

# MathSpice – аналитический PSpice-движок для OrCAD и MicroCAP

## Часть 3. Модели компонентов для аналитических расчётов

Олег Петраков (Москва)

**Аналитические модели, в отличие от PSpice-моделей, имеют преимущественно абстрактный характер. Они не содержат чисел, конкретизирующих прибор, а только символы физических параметров и связи между ними. В основе построения таких моделей лежит какая-либо физическая теория явлений, которые используются в приборе. Для расчёта электронных схем с массовым применением приборов следует выбирать максимально простые модели, адекватные поставленным целям. Иначе вы столкнётесь с выражениями колоссального размера, которые трудно исследовать даже в программе Maple.**

Однако если вы физик и хотите создать универсальную модель прибора, которую затем предполагается использовать в численном симуляторе, то необходимо строить максимально точную схему прибора, поскольку цель численного моделирования – как можно точнее смоделировать объективную реальность. Это позволяет «проиграть» гораздо больше вариантов построения аппаратуры и избежать стадии макетирования и настроечных работ, что минимизирует затраты разработчика. Вопрос о затратах машинного времени в настоящее время решается относительно просто, т.к. в продаже уже есть персональные суперкомпьютеры ценой \$10 000...60 000. Однако даже «петафлопный» компьютер введёт вас в заблуждение, если вы будете использовать плохие модели и программы.

### ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СТАНДАРТНЫХ МОДЕЛЕЙ OrCAD и MicroCAP

При использовании математических программ появляется возможность производить аналитические расчёты очень сложных цепей, содержащих как пассивные, так и активные компоненты. Разумеется, активные компоненты должны быть как-то математически представлены, т.е. требуются модели компонентов, пригодные для символьных расчётов. И здесь

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 трудно. Возможно использование упрощённых экспоненциальных моделей, которые допускают аналитические исследования нелинейных электрических цепей.

Программы E Solver и MSpice поддерживают около сотни моделей электронных приборов, пригодных для аналитических расчётов и различающихся по уровню сложности. Сложные модели используются при изучении отдельных транзисторных каскадов усиления. Простые модели – при исследовании устройств с массовым использованием транзисторов, когда применение сложных моделей не позволяет получить результат приемлемой сложности. Подробности изложены при описании директивы *Plot-Model()*, с помощью которой можно вводить в проект графическое изображение моделей.

Для ввода аналитических моделей в схему используются стандартные

библиотечные символы OrCAD или MicroCAP. При этом их сущность сохраняется, за исключением применения более простых моделей для полупроводниковых приборов. В свете вышесказанного, в отличие от PSpice, в качестве параметров этих моделей можно использовать не только числа, но и символы (в том числе и формулы). Разумеется, без чисел программа PSpice такие проекты симулировать не будет. Из-за этого в некоторых случаях трансляторы могут выдавать сообщения об ошибках в схеме. Однако NET-листинг они всё равно генерируют правильно. Просто программы MSpice и PSpice позволяют по-разному взглянуть на один и тот же объект. В принципе увидеть мы должны одно и то же, и можно организовать работу так, чтобы контролировать достоверность аналитических расчётов PSpice-моделированием. Это позволяет быть уверенным в достоверности расчётов, которая может быть потеряна, если вы пользовались какими-либо методами упрощения аналитических выражений, связанных с потерей информации.

Все стандартные модели OrCAD и MicroCAP, поддерживаемые MSpice, представлены в таблицах 1 – 5, которые, ввиду большого объёма, размещены на интернет-странице журнала в дополнительных материалах к статье.

### КОНКРЕТИЗАЦИЯ МОДЕЛЕЙ ДЛЯ АНАЛИТИЧЕСКИХ РАСЧЁТОВ Модель биполярного транзистора в режиме малого сигнала

Часто аналитические расчёты носят абстрактный характер. Для разработчика-практика расчётные работы являются лишь промежуточным этапом на пути к изготовлению реального прибора, удовлетворяющего требованиям ТЗ. Так возникает потребность

иметь аналитические модели, соответствующие реальным приборам. Этого обычно требуют задачи синтеза электронных цепей, когда под конкретный прибор рассчитывается внешняя обвязка. В программе PSpice есть обширные библиотеки, где представлены модели электронных приборов ведущих производителей. Однако они не годятся для аналитических расчётов (слишком сложные). Так появляется проблема экстракции моделей реальных приборов для аналитических расчётов. В качестве источника входных данных о приборе можно использовать справочники, фирменную документацию, лабораторные измерения и PSpice-измерения.

В программе PSpice есть все средства для очень точного моделирования электронных приборов, и если вы в качестве исходных данных для построения аналитической модели будете использовать PSpice-модель прибора от надёжного разработчика, то этого будет достаточно. Этим достигается уникальная возможность параллельного контроля результатов аналитического расчёта при помощи PSpice-симулятора. Совпадение результатов для некоторого набора контрольных точек позволяет иметь высокую уверенность в правильности расчётов, которая может потребоваться, если при упрощении аналитических выражений используются методы, приводящие к частичной потере информации.

На рисунке 1 приведена часто используемая малосигнальная модель биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером (см. рис. 2), предназначенная для анализа процессов на переменном токе. Данная модель может использоваться в достаточно широком диапазоне частот (до 1000 МГц).

В модели представлены следующие элементы:

- $GAIN=$  – коэффициент усиления транзистора по току;
- $Rb$  – объёмное сопротивление базы, находящееся в пределах 5...100 Ом;
- $Rc$  – объёмное сопротивление коллектора, находящееся в пределах 0,1...10 Ом;
- $RE$  – объёмное сопротивление эмиттера;
- $Rce$  – выходное сопротивление транзистора, находящееся в пределах 20...100 кОм. Так как оно обычно велико, им часто пренебрегают;
- $Cbc$  – ёмкость коллекторного перехода;

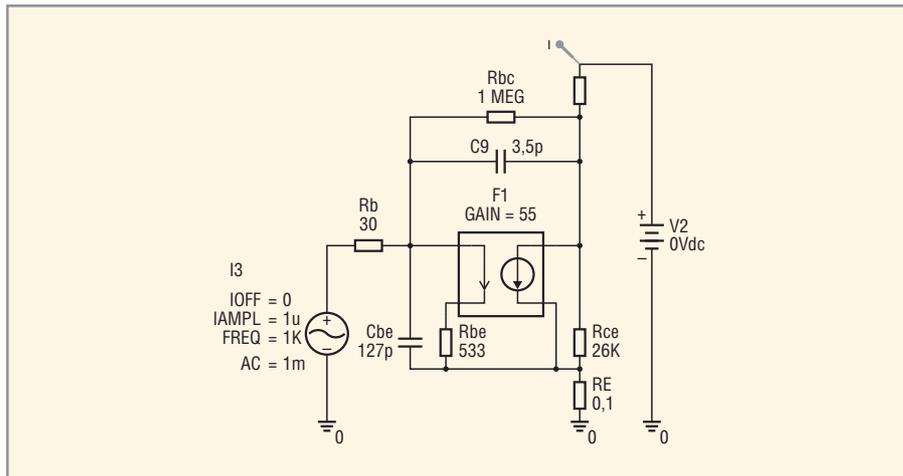


Рис. 1. Схема измерения АЧХ малосигнальной модели транзистора KT315A

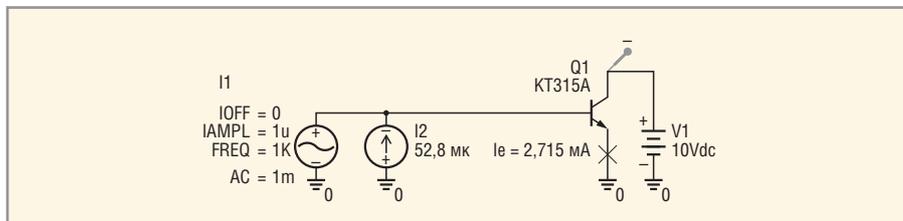


Рис. 2. Схема измерения АЧХ PSpice-модели транзистора KT315A

- $Rbc$  – сопротивление обратной связи база-коллектор, обычно более 1 МОм, определяемое выражением:

$$Rbc = \frac{Rbe}{b_{12}} ;$$

- $Rbe$  – сопротивление эмиттерного перехода, определяемое выражением:

$$Rbe = \phi_T(1 + \beta) / i_E \approx \phi_T \beta / i_E,$$

где  $\phi_T$  – температурный потенциал;

- $Cbe$  – ёмкость эмиттерного перехода, определяемая выражением:

$$Cbe = \beta / 2\pi f_T Rbe,$$

где  $f_T$  – произведение коэффициента передачи на полосу пропускания.

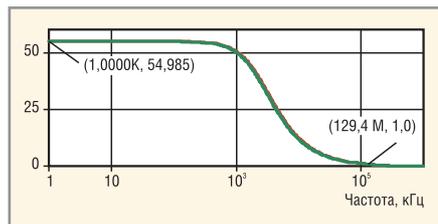
Постоянная времени  $Cbe \cdot Rbe$  обуславливает спад усиления по току на высоких частотах.

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
+ Vt=80 Xtb=1.5 Xtf=1.1 Xti=3)
```

Построим для этого транзистора малосигнальную схему замещения. При этом мы будем стремиться построить малосигнальный аналог PSpice-модели этого транзистора, чтобы иметь возможность проверить свои аналитические расчёты численным методом. Поэтому мы будем использовать как справочные данные, так и PSpice-измерения. Можно пользоваться только справочником или только результатами измерений по приборам, но тогда вы получите немного другую модель. Данные в разных справочниках могут несколько различаться; здесь допускается разумный произвол. Автор статьи стремился подобрать параметры схемы замещения, соответствующие PSpice-модели, которой он располагает. Программа PSpice моделирует транзисторы весьма точно, что позволяет некоторые лабораторные эксперименты заменить компьютерными.

На рисунках 1 и 2 показаны схемы измерения АЧХ транзистора для PSpice-модели и нашей схемы замещения, которая уже имеет параметры схемы замещения. Видно, что обе АЧХ (см. рис. 3) полностью совпадают. Но это – конечный результат, а нас в данный момент интересует коэффициент усиления по току PSpice-модели транзистора KT315A и частота  $f_T$ . Средствами графического постпроцессора по графику опреде-



**Рис. 3. АЧХ PSpice-модели и малосигнальной схемы замещения транзистора KT315A**

Для PSpice-модели на частоте 1 кГц,  $f_T = 129,4$  МГц)

ляем  $B = 55$  (на частоте 1 кГц),  $f_T = 129$  МГц.

Средствами PSpice определим выходное сопротивление транзистора KT315A. Схема измерения выходного сопротивления показана на рисунке 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 мкА, при этом ток эмиттера составит 2,715 мА. Именно в таком режиме транзистор будет использоваться. Чтобы получить график выходного сопротивления, необходимо средствами графического постпроцессора PSpice построить зависимость

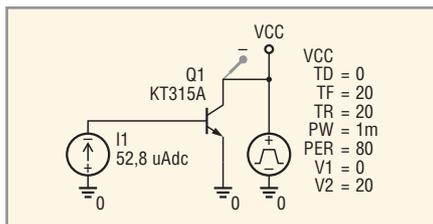
$$1 / \frac{dI}{dU} = R_{ce}$$

Перед запуском моделирования следует установить время анализа 20 с, величину RELTOL=0.00001, тогда кривая будет гладкой. По графику видим (см. рис. 5), что в рабочей области значение  $R_{ce}$  примерно постоянно и равно 26 кОм.

Значения  $R_c = 2,4$  Ом;  $R_E = 0,1$  Ом;  $R_b = 30$  Ом возьмём непосредственно из PSpice-модели. Ёмкость коллектора определим по справочнику:  $C_{cb,max} = 7$  пФ. Выберем  $C_{cb} = 3,5$  пФ, т.е. в два раза меньше (это справедливо, поскольку нас интересует средний по своим параметрам транзистор этого типа). Выберем  $R_{cб} = 1$  МОм. Далее воспользуемся программой Maple для расчёта  $C_{be}$  и  $R_{be}$ :

```

Программа идентификации модели
биполярного транзистора
> restart: # сброс всех переменных
Используя выражения () и (), за-
пишем.
> Cbe:=beta/(2*Pi*ft*Rbe);
> Rbe:=Vt*(1+beta)/Ie;
> Vt:=k*T/e; # температурный по-
тенциал
Vt:=kT/e
Ввод исходных данных:
    
```



**Рис. 4. Схема измерения выходной характеристики PSpice-модели транзистора KT315A**

```

> with(ScientificConstants): #
подключение пакета для работы с
константами
> Constant(e): e:=GetValue(%); #
заряд электрона
e:=0.1602176462 10-18
> Constant(k): k:=GetValue(%); #
константа Вольцмана
k:=0.1380650277 10-22
> T:=273+27: # температура по
Кельвину
> beta:=55: # коэффициент усиле-
ния по току
> Ie:=2.715e-3: # ток эмиттера
> ft:=129.4e6: # произведение
усиление-частота.
Вывод результатов:
> Rbe:=Rbe; Cbe:=evalf(Cbe);
Rbe:=533.2278018
Cbe:=0.1268632286 10-9
> # END
    
```

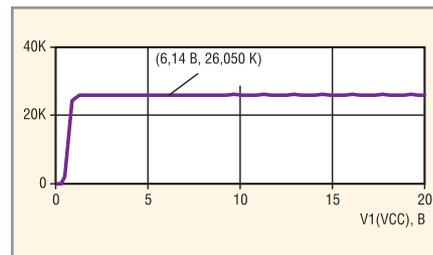
Таким образом, можно принять  $R_{be} = 533$  Ом,  $C_{be} = 127$  пФ.

Заметим, что программа Maple освободила нас от поиска величин и ввода констант при расчёте температурного потенциала. В программе содержатся практически все известные физике константы и справочник, что очень удобно.

В результате мы получим следующий список параметров малосигнальной схемы замещения:

- $GAIN = 55$ ,  $R_c = 2,4$  Ом;  $R_E = 0,1$  Ом;  $R_b = 30$  Ом – взяты из описания PSpice-модели KT315A;
- $R_{ce} = 26$  кОм – вычислен по PSpice-модели KT315A;
- $R_{bc} = 1$  МОм – взят приблизительно;
- $C_{bc} = 3,5$  пФ – среднее значение из справочника;
- $R_{be} = 533$  Ом,  $C_{be} = 127$  пФ – вычислены по формулам, приведённым в листинге.

Следует отметить, что многие элементы схемы замещения, в зависимости от схемы включения транзистора, можно исключить, т.к. они мало влияют на результаты. В примере, который будет рассмотрен ниже, можно исклю-



**Рис. 5. График выходного сопротивления модели KT315A**

чить  $R_b$ ,  $R_c$ ,  $R_E$ ,  $R_{bc}$ ;  $R_c$  следует учитывать только при работе транзистора в режиме насыщения и вблизи него,  $R_b$  и  $R_E$  чаще всего ничтожно малы;  $R_{bc}$  очень велико для современных транзисторов. Упрощённые схемы замещения биполярного транзистора показаны на рисунке 6. На рисунках бв и бг показаны схемы замещения, удобные для расчёта усилителя по схеме с общей базой (ОБ). Здесь  $\alpha = \beta / (1 + \beta)$ ,  $R_E = I_e / V_t$ ,  $R_{be} = V_t (1 + \beta) / I_e$ , где  $\beta$  – коэффициент передачи по току в схеме ОЭ,  $\alpha$  – коэффициент передачи по току в схеме с ОБ,  $I_e$  – ток эмиттера,  $V_t$  – температурный потенциал. Остальные элементы получают аналогично, как и для исходной модели. Для расчётов каскадов с ОБ достаточно упрощённой схемы замещения, приведённой на рисунке бг.

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 и их моделей.

Мы этого делать не будем, поскольку наши примеры аналитических расчётов будут достаточно простыми, кроме того, автор стремится добиться точного совпадения результатов аналитических расчётов с PSpice-моделированием. Читатели могут проверить степень влияния сложности схем замещения на символьные результаты и сделать собственные выводы. Заметим, что увеличение сложности получаемых аналитических результатов может носить «взрывной» характер при, казалось бы, незначительных усложнениях схемы (например, при появлении новых обратных связей или введении нелинейности в модель активного компонента).

**Модель полевого транзистора в режиме малого сигнала**

Рассмотрим часто используемую малосигнальную модель полевого

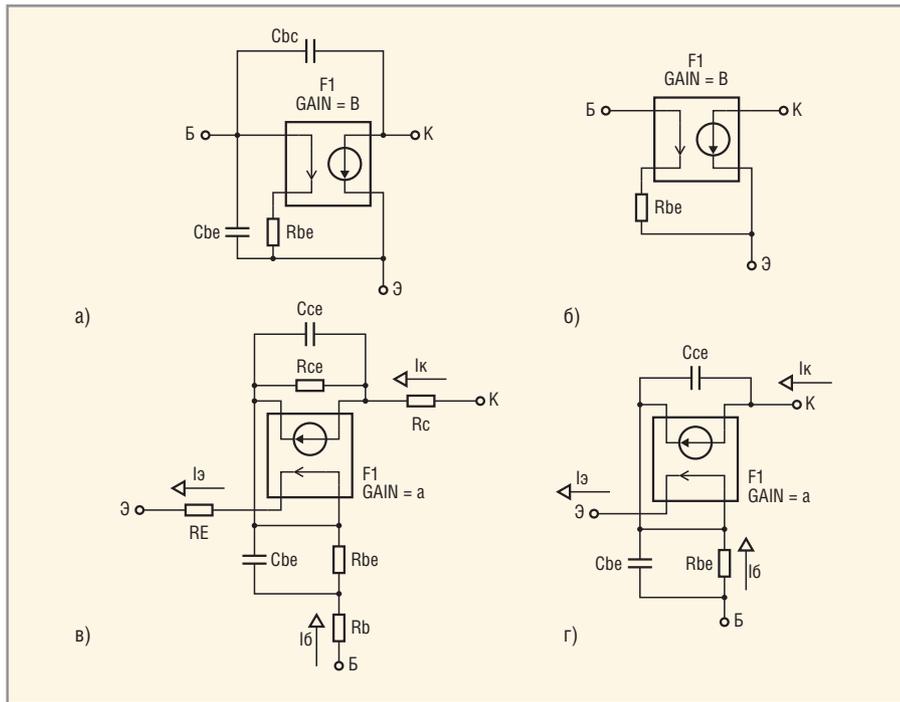


Рис. 6. Упрощённые модели типового биполярного транзистора

а) частотно-зависимая; б) идеальная, частотно-независимая; в) схема замещения для расчёта схем с ОБ; г) упрощённая схема замещения для расчёта схем с ОБ

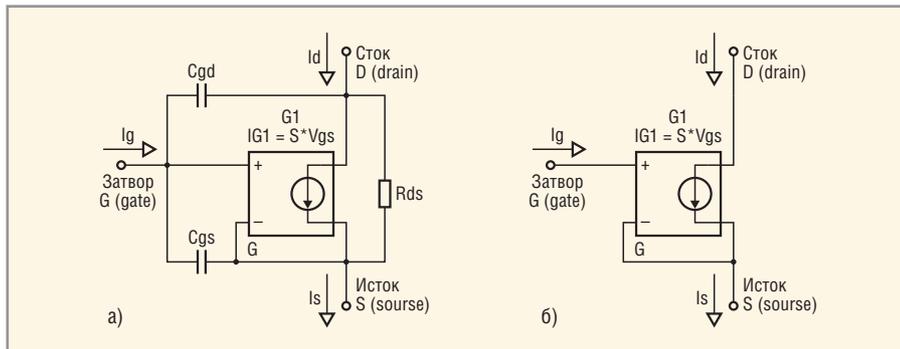


Рис. 7. Упрощённые модели типового полевого транзистора с управляющим р-п-переходом (Junction FET)

а) частотно-зависимая; б) идеальная, частотно-независимая

транзистора с управляющим р-п-переходом (см. рис. 7а), предназначенную для анализа процессов на переменном токе.

Малосигнальная схема замещения содержит семь параметров:

- $GAIN = S$  – крутизна характеристики;
- $RG$  – 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 КП303В малосигнальную схему замещения. При этом мы также будем стремиться построить малосигнальный аналог PSpice-модели этого транзистора, чтобы иметь возможность проверить свои аналитические расчёты численным методом.

Найдём крутизну транзистора КП303В при токе стока 1,11 мА ( $Vg = -111$  мВ). На рисунке 8 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  $S = dI_C/dV_{зи}$  при напряжении  $V_{зи} = -11$  мВ (ток стока  $I_d = 1,11$  мА). Это можно сделать средствами графического процессора с помощью функции дифференцирования графиков  $DO$ .

Средствами PSpice определим выходное сопротивление транзистора КП303В по схеме, показанной на рисунке 9. В результате моделирования мы получим зависимость тока стока 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 нашем примере. Чтобы получить график выходного сопротивления, необходимо средствами графического постпроцессора PSpice построить зависимость:

$$1 / \frac{dI}{dU} = R_{dc}$$

Перед запуском моделирования следует установить время анализа 20 с и величину RELTOL = 0.00001, тогда кривая будет гладкой. По графику ви-

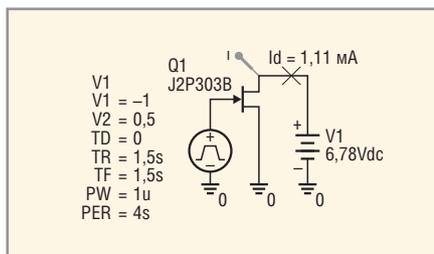


Рис. 8. Схема измерения проходной характеристики PSpice-модели транзистора КП303В

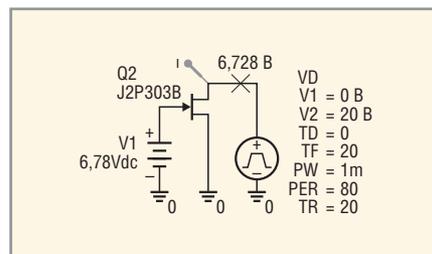


Рис. 9. Схема измерения выходной характеристики PSpice-модели транзистора КП303В

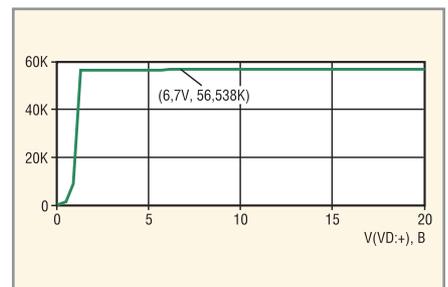


Рис. 10. График выходного сопротивления  $R_{dc}$  PSpice-модели КП303В

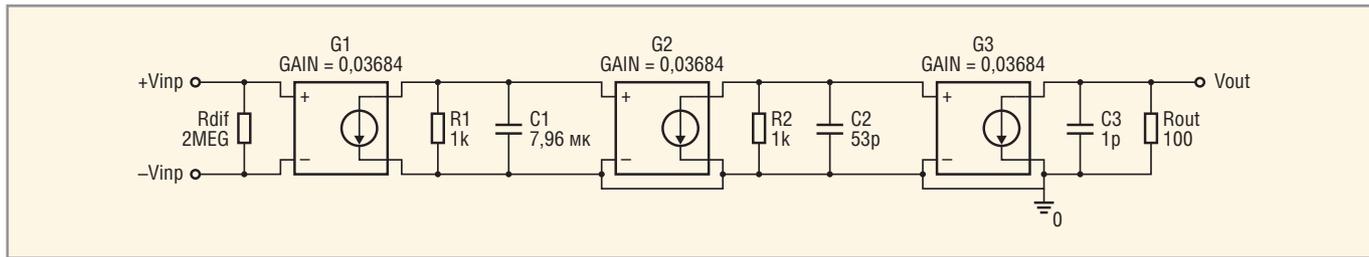


Рис. 11. Частотно-зависимая двухполюсная схема замещения операционного усилителя К140УД6А

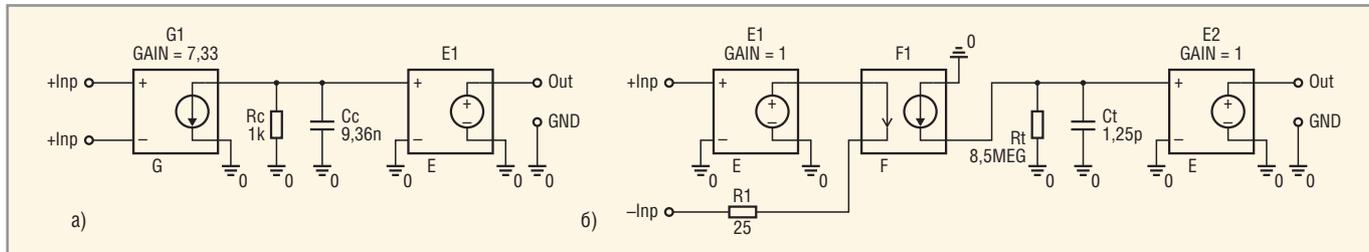


Рис. 12. Частотно-зависимые однополюсные модели операционных усилителей НОС (а) и ТОС (б)

дим (см. рис. 10), что в рабочей области величина  $R_{ds}$  примерно постоянна и равна 56,538 кОм. В эту величину входят также сопротивления  $R_d$  и  $R_s$ . Поэтому для эквивалентной схемы (см. рис. 7а), если быть точнее,  $R_{ds} = (R_{ds_{изм}} - R_d - R_s) = 56\,538 - 1 - 1 = 56\,536$  Ом. Очевидно, что это – ничтожная поправка.

Теперь мы имеем следующий список параметров малосигнальной схемы замещения полевого транзистора КП303В:

- $GAIN = 0,00316 A/B$  – крутизна, вычисленная по PSpice-модели КП303В;
- $R_{ds} = 56,536$  кОм – вычислено 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 немного 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 рисунке 7. Этих схем вполне достаточно для описания ПТ в частотной области, а идеальная частотно – независимая модель (см. рис. 7б) полезна для анализа влияния внешних цепей на формирование

АЧХ без учёта качества транзистора или если транзистор используется на частотах много ниже граничной частоты.

**Модель операционного усилителя в режиме малого сигнала**

При абстрактных аналитических расчётах чрезвычайно эффективна идеальная модель ОУ на основе ИНУН, которая может использоваться в широком диапазоне частот для изучения влияния внешних цепей на конечный результат, без учёта свойств ОУ (на низких частотах). Дополнительно к ней мы предложим несколько частотно-зависимых линейных моделей ОУ, рассчитанных по паспортным данным, которые можно использовать в качестве схем замещения реальных ОУ.

Первая схема замещения ОУ представляет собой три последовательно включенные линейные зависимые источника тока, нагруженные на RC-цепи, отображающие его частотные характеристики (см. рис. 11). Токи зависимых источников равны  $I_1 = S_1 \cdot Vinp$ ,  $I_2 = S_2 \cdot VR_1$ ,  $I_3 = S_3 \cdot VR_2$ , где  $Vinp$  – напряжение на входе ОУ,  $VR_1$  и  $VR_2$  – напряжения на резисторах  $R_1$  и  $R_2$  соответственно. Коэффициенты усиления по напряжению трёх звеньев  $A_1 = GAIN1 \cdot R_1$ ,  $A_2 = GAIN2 \cdot R_2$ ,  $A_3 = GAIN3 \cdot R_3$  полагаются равными.

Коэффициент передачи ОУ по постоянному току равен  $A_0 = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3$ , а передаточная функция:

$$K(s) = \frac{A_0}{(1+sT_1)(1+sT_2)}$$

где:  $T_1 = 1/2\pi F_1$ ,  $T_2 = 1/2\pi F_2$ ,  $F_1$  и  $F_2$  – частота первого и второго полюсов.

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

$$A_1 = A_2 = A_3 = \sqrt[3]{A_0},$$

$$GAIN1 = A_1/R_1,$$

$$I_1 = GAIN1 \cdot Vinp,$$

$$C_1 = 1/2\pi F_1 R_1,$$

$$GAIN2 = A_2/R_2,$$

$$I_2 = GAIN2 \cdot Vinp,$$

$$C_2 = 1/2\pi F_2 R_2,$$

$$R_3 = Rout,$$

$$GAIN3 = A_3/R_3,$$

$$I_3 = GAIN3 \cdot VR_2.$$

Часть параметров полагается постоянными:  $R_1 = R_2 = 1$  кОм,  $C_3 = 1$  пФ.

Таким образом, частотно-зависимую модель ОУ можно идентифицировать, пользуясь пятью параметрами. В таблице 2 приведены данные на некоторые отечественные ОУ, которые можно найти в справочниках. Программа идентификации написана на Maple (см. листинг). Параметризованная схема замещения ОУ типа К140УД6А показана на рисунке 11.

```

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:
    
```

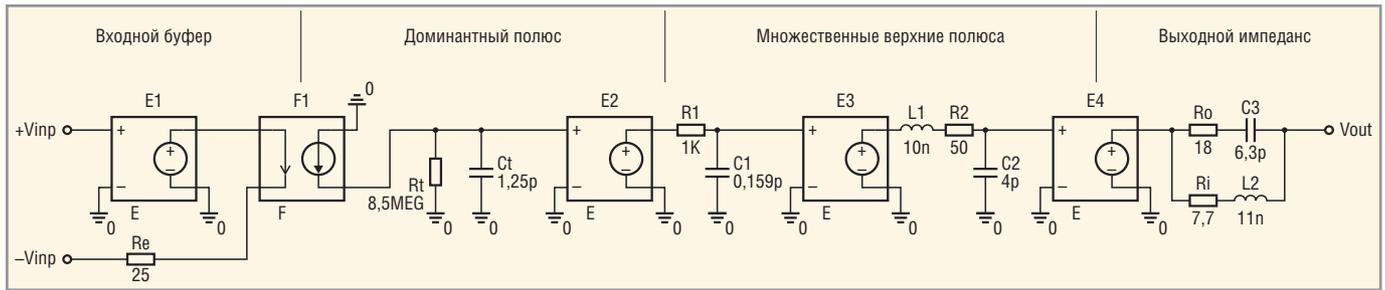


Рис. 13. Точная многополюсная линейная модель ТОС ОУ типа THS3001

```

Параметры, принятые 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)));
> GAIN1:=GAIN1; GAIN2:=GAIN2;
GAIN3:=GAIN3; C1:=evalf(C1);
C2:=evalf(C2);
Rinp:=Rinp; Rout:=Rout;
GAIN1:=0.368403149
GAIN2:=0.368403149
GAIN3:=0.368403149
C1:=0.795774715210-5
C2:=0.530516476610-10
Rinp:=0.2107
Rout:=100
> # END
    
```

Следующие две однополюсные модели ОУ предназначены для изучения основных свойств ОУ разных типов в частотной области. На рисунке 12а представлена простая модель НОС ОУ (ОУ с обратной связью по напряжению). Частота доминантного полюса определяется выражением  $f_D = 1/2\pi R_C C_C$ . На рисунке 12б представлена простая модель ТОС ОУ (ОУ с обратной связью по току); его принято называть трансимпедансным ОУ, поскольку его коэффициент передачи определяется выражением  $K = U_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}$  и измеряется в омах [9]. Частота доминантного полюса определяется выражением  $f_D = 1/2\pi R_i C_i$ .

Параметры схем замещения выбрали так, чтобы примерно соответствовать реально существующим ОУ типа THS4001 (см. рис. 12а) и THS3001 (см. рис. 12б).

Последняя схема замещения является точной частотно-зависимой многополюсной моделью ТОС ОУ типа THS3001 (см. рис. 13). Она построена на основе анализа схемотехники, лабораторных измерений и паспортных данных этого ОУ. Усилители этого типа используются в широкой полосе частот, поэтому в уточнённой модели отражены верхние частотные полюса, входной и выходной импеданс. Это – самая сложная из описанных нами моделей.

Основные параметры ОУ типа THS3001:

- трансимпеданс по постоянному току 138,5 дБ•Ом = 8,5 МОм;
- доминирующий полюс около 15 кГц;
- множество верхних полюсов лежат выше 200 МГц.

Ещё раз отметим, что все описанные модели можно использовать не только для символического, но для численного анализа в PSpice. Характерно, что рассмотренные в статье модели транзисторов и ОУ легко рассчитываются по паспортным данным и прозрачны для понимания. Их можно использовать в PSpice, если 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. Опыт показывает, что точность получаемых в PSpice значений с помощью графического постпроцессора зависит от выбора параметров моделирования. Например, поиск Fmax при анализе АЧХ в PSpice при различных параметрах моделирования может давать каждый раз близкие, но всё-таки разные значения. Программа Maple работает гораздо точнее PSpice, но полного

совпадения результатов (до 10 знака) вы всё равно не увидите. ☹

*Продолжение следует*