой задачи элементов схемы и элементов моделей.

Мы этого делать не будем, так как наши примеры аналитических расчётов будут достаточно простыми, кроме этого в статье ставится целью добиться точного совпадения результатов аналитических расчётов с PSpice моделированием. Читатели сами могут проверить степень влияния сложности схем замещения на символьные результаты и сделать свои выводы. Заметим, что увеличение сложности получаемых аналитических результатов может носить взрывной характер при, казалось бы, не значительных усложнениях (например, при появлении новых обратных связей или если сделать модель активного компонента нелинейной).

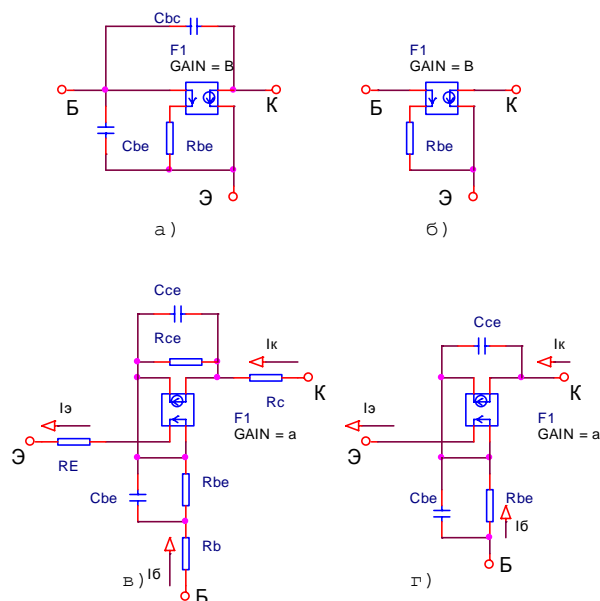


Рис. 4.6. Упрощённые модели типового биполярного транзистора.

а – частотнозависимая; б – идеальная, частотонезависимая; в – схема замещения для расчёта схем с ОБ; г – упрощённая схема замещения для расчёта схем с ОБ.

4.2. Модель полевого транзистора в режиме малого сигнала.

В табл. 4.1 приведена часто используемая малосигнальная модель полевого транзистора с управляющим пр – переходом, предназначенная для анализа процессов на переменном токе.

Малосигнальная схема замещения содержит 7 параметров.

GAIN=S – крутизна
RG – сопротивление затвора
RS – сопротивление истока
RD – сопротивление стока
Rds – внутреннее сопротивление транзистора
Cgs – ёмкость между затвором и истоком
Cgd – ёмкость между затвором и стоком

В примере аналитических расчётов мы будем использовать транзистор КП303В, PSpice модель которого представлена ниже.

```
.model J2P303B NJF(Vto=-0.8137 Beta=2.015m Lambda=17.89m Rs=1 Rd=1  
+ Cgs=4.2p Cgd=3.8p Fc=0.5 Pb=1 Is=10f)
```

Построим для него малосигнальную схему замещения. При этом мы также будем стремиться построить малосигнальный аналог Pspice модели этого транзистора, чтобы иметь возможность проверить свои аналитические расчеты численным методом. Как мы уже говорили, это весьма удобно.

Найдем крутизну транзистора КП303В при токе стока 1.11 мА ($V_g = -111\text{ мВ}$). На рис. 4.7 показана схема измерения проходной характеристики PSpice модели транзистора КП303В. После моделирования мы получим график зависимости тока стока от напряжения на затворе, т. е. проходную характеристику. Крутизна определится выражением $S = \frac{dI_c}{dV_{зи}}$ при напряжении $V_{зи} = -111\text{ мВ}$ (ток стока $I_d = 1.11\text{ мА}$). Это можно сделать средствами графического процессора с помощью функции дифференцирования графиков D().

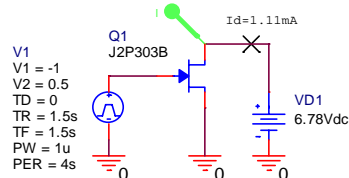


Рис. 4.7. Схема измерения проходной характеристики PSpice модели транзистора КП303В.

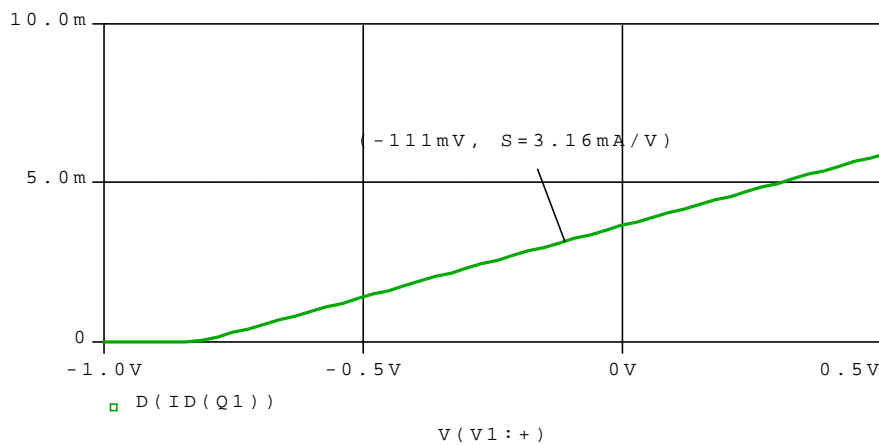


Рис. 4.8. Схема измерения АЧХ PSpice модели транзистора КТ315А .

Средствами PSpice определим выходное сопротивление транзистора КП303В. Схема измерения выходного сопротивления показана на рис. 4.9. В результате моделирования мы получим зависимость тока стока транзистора от напряжения стока, которое изменяется в диапазоне 0...20 В. Напряжение на затворе фиксировано и равно -111 мВ, при этом

ток стока составит 1.11 мА. Именно в таком режиме транзистор будет использоваться в примере. Чтобы получить график выходного сопротивления надо средствами графического постпроцессора PSpice построить зависимость $1/\frac{dI}{dU} = R_{dc}$.

Перед запуском моделирования надо установить время анализа 20 с, величину RELTOL=0.00001, тогда кривая будет гладкая. По графику видим (рис. 4.10), что в рабочей области величина R_{ds} примерно постоянна и равна 56,538 кОм. В эту величину входят также сопротивление R_d и R_s . По этому, для эквивалентной схемы (табл. 4.1), если быть точнее, $R_{ds}=(R_{ds.изм}-R_d-R_s)=56538-1-1=56536$ Ом. Очевидно, что это ничтожная поправка.

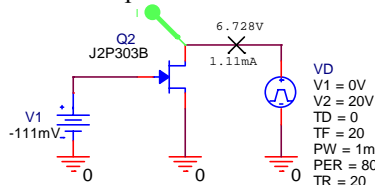


Рис. 4.9. Схема измерения выходной характеристики PSpice модели транзистора КП303В.

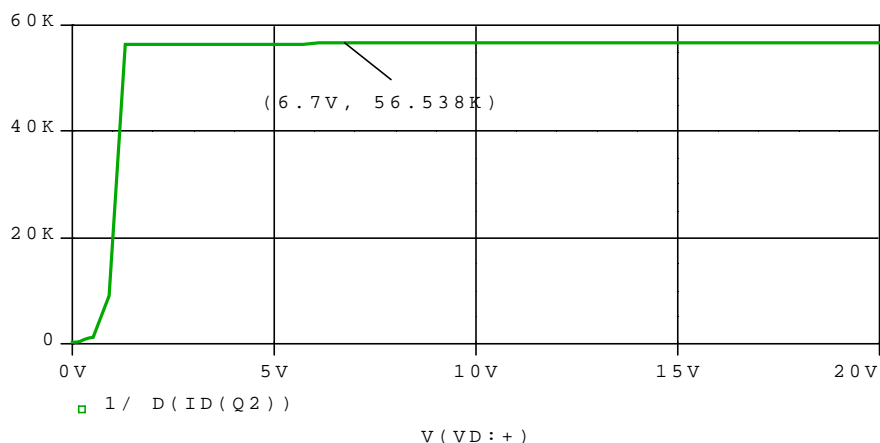


Рис. 4.10. График выходного сопротивления R_{ds} PSpice модели КТ303В.

И так имеем следующий список параметров малосигнальной схемы замещения полевого транзистора КП303В:

$GAIN=0.00316$ А/В – крутизна, вычислена по PSpice модели КП303В.

$R_{ds}=56,536$ кОм – вычислен по PSpice модели КП303В.

$R_d=1$ Ом, $R_s=1$ Ом – взяты из описания PSpice модели КП303В.

$C_{gs}=4$ пФ, $C_{gd}=1,35$ пФ – средние значения, взятые из справочника.

Как и в случае с биполярным транзистором некоторые элементы схемы замещения полевого транзистора с управляющим р-п переходом можно безболезненно исключить, например R_d и R_s (конечно, если они действительно малы). R_{ds} тоже можно исключить (а если чуть уменьшить крутизну, то можно добиться практически полного совпадения результатов аналитического анализа с результатами анализа PSpice анализа). Упрощённые схемы замещения полевого транзистора с управляющим р-п переходом показаны на рис. 4.11. Схемы на рис. 4.11 вполне достаточно для описания ПТ в частотной области, а идеальная частотнонезависимая модель (рис 4.11, б) полезна для анализа влияния внешних цепей на формирование АЧХ без учета качества транзистора или если транзистор используется на частотах много ниже граничной частоты.

Упрощённые модели ПТ

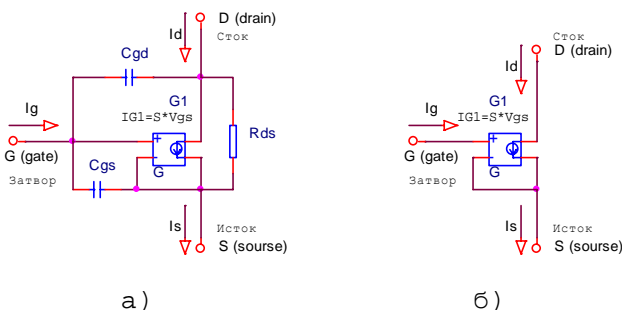


Рис. 4.11. Упрощённые модели типового полевого транзистора с управляющим p-n переходом (Junction FET), а – частотнозависимая; б – идеальная, частотно-независимая.

4.3. Модель операционного усилителя в режиме малого сигнала.

В табл. 4.1 приведена идеальная модель ОУ на основе ИНУН. Данная модель может использоваться в широком диапазоне частот для изучения влияния внешних цепей на конечный результат, без учета свойств ОУ. Это может быть весьма близко к действительности на низких частотах.

Дополнительно к ней мы предложим несколько частотно зависимых линейных моделей ОУ, которые вполне успешно можно использовать в качестве схемы замещения реальных ОУ. Они достаточно легко рассчитываются по паспортным данным на ОУ.

Первая схема замещения ОУ, использовавшаяся в ранних версиях программы схемотехнического моделирования Micro-Cap [8], представляет собой три каскадно включенных линейных зависимых источников тока, нагруженных на RC-цепи, отображающие его частотные характеристики (рис. 4.12). Токи зависимых источников равны $I1=S1 \cdot V_{inp}$, $I2=S2 \cdot VR1$, $I3=S3 \cdot VR2$, где V_{inp} — напряжение на входе ОУ, $VR1$ и $VR2$ — напряжения на резисторах $R1$ и $R2$ соответственно. Коэффициенты усиления по напряжению трех звеньев $A1=GAIN1 \cdot R1$, $A2=GAIN2 \cdot R2$, $A3=GAIN3 \cdot R3$ полагаются равными.

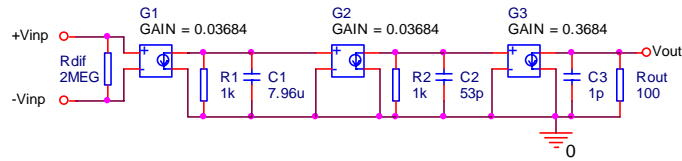


Рис. 4.12. Частотно зависимая двухполюсная схема замещения операционного усилителя К140УД6А.

Коэффициент передачи ОУ по постоянному току равен $A0=A1 \cdot A2 \cdot A3$, а передаточная функция

$$K(s) = \frac{A0}{(1 + s \cdot T1) \cdot (1 + s \cdot T2)}$$

Где:

$$T1 = \frac{1}{2\pi F1}$$

$$T2 = \frac{1}{2\pi F2}$$

$F1$ и $F2$ — частота первого и второго полюсов.

Внутренние параметры модели операционного усилителя определяются по справочным данным в соответствии со следующими соотношениями:

$$A1 = A2 = A3 = \sqrt[3]{A0},$$

$$GAIN1 = A1 / R1$$

$$I1 = GAIN1 \cdot V_{inp}$$

$$C1 = \frac{1}{2\pi F1 \cdot R1}$$

$$GAIN2 = A2 / R2$$

$$I2 = GAIN2 \cdot V_{inp}$$

$$C2 = \frac{1}{2\pi F2 \cdot R2}$$

$$R3 = Rout$$

$$GAIN3 = A3 / R3$$

$$I3 = GAIN3 \cdot VR2$$

Часть параметров полагается постоянными: $R1=R2=1\text{k}\Omega$, $C3=1\text{пФ}$.

Таким образом, частотно зависимую модель ОУ можно идентифицировать пользуясь 5-ю параметрами. В таблице 4.2 приведены данные на некоторые отечественные ОУ, которые можно найти в справочниках. Программа идентификации написана на Maple (листинг 4.2). Параметризованная схема замещения ОУ К140УД6А показана на рис. 4.12.

Таблица 4.2. Параметры отечественных операционных усилителей.

Обозначение	Название	K574UD2A	K140UD18A	K140UD6A
Rinp	Входное сопротивление	1.000E.+07	1.000E+06	2.000E+06
A0	Усиление при разомкнутой обратной связи	5.000E+04	5.000E+04	5.000E+04
Rout	Выходное сопротивление	2.000E+02	1.000E+02	8.000E+01
F1	Первый полюс (Гц)	2.000E+02	5.000E+01	2.000E+01
F2	Второй полюс (Гц)	1.000E+07	2.500E+06	3.000E+06

Листинг 4.2. Программа идентификации модели ОУ.

```
> restart:
```

Используя вышеуказанные выражения для ОУ, запишем.

```
> GAIN1:=A1/R1:
```

```
> GAIN2:=A2/R2:
```

```
> GAIN3:=A3/Rout:
```

```
> C1:=1/(2*Pi*F1*R1):
```

```
> C2:=1/(2*Pi*F2*R2):
```

```
> A1:=A0^(1/3): A2:=A1: A3:=A1:
```

Параметры приняты постоянными:

```
> R1:=1e3:
```

```
> R2:=1e3:
```

```
> C3:=1e-12:
```

Ввод паспортных данных ОУ:

```
> A0:=50e3: # Коэффициент усиления ОУ на постоянном токе
```

```
> F1:=20: # Частота первого полюса
```

```
> F2:=3e6: # Частота второго полюса
```

```
> Rinp:=2e6: # Дифференциальное входное сопротивление
```

```
> Rout:=100: # Выходное сопротивление
```

Вывод результатов:

```
> T1:=evalf(1/(2*Pi*F1)): T2:=evalf(1/(2*Pi*F2)):
```

```
> K(s):=evalf(A0/((1+s*T1)*(1+s*T2))):
```

$$K(s) := \frac{50000.}{(1. + 0.007957747152 s) (1. + 0.5305164766 10^{-7} s)}$$

```
> GAIN1:=GAIN1: GAIN2:=GAIN2: GAIN3:=GAIN3: C1:=evalf(C1): C2:=evalf(C2):
```

```
Rinp:=Rinp: Rout:=Rout:
```

$$GAIN1 := 0.0368403149$$

$$GAIN2 := 0.0368403149$$

$$GAIN3 := 0.368403149$$

$$C1 := 0.7957747152 10^{-5}$$

$$C2 := 0.530516476610^{-10}$$

$$R_{inp} := 0.2 \cdot 10^7$$

$$R_{out} := 100$$

> # END

Следующие две однополюсные модели ОУ предназначены для изучения основных свойств ОУ разных типов в частотной области. На рис. 4.13, а представлена простая модель НОС ОУ (ОУ с обратной связью по напряжению). Частота доминантного полюса определяется выражением $f_d = \frac{1}{2\pi R_c C_c}$. На рис. 4.13, б а представлена простая модель ТОС ОУ (ОУ с обратной связью по току), его принято называть трансимпедансным ОУ. Причина этого в том, что его коэффициент передачи определяется выражением $K = \frac{U_{Вых}}{I_{Вх}}$, и измеряется в Ом [9]. Частота доминантного полюса определяется выражением $f_d = \frac{1}{2\pi R_t C_c}$.

Параметры схем замещения выбраны так, чтобы примерно соответствовать реально существующим ОУ THS4001 (рис. 4.13, а) и THS3001 (рис. 4.13, б).

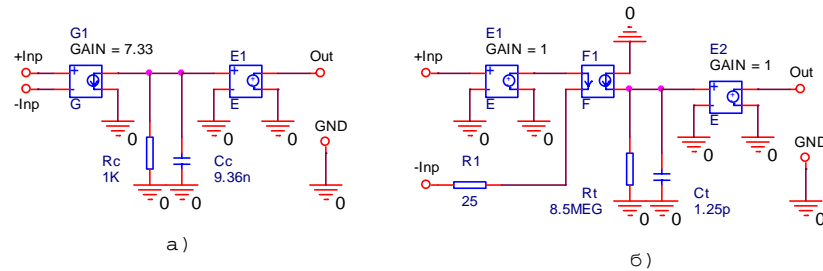


Рис. 4.13. Частотно зависимые однополюсные модели НОС (а) и ТОС (б) ОУ.

Последняя схема замещения есть точная частотно зависимая многополюсная модель ТОС ОУ THS3001. Она построена на основе анализа схемотехники, лабораторных измерений и паспортных данных этого ОУ. ОУ этого типа используются в широкой полосе частот и являются быстродействующими, по этому в уточнённой модели отражены верхние частотные полюса, входной и выходной импеданс. Это самая сложная из описанных нами моделей.

Основные параметры ОУ THS3001.

Усиление по постоянному току = 138.5 дБ·Ом = 8.5 МОм.

Доминирующий полюс около 15 кГц.

Множество верхних частотных полюсов лежат выше 200 МГц.

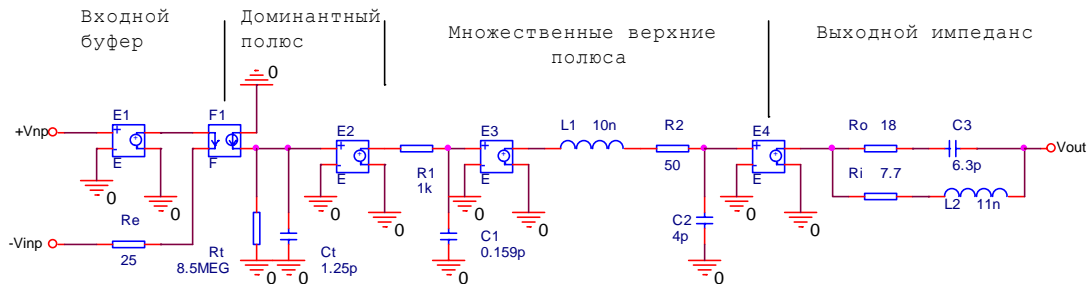


Рис. 4.14. Точная многополюсная линейная модель ТОС ОУ THS3001.

Ещё раз отметим, что все описанные модели можно использовать не только для символьного, но численного анализа в PSpice. Характерно, что рассмотренные в статье модели транзисторов и ОУ легко рассчитываются по паспортным данным, и прозрачны для понимания. В этом их достоинство. Конечно, это следствие их простоты. Их можно использовать в PSpice тогда, когда возникают трудности с идентификацией моделей активных приборов средствами PSpice. Используя эти модели

для получения аналитических решений, вы имеете возможность контролировать достоверность некоторых из них с помощью PSpice, что весьма удобно. Проверять математические выкладки за машиной в ручную просто нереально, но как-то надо. Опыт показывает, что точность получаемых значений в PSpice с помощью графического постпроцессора зависит от выбора параметров моделирования. Например, поиск F_{\max} при анализе АЧХ в PSpice при разных параметрах моделирования может давать каждый раз разные значения, хотя и близкие. Maple работает гораздо точнее PSpice по этому полному совпадению результатов (до 10 го знака) вы не увидите.