

6574684511212300000400

Дж. Кеоун

оргАД posice

Анализ

электрических

иешэл

К книге прилагается
DVD-диск



ПИТЕР®

ФМК
ФАУНДАЦИЯ



6574684611212300000400

ББК 32.21-02-5-05

УДК 004.896

К35

Кеоун Дж.

К35 OrCAD Pspice. Анализ электрических цепей (+DVD). — М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. — 640 с.: ил.

ISBN 978-5-9706-0009-2 («ДМК Пресс»)

ISBN 978-5-388-00023-1 («Питер»)

Это руководство по работе в программе OrCAD Pspice предназначено для всех, кто знаком с основными разделами электротехники. При постепенном усложнении задач объясняются все необходимые аспекты работы в OrCAD Pspice, что позволяет творчески применять их при дальнейшем анализе электрических и электронных схем и устройств. Рассмотрение материала начинается с анализа цепей постоянного тока, продолжается анализом цепей переменного тока, затем переходит к различным разделам полупроводниковой электроники. Информация изложена таким образом, чтобы каждый, кто изучал или изучает определенный раздел электротехники, мог сразу же использовать OrCAD Pspice на практике. Больше внимания, чем в других книгах по этой теме, уделяется созданию собственных моделей и использованию встроенных моделей схем в OrCAD Pspice.

На прилагаемом к книге DVD вы найдете демонстрационную версию программы OrCAD PSpice Student Edition 9, которой можно пользоваться свободно. Кроме того, на диске размещена версия OrCAD 10.5 Demo Release, с которой можно работать в течение 30 дней после установки на компьютер.

ББК 32.21-02-5-05

УДК 004.896

Authorized translation from the English language edition, entitled OrCAD PSpice and Circuit Analysis, published by Pearson Education, Inc, publishing as Prentice+Hall, Copyright ©All rights reserved. No part of this book may be reproduced or transmitted in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying, recording or by any information storage retrieval system, without permission from Pearson Education, Inc. RUSSIAN language edition published by DMK Press, Copyright © 2008.

Права на издание получены по соглашению с Prentice Hall – UK. Все права защищены. Никакая часть данной книги не может быть воспроизведена в какой бы то ни было форме без письменного разрешения владельцев авторских прав.

Информация, содержащаяся в данной книге, получена из источников, рассматриваемых издательством как надежные. Тем не менее, имея в виду возможные человеческие или технические ошибки, издательство не может гарантировать абсолютную точность и полноту приводимых сведений и не несет ответственности за возможные ошибки, связанные с использованием книги.

ISBN 978-0130157959 (англ.)

ISBN 978-5-388-00023-1

© Prentice Hall – UK, 2001

© Перевод на русский язык ДМК Пресс, 2008

Предисловие

Методы анализа цепей широко варьируются в зависимости от сложности задач. Одни схемы требуют решения единственного уравнения, для других требуется решение системы уравнений. Если реакция схемы лежит в широкой полосе частот, анализ проводится как во временной, так и в частотной областях. Чтобы облегчить задачу объемных вычислений, применяются различные инструменты анализа: от тригонометрических таблиц и логарифмических линеек до калькуляторов и компьютеров.

Во многих случаях для решения задач студенту необходимо осознать, на каких базовых законах и принципах должно основываться решение. В некоторых случаях топология цепи задается с помощью описания компонентов, помещенных между различными узлами, и для решения используются компьютерные программы. Существует несколько десятков таких программ для различных областей применения. Если использовать такие языки программирования, как Бэйсик, Паскаль или Фортран, можно разработать собственные программы для решения задач различных типов. Более мощные программы, предназначенные для расчета широкого класса электрических цепей при различных условиях, требуют многолетней работы для разработки и модификации.

Что такое Spice?

Такие программные продукты, как Spice, предлагаются преимущественно в качестве программ моделирования интегральных схем. В настоящей книге используется версия Spice, называемая PSpice, коммерческий продукт, разработанный MicroSim Corporation. В 1998 году эта компания влилась в компанию OrCAD, производящую 9 программ. Демонстрационная версия программы, которой комплектуется данная книга, достаточна для выполнения всех упражнений и примеров моделирования, приведенных в ней. Демонстрационная версия полностью функциональна, но работает только с файлами ограниченного объема.

Программа SPICE является одновременно мощной и гибкой. Конечно, это может испугать и озадачить начинающего пользователя, перед которым встает вопрос: «Как использовать этот мощный инструмент наиболее простым способом?»

Вероятно, может показаться глупым решать на PSpice задачи, решение для которых известно заранее, но новички после выполнения такой работы получат уверенность для более успешного дальнейшего продвижения. Поэтому данная книга начинается с анализа цепей постоянного тока, продолжается анализом цепей на переменном токе и только затем переходит к более сложным темам, включая и цепи с полупроводниковыми приборами.

PSpice широко применяется в промышленности, позволяя исследовать работу схем без создания реальных макетов в лаборатории. При этом достигается существенная экономия материалов и рабочего времени. Если проект требует изменений или улучшений, результаты легко могут быть получены на компьютере при изменении исходных условий. Разработчик просто заменяет компоненты, которые обычно используются в реальных цепях, и после этого снова исследует работу и электрические свойства устройства. Обычно трудно бывает предсказать, сколько таких компонентов должно быть заменено. Когда же этим занимается компьютерная программа, она производит утомительные вычисления с меньшей вероятностью ошибок и намного быстрее, чем человек.

Должен ли каждый студент, практик, разработчик изучить SPICE и применять его? Я уверен, что ответ будет, несомненно, положительным. Это справедливо как для академического, так и для профессионального мира. Ваше образование не будет полным без овладения этим ценным инструментом.

Сможет ли SPICE научить вас осуществлять анализ и разработку электрических схем? Я уверен, что ответ будет, безусловно, отрицательным. Изучение основных законов, управляющих поведением электрических цепей, стало в настоящее время еще важнее, чем прежде. А SPICE и другие компьютерные средства лишь освобождают вас от повторения нудных и длительных вычислений.

В процессе вы, конечно, получите некоторые дополнительные знания, которые могли бы иначе пропустить. Вы можете использовать также программу Probe, которая является частью PSpice и позволяет вам, среди прочего, графически построить реакцию цепи на входное воздействие во временной и частотной областях.

Целью этой книги было желание создать простой и легкий для освоения путеводитель по PSpice для студентов, желающих больше узнать о компьютерных средствах анализа цепей. Материал представлен таким образом, чтобы любой изучающий или изучивший различные теоретические разделы мог бы сразу же применить PSpice на практике.

Важным качеством книги является наличие моделей для таких приборов, как биполярные транзисторы (BJT), полевые транзисторы (FET) и операционные усилители (ОУ). Модели должны быть не сложнее тех, что используются для ручного расчета. Например, если Вас интересуют токи и напряжения смещения для биполярных транзисторов, нет необходимости использовать модели, в которых учитываются параметры транзистора на переменном токе. Надеемся, что читатель сможет создать собственные модели для каждого прибора, особенно для тех случаев, когда достаточно использовать линейные аппроксимации.

Следует отметить, что хотя простое чтение материала и может принести вам пользу, гораздо больше информации вы получите при разборе каждой задачи на компьютере. При этом важно, чтобы вы самостоятельно создали входной файл (схему), исследовали ее с помощью PSpice и получили затем выходной файл и/или использовали программу Probe, чтобы получить наглядный графический результат. Только при фактическом эксперименте на компьютере вы сможете оценить свои возможности и получить удовлетворение, когда решение появится на вашем мониторе или будет распечатано на принтере.

Schematics и Capture CIS

Программа, которая позволяет разработчику размещать в схеме различные компоненты, создавая их изображения на дисплее, и проводить в дальнейшем анализ на PSpice, называется Schematics. Кампания MicroSim поддерживала Schematics до слияния с OrCAD. Затем она была заменена программой Capture CIS, разработанной OrCAD. Эти две программы не очень похожи. Поэтому если раньше вы использовали для работы Schematics, вам потребуются дополнительные усилия, чтобы начать моделировать схемы с помощью Capture CIS. В этой книге автор решил ввести вас в SPICE в той форме, которая была принята исторически.

Вы начинаете с нарисованной от руки электрической или электронной схемы, в которой нумеруются узлы, обычно в нарастающей последовательности. Точной заземления является нулевой узел, все остальные узлы вы должны пометить. Затем вам следует идентифицировать элементы схемы один за другим в отдельных строках файла, который называется схемным (или входным) файлом. Эти файлы имеют расширение *cir (от circuit — схема). После того как вся схема идентифицирована, можно проводить анализ (моделирование). Результат сообщит вам (иногда больше, иногда меньше) о поведении схемы при различных условиях.

Если вы выберете для создания схемы программы Schematics или Capture, вся схема будет изображена на дисплее, и вы сможете выбрать опции и тип проводимого анализа. Конечный результат будет таким же, как и при описанном выше непосредственном вводе схемы. Выбор характера ввода — непосредственного или с помощью Schematics или Capture CIS — зависит от вас. Следует отметить, что прямой ввод на PSpice является наиболее простым, в то время как освоение Schematics или Capture CIS достаточно утомительно и сложно.

ЧТО НОВОГО В ЧЕТВЕРТОМ ИЗДАНИИ

Как можно было ожидать, после слияния MicroSim и OrCAD внешний вид и механизм работы PSpice изменился по сравнению с предыдущей версией программы. Материал последней редакции основан на 9 версии программного продукта. Эта или более поздняя версия (если такая имеется) приведена на компакт-диске, приложенном к книге*.

Предполагается некоторое знакомство пользователя с Windows 95 или 98. Порядок установки программы описан в приложении С, однако вы можете просто вставить компакт-диск в компьютер и следовать указаниям, появляющимся на экране. Появится общее меню OrCAD, но при желании вы можете использовать последовательность команд Start, Run, после чего наберите d:orcadstart.exe (если драйвер вашего CD-ROM обозначается буквой d).

Главы 1-13 описывают большинство задач, касающихся анализа цепей на постоянном и переменном токе, полупроводниковых приборов и схем, операционных усилителей, четырехполюсников и фильтров. В главах 14-17 изложена методика анализа для тех же цепей с применением программы

* К настоящему изданию приложена демонстрационная версия 9-го выпуска программы OrCAD PSpice, которой можно пользоваться свободно. Кроме того, на CD-ROM помещена демо-версия десятого выпуска OrCAD 10.5, с которой можно работать в течение 30 дней после установки на компьютер.

Schematics. Программа была усовершенствована, с тем чтобы обеспечить более широкую доступность цифровых приборов в библиотеках устройств.

Все задачи были переделаны для использования с Windows 98 и последними версиями PSpice и все графики Probe были пересмотрены применительно к новому виду выходных файлов Probe. Есть небольшие различия в недавно полученных результатах и результатах, полученных в прежних версиях. Одно из различий, заслуживающих внимания, заключается в том, что, в зависимости от типа используемого принтера, различаются графики, полученные в Probe для новой и прежних версий программы. Вообще говоря, графики, полученные на лазерных принтерах, превосходят по качеству графики, полученные на струйных принтерах.

БЛАГОДАРНОСТИ

Автор благодарит за квалифицированные замечания всех рецензентов четвертого издания: Томаса Е. Бревера (Thomas E. Brewer), Технологический институт Джорджии; Джеймса Н. Даунинга (James N. Downing), колледж связи в Холиоке; Джона Д. Полюса (John D. Polus), университет в Пурдюэ и Рассела Е. Пукетта (Russel E.Puckett), техасский университет А&М.

ПРЕДИСЛОВИЕ ПЕРЕВОДЧИКОВ

Изучение таких дисциплин, как теория цепей, электротехника, радиоэлектроника, в современном университетском образовании немыслимо без исследования процессов в широком спектре схем с использованием современного измерительного оборудования. Немаловажную роль в процессе познания этих дисциплин занимает проблема планирования и проведения экспериментов.

Современные средства вычислительной техники и программное обеспечение позволяют реализовать на персональном компьютере виртуальные лаборатории, в которых максимально близко имитировать реальные лабораторные условия, как с точки зрения элементной базы, так и современных приборов.

На сегодняшний день преподавательскому составу университетов становится очевидным, что без такого инструмента современный учебный процесс просто невозможно реализовать. Недостаток программного и методического обеспечения на российском рынке в определенной степени сдерживает этот процесс у нас в стране.

Представленная книга восполняет этот пробел. Описываемая программа PSPICE наряду с такими программными оболочками, как MATLAB, Electronics Workbench, Multisim, входит в число наиболее востребованных программ, на которых базируется изучение отмеченных ранее курсов.

Книга написана простым и понятным языком, а ее построение соответствует программам курса теории цепей технических университетов.

Это и побудило нас заняться этой работой. Мы уверены, что книга, несомненно, будет полезна широкой студенческой аудитории и преподавательскому составу кафедр теории цепей, электротехники, радиоэлектроники, вычислительной техники, а также многим другим смежным специальностям.

Содержание

Введение	19
Предварительные замечания	20
Начальные шаги	21
Несколько полезных замечаний	22
Порядок выполнения	23
Создание входного файла	23
Просмотр выходного файла	25
Изменение входного файла	26
Направление тока	27
Что еще можно прочесть	28
Обзор PSpice	29
Анализ цепей постоянного тока	29
Анализ цепей переменного тока	33
Probe	36
Анализ транзисторных схем	38
ГЛАВА 1	
Анализ цепей на постоянном токе	43
Вводный пример	43
Использование Spise для исследования схем	44
Просмотр выходного файла	45
Другой пример для анализа	46
Основные законы теории цепей	48
Что еще можно извлечь из выходного файла	50
Направления токов	50
Цепи с двумя источниками напряжения	50
Теорема Тевенина и ее применения	53
Spise и Теорема Тевенина	54
Практические применения теоремы Тевенина	55
Замена цепей при применении теоремы Тевенина	56
Реальные источники тока или реальные источники напряжения	58
Анализ для цепей с источниками тока с помощью Spise	60

Теорема Нортона	62
Применение теоремы Нортонна	62
Определение тока короткого замыкания	63
Цепи с источниками тока и напряжения	63
Максимальная передача мощности	64
Зависимые источники в электрических цепях	65
Источник напряжения, управляемый напряжением	65
Источник напряжения, управляемый током	68
Источник тока, управляемый током	70
Другие источники тока, управляемые током	71
Источник тока, управляемый напряжением	73
Другие источники напряжения, управляемые током	74
Полиномиальные зависимые источники	75
Зависимые источники, управляемые двумя напряжениями	76
Метод контурных токов и PSpice	78
Вариация параметров на постоянном токе	80
Применение команды .PROBE	81
Метод узловых потенциалов и PSpice	83
Непланаарные цепи	85
Обзор команд PSpice, применяемых в данной главе	86
Команды, начинающиеся с точки, используемые в данной главе	87
Задачи	89

Анализ цепей на переменном токе

(для установившихся синусоидальных режимов)	93
Последовательная <i>RL</i> -цепочка на переменном токе	93
Последовательная <i>RC</i> -цепочка на переменном токе	95
Параллельные ветви на переменном токе	95
Параллельная <i>RC</i> -цепь	96
Максимальная передача мощности в цепях переменного тока	97
Резонанс в последовательных <i>RLC</i> -цепях	98
Частотный анализ в последовательно-параллельных цепях переменного тока	101
Влияние изменения сопротивления катушки	102
Параллельные резонансные цепи	102
Использование курсора в программе Probe	104
Определение полного входного сопротивления в цепях переменного тока	104
Полное входное сопротивление в цепях с двумя ветвями	106
Фазосдвигающие цепи	107
Частотные зависимости полных проводимостей	109
Годограф проводимости для последовательного <i>RLC</i> -контура	111

Цепи переменного тока с несколькими источниками	112
Трансформаторы	114
Реакция в частотной области для цепей настройки частоты	115
Трехфазные цепи переменного тока	117
Исправление коэффициента мощности	119
Исправление коэффициента мощности в трехфазных цепях	121
Трехфазный выпрямитель	126
Регулировка напряжения в трехфазных системах	127
Двухфазные системы	129
Обзор новых команд PSpice, применяемых в данной главе	131
Команды, начинающиеся с точки, используемые в данной главе	132
Задачи	133

ГЛАВА 3

Транзисторные схемы	139
Биполярные транзисторы	139
Модели, предназначенные для расчета смещения	139
Условия насыщения	141
Расчет смещения для германиевого транзистора	141
Малосигнальная модель с h -параметрами для биполярных транзисторов	143
Анализ схем с общим эмиттером, использующий модель с h -параметрами	144
Анализ схем с общим коллектором, использующий модель с h -параметрами	146
Анализ схем с общей базой, использующий модель с h -параметрами	147
Анализ схем для других конфигураций	149
Анализ цепей с использованием теоремы Миллера	150
Дуальная теорема Миллера	152
Схема с общим коллектором, включающая с коллекторный резистр	154
Усилители с высоким входным сопротивлением	155
Двухкаскадные усилители	157
Упрощенная модель с h -параметрами	159
Анализ усилителя с общим эмиттером, использующий упрощенную модель с h -параметрами	159
Транзисторные усилители на полевых транзисторах	160
Усилители с общим стоком на полевых транзисторах с внешним резистором стока	162
Частотная характеристика усилителя на полевых транзисторах ..	162
Модель биполярного транзистора для высоких частот	164
Эмиттерный повторитель при работе на высоких частотах	165
Чувствительность по постоянному току	167

Чувствительность по току смещения	169
Библиотека элементов PSpice	171
Чувствительность биполярных транзисторов из библиотеки PSpice	171
Обзор новых команд PSpice, применяемых в данной главе	173
Команды, начинающиеся с точки, используемые в данной главе	174
Задачи	174

ГЛАВА 4

Многокаскадные усилители, частотные характеристики и цепи обратной связи	179
Фильтры низких частот	179
Низкочастотная реакция <i>RC</i> -фильтра высоких частот	181
Усилитель с общим эмиттером и шунтирующим конденсатором	182
Двухкаскадный усилитель на высоких частотах	184
Двухкаскадный усилитель общим эмиттером с последовательной связью по напряжению	186
Колебательный контур как модель двухполюсного усилителя с обратными связями	190
Усилитель с общим эмиттером с параллельной обратной связью по напряжению	194
Параллельная обратная связь по току в двухкаскадном усилителе с общим эмиттером	195
Амплитудно-частотные характеристики для трехкаскадного усилителя с общим эмиттером	196
Влияние нагрузки на частотную характеристику	198
Трехкаскадный усилитель с параллельной обратной связью по напряжению	199
Обзор новых команд PSpice, применяемых в данной главе	200
Различные виды задания формы выходного сигнала источников	201
Экспоненциальные источники	201
Импульсные источники	202
Источники с широтно-импульсной модуляцией	203
Источники с частотной модуляцией	204
Синусоидальные источники	205
Задачи	206

ГЛАВА 5

Операционные усилители	211
Идеальный операционный усилитель	211
Неинвертирующий идеальный операционный усилитель	213
Операционный усилитель с дифференциальным входом	214
Амплитудно-частотная характеристика операционного усилителя	216
Использование подсхем при моделировании операционных усилителей	220

Дифференцирующие схемы на базе операционных усилителей	222
Интегрирующие схемы на базе операционных усилителей	224
Отклик на единичную функцию	226
Цепи с двумя однотипными операционными усилителями	227
Активные фильтры	229
Низкочастотный фильтр Баттерворда второго порядка	230
Низкочастотный фильтр Баттерворда четвертого порядка	232
Активный резонансный полосовой фильтр	236
Активный <i>RC</i> полосовой фильтр	240
Обзор новых команд PSpice, применяемых в данной главе	241
Задачи	242

ГЛАВА 6

Переходные процессы и анализ во временной области	245
Замыкание ключа в <i>RL</i> -цепях	245
Переходной процесс при ненулевых начальных условиях	247
Подключение источника постоянного напряжения к <i>RC</i> -цепи	249
Цепи с двумя накопителями энергии	250
Апериодический процесс в <i>RLC</i> -цепях	250
Критический переходной процесс в <i>RLC</i> -цепях	252
Колебательный процесс в <i>RLC</i> -цепях при слабом запускании	253
Отклик на служебное воздействие в усилителях	254
Отклик на низкочастотное воздействие в усилителях	256
Цепи заряда конденсаторов	258
<i>LC</i> -цепи при размыкании ключа	260
Цепи с источником тока	262
Мостовые схемы с ненулевым начальным током	264
Звенящий контур	266
Задачи	267

ГЛАВА 7

Ряды Фурье и гармонические составляющие	269
Основная и вторая гармоники	260
Сложение гармоник и разложение сигнала на гармонические составляющие	272
Искажение по второй гармонике в усилителях	274
Интермодуляционные искажения	275
Сложение гармоник	279
Сложение основной и второй гармоник	280
Амплитудная модуляция	281
Обзор новых команд PSpice, применяемых в данной главе	283
Задачи	284

ГЛАВА 8

Устойчивость и автоколебания	287
Цепи обратной связи	287
Генератор на базе моста Вина с начальным запуском	288
LC-генератор с начальным запуском	290
Измерения с помощью измерительных цепей	291
Генератор со смещением фазы	292
Генератор на базе моста Вина	295
Другой пример исследования генератора на базе моста Вина	297
Генератор Колпитца	299
Задачи	301

ГЛАВА 9

Приборы в PSpice	303
Однополупериодные выпрямители	303
Встроенная модель для диода	304
Фильтрация выходного напряжения в однополупериодных выпрямителях	306
Двухполупериодные выпрямители	308
Двухполупериодные выпрямители с фильтрами	309
Простейший диодный ограничитель	310
Двусторонний ограничитель	311
Выбор сопротивления нагрузочного резистора для максимальной передаваемой мощности	313
Встроенная модель биполярного транзистора	315
Выходные характеристики схемы с общим эмиттером	316
Входные характеристики схемы с общим эмиттером	317
Другие активные полупроводниковые приборы	318
Дифференциальные усилители	318
Коэффициент усиления при дифференциальном входе	318
Коэффициент усиления при общем входе	319
Передаточные характеристики дифференциального усилителя ..	320
Логические схемы	323
Микросхема или НЕ типа 7402	323
Обзор новых команд PSpice, применяемых в данной главе	326
Новые команды, начинающиеся с точки	327
Задачи	328

ГЛАВА 10

Биполярные транзисторы и их модели	331
Биполярные транзисторы	331
Выходные характеристики	331
Входные характеристики	333

Усилители с общим эмиттером	333
Анализ цепи смещения	337
Анализ на переменном токе	338
Усилитель с общим эмиттером с нешунтированным эмиттерным резистором	342
Определение входного сопротивления	346
Применение собственных моделей с h -параметрами	346
Анализ с помощью h -параметров	346
Фазовые соотношения в усилителе с общим эмиттером	347
Усилитель без эмиттерного конденсатора	348
Усилитель с эмиттерным конденсатором	350
Триггер на биполярных транзисторах	351
Анализ на PSpice	353
Симметричный мультивибратор	355
Мультивибратор с эмиттерными связями на биполярных транзисторах	356
Задачи	361

ГЛАВА 11

Полевые транзисторы	363
Выходные характеристики полевых транзисторов	363
Входные характеристики усилителя на полевых транзисторах	364
Токи смещения полевых транзисторов	365
Усилители на полевых транзисторах	368
Временные диаграммы усилителей	369
Мощные полевые транзисторы MOSFET	369
Выходные характеристики	370
Входные характеристики	371
Усилители на MOSFET	373
Временные диаграммы	375
Арсенид-галлиевые полевые транзисторы	375
Задачи	379

ГЛАВА 12

Четырехполюсники и пассивные фильтры	383
Параметры четырехполюсников	383
Определение u -параметров	383
Использование u -параметров для расчета схем	386
Y -параметры для цепей с независимыми источниками	387
Полные сопротивления в режиме холостого хода	389
Z -параметры для цепей переменного тока	391
Использование z -параметров для расчета схем	393
Параметры $ABCD$	393
Гибридные параметры	395

Другой набор гибридных параметров	396
Линии передачи	397
Длинные линии	397
Фильтры с постоянным коэффициентом передачи	400
Поведение фильтров в полосе давления с постоянным коэффициентом передачи	403
Линии передачи без потерь	404
Линии передачи без потерь из нескольких секций	408
Входное сопротивление в различных точках линии	409
Полосовой фильтр	411
Заградительный фильтр	413
Задачи	414

ГЛАВА 13

Нелинейные приборы	417
Нелинейный резистор	417
Дроссель со стальным сердечником	419
Кривая В(Н)	419
Трансформатор со стальным магнитопроводом	421
Использование ключа, управляемого напряжением, для моделирования нелинейного резистора	424
Использование ключа, управляемого током, для моделирования нелинейного резистора	426
Обзор новых команд PSpice, применяемых в данной главе	427
Новая директива, начинающаяся с точки	428
Задачи	428

ГЛАВА 14

Программа Capture	431
Последовательные цепи на постоянном токе	432
Создание схем в программе Capture	432
Анализ схемы	435
Исследование выходного файла	435
Печать результатов	435
Псевдонимы в цепях	438
Изображение Т-образной цепи	440
Запуск моделирования	440
Зависимые источники в схемах	442
Источник напряжения, управляемый напряжением	442
Источник тока, управляемый током	444
Цепи переменного тока	446
Проведение анализа с вариацией на переменном токе	447
Нахождение более точных значений	450
Порядок следования узлов	450

Получение синусоидальных диаграмм при анализе на переменном токе	451
Временные диаграммы тока и напряжений	452
Последовательная RC -цепь	453
Полное сопротивление нагрузки, обеспечивающее максимальную передаваемую мощность	455
Обозначения токов и напряжений в Probe	457
Последовательный резонанс	457
Цепи переменного тока с несколькими источниками	459
Временные диаграммы цепей переменного тока со многими источниками гармонического сигнала	460
Временные диаграммы гармонических токов	462
Трансформаторы	463

ГЛАВА 15

Транзисторные цепи в Capture	465
Выходные характеристики Q2N3904	465
Входные характеристики Q2N3904	468
Изучение схем с общим эмиттером на биполярных транзисторах	469
Анализ на переменном токе	472
Анализ переходных процессов	472
Изменение параметров транзистора	474
Использование моделей с h-параметрами	477
Характеристики полевых транзисторов	480
Усилители на полевых транзисторах	481
Анализ переходных процессов (временные диаграммы JFET)	486
Анализ частотных характеристик биполярного транзистора	487
Изменение характеристик транзистора	488

ГЛАВА 16

Операционные усилители в Capture	489
Неинвертирующие усилители на идеальных операционных усилителях	489
Операционные усилители с дифференциальным входом	491
Амплитудно-частотная характеристика операционных усилителей	493
Активные фильтры	494
Активный полосовой резонансный фильтр	497
Компонент $uA741$	498
Частотная характеристика $uA741$	498
Обозначение узлов подсхемы	498
Использование $uA741$ в качестве детектора уровня	503
Фазосдвигающее устройство на операционном усилителе	506
Фазосдвигающее устройство с использованием идеального операционного усилителя	507

ГЛАВА 17

Другие темы в Capture	513
Редактор Stimulus	513
Характеристики при вариации по температуре	514
Изменение напряжения зенеровского пробоя	516
Другой способ изменения напряжения пробоя зенеровских диодов	519
Анализ шума	519
Гармонический состав выходного напряжения	523
Использование изменяемого параметра	527
Использование допусков приборов	528
Анализ по методу Монте-Карло	530
Анализ на наихудший случай	532
Влияние допуска резисторов на анализ наихудшего случая	533
Цифровые схемы в Capture	534
Схема НЕ	534
Схема полусумматора	537
Схема для упрощения с использованием булевых функций	540
D-триггер	540

ПРИЛОЖЕНИЕ

Приложение А

Краткое описание директив PSpice	545
--	-----

Приложение В

Компоненты и директивы PSpice	549
-------------------------------------	-----

Приложение С

Установка программы, справочника и гида	566
---	-----

Приложение Д

Приборы PSpice и параметры моделей	571
--	-----

Приложение Е

Выбор из стандартной библиотеки приборов PSpice	589
---	-----

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

623

Введение

Четвертое издание книги «PSpice и анализ схем» развивает основные принципы анализа схем с использованием версии SPICE, называемой PSpice. Книга не является завершенным руководством по анализу цепей, она должна служить дополнением к учебникам по соответствующим дисциплинам. С этим пособием читатель может принять активное участие в изучении новых идей применения PSpice на персональных компьютерах (ПК), использующих операционные системы Windows 95, 98 или NT.

Примеры, рассмотренные в книге, могут быть промоделированы с помощью 9-й версии программы от компании OrCAD. OrCAD является преемником MicroSim, с которой она слилась в 1998 году. Во время подготовки настоящего (четвертого) издания книги версия PSpice была модифицирована. Обновлен формат экрана и введены некоторые другие изменения, так что пользователю необходимо сначала ознакомиться с различиями новой версии от прежних.

Фирма OrCAD при создании версий PSpice проводит дружественную по отношению к пользователю политику, предоставляя бесплатный доступ к программному обеспечению. Поэтому издательству Prentice Hall разрешено воспроизвести программное обеспечение и включить его в CD-ROM, которым вы можете пользоваться при чтении этой книги.

При этом пользователь должен знать, что у компании имеется также полная версия программы. Купив ее, заказчик получает такие услуги, как расширенная техническая поддержка, ежегодное обслуживание программ, участие в акциях торговой стратегии и скидки при обучении.

Контакт с OrCAD для дополнительной информации:

9300 S.W.Nimbus Avenue
Beaverton, OR 97008-7137
USA

Тел.: (503) 671-9500
Факс: (503) 761-9501
E-mail: info@orcad.com
Web site: www.orcad.com

Имеются также представительства фирмы в Европе и Японии. Информацию о ценах и порядке заказа в Северной Америке можно получить непосредственно у OrCAD по телефону 1-800-671-9505. Студенты, изучающие программу OrCAD, могут связаться с компанией по электронной почте: tech.support@irvine.orcad.com.

Материал этой книги может быть использован при изучении следующих тем: анализ элементарных цепей на постоянном токе, анализ цепей на переменном токе, включая многофазные схемы, электронные приборы и цепи, более сложные разделы, касающиеся операционных усилителей, частотных характеристик, анализа с помощью рядов Фурье, нелинейных приборов и активных фильтров. При освоении материала книги важно, чтобы вы действительно проводили эксперименты и решали задачи на компьютере. Это даст вам непосредственное ощущение сложности возникающих обычно проблем. Кроме того, вы убедитесь, что для успешного решения задач необходимо понимание основных теоретических принципов и концепций.

Если ваши основные интересы лежат в области цепей переменного и постоянного тока или электроники, то мы советуем начать непосредственно с первых глав книги. Методика использования компьютера в качестве инструмента обучения является наиболее наглядной для простых моделей, рассматриваемых в первых примерах. Когда вы освоитесь с этой методикой, то поймете, что более трудные задачи требуют лишь немного больших усилий.

Примеры из этой книги были смоделированы на ПК, в котором использовался процессор AMD K-6, память RAM объемом не менее 64 МБ (мегабайт) и два драйвера жесткого диска. Могут использоваться принтеры HP LaserJet II и HP DeskJet 855C. Конечно, ваш компьютер не должен быть в точности таким же. Многие результаты, которые вы получите, запустив примеры программ, будут полностью совпадать с помещенными в книге, однако графики, полученные с помощью программы Probe, могут несколько отличаться. Но в любом случае отличия будут незначительны.

ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ



Программа Spice широко применяется в академическом и промышленном мире, чтобы моделировать работу различных электрических и электронных схем и приборов. Она разработана в Калифорнийском университете и использовалась сначала на универсальном компьютере. Более поздние версии, такие как PSpice, предназначены для работы на ПК, компьютерах Макинтош и рабочих станциях. Эта книга предназначена для читателей, которые используют ПК с Microsoft Windows.

Чтобы применять Spice для анализа цепей, необходимо создать входной (схемный) файл. Он может быть создан с помощью существующих текстовых редакторов, например, в Windows может использоваться редактор Notepad. Файлы, которыми пользуется программа PSpice, имеют расширение **.cir*.

Поскольку PSpice поставляется с собственным текстовым редактором, проще всего запустить программу AD PSpice и выбрать позиции меню File, New, Text File, чтобы создать необходимый входной файл. Для поддержания совместимости рекомендуется применять имена файлов, соответствующие стандартному формату 8.3, применявшемуся прежде в DOS и ранних версиях Windows. Например, файл может носить имя *firstone.cir*.

Автор полагает, что использовать программы Schematic MicroSim и Capture OrCAD, в которых схема собирается на экране из отдельных компонентов, целесообразно после того, как получены основные сведения о PSpice. По этой причине обсуждение Schematic и Capture начинается с главы 14.

НАЧАЛЬНЫЕ ШАГИ



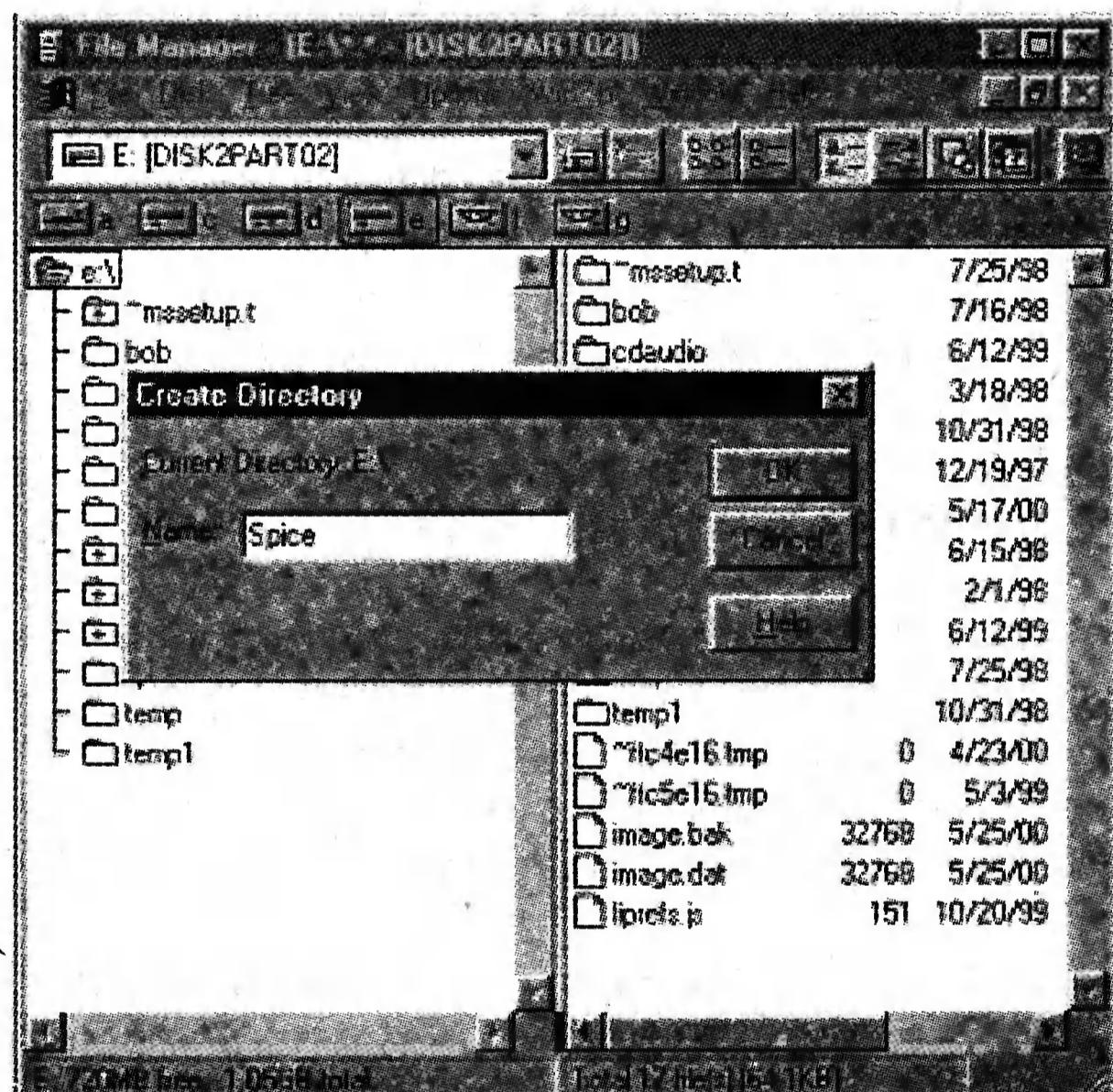
Демонстрационная версия программы моделирования OrCAD представлена на компакт-диске, прилагаемом к настоящей книге. Если вы являетесь студентом и работаете на учебной рабочей станции, вы, скорее всего, обнаружите, что программа уже установлена. Если же вы захотите иметь собственную копию программы на своем ПК, то можете выполнить следующие шаги для быстрой установки программы.

Вставьте диск в драйвер CD-ROM и после появления главного меню просто следуйте инструкциям, появляющимся на экране. Если установка не происходит автоматически, используйте команды Start, Run и наберите следующий текст:

```
d:orcadstart.exe
```

если d используется на вашем компьютере для обозначения драйвера CD-ROM.

Перед началом работы с PSpice рекомендуется создать новую папку, которая будет содержать все ваши входные файлы. Это позволит вам в будущем быстро находить эти файлы, также как и другие файлы, которые вы создадите в процессе анализа схем^{*}.



■ Рис. В.1. Вид окна File Manager при создании папки Spice

На рабочем столе Windows выберите позиции Start, Run. В строке Open: наберите winfile, затем нажмите кнопку OK. Появится экран File Manager, разделенный на две части — с папками в левой части и файлами — в правой. В верней части экрана находятся пиктограммы, с помощью которых Вы можете создать новые папки для Ваших входных файлов. На рис. В.1 они показаны на диске Е. В большинстве случаев это будет диск С.

* Далее автор описывает процесс создания новой папки в программе File Manager. В настоящее время существует несколько программ, управляющих файловой структурой (руссифицированная программа Проводник, Windows Commander и другие), в которых алгоритмы создания новой папки будут иными. (Прим. переводчика.)

Выберите нужную папку, щелкнув на ней мышью, затем используйте поле в правой или левой части экрана, чтобы выбрать корневой каталог или папку, щелкните на ней мышью. Затем из меню (включающем поля File, Disk, Tree, View и другие) выберите File, Create Directory..., затем перед именем введите

Spice

что приведет к созданию главной директории или папки в корневом каталоге. В этой директории будут содержаться все файлы, созданные вами в процессе моделирования. Наличие отдельной папки позволит вам быстро находить эти файлы, не смешивая их с файлами, являющимися частью программного обеспечения OrCAD.

НЕСКОЛЬКО ПОЛЕЗНЫХ ЗАМЕЧАНИЙ



При создании входного файла для схемы, которую вы хотите исследовать, всегда начинайте с полного эскиза схемы. Разметьте узлы, используя для этого маркировку, отличающуюся по цвету от остального текста, например красные или голубые чернила. В схеме всегда должен присутствовать нулевой узел (0), который является опорным узлом. Остальные узлы должны иметь цифровую или буквенную маркировку (проще, обычно работать с числами). Выберите имя входного файла, например `dctwo.cir`. Расширение `*.cir` указывает на схемный (или входной) файл. Включите во входной файл команду для каждого компонента схемы. Команды для компонентов могут идти в произвольной последовательности, однако первой командой входного файла должно идти название или описание. Если на первой строке будет описание компонента, оно будет проигнорировано (воспринято как название). Последней должна быть команда `.END` (набранная в нижнем или верхнем регистре).

Обычно буквы верхнего или нижнего регистра могут быть использованы в равной степени. Например, можно использовать буквы верхнего регистра для цепей постоянного тока, а нижнего — для переменного.

Если вы используете очень малые или очень большие числовые значения, учтите следующие соответствия, принятые в Spice:

Значение	Буквенное обозначение	Экспоненциальная форма
10^{-15}	F	1E-15
10^{-12}	P	1E-12
10^{-9}	N	1E-9
10^{-6}	U	1E-6
10^{-3}	M	1E-3
$25,4 \times 10^{-6}$	MIL	25,4E-6
10^3	K	1E3
10^6	MEG	1E6
10^9	G	1E9
10^{12}	T	1E12

Буквы в символическом представлении могут быть набраны в верхнем или нижнем регистре. Например, для обозначения milli в равной степени можно использовать буквы M или m.

Для описания конденсатора используется строка вида:

C 4 5 25NF

Это означает, что конденсатор подсоединен к узлам 4 и 5 и емкость его составляет 25 нФ (нанофарад). Можно упростить запись, представив единицы в оптимальной форме:

C 4 5 25n

Обратите особое внимание на то, что префикс в символической форме следует непосредственно за числовым значением. Не должно быть пробела между числовым значением и префиксом. Это справедливо и для экспоненциального представления префикса:

C 4 5 25E-9

Другой пример:

R3 2 3 33kiloohms

очевидно, описывает резистор сопротивлением 33 кОм (килоома), включенный между узлами 2 и 3. Правильной является при этом и следующая запись:

R3 2 3 33k

Независимый источник напряжения может быть представлен в форме:

V 1 0 40V

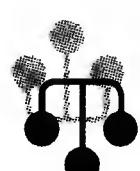
Символ V после значения 40 указывает обычно на источник постоянного напряжения. Другая форма записи:

V 1 0 40

Некоторые читатели прошлых изданий просили о более подробном введении в методику создания входных (схемных) файлов для PSpice на ПК. Прежде чем вы начнете работать с материалами главы 1, можете рассмотреть приведенный конкретный пример или прочитать материал в разделе «Обзор PSpice».

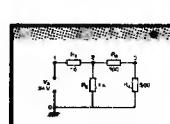
КАК ЭТО ДЕЛАТЬ

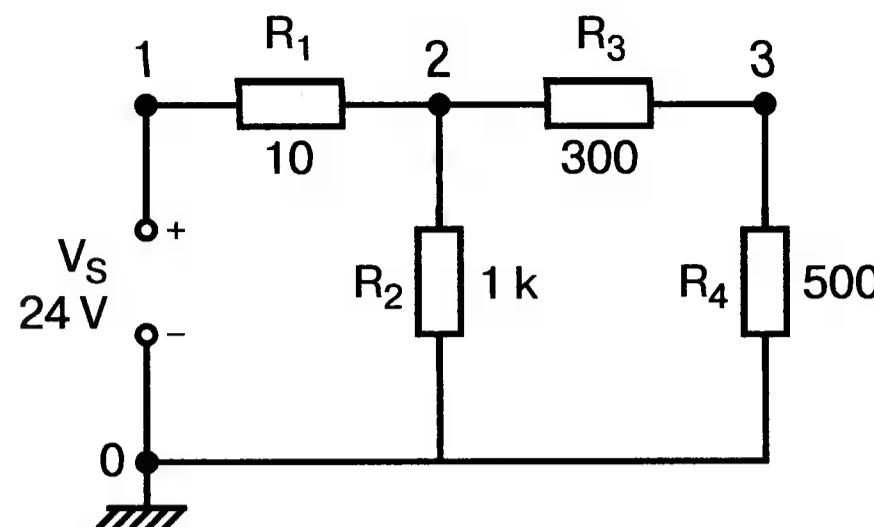
На рис. В.2 приведена схема на постоянном токе, содержащая источник напряжения и четыре резистора. Узлы помечены номерами от 0 до 3. Для моделирования в Spice все узлы должны быть помечены номерами (или буквами). Должен присутствовать также опорный (нулевой) узел, помеченный цифрой 0.



Создание входного файла

Откройте программу pspice.exe (рис. В.3) и выберите позиции меню File, New, Text File, как показано на рис. В.4.

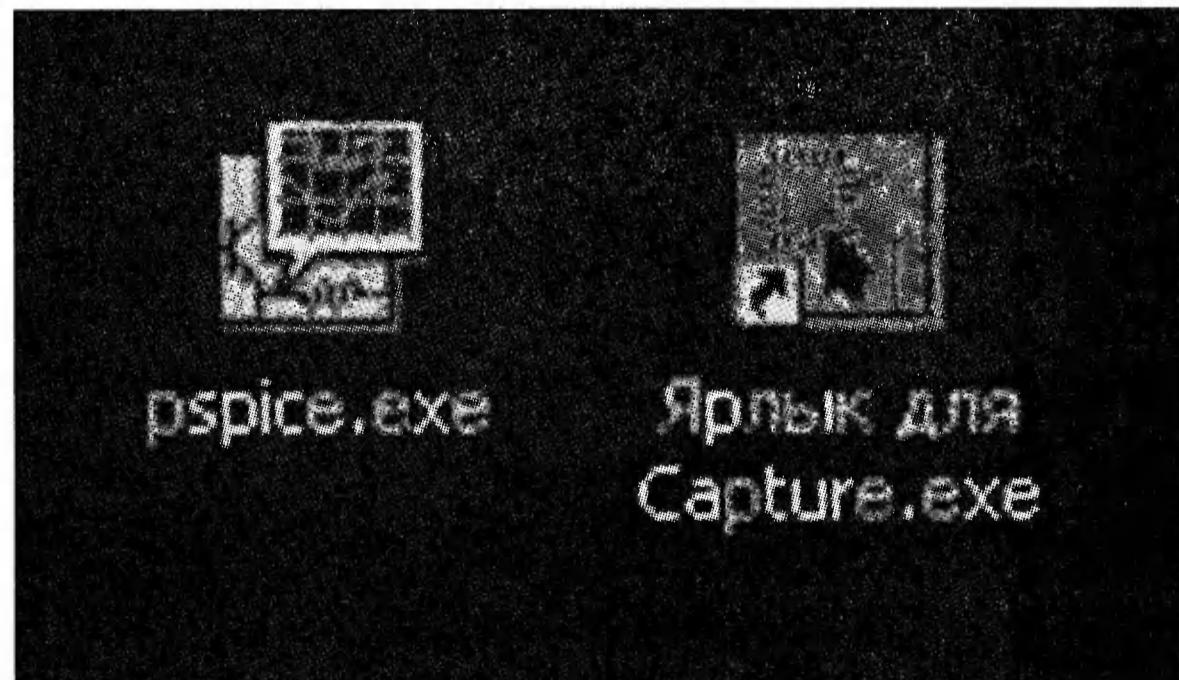




■ Рис. В.2. Первая схема для исследования на PSpice

Появится пустое окно с мигающим курсором, позволяющее ввести текст. Наберите следующий текст (позаботьтесь о точности ввода):

```
First Circuit for Pspice
VS 1 0 24V
R1 1 2 10
R2 2 0 1k
R3 2 3 300
R4 3 0 500
.OPT nopage
.OP
.END
```

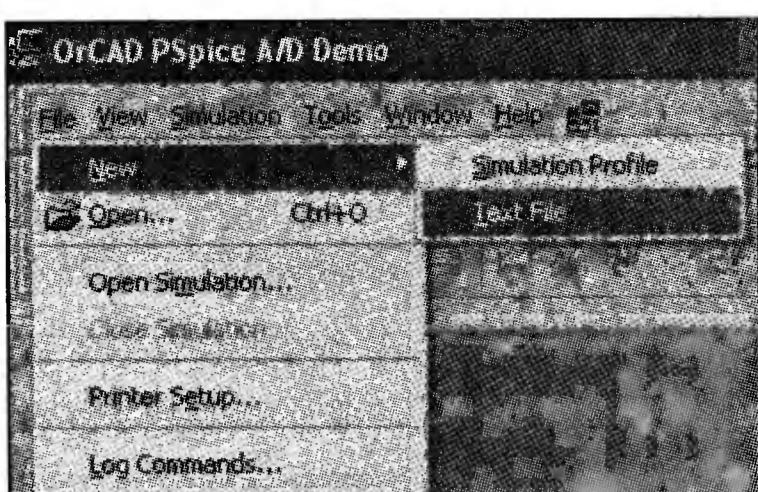


■ Рис. В.3. Пиктограммы на рабочем столе PSpice

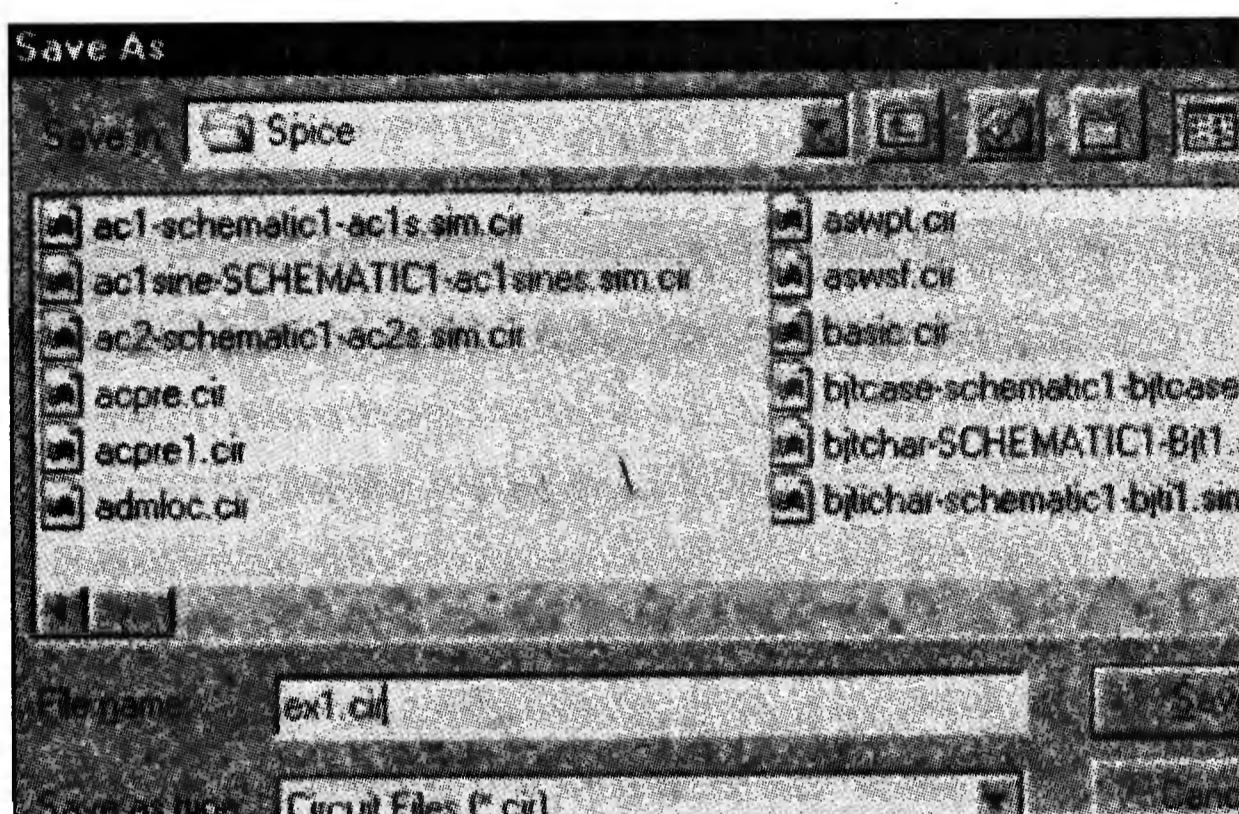
Важное замечание: не нажимайте ENTER после ввода последней строки (.END)! Если сделать это, то программа решит, что вы хотите приступить к следующему анализу.

Используйте поля меню File, Save, чтобы сохранить входной файл. Программа OrCAD Demo может не содержать поля Save in. Раскройте нужное поле, щелкнув мышью по стрелке в правой части поля и выберите папку SPICE.

Наберите в поле File name имя ex1.cir. При желании вы можете также раскрыть поле Save as type выбрать Circuit Files (*.cir), чтобы не забыть набрать расширение *.cir. Затем щелкните мышью на Save (рис. В.5).



■ Рис. В.4. Создание текстового файла на PSpice



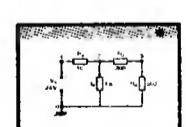
■ Рис. В.5. Создание и сохранение схемного файла на PSpice

Не закрывая файл, используйте комбинацию клавиш Alt+F+C, затем снова откройте файл с помощью комбинации Alt+F+O. Выберите Simulation, Run ex1, как показано на рис. В.6.

В нижнем правом поле PSpice должно появится сообщение «100% (completion)».

Просмотр выходного файла

Выберите View, Output File, чтобы увидеть результаты моделирования на экране. Они должны соответствовать рис. В.7.

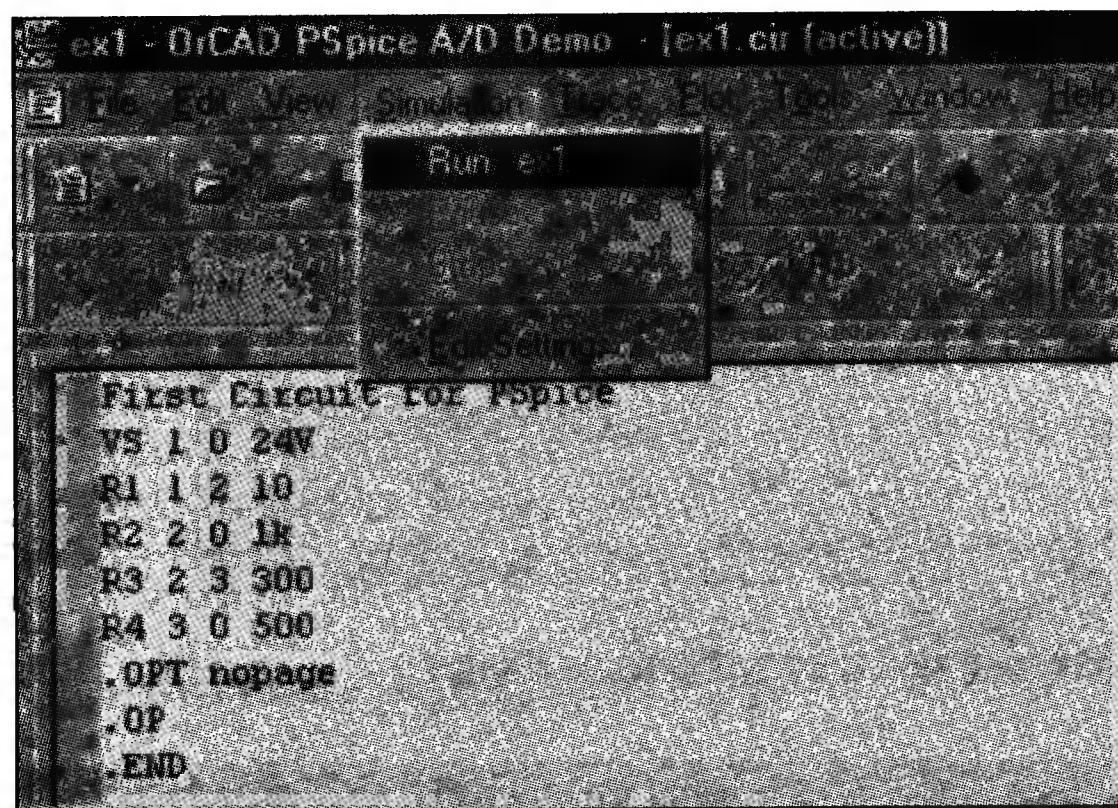


Чтобы были видны важные элементы выходного файла, на экране были удалены пустые строки. Хотя вы можете теперь распечатать выходной файл, выбрав File, Print, мы не будем пока делать этого.

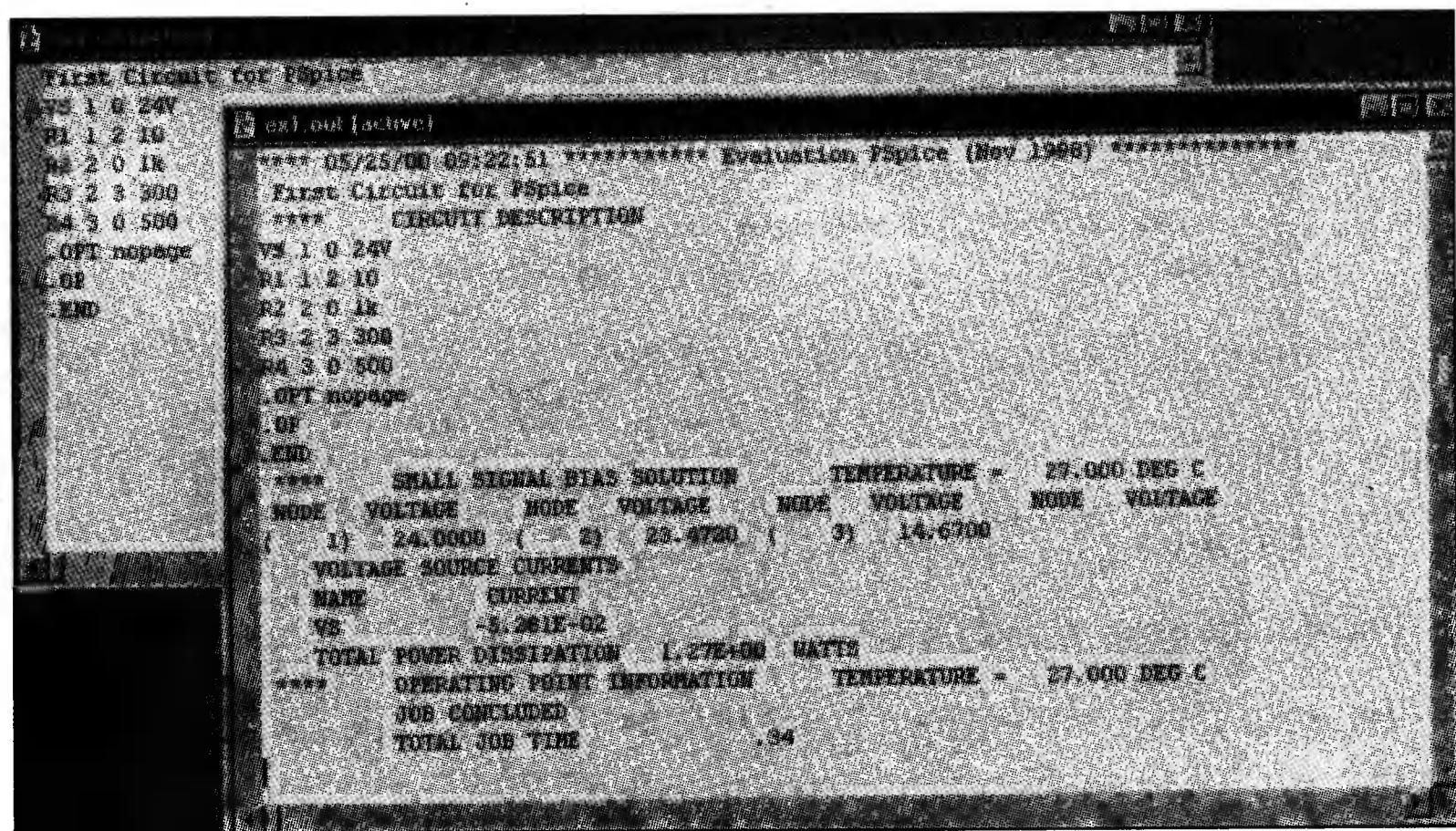
Обычный анализ цепи показывает, что напряжение $V20 = 23,472$ V (B), а $V30 = 14,67$ V (B).

Ток I (отрицательный) показан в выходном файле как ток источника питания, равный 52,81 mA (mA). Полная рассеиваемая мощность, равная произведению I и VS, составляет 1,27 W (Вт).

Рассмотрим содержимое входного файла. Прежде всего, в него включены входные данные компонентов схемы. Для каждого компонента они показаны в отдельной строке, содержащей достаточные для анализа на PSpice



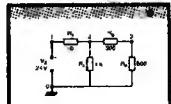
■ Рис. В.6. Запуск моделирования на PSpice



■ Рис. В.7. Выходной файл PSpice с результатами моделирования

данные: тип элемента, пару узлов, к которой он подсоединен, и значение основного параметра (сопротивление, напряжение и другие). Обозначение .OPT (сокращение от .OPTIONS) по page предотвращает прерывание моделирования после окончания страницы выходного файла. Команда .OP вводится обычно, чтобы показать напряжения смещения в транзисторных цепях. Для цепей постоянного тока эта команда может быть опущена. Команда .END обязательна для любого входного файла.

Изменение входного файла



Чтобы извлечь больше информации из анализа на PSpice, изменим входной файл (с расширением *.cir), добавив две следующие строки:

```
.DC VS 24V 24V 24V
.PRINT DC I(R1) I(R2) I(R3)
```

и снова запустим процесс моделирования.

**** 09/08/99 10:48:54 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****

First Circuit for PSpice

**** CIRCUIT DESCRIPTION

```
VS 1 0 24V R1 1 2 10
R2 2 0 1k
R3 2 3 300
R4 3 0 500
.DC VS 24V 24V 24V
.PRINT DC I(R1) I(R2) I(R3]
.OPT nopage
.OP
.END
```

**** DC TRANSFER CURVES TEMPERATURE = 27.000 DEG C

VS	I(R1)	I(R2)	I(R3)
2.400E+01	5.281E-02	2.347E-02	2.934E-02

**** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	24.0000	(2)	23.4720	(3)	14.6700		

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
VS	-5.281E-02

TOTAL POWER DISSIPATION 1.27E+00 WATTS

**** OPERATING POINT INFORMATION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

JOB CONCLUDED

TOTAL JOE TIME .10

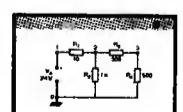
■ Рис. В.8. Результаты моделирования при изменении входного файла

Выходной файл на рис. В.8 обогатится новой информацией. Будут показаны значения токов, указанных в строке *.PRINT*. Проверка с помощью обычного расчета подтверждает полученные результаты $I_{R1} = 52,81$ мА, $I_{R2} = 23,47$ мА, $I_{R3} = 29,34$ мА. Появление двух новых строк во входном файле будет пояснено в главе 1.

Направление тока

Отметим, что порядок следования узлов в записи

R1 1 2 10



означает, что положительным считается ток, протекающий от узла 1 к узлу 2. Если в результате анализа ток будет протекать в обратном направлении, то в выходном файле он будет иметь отрицательное значение. Если запись для резистора будет иметь вид:

R1 2 1 10

то условным положительным направлением тока будет считаться направление от узла 2 к узлу 1, и ток $I(R1)$ в выходном файле станет отрицательным. Эта закономерность, естественно, относится ко всем резисторам схемы. Толкование направления напряжения на выходе источника напряжения V_S и на резисторах различаются. При записи

```
VS 1 0 24V
```

порядок следования 1, 0 означает, что напряжение внутри источника направлено от узла 1 к узлу 0. Поскольку ток в действительности вытекает из узла 1, он составляет -5,281E-02 (ампера).

ЧТО ЕЩЕ МОЖНО ПРОЧЕСТЬ



Большинство задач этой книги могут быть решены с помощью традиционных методик расчета, описанных в других книгах. Можно порекомендовать следующие книги в качестве материала, объясняющего и развивающего содержание отдельных глав этой книги:

Circuit Analysis
Irving L. Kosow, Wiley, 1988

Electronic Devices and Circuits, 5th ed.
Theodore F. Bogart, Jr., Prentis Hall, 2001

Electronic Devices
William D. Stanley, Prentis Hall, 1989

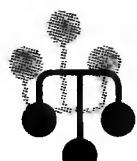
Electronic Devices and Circuit Theory 7th ed.
Robert L. Boylestad, Prentis Hall, 1999

Обзор PSpice

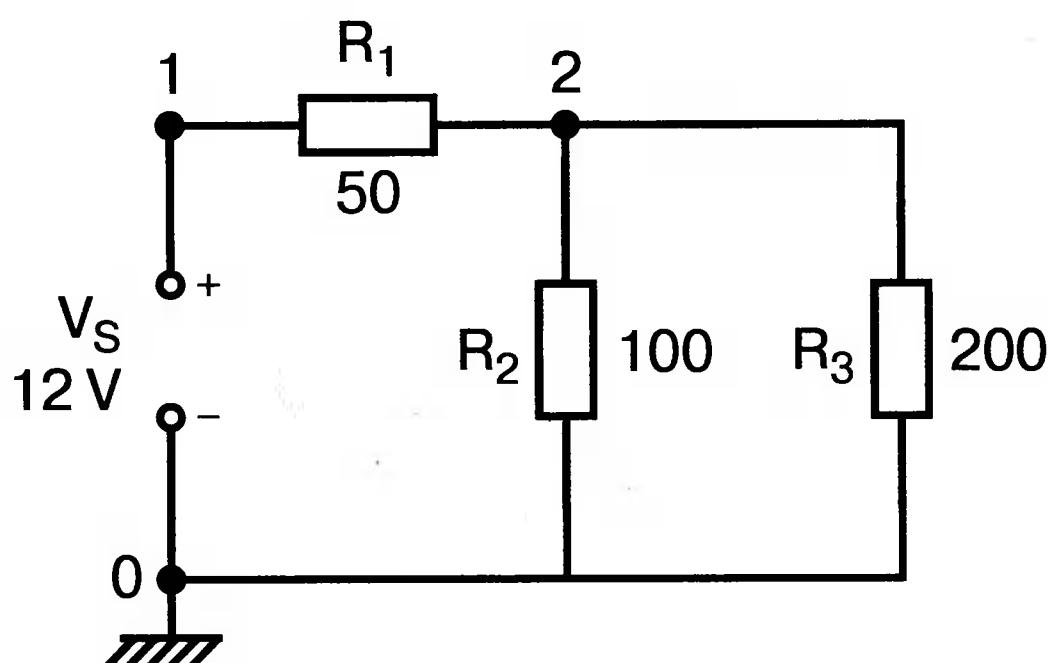
В этом разделе обсуждаются основные моменты, встречающиеся при работе с программой PSpice. Более подробные объяснения приводятся в следующих главах книги. Если в этом разделе попадутся вопросы, представляющие для вас особый интерес, можете сразу перейти к главам, в которых они рассмотрены более детально.

АНАЛИЗ ЦЕПЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

На рис. 0.1 представлена цепь постоянного тока с источником напряжения и тремя резисторами. Нетрудно получить значения различных токов и напряжений в схеме с помощью PSpice. Если вы прочли главу «Начальные шаги» в разделе «Введение», то сможете создать входной файл на PSpice. Откройте программу pspice.exe и выберите позиции меню File, New, Text File. Наберите следующий текст:



```
Resistive Circuit with Voltage Source  
Vs 1 0 dc 12V  
R1 1 2 50ohms  
R2 2 0 100ohms  
R3 2 0 200ohms  
.END
```



■ Рис. 0.1. Схема на постоянном токе для анализа на PSpice

Как было указано ранее, не следует нажимать Enter после набора последней строки текста.

Теперь сохраните файл, присвоив ему имя *preview.cir*. Не забывайте сохранять входные файлы в папке Spice. После сохранения файла вы можете закрыть его и снова открыть для моделирования. Просто наберите комбинацию клавиш Alt+F+C, а затем Alt+F+O и выберите Simulation, Run preview. После успешного запуска вы сможете увидеть результаты в выходном файле, выбрав View, Output File. Автор рекомендует не использовать команду File, Print на этом этапе, поскольку в выходном файле содержатся лишние строки, и он будет выведен в альбомном формате.

Анализ проводится в так называемом *малосигнальном режиме*. Чтобы получить распечатку, закройте выходной файл и используйте такой редактор, как Microsoft Word, или, при его отсутствии, редактор WordPad (который входит в комплект Windows), открыв в нем файл *preview.out*. После некоторой практики вы легко определите, какую лишнюю информацию следует удалить из этого файла. Прежде всего, вам не нужны лишние колонтитулы и пропуски страниц. Когда вы приведете файл к виду, показанному на рис. 0.2, распе-

```
***** 09/13/05 22:01:10 ***** Evaluation PSpice (Nov 1999) *****
Resistive Circuit with Voltage Source
*****
CIRCUIT DESCRIPTION
*****
Vs 1 0 dc 12V
R1 1 2 50ohms
R2 2 0 100ohms
R3 2 0 200ohms
.END
*****
09/13/05 22:01:10 ***** Evaluation PSpice (Nov 1999) *****
Resistive Circuit with Voltage Source
*****
SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
*****
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) 12.0000 ( 2) 6.8571
*****
VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME CURRENT
Vs -1.029E-01
TOTAL POWER DISSIPATION 1.23E+00 WATTS
JOB CONCLUDED
TOTAL JOB TIME .28
```

■ Рис. 0.2. Выходной файл для схемы на рис. 0.1

чтайте его, чтобы иметь возможность возвращаться к нему в дальнейшем и сравнивать с выходными файлами, полученными при последующей работе.

Три величины представляют интерес в выходном файле: потенциал узла 2; ток источника питания; рассеиваемая мощность. Проверьте каждое из этих значений с помощью расчетов на бумаге.

Возможно, вам понадобится больше информации об исследуемой цепи. Могут быть выведены различные токи, если включить во входной файл две дополнительные строки: установки dc voltage и установки PRINT dc. Колонты легко могут быть удалены, если включить во входной файл опцию (.OPT). Скорректированный входной файл примет вид:

```
Resistive Circuit with Voltage Source
Vs 1 0 dc 12V
R1 1 2 50ohms
R2 2 0 100ohms
R3 2 0 200ohms
.OPT nopage
.ds Vs 12V 12V 12V
.PRINT dc I(R1) I(R2) I(R3)
.END
```

Поскольку значения и узлы подсоединения V_S , R_1 , R_2 , R_3 остались теми же, первые четыре строки не менялись. Команда печати в PSpice не может быть выполнена до тех пор, пока не проведен анализ вариаций при изменении входного напряжения (sweep). Поскольку его результаты нам в данном случае не нужны, он проводится при самых примитивных установках: при начальном напряжении 12 В, конечном напряжении 12 В и шаге 12 В, то есть для одной точки.

Запустите программу анализа и получите выходной файл. В нем имеется раздел DC TRANSFER CURVES, в котором приведены токи через каждый резистор. Заметим, однако, что узловые потенциалы в этом разделе отсутствуют. Их можно получить в выходном файле, используя команду OP. При этом выводится информация о потенциалах узлов и токе источника питания.

Чтобы получить еще больше информации, при анализе во входной файл включается команда .TF. Окончательная версия входного файла имеет вид:

```
Resistive Circuit with Voltage Source
Vs 1 0 dc 12V
R1 1 2 50ohms
R2 2 0 100ohms
R3 2 0 200ohms
.OPT nopage
.OP
.PRINT dc I(R1) I(R2) I(R3)
.ds Vs 12V 12V 12V
.TF V(2) Vs
.END
```

Выходной файл при этом показан на рис. 0.3. Исследование в малосигнальном режиме устанавливается командой .OP. Команда .TF дает отноше-

***** 09/13/05 22:09:05 ***** Evaluation PSpice (Nov 1999) *****

Resistive Circuit with Voltage Source

***** CIRCUIT DESCRIPTION

```
Vs 1 0 dc 12V
R1 1 2 50ohms
R2 2 0 100ohms
R3 2 0 200ohms
.OPT nopage
.OP
.PRINT dc I(R1) I(R2) I(R3)
.dc Vs 12V 12V 12V
.TF V(2) Vs
.END
```

***** DC TRANSFER CURVES TEMPERATURE = 27.000 DEG C

VS	I(R1)	I(R2)	I(R3)
1.200E+01	1.029E-01	6.857E-02	3.429E-02

***** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	12.0000	(2)	6.8571				

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME CURRENT

VS -1.029E-01

TOTAL POWER DISSIPATION 1.23E+00 WATTS

***** OPERATING POINT INFORMATION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

***** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

V(2)/Vs = 5.714E-01

INPUT RESISTANCE AT Vs = 1.167E+02

OUTPUT RESISTANCE AT V(2) = 2.857E+01

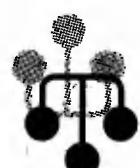
JOB CONCLUDED

TOTAL JOB TIME .03

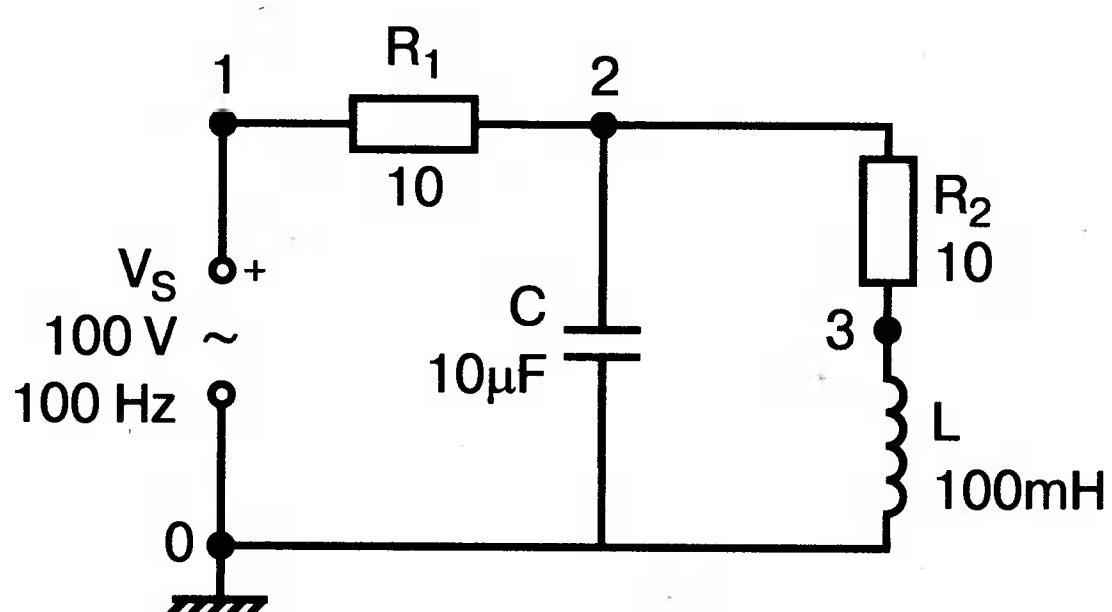
ние $V(2)/V_s$ потенциала узла 2 к потенциальному источнику V_s , а также входное сопротивление относительно V_s и выходное относительно $V(2)$. Проверьте результат с помощью самостоятельного расчета на бумаге. Каково должно быть входное сопротивление? Отметим, что выходное сопротивление рассчитывается при короткозамкнутом источнике питания, при этом три резистора оказываются соединенными параллельно.

АНАЛИЗ ЦЕПЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Пример для цепи переменного тока показывает некоторые свойства установившегося режима цепи при гармоническом воздействии.



На рис. 0.4 показана схема с источником питания 100 В при частоте 100 Гц. Можно считать, что во входном файле приведено действующее или амплитудное значение напряжения, при этом для всех остальных величин будут вычисляться соответствующие значения. В схеме имеются резисторы, катушка индуктивности и конденсатор с параметрами, показанными на рисунке.

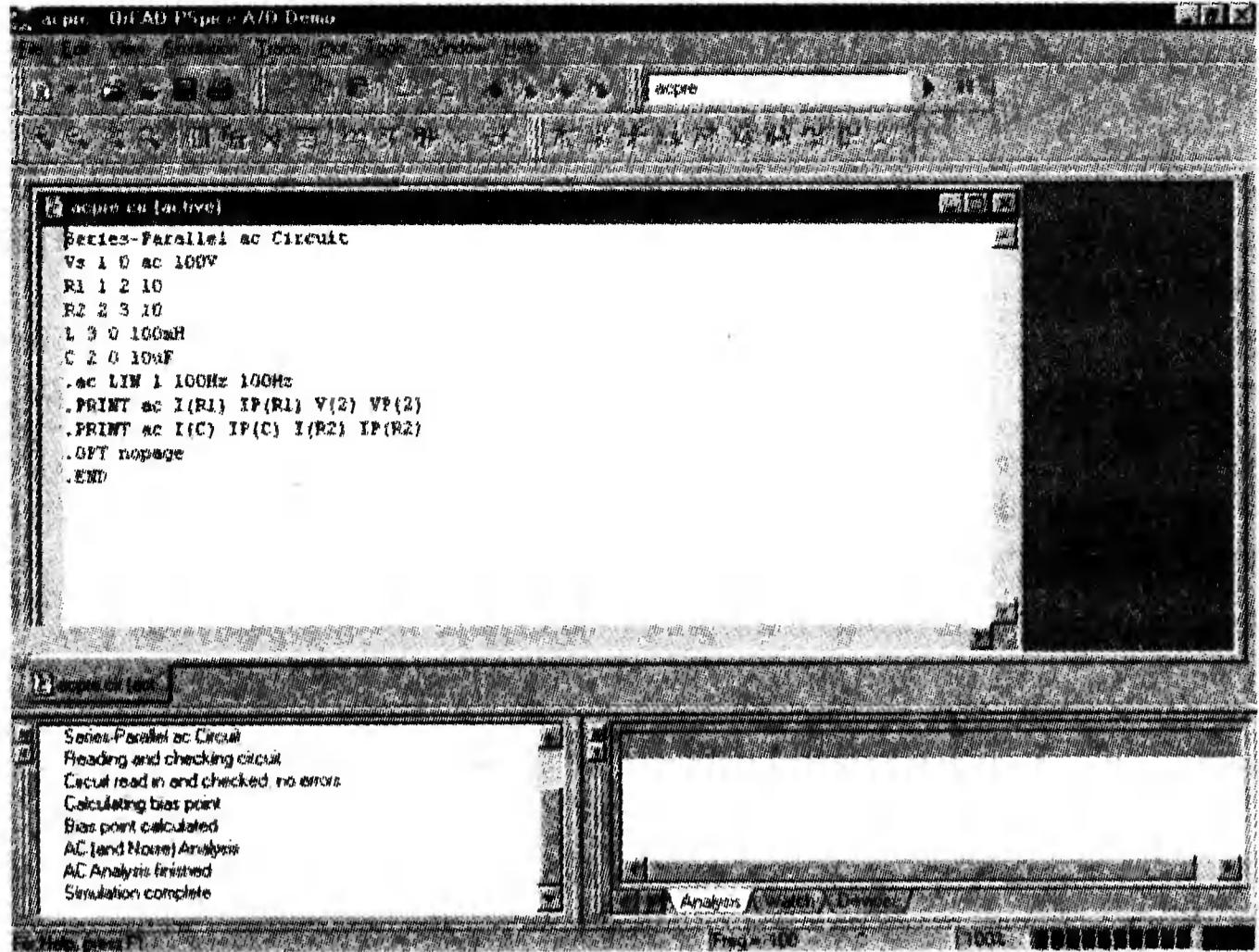


■ Рис. 0.4. Схема на переменном токе для анализа на PSpice

Откройте программу pspice.exe и выберите позиции меню File, New, Text File. Наберите следующий текст:

```
Series-parallel ac Circuit
Vs 1 0 ac 100V
R1 1 2 10
R2 2 3 10
L 3 0 100mH
C 2 0 10uF
.ac LIN 1 100Hz 100Hz
.PRINT ac I(R1) IP(R1) V(2) VP(2)
.PRINT ac I(C) IP(C) I(R2) IP(R2)
.OPT nopage
.END
```

Из рис. 0.5 видно, что обозначения источников переменного постоянного напряжения различны. Индуктивность катушки составляет 100 мГн. Основная единица индуктивности (Гн) используется с префиксом, обозначающим одну тысячную часть. Команда .ac проводит анализ для ряда зна-



■ Рис. 0.5. Схема на переменном токе для анализа на PSpice

чений напряжения источника питания. Это линейное изменение (LIN), однако может быть применено изменение и на октаву, и на декаду. Изменения проводятся только для одного значения частоты, при желании результат может не распечатываться. Команда .OPT убирает лишние заголовки и разбиение на страницы. В некоторых задачах, приведенных в других книгах, эта команда не применяется, но при желании она всегда может быть включена в текст.

Результаты анализа на PSpice приведены в выходном файле (рис. 0.6). Малосигнальный анализ в этом случае (на переменном токе) не содержит фактически никакой информации. Эту часть файла лучше всего удалить перед выводом на печать.

Запись $I(C)$ отображает ток в ветви C , $IP(C)$ — фазовый угол этого тока в градусах. $I(R_2)$ — амплитуда тока в ветви, содержащей резистор R_2 и катушку L , $IP(R_2)$ — фазовый угол этого тока.

С помощью калькулятора проверьте равенство суммы этих токов току через резистор R_1 . В векторной форме она равна

$$I_C + I_{R_2} = (0,0548, 0,600823) + (0,32, -0,873) = 0,9298/-69,87^\circ$$

Отметим, что строка записи для R_1 имеет вид

$R1 1 2 10$

Узлы заданы в последовательности 1, 2. Это означает, что условное направление тока — от источника. При сложении токов, подходящих к узлу, их направление должно быть учтено и отражено на схеме.

Наибольший интерес представляет анализ, при котором частота сети варьирует между двумя граничными значениями. В нашем примере прибли-

**** 09/13/05 22:30:44 ***** Evaluation PSpice (Nov 1999) *****

Series-parallel ac Circuit

***** CIRCUIT DESCRIPTION

```
*****
VS 1 0 ac 100V
R1 1 2 10
R2 2 3 10
L 3 0 100mH
C 2 0 10uF
.ac LIN 1 100Hz 100Hz
.PRINT ac I(R1) IP(R1) V(2) VP(2)
.PRINT ac I(C) IP(C) I(R2) IP(R2)
.OPT nopage
.END
```

***** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	0.0000	(2)	0.0000	(3)	0.0000		

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
------	---------

VS	0.000E+00
----	-----------

TOTAL POWER DISSIPATION	0.00E+00	WATTS
-------------------------	----------	-------

***** AC ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C

FREQ	I(R1)	IP(R1)	V(2)	VP(2)
1.000E+02	9.295E-01	-6.988E+01	9.719E+01	5.152E+00

***** AC ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C

FREQ	I(C)	IP(C)	I(R2)	IP(R2)
1.000E+02	6.107E-01	9.515E+01	1.528E+00	-7.580E+01

JOB CONCLUDED

TOTAL JOB TIME :01

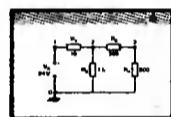
зительное значение частоты резонанса составляет $f_0 = 160$ Гц. Входной файл изменяется следующим образом:

```
Series-parallel ac Circuit
Vs 1 0 ac 100V
R1 1 2 10
R2 2 3 10
L 3 0 100mH
C 2 0 10uF
.ac LIN 151 50Hz 200Hz
.probe
.END
```

Сохраните новую версию входного файла под именем *acpre1.cir* с помощью команд File, Save As... Нет необходимости закрывать и снова открывать файл, если к предыдущему имени добавлен символ 1.

Команда *.ac* дает линейную вариацию для 151 значения по частоте в диапазоне от 50 до 200 Гц. Это означает, что вычисления производятся для каждого целого значения частоты в этом диапазоне. Команда *.probe* помещает результаты моделирования в файл данных программы Probe, которому в данном случае будет присвоено имя *acpre1.dat*.

Probe



Как было отмечено, нет необходимости закрывать и снова открывать файл *acpre1.cir*. Просто выберите Simulation, Run *acpre1.cir*. Когда моделирование закончится, на экране возникнет область, в которой может быть показан график. Это — окно программы Probe, включенной в состав PSpice. Ось X по умолчанию показана в пределах от 100 Гц до 1 кГц. Поскольку нас интересует только часть этой области, изменим границы, выбрав Plot, Axis Settings... В таблице оси X выберем User Defined и введем значения от 50 Hz до 200 Hz, затем выберем *Linear Scale* и нажмем OK. Чтобы получить график, называемый trace, выберем Trace, Add Trace, а в поле *Trace Expressions*: наберем

IP(R1)

При этом будет построен график фазы тока через R_1 , который является током источника. Измените размеры окна, если это необходимо, чтобы разглядеть детали графика.

Вы можете добавить к графику текст, выбрав Plot, Label, Text и набрав

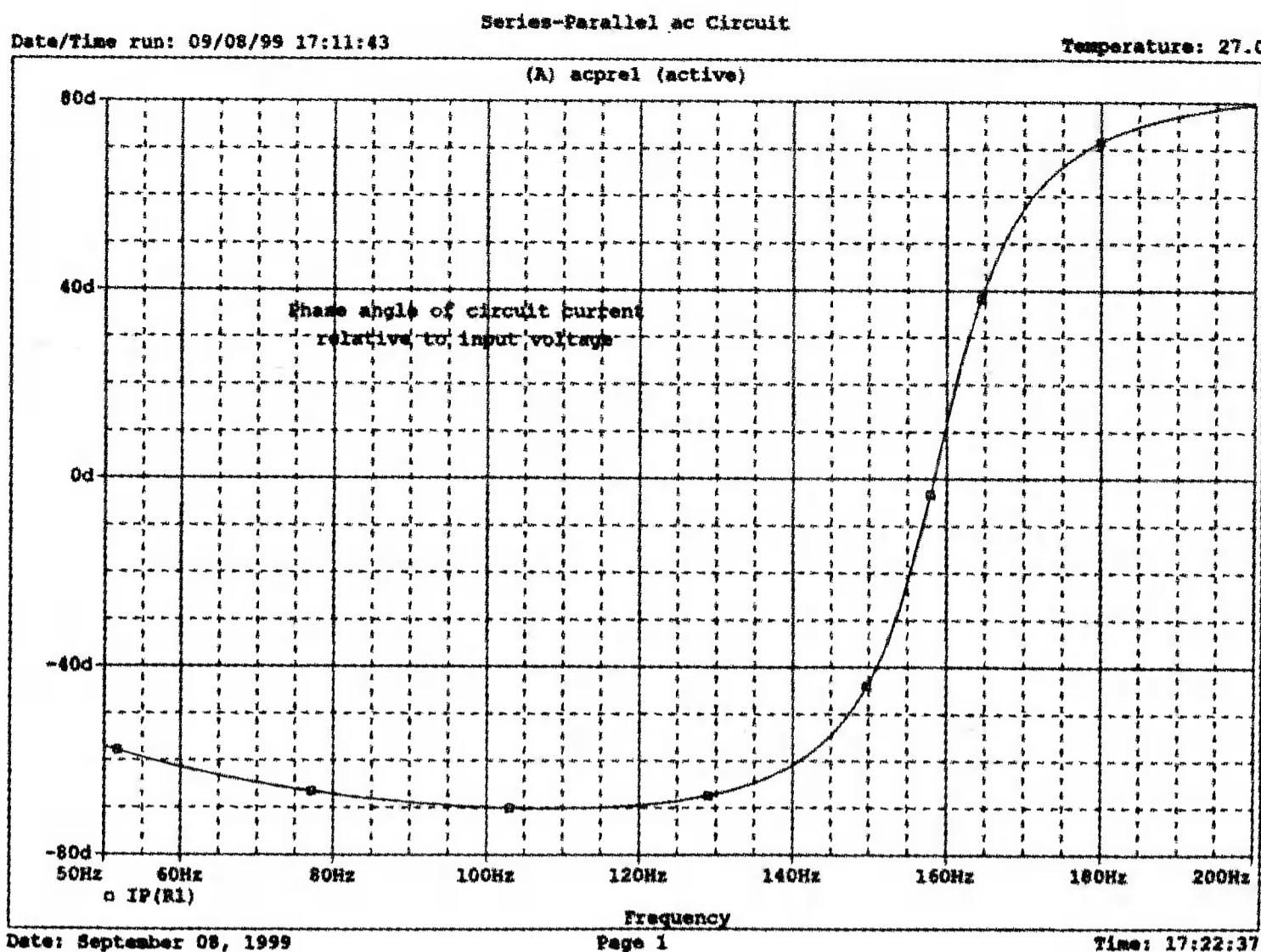
Phase angle of circuit current

Затем нажмите OK и переместите текст в нужное место с помощью мыши. Дополните текст словами:

Relative to input voltage

Поместите эту строку непосредственно под первой. Затем выведите график на печать, выбрав File, Print и осуществив стандартные операции распечатки. Сравните полученный результат с приведенным на рис. 0.7.

Оставаясь пока в Probe, вызовите курсор, выбрав Trace, Cursor, Display. В нижнем правом углу экрана появится окно *Probe Cursor* со следующим текстом:



■ Рис. 0.7. Графический выходной файл, полученный в программе Probe

A1 = 50.000, 257.073

A2 = 50.000, 257.073

diff = 0.000, 0.000

A1 — значение начальной частоты (по оси X), IP — угол фазового сдвига. До тех пор пока курсор не сдвинут, значение A2 повторяет значение A1. С помощью мышки сдвиньте курсор в позицию, при которой фазовый сдвиг примерно равен 0, а затем с помощью левой и правой стрелок установите значение точно в 0. На дисплее курсора появятся значения

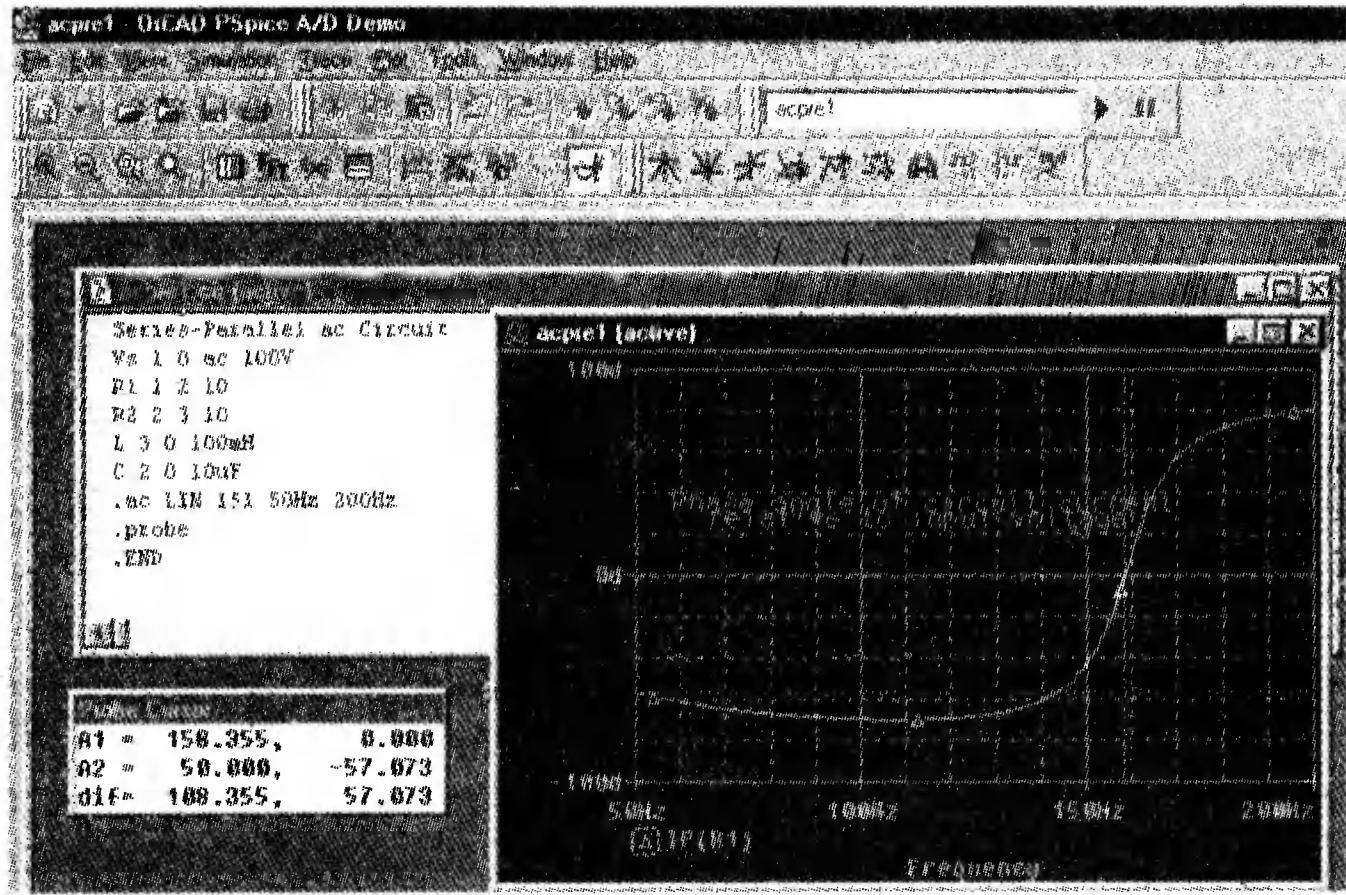
A1 = 158.355, 0.000

A2 = 50.000, -57.073

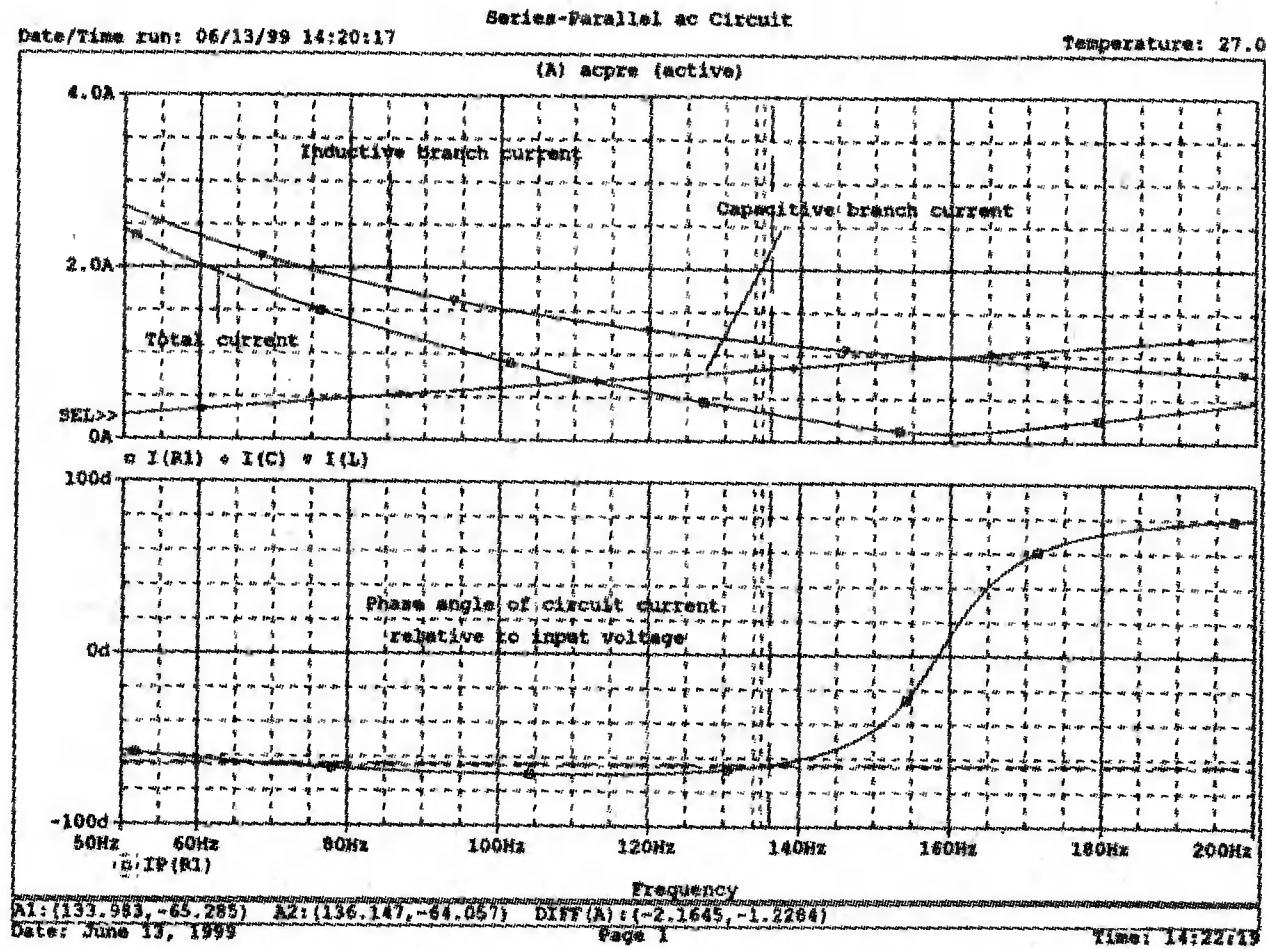
diff = 108.355, 57.073

Значение A1 покажет новую частоту 158,335 Гц и фазовый угол 0°. Значение diff (разность) очевидно. Отметим, что значение 0,000 для фазового сдвига представляет собой результат округления, реальное значение не равно нулю в точности. Поэтому если повторить моделирование, вы можете получить несколько иной результат. Вид экрана показан на рис. 0.8.

Отметим, что окна View, Output и View Simulation Status могут включаться и выключаться. Удалим табло курсора (которое также может включаться и выключаться) и выберем Plot, Add Plot. При этом поверх первого окна появится второе окно для новой кривой. Оно будет пустым до тех пор, пока вы не определите, какой из графиков должен появиться. Отметим, что окно Add Trace представляет список величин, для которых могут быть построены графики. Щелкните мышью в поле I(R1) и этот ток появится на графике. Наберите «,» (запятую) и выберите I(C) — появится график этого тока, снова на-



■ Рис. 0.8. Определение фазового сдвига с помощью функции Cursor в программе Probe



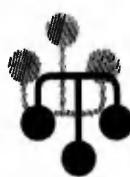
■ Рис. 0.9. Разметка кривых в выходном файле программы Probe

берите «,» (запятую) и выберите $I(L)$ для третьей кривой. Щелкните мышкой на OK и в верхнем окне появятся три кривые.

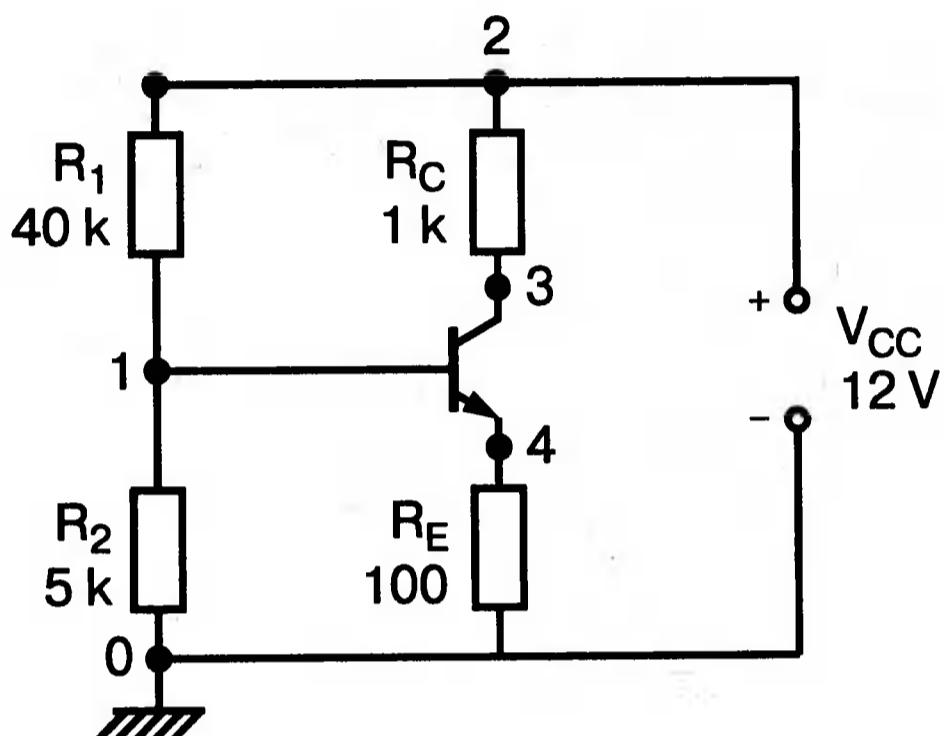
Используйте команды Plot, Axis Setting, чтобы изменить пределы по осям Y . Выберите маркер User defined, затем введите значения от 0 А до 3.0 А, чтобы изменить значения диапазона, и нажмите OK. Затем разметьте кривые, как показано на рис. 0.9, чтобы пояснить распечатку*. Отметим, что амплитуда общего тока меньше амплитуды тока в индуктивной ветви. В тоже время она меньше и амплитуды тока в емкостной ветви.

* К сожалению, надписи в программе OrCAD PSpice нельзя писать кириллицей. Для того чтобы писать поясняющие надписи на русском языке, предлагаем читателю сделать копию экрана, нажав клавишу Print Screen, и вставить ее в стандартную программу Paint, имеющуюся в Windows. После этого можно воспользоваться всеми возможностями этой программы для редактирования рисунков: ввести надписи на кириллице, инвертировать цвета на экране и так далее. (Прим. переводчика.)

АНАЛИЗ ТРАНЗИСТОРНЫХ СХЕМ



Следующая предварительная схема представляет собой усилитель на биполярном транзисторе (BJT) с типовой схемой смещения на двух резисторах. Эта схема представлена на рис. 0.10. PSpice допускает использование встроенных моделей для биполярных транзисторов и других приборов. Допустим, что транзистор имеет коэффициент усиления для большого сигнала $h_{FE} = 80$ и что при типовых условиях смещения $V_{BE} = 0,8$ В.



■ Рис. 0.10. Цепи смещения для биполярного транзистора

Прежде чем перейти к моделированию на PSpice, определим смещающие токи и напряжения обычными методами. Если в процессе предшествующего обучения вы познакомились с этими методами, вы поймете следующее краткое описание. При открытии транзистора по базовой цепи напряжение эквивалентного генератора V_{Th} (по теореме Тевенина) можно найти, пользуясь выражением для делителя напряжения:

$$V_{Th} = \frac{V_{cc} R_2}{R_1 + R_2} = \frac{12 \cdot 5}{45} = 1,333 \text{ В.}$$

Чтобы найти сопротивление эквивалентного генератора (по теореме Тевенина), закоротим источник напряжения V_{cc} , при этом резисторы R_1 и R_2 окажутся включенными параллельно. Сопротивление равно

$$R_{Th} = R_1 \parallel R_2 = 40 \parallel 5 = 4,444 \text{ кОм.}$$

Применяя второй закон Кирхгофа к контуру, содержащему R_{Th} и R_E , получим

Решая последнее уравнение относительно I_B , получим

$$V_{Th} = R_{Th} I_B + V_{BE} + R_E (h_{FE} + 1);$$

$$1,333V = (4,444 \text{ кОм}) I_B + 0,8V + 100 \text{ Ом} (80+1).$$

$$I_B = 42,5 \text{ мА.}$$

Поскольку $I_C = h_{FE} I_B$, коллекторный ток равен 3,4 мА. Эмиттерный ток равен сумме коллекторного и базового токов и составляет 3,44 мА. Воспользуемся полученными значениями токов, чтобы рассчитать потенциалы узлов 3, 4 и, наконец, узла 1.

Напряжение на коллекторе равно:

$$V_3 = V_{CC} + R_C I_C = 12 - (1 \text{ кОм})(3,4 \text{ мА}) = 8,6V.$$

Напряжение на эмиттере:

$$V_4 = R_E I_E = (100 \text{ Ом})(3,4 \text{ мА}) = 0,344V.$$

Напряжение на базе:

$$V_1 = V_{BE} + V_4 = 0,8 + 0,344 = 1,144V.$$

Хотя решение было несложным, оно все же заняло некоторое время. Если изменить параметры цепи, решение должно быть получено снова. С помощью PSpice получать повторные решения намного проще.

```

BJT Biasing Circuit
VCC 2 0 12V
R1 2 1 40k
R2 1 0 5k
RC 2 3 1k
RE 4 0 100
Q1 3 1 4 QN
.MODEL QN NPN(BF=80)
.dc VCC 12V 12V 12V
.OP
.OPT nopage
.PRINT dc I(R1) I(R2) I(RC) I(RE)
.END

```

```

***** 06/13/99 14:30:18 **** Evaluation PSpice (Nov 1998) ****
BJT Biasing Circuit
***** CIRCUIT DESCRIPTION
VCC 2 0 12V
R1 2 1 40k
R2 1 0 5k
RC 2 3 1k
RE 4 0 100
Q1 3 1 4 QN
.MODEL QN NPN(BF=80)
.dc VCC 12V 12V 12V
.OP
.OPT nopage
.PRINT dc I(R1) I(R2) I(RC) I(RE)
.END

***** BJT MODEL PARAMETERS
      QN
      NPN
IS 100.00000E-18
BF 80
NF 1
BR 1
NR 1
CN 2.42
D .87

***** DC TRANSFER CURVES
      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
VCC          I(R1)          I(R2)          I(RC)          I(RE)
1.200E+01    2.713E-04    2.293E-04    3.366E-03    3.408E-03

***** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION
      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE
( 1) 1.1464 ( 2) 12.0000 ( 3) 8.6345 ( 4) .3408

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
VCC      -3.637E-03

TOTAL POWER DISSIPATION 4.36E-02 WATTS

***** OPERATING POINT INFORMATION
      TEMPERATURE = 27.000 DEG C

***** BIPOLEAR JUNCTION TRANSISTORS
NAME      Q1
MODEL     QN
IB       4.21E-05
IC       3.37E-03
VBE      8.06E-01
VBC      -7.49E+00
VCE      8.29E+00
BETADC   8.00E+01
GM       1.30E-01
RPI      6.15E+02
RX       0.00E+00
RO       1.00E+12
CBE      0.00E+00
CBC       0.00E+00
CJS      0.00E+00
BETAAC   8.00E+01
CBX/CBX2 0.00E+00
FT/FT2   2.07E+18

```

■ Рис. 0.11. Выходной файл для схемы рис. 0.10

Выбранное для транзистора имя должно начинаться с буквы *Q*. Узлы 3, 1 и 4 — это узлы *коллектора*, *базы* и *эмиттера*, соответственно. Команда `.MODEL` содержит выбранное нами имя модели (*QN* — имя, выбранное для встроенной модели биполярного *пр* транзистора). Запись $BF = 80$ задает статический коэффициент усиления транзистора по постоянному току *b* равным 80. Результат анализа на PSpice приведен на рис. 0.11. Значения токов и напряжений соответствуют ранее вычисленным.

В главе 3 эта схема исследована более детально для использования биполярного транзистора в усилителе с общим эмиттером. Среди прочих параметров будут найдены коэффициенты усиления по току и напряжению, а также входное и выходное сопротивления каскада.

Анализ цепей на постоянном токе

Цепи постоянного тока важны не только сами по себе, но и потому, что многие приемы, применяемые при их анализе, используются и при анализе цепей переменного тока. В действительности анализ большинства электронных цепей и приборов может быть проведен одними и теми же методами.

ВВОДНЫЙ ПРИМЕР

Наиболее важным свойством последовательной цепи из трех резисторов, подсоединенных к источнику постоянного напряжения (рис. 1.1), является то, что через все ее элементы течет один и тот же ток.

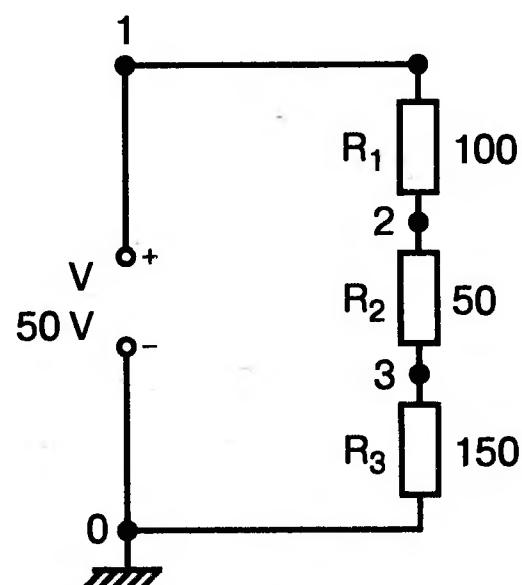


Другое важное ее свойство заключается в том, что приложенное напряжение (50 В) делится между резисторами прямо пропорционально их сопротивлению. Например, падение напряжения на резисторе в 150 Ом втрое больше падения напряжения на резисторе сопротивлением 50 Ом. Применяя концепцию деления напряжения, легко найти падение напряжения на каждом элементе, даже не зная тока в цепи. Так, напряжение на R_3 равно:

$$V_{R3} = V \left(\frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \right) = 50 \left(\frac{150}{100+50+150} \right) = 25 \text{ В},$$

а падение напряжения на R_2 :

$$V_{R2} = V \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_3} \right) = 50 \left(\frac{50}{100+50+150} \right) = 8,333 \text{ В.}$$



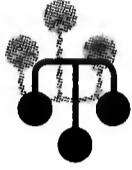
■ Рис. 1.1. Последовательная цепь с тремя резисторами

Ток также просто находится с помощью любого из следующих уравнений:

$$I = \frac{V_{R3}}{R_3} = \frac{25}{150} = 0,1667 \text{ A};$$

$$I = \frac{V_{R2}}{R_2} = \frac{8,333}{50} = 0,1667 \text{ A}.$$

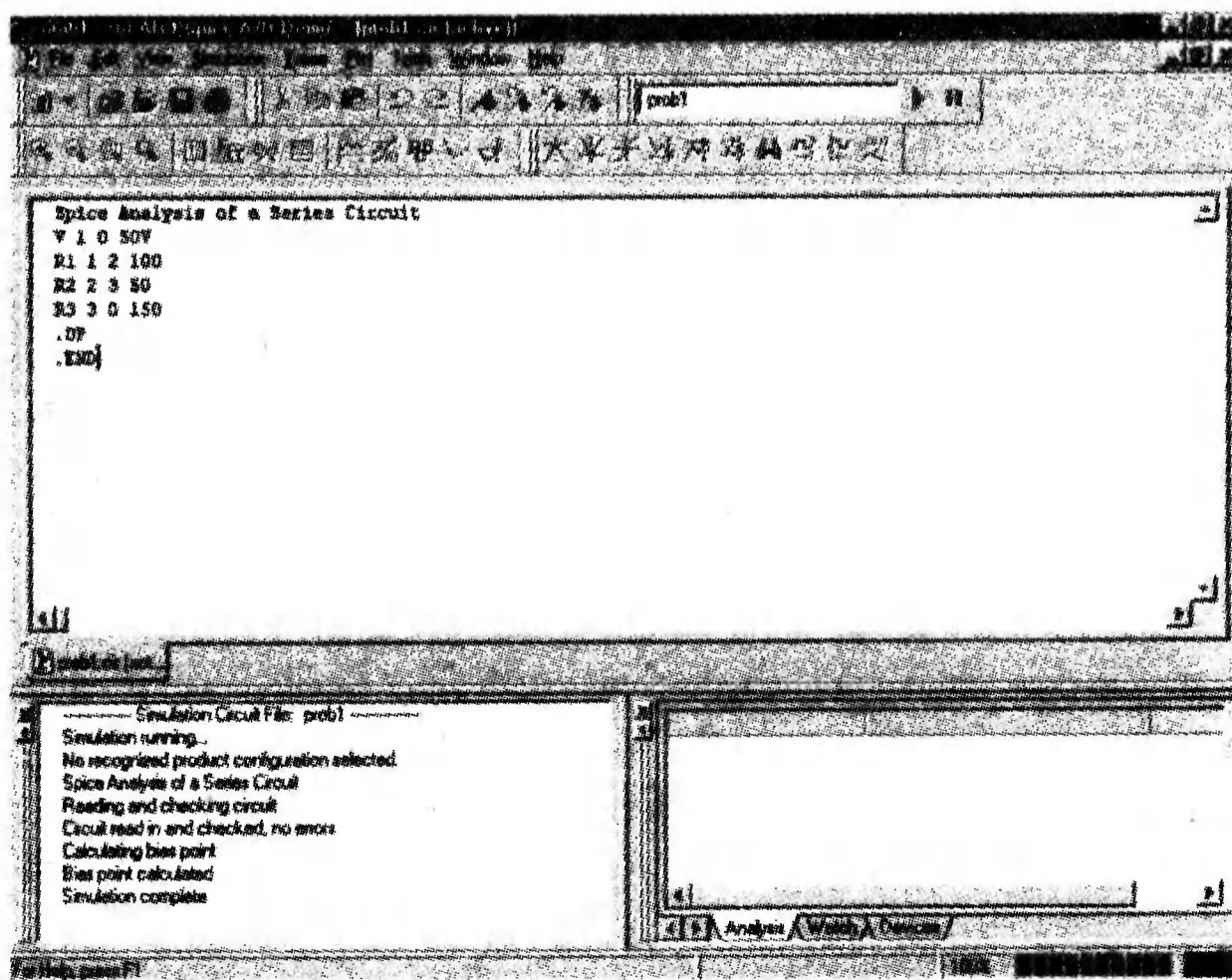
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ SPICE ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ СХЕМ



Вход в PSpice начинается с команд File, New, Text File. Анализ схемы можно провести с помощью представленного ниже входного файла:

```
Spice Analysis of Series Circuit
VS 1 0 50V
R1 1 2 100
R2 2 3 50
R3 3 0 150
.OP
.END
```

Напомним, что после того как набрана последняя команда (.END), Enter лучше не нажимать. После ввода всех строк файла используйте набор команд File, Save и введите имя файла, например Probe1.cir. Как было отмечено ранее, лучше всего хранить все входные файлы в папке SPICE, используя правильный путь к папке, который будет выглядеть, например, c:/SPICE. Окно Save as type должно показывать «Circuit Files (*.cir)».



■ Рис. 1.2. Экран PSpice после завершения моделирования

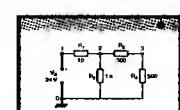
Закройте файл, используя команды File, Close и снова откройте его с помощью команд File, Open. Теперь Вы готовы к проведению моделирования с помощью команд Simulation, Run prob1. Перед тем как это сделать, вы мо-

жете использовать команду View и проверить «Output Window» и «Simulation Status Window». После завершения моделирования экран должен выглядеть так, как показано на рис 1.2. Отметим, что на дисплей должно быть выведено в нижнем левом окне окончательное состояние и сообщение об окончании моделирования: «Simulation complete».

Вы можете увидеть результаты моделирования с помощью команд View, Output File. При этом экран покажет не только результаты моделирования, но и отметит некорректные команды во входном файле при их наличии. Мы рекомендуем вам не распечатывать выходной файл в той форме, в какой он представлен в PSpice, поскольку он содержит лишние пустые строки. Вместо этого, используя команды File и Close, закройте выходной файл, сверните окно PSpice и воспользуйтесь такими редакторами, как Microsoft Word или WordPad. Если, пользуясь этими редакторами, вы устраниете пустые строки и ненужные разрывы страниц, возможно, результат можно будет распечатать на одной странице.

Просмотр выходного файла

Наиболее важные части выходного файла содержат информацию о напряжениях различных узлов:



Node Voltage	Node Voltage	Node Voltage
(1) 50.0000	(2) 33.3330	(3) 25.0000

Потенциал узла 1 — это напряжение V_{10} , напряжение источника питания. Потенциал узла 2 — напряжение V_{20} , суммарное падение напряжения на R_2 и R_3 . Напряжение узла 3 — напряжение V_{30} является падением напряжения на резисторе R_3 .

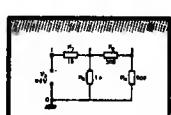
Как мы рассчитали ранее, напряжение V_{R3} (равное V_{30}) составляет 25 В, следовательно, анализ на PSpice оказался верным. Как можно теперь определить напряжение на R_2 ? Оно равно $V_2 - V_3$, и его можно вычислить как $V_{20} - V_{30}$.

$$V_2 - V_3 = 33,333 - 25,000 = 8,333 \text{ В.}$$

Анализ на PSpice учитывает также напряжение и ток источника питания; напряжение на источнике питания V задано в исходных данных, ток через него, согласно выходному файлу, равен $-1.667E-01$. Ток имеет правильное числовое значение, но почему его знак отрицателен? SPICE показывает ток, который течет от плюса к минусу внутри источника питания, а поскольку реально ток внутри источника питания течет от минуса к плюсу, то знак тока отрицателен. Проще говоря, когда ток отрицателен, он течет от плюса к минусу во внешней цепи источника питания.

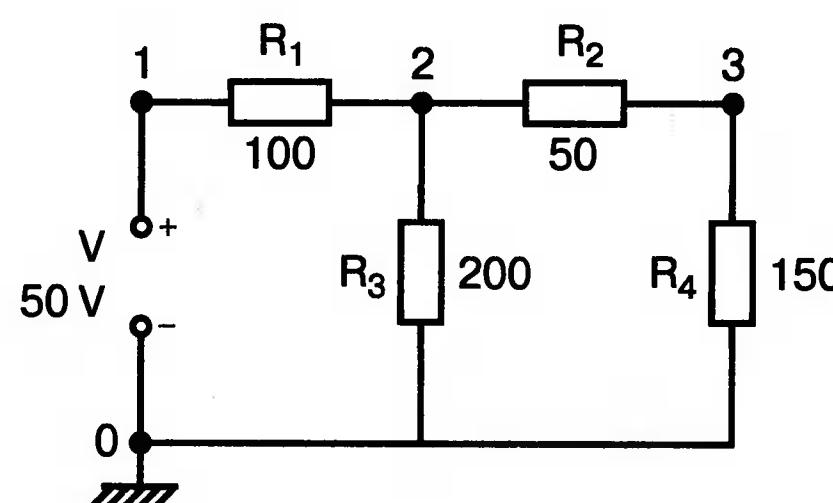
Отметим, что полная рассеиваемая мощность также определяется при моделировании на PSpice и составляет 8,33 Вт. Это просто произведение тока I на напряжение V : $50 \times 0,1667 = 8,33$ Вт. Для схемы (рис. 1.1), которая содержит всего одну ветвь, мы получили практически исчерпывающую информацию. Для получения других величин рассмотрим следующую, несколько более сложную, схему.

Другой пример для анализа



Рассмотрим теперь *T*-образную схему с источником постоянного напряжения в 50 В и нагрузочным резистором $R_4 = 150 \Omega$ (рис. 1.3). Сопротивление нагрузочного резистора может изменяться в произвольных пределах. Можно представить себе нагрузочный резистор как выходной (то есть подключенный на выход схемы).

Как можно найти напряжение и ток на этом резисторе или, согласно обозначениям на рис. 1.3, напряжение V_3 и ток I (ток, подходящий от узла 3 к узлу 0)?



■ Рис. 1.3. *T*-образная схема

Входное сопротивление схемы находится путем сложения R_2 и R_4 (получим 200 Ом), включения этой цепочки параллельно R_3 ($200 \parallel 200 = 100 \Omega$) и добавления R_1 (сумма будет равна 200 Ом). Таким образом, $R_{BX} = 200 \Omega$. Ток источника (входной ток) равен $V/R_{BX} = 50/200 = 0,25 \text{ A}$ (ток направлен от плюсового полюса источника V).

Падение напряжения на R_1 равно $IR_1 = 0,25 \cdot 100 = 25 \text{ В}$ на R_3 равно $V - V_{R1} = 50 - 25 = 25 \text{ В}$.

Падение напряжения на R_4 определим из выражения для делителя напряжения:

$$V_{R4} = \frac{V_{R3}R_4}{R_2+R_4} = \frac{25 \cdot 150}{50+150} = 18,75 \text{ В.}$$

Ток I находится как $V_{R4}/R_4 = 18,75/150 = 0,125 \text{ A}$.

На рис. 1.3 напряжение на R_4 обозначим как V_3 , точнее было бы обозначить это напряжение как V_{30} . Можно выполнить анализ и другими методами, что мы и советуем вам проделать.

После того как у вас будут результаты ручного расчета, рассмотрим, как это делается на PSpice. Создайте файл с именем *probe 2.cir* со следующими командами:

```
Spice Analysis of a Tee Circuit
Vs 1 0 50V
R1 1 2 100
R2 2 3 50
R3 2 0 200
R4 3 0 150
.OP
.OPTION NOPAGE
.TF V(3) V
.END
```

Как обычно, такой файл начинается с заголовка и оканчивается командой .END. В этом файле появилась новая команда: .TF. Она выводит в выходном файле передаточную функцию (transfer function), которая представляет собой отношение выходного напряжения ко входному. В нашем случае выходное напряжение $V(3)$ представляет собой падение напряжения на R_4 , а входное напряжение есть просто напряжение V источника питания. Вы сами выбираете, какое из напряжений сделать выходным, это может быть напряжение и на каком-либо другом резисторе. Для того чтобы определить передаточную функцию, можно просто взять отношение $V(3)/V$. В нашем случае оно равно $18,75/50 = 0,375$.

Команда .OPTION с опцией NOPAGE предотвращает вывод ненужных заголовков и колонтитулов. В нашем примере применение этой команды не приводит к существенному изменению выходного файла, и в ней нет особой необходимости. Но лучше автоматически включать эту команду во все входные файлы. Она освободит вас от необходимости ручного исключения некоторых лишних строк при редактировании выходного файла.

Запустите моделирование на PSpice с помощью команды RUN и выберите *prob2.out*. Вспомните, что необходимо избавиться от лишних строк в выходном файле, и распечатайте его копию для дальнейшего изучения. Проверим падение напряжения на R_3 . Оно обозначено как $V(2)$ в выходном файле. Проверим также падение напряжения на R_4 , которое обозначено как $V(3)$ на рис. 1.3. Ток источника питания представлен как $-2,5E-1$ или $-0,25$ А. Совпадает это значение с полученным нами при предварительном расчете? Теперь можно посмотреть и дополнительную информацию, полученную с помощью команды .TF. Эта строка всегда содержит имя источника питания. Проверим наши вычисления $R_{\text{вых}} = 200$ Ом. То же значение получено и при помощи PSpice.

А чему равно выходное сопротивление? Так как в качестве выходного напряжения в строке .TF введено $V(3)$, то выходное сопротивление представляет собой сопротивление цепи между узлами 3 и 0 при закороченном источнике питания V (именно закороченном, а не просто исключенным). В схеме для вычисления выходного сопротивления резисторы R_1 и R_3 соединены параллельно, эта цепочка соединена последовательно с R_2 , а вся полученная комбинация резисторов подсоединенна параллельно R_4 . Проверьте, что сопротивление такого соединения составляет $R_{\text{вых}} = 65,63$ Ом. Во многих случаях желательно сравнить выходное напряжение с входным. Иногда отношение этих напряжений называют коэффициентом усиления по напряжению. В цепях, содержащих один источник питания и пассивные компоненты (например резисторы, как на рис. 1.3), коэффициент усиления не может превышать 1. В нашем случае он составляет 0,375.

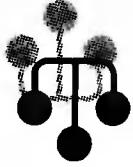
Таким образом, мы сравнили результаты расчета и анализа на PSpice простой резистивной цепи. Необходимо отметить, что мы не ставили цели использовать инструмент PSpice для понимания теории цепей. Если вы не знаете, как вычислить общее сопротивление цепи, составленной из резисторов при последовательном и параллельном соединении, то компьютерный анализ вряд ли сможет обучить вас этому. На самом деле, напротив, вы скорее обнаружите, что разобраться в результатах анализа на PSpice легче, имея опыт ручного расчета схем.

Вы, конечно, можете спросить: «А для чего же нам тогда PSpice?» Есть две причины, по которым эта программа может вам пригодиться. Поняв на простых схемах, как работает PSpice, вы сможете применить этот инструмент к значительно более сложным цепям, которые рассчитать вручную далеко не просто. И кроме того, вы сможете разобраться в различных расчетах на PSpice, широко применяемых в настоящее время в профессиональной деятельности.

Запомним, что строка, представляющая источник питания, начинается с V , а строка, представляющая резистор, — с R . Удобно применять обозначения, отражающие структуру исследуемой цепи, например, VS или VIN для источника питания и RS для его внутреннего сопротивления.

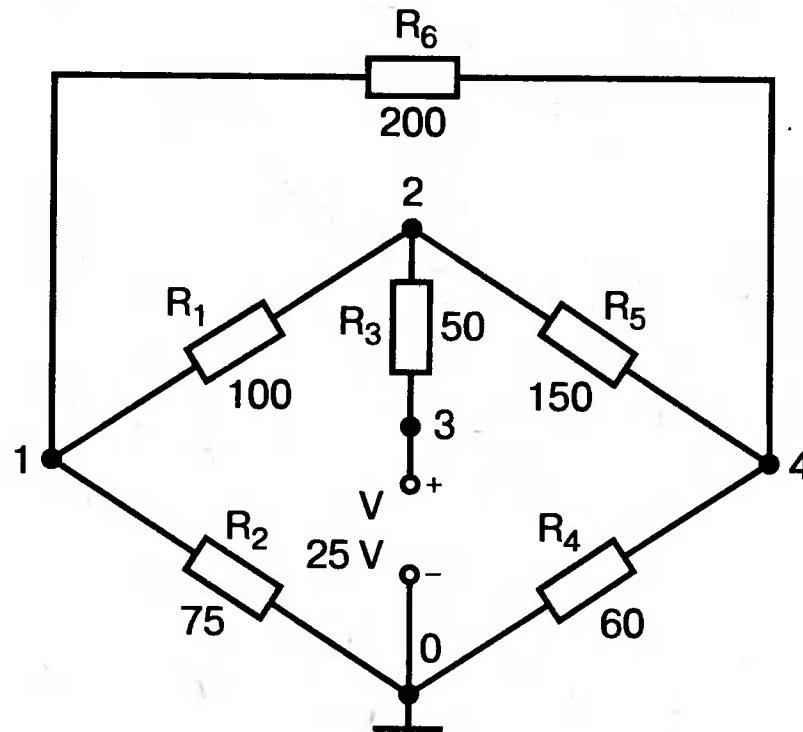
Рассмотрим наиболее распространенные методы анализа цепей и применение PSpice для проверки важнейших теорем электротехники.

ОСНОВНЫЕ ЗАКОНЫ ТЕОРИИ ЦЕПЕЙ



При изучении электрических цепей широко применяется второй закон Кирхгофа, согласно которому алгебраическая сумма напряжений на замкнутом контуре равна 0. Первый закон Кирхгофа относится к токам, подходящим к узлу, и утверждает, что алгебраическая сумма таких токов также равна 0. Анализ схемы на рис. 1.4 может продемонстрировать нам выполнение этих двух законов. Эта цепь содержит три контура и четыре узла (в дополнение к опорному узлу 0). Мы не будем сейчас рассчитывать ее вручную, а сразу применим PSpice. Сделайте это самостоятельно с помощью приведенного далее входного файла, а затем проверьте результат:

```
Bridge Circuit for Use with Basic Circuit Laws
V 3 0 25V
R1 1 2 100
R2 1 0 75
R3 2 3 50
R4 4 0 50
R5 2 4 150
R6 1 4 200
.OP
.END
```



■ Рис. 1.4. Цепь с тремя контурами

Запустите моделирование на PSpice и получите копию распечатки для дальнейших исследований.

Мы рекомендуем оставить пустое пространство на распечатке, чтобы нарисовать эскиз схемы, обозначив на ней все получаемые величины. Покажите расположение всех узлов, которые используются в командах. Вам легче будет различать отдельные узлы, если вы обозначите их разным цветом.

Найдите сумму напряжений в левом контуре, а именно:

$$V_{12} + V_{23} + V_{30} + V_{01}.$$

Вспомним, что V_{12} это (на самом деле $V_1 - V_2$) и так далее. Проверим значения при соответствующих номерах узлов:

$$-9,7039 - 8,632 + 25,000 - 6,6641 = 0.$$

Нулевая сумма подтверждает закон Кирхгофа. Напишите теперь равенства для правого контура в символьическом виде и проверьте равенство суммы нулю, подставив необходимые значения

$$V_{13} + V_{34} + V_{41} = 0.$$

В соответствии с рис.1.4 V_{13} может быть найдено как ($V_1 - V_3$). Вы можете пройти подобным образом весь путь от узла 1 к узлу 2, и затем от узла 2 к узлу 3. Если вы будете измерять напряжение V_{13} в лаборатории, то вам придется подсоединить красный провод тестера к узлу 1, а черный провод — к узлу 3. Вольтметр должен показать -18,34 В. Проверьте ваши вычисления суммы напряжений:

$$-18,3359 + 19,9727 - 1,6368 = 0.$$

Вспомним порядок описания при положительном и отрицательном напряжениях. При этом, если величина V_{12} положительна (скажем, 6,5 В), то величина V_{21} должна быть отрицательной (-6,5 В). Важность придания величине определенного знака невозможно переоценить. Например, если все слагаемые в уравнениях для первого или второго законов Кирхгофа будут с одним знаком, эти законы не будут выполняться.

Найдем теперь сумму токов, подходящих к узлу 1. Обозначим их I_{21} , I_{01} и I_{41} . Покажем ее в символьической форме, а затем вычислим значения:

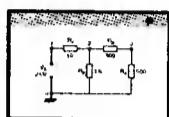
$$I_{21} = \frac{V_2 - V_1}{R_1} = 97,039 \text{ mA},$$

$$I_{01} = \frac{-V_1}{R_2} = 88,855 \text{ mA},$$

$$I_{41} = \frac{V_4 - V_1}{R_6} = - 8,184 \text{ mA}.$$

Сумма токов равна 0, что подтверждает первый закон Кирхгофа. Значение тока I_{01} округлено до пяти значащих цифр. Сумма, конечно, может несколько отличаться от 0 из-за округления. В обозначениях токов чаще применяется один нижний индекс, чем два. При использовании одного индекса мы должны указать направление тока на схеме, в противном случае появляется неоднозначность (!). Это так же важно, как и указание знака при напряжениях.

Что еще можно извлечь из выходного файла

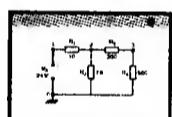


Приведенный входной файл не позволяет нам получить из выходного файла исчерпывающую информацию. Неясно, например, каковы будут токи в отдельных ветвях. Изменим входной файл, включив в него дополнительно следующие команды:

```
.PRINT DC I(R1) I(R2) I(R3)
.PRINT DC I(R4) I(R5) I(R6)
.DC V 25V 25V 25V
.OPT porage
```

Запись .OPT porage является сокращенной записью команды .OPTION porage. Сохраните новую версию входного файла и снова запустите моделирование. Результат приведен на рис. 1.5. Команда .PRINT использована, чтобы получить в выходном файле токи через различные резисторы.

Направления токов



Некоторые токи в распечатке приведены как положительные, другие — как отрицательные. Например, запись $I(R1) = -9,704E-02$ означает ток $I_{R1} = -97,04$ мА. Описание резистора R_1 во входном файле имеет вид:

$R1 1 2 100$

Поскольку PSpice дает для тока $I(R1)$ отрицательный знак, реальное направление тока в схеме — от узла 2 к узлу 1 (условное направление принято обратным). Чтобы опять проверить первый закон Кирхгофа, подсчитаем сумму токов, подходящих к узлу 2. Запишем равенство в символьной форме, затем подставим значения.

ЦЕПИ С ДВУМЯ ИСТОЧНИКАМИ НАПРЯЖЕНИЯ



На рис. 1.6 показана схема с двумя источниками напряжения. Хотя схема не слишком сложна, для нахождения токов и напряжений в ней требуется немало усилий. Мы предполагаем, что вы не будете применять метод контурных токов или узловых потенциалов, хотя в дальнейшем мы будем использовать и эти методы. Применим другую, во многом интуитивную методику, в которой определяются воздействия от каждого источника питания порознь*. Для этого нужно рассчитать цепь a с источником V_1 при неактивном (закороченном) источнике V_2 , а затем цепь b с активным источником V_2 при неактивном источнике V_1 .

* В отечественной литературе этот метод называется методом суперпозиции, или наложения. (Прим. переводчика.)

**** 07/26/05 15:25:43 ***** Evaluation Pspice (Nov 1999) *****

Bridge Circuit for Use with Basic Circuit Laws

***** CIRCUIT DESCRIPTION

```
V 3 0 25V
R1 1 2 100
R2 1 0 75
R3 2 3 50
R4 4 0 60
R5 2 4 150
R6 1 4 200
.PRINT DC I(R1) I(R2) I(R3)
.PRINT DC I(R4) I(R5) I(R6)
.DC V 25V 25V 25V
.OP
.OPT nopage
.END
```

***** DC TRANSFER CURVES TEMPERATURE = 27.000 DEG C

V	I(R1)	I(R2)	I(R3)
2.500E+01	-9.704E-02	8.885E-02	-1.726E-01

***** DC TRANSFER CURVES TEMPERATURE = 27.000 DEG C

V	I(R4)	I(R5)	I(R6)
2.500E+01	8.379E-02	7.560E-02	8.184E-03

***** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	6.6641	(2)	16.3680	(3)	25.0000	(4)	5.0273

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
V	-1.726E-01

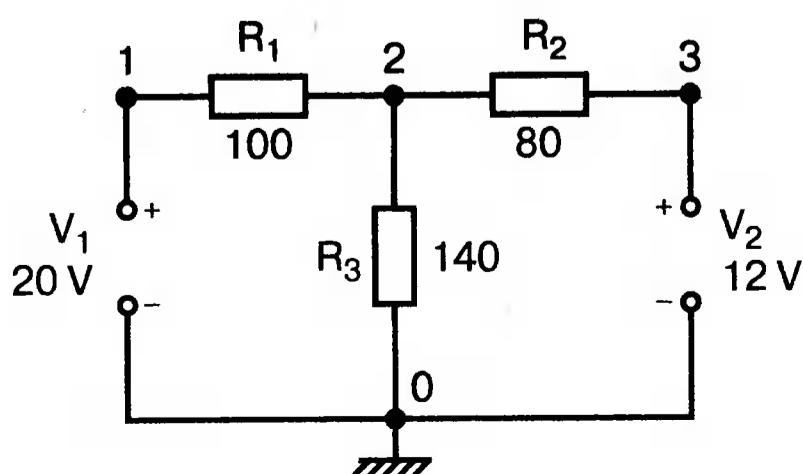
TOTAL POWER DISSIPATION 4.32E+00 WATTS

***** OPERATING POINT INFORMATION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

JOB CONCLUDED

TOTAL JOB TIME .07

■ Рис. 1.5. Выходной файл при моделировании схемы на рис. 1.4



■ Рис. 1.6. Схема с двумя источниками напряжения

Нарисуйте исходную схему, а также схемы *a* и *b*. Найдите напряжения узла 2 в каждой из схем *a* и *b*. После этого проверьте полученные результаты, должно получиться $V_2(a) = 6,75$ В, $V_2(b) = 5,06$ В. Согласно принципу наложения (суперпозиции) действительное напряжение на узле 2 равно сумме этих двух значений, то есть 11,81 В.

Можно найти ток источника V_1 из выражения:

$$I_{12} = \frac{V_1 - V_2}{R_1};$$

$$I_{12} = \frac{20 - 11,81}{100} = 81,9 \text{ мА.}$$

Принцип суперпозиции применяется в цепях, содержащих линейные резисторы и более одного источника питания, однако при трех и более источниках вычисления могут оказаться долгими и утомительными.

```
***** 07/26/05 15:40:49 ***** Evaluation PSpice (Nov 1999) *****

Circuit with Two Voltage Circuit
***** CIRCUIT DESCRIPTION
V1 1 0 20V
V2 3 0 12V
R1 1 2 100
R2 2 3 80
R3 2 0 140
.OP
.OPT nopage
.TF V(2) V1
.END

***** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION           TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE VOLTAGE      NODE VOLTAGE      NODE VOLTAGE      NODE VOLTAGE
( 1) 20.0000    ( 2) 11.8070    ( 3) 12.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
V1        -8.193E-02
V2        -2.410E-03

TOTAL POWER DISSIPATION 1.67E+00 WATTS

***** OPERATING POINT INFORMATION         TEMPERATURE = 27.000 DEG C
***** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS
V(2)/V1 = 3.374E-01

INPUT RESISTANCE AT V1 = 1.509E+02

OUTPUT RESISTANCE AT V(2) = 3.374E+01
```

■ Рис. 1.7. Выходной файл при моделировании схемы на рис. 1.6

Вот здесь Spice оказывается очень полезным, существенно облегчая вашу работу. Входной файл выглядит следующим образом:

```
Circuit with Two Voltage Circuit
V1 1 0 20V
V2 3 0 12V
R1 1 2 100
R2 2 3 80
R3 2 0 140
.OP
.OPT porage
.TF V(2) V1
.END
```

Результат на PSpice дает $V(2) = 11,807$ В, в точном соответствии с расчетом методом наложения. Ток источника V_1 дает в PSpice значение $-8.193E-2$. Минус означает, что ток во внешней цепи идет от положительного полюса источника V_1 . Что означает приведенное в выходном файле входное сопротивление? Это сопротивление, которое «видит» источник V_1 при замкнутом источнике V_2 . Оно образуется резистором в 80 Ом, подключенным параллельно резистору в 140 Ом, и подключением этой цепочки последовательно с резистором в 100 Ом, что дает входное сопротивление $R_{BX} = 150,9$ Ом.

А можете ли вы объяснить, что такое выходное сопротивление? Вспомним, что согласно команде .TF выходной переменной считается $V(2)$.

Нарисуйте схему выходного сопротивления относительно узлов 2 и 0 при закороченных источниках питания. При этом получится цепочка из резисторов R_1 , R_2 , R_3 , включенных параллельно. Легко проверить, что сопротивление такой цепочки составляет 33,7 Ом, (что соответствует результатам на рис. 1.7).

ТЕОРЕМА ТЕВЕНИНА И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЯ

Что представляет собой теорема Тевенина, и почему она так важна и так широко применяется? Если вы рассчитываете нетривиальные цепи и при этом хотите получить результат при различных нагрузочных сопротивлениях, то идеальным методом расчета является применение теоремы Тевенина.

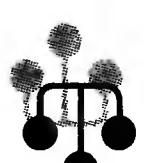
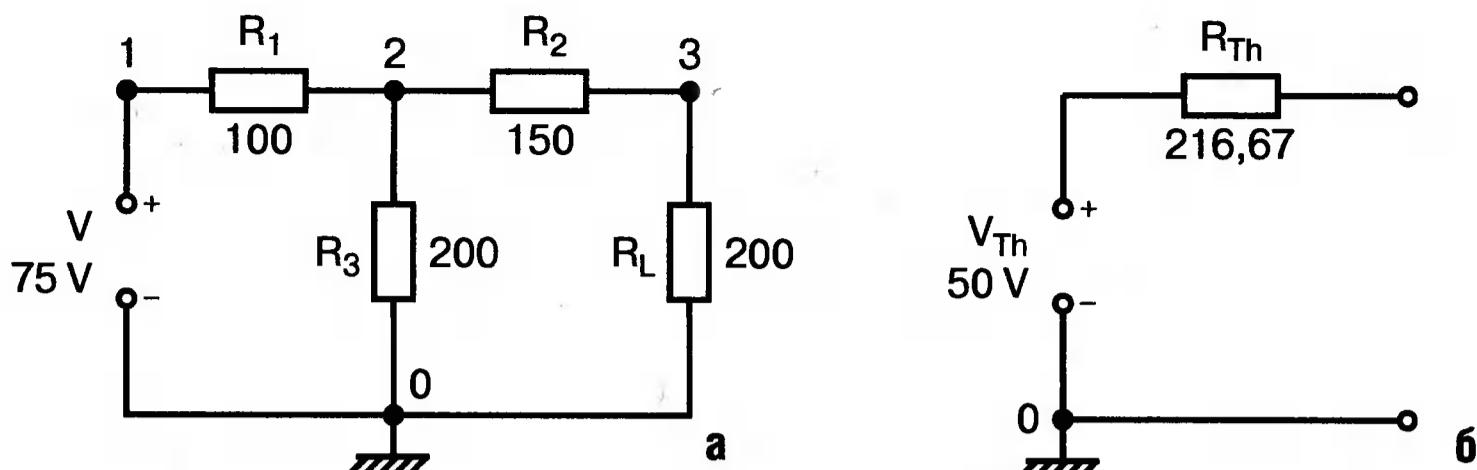


Схема на рис. 1.8(а) содержит источник напряжения и несколько резисторов, включая нагрузочный резистор R_L . Найдем напряжение на резисторе R_L и ток через него. Для этого можно найти эквивалентное сопротивление цепи, затем ток источника, падение напряжения на R_1 и так далее вплоть до падения напряжения на R_L . Однако если изменить сопротивление R_L , всю последовательность вычислений придется повторить. С помощью теоремы Тевенина эта проблема решается проще.

Для начала удалим из схемы нагрузочное сопротивление. Этот метод не зависит от нагрузочного сопротивления, и это очень важно. Теперь найдем напряжение V_{30} , проще говоря, напряжение между узлами, к которым было подключено исключенное из схемы сопротивление нагрузки. Можно обозначить его как V_{Th} (Th — первые буквы имени Тевенина). Затем вычислим сопротивление схемы относительно этих же узлов, закоротив источник питания. Его можно обозначить как R_{Th} .

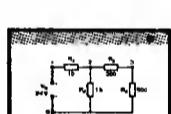


■ Рис. 1.8. К применению теоремы Тевенина: а — схема; б — источник эквивалентного напряжения и эквивалентное внутреннее сопротивление

Заменим теперь схему неидеальным источником напряжения, содержащим идеальный источник V_{Th} с внутренним сопротивлением R_{Th} , и вернем в полученную схему нагрузочное сопротивление R_L . Падение напряжения на этом резисторе и ток через него будут такими же, как в исходной схеме.

Найдем V_{Th} и R_{Th} для схемы рис. 1.8. Удалим R_L , затем используем выражение для делителя напряжения, чтобы вычислить $V_{20} = 50$ В. Для определения R_{Th} закоротим источник V . Вычисляя теперь сопротивление относительно узлов 3 и 0, получим $R_{Th} = 216,67$ Ом. Неидеальный источник напряжения состоит из включенных последовательно V_{Th} и R_{Th} , рис. 1.8(б). Для новой схемы гораздо проще получить значения тока и напряжения на нагрузке при любом значении R_L . Например, при $R_L = 200$ Ом найдем, применяя выражение для делителя напряжения, $V_{30} = 24$ В, а при $R_L = 300$ Ом получим $V_{30} = 29$ В.

Spice и теорема Тевенина



Продолжим исследование схемы на рис. 1.8, применяя теперь для проверки полученного нами решения PSpice. Вместо того чтобы удалять сопротивление R_L , изменим реальное значение сопротивления R_L на очень большое, например в 1 ТОм (1E12). Входной файл будет иметь вид:

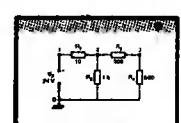
```
Thevenin Circuit for Spice
V 1 0 75V
R1 1 2 100
R2 2 3 150
R3 2 0 200
RL 3 0 1E12
.OP
.OPT nopage
.TF V(3) V
.END
```

После запуска PSpice, заметим, что $V(2) = 50,0000$ В и $V(3) = 50,0000$ В. Можете вы это объяснить, прежде чем продолжите разбор? Каково же значение V_{Th} ?

Команда .TF дает значение выходного сопротивления относительно $V(3)$, равное 216,7 Ом. Это и есть значение R_{Th} . Отметим, что значение R_L на несколько порядков превосходит любое другое сопротивление в схеме и практически не нагружает ее (опыт холостого хода). Попробуйте повторить анализ при существенно меньшем значении R_L .

Практические применения теоремы Тевенина

Предыдущий пример был относительно легким для расчета и без применения PSpice. Если мы сталкиваемся с более сложной задачей, например, с показанной на рис. 1.9, PSpice может сэкономить нам массу времени. Создайте самостоятельно входной файл для этой схемы и затем проверьте полученные вами результаты, исследуя приведенный ниже файл:

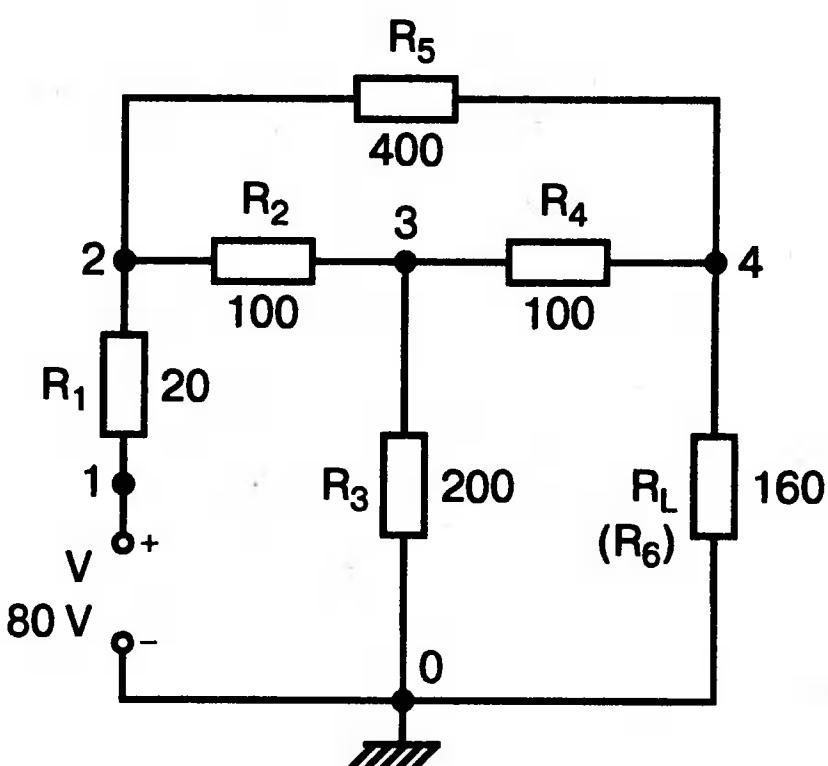


Thevenin Analysis of Bridged-Tee Circuit

```

V 1 0 75V
R1 2 1 20
R2 2 3 100
R3 3 0 200
R4 3 4 100
R5 2 4 400
R6 4 0 1E8
.OB
.OPT nopage
.TF V(4) V
.END

```



■ Рис. 1.9. Мостовая Т-образная схема

Выходной файл показан на рис. 1.10. Напряжение $V(4) = 57,143$ В и представляет собой V_{Th} . Выходное сопротивление относительно $V(4)$ равно $R_{Th} = 128,6$ Ом. Отметим, что как напряжение холостого хода, так и сопротивление цепи относительно выходных полюсов находятся при удаленном нагрузочном сопротивлении или при значении этого сопротивления столь высоком, что остальные сопротивления схемы становятся пренебрежимо малыми.

По результатам анализа нарисуем эквивалентную схему для неидеального источника Тевенина, содержащую последовательно соединенные V_{Th} и R_{Th} . Ручной расчет вы можете провести самостоятельно.

Как вы думаете, просто исключив резистор R_6 , решите ли вы тем самым задачу? Попытайтесь это сделать и посмотреть, изменится ли результат. Причина, по которой можно удалить R_6 , состоит в том, что и в этом случае остается путь возврата от узла 4 на землю.

**** 07/27/05 09:41:47 **** Evaluation PSpice (Nov 1999) ****

Thevenin Analysis of Bridged-Tee Circuit

**** CIRCUIT DESCRIPTION

V 1 0 75V

R1 2 1 20

R2 2 3 100

R3 3 0 200

R4 3 4 100

R5 2 4 400

R6 4 0 1E8

.OP

.OPT nopage

.TF V(4) V

.END

**** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION

TEMPERATURE = 27.000 DEG C

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	75.0000	(2)	70.0550	(3)	49.4510	(4)	53.5710

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME CURRENT

V -2.473E-01

TOTAL POWER DISSIPATION 1.85E+01 WATTS

**** OPERATING POINT INFORMATION

TEMPERATURE = 27.000 DEG C

**** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

V(4)/V = 7.143E-01

INPUT RESISTANCE AT V = 3.033E+02

OUTPUT RESISTANCE AT V(4) = 1.286E+02

JOB CONCLUDED

TOTAL JOB TIME

.05

■ Рис. 1.10. Выходной файл при моделировании схемы на рис. 1.9

Замена цепей при применении теоремы Тевенина

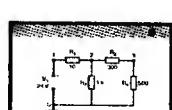
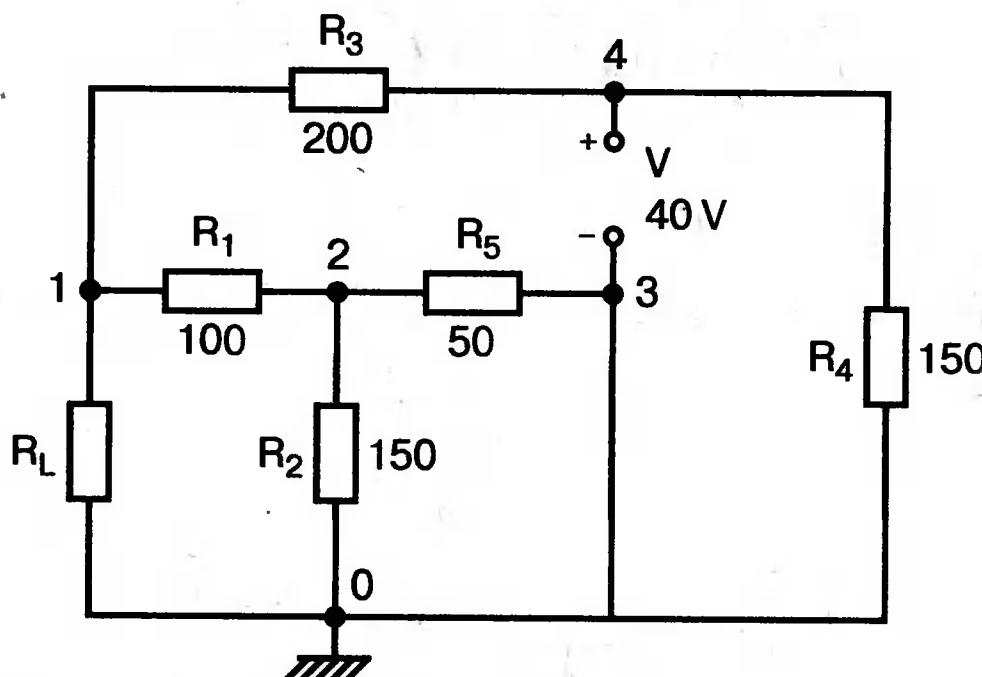


Схема на рис. 1.11 показывает другие возможности применения теоремы Тевенина. В этой схеме величине R_L присваивается ряд различных значений и предлагается вычислить ток и напряжение нагрузки для каждого из них. Мы убедились, что нагрузочное сопротивление может быть удалено из схемы вместо замены его резистором с очень большим сопротивлением.



■ Рис. 1.11. Схема для замещения по теореме Тевенина

Это можно еще раз проверить с помощью следующего входного файла:

```
Bridge-Circuit for Thevenin
V 4 3 40V
R1 1 2 100
R2 2 0 150
R3 1 4 200
R4 4 0 200
R5 2 3 50
.OP
.OPT nopage
.TF V(1) V
.END
```

Запустите анализ и нарисуйте по его результатам неидеальный источник напряжения Тевенина. Убедитесь, что вы обозначили все необходимые узлы. Результат должен соответствовать рис. 1.12. Выходные узлы обозначены как 1 и 0. Отметим, что напряжение холостого хода на узле 1 отрицательно относительно узла 0. PSpice дает для него значение $V(1) = -2,9091$ В. Команда .TF позволяет вычислить выходное сопротивление относительно $V(1)$, равное 152,7 Ом, что соответствует значению сопротивления на рис. 1.13. Теперь мы можем изменять значение R_L в широких пределах и проводить расчеты для каждого значения вручную.

Применение теоремы Тевенина позволило нам заменить сложную схему простым неидеальным генератором напряжения. И поскольку в этой схеме нет сопротивления нагрузки R_L , не имеет значения, подключим ли мы его к реальной схеме или к эквивалентному генератору. Однако эти две схемы не вполне эквивалентны.

Вернемся, например, к схеме (рис. 1.8), с которой мы начали рассмотрение, при удаленном сопротивлении нагрузки $V_{Th} = 50$ В и $R_{Th} = 216,7$ Ом.

При $R_L = 200$ Ом ток составляет 0,12 А. Поскольку этот ток проходит через последовательную цепочку сопротивлений, мощность, потребляемая от источника V_{Th} , составляет 6 Вт. Поскольку мощность нагрузки равна 2,88 Вт, оставшиеся 3,12 Вт выделяются на внутреннем сопротивлении R_{Th} . Но в исходной схеме, напряжение источника равно 75 В и ток его составляет 0,33 А. Следовательно, от него потребляется мощность 24,8 Вт. Поскольку мощность, выделяемая в нагрузочном резисторе сопротивлением 200 Ом равна 2,88 Вт, оставшаяся часть мощности рассеивается на трех резисторах Т-образной схемы.

***** 06/14/99 10:05:31 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****

Bridge Circuit for Thevenin

***** CIRCUIT DESCRIPTION

```
V 4 3 40V
R1 1 2 100
R2 2 0 150
R3 1 4 200
R4 4 0 200
R5 2 3 50
.OP
.OPT nopage
.TF V(1) V
.END
```

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	-2.9091	(2)	-13.0910	(3)	-22.5450	(4)	17.4550

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME CURRENT

v -1.891E-01

TOTAL POWER DISSIPATION 7.56E+00 WATTS

***** OPERATING POINT INFORMATION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

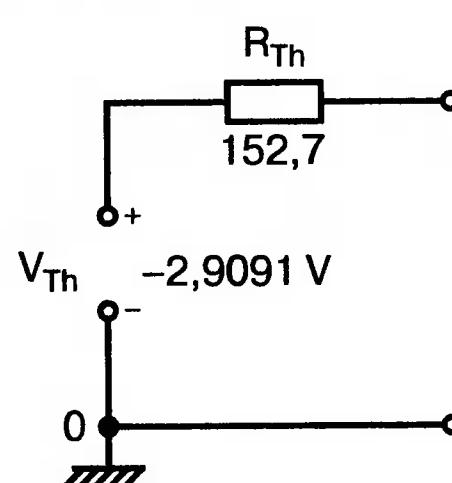
***** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

$V(1)/V = -7.273E-02$

INPUT RESISTANCE AT V = 2.115E+02

OUTPUT RESISTANCE AT V(1) = 1.527E+02

■ Рис. 1.12. Выходной файл при моделировании схемы на рис. 1.11



■ Рис. 1.13. Схема со значениями V_{Th} и R_{Th} для эквивалентного генератора Тевенина

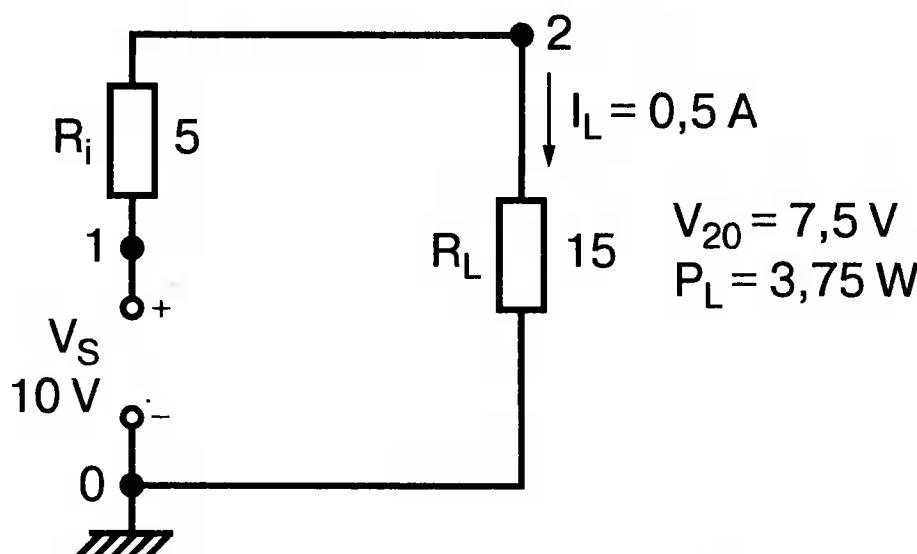
Этот пример показывает, что с энергетической точки зрения исходная схема и генератор Тевенина не эквивалентны.

РЕАЛЬНЫЕ ИСТОЧНИКИ ТОКА ИЛИ РЕАЛЬНЫЕ ИСТОЧНИКИ НАПРЯЖЕНИЯ



До сих пор мы работали с источниками питания только одного типа, с источниками напряжения. Однако во многих случаях удобно представлять реальные источники электрической энергии как неидеальные источники тока.

На рис. 1.14 представлен неидеальный источник напряжения. Его напряжение холостого хода, которое часто называют напряжением идеального источника напряжения, составляет 10 В. В реальных источниках напряжения при увеличении тока нагрузки выходное напряжение падает. Чтобы учесть этот эффект, в схеме замещения последовательно с идеальным источником включается внутреннее сопротивление R_i (в данном случае $R_i = 5 \Omega$).

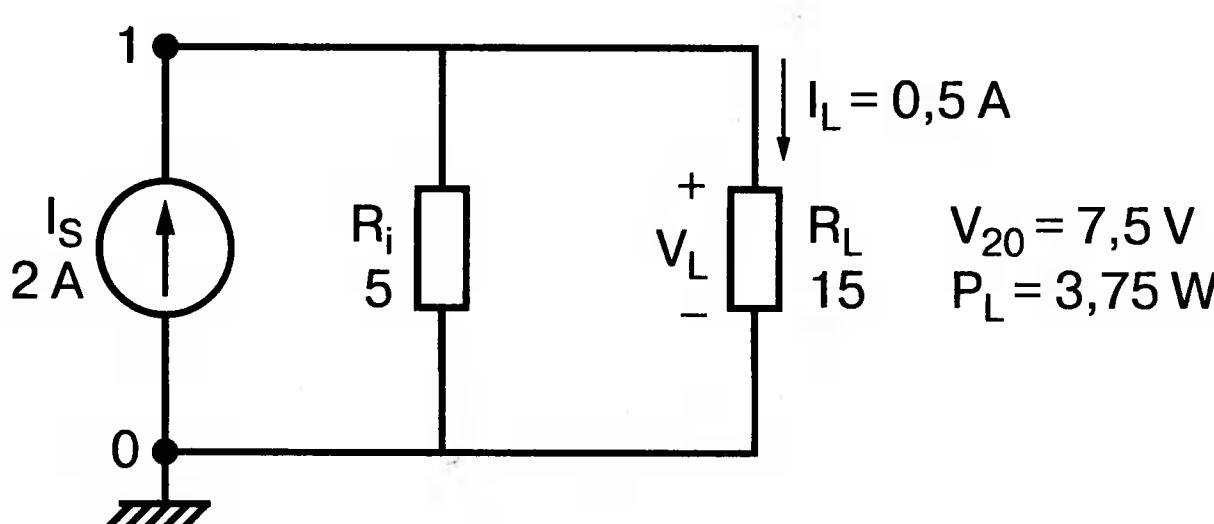


■ Рис. 1.14. Неидеальный источник напряжения

Схема, кроме того, содержит нагрузочный резистор $R_L = 15 \Omega$. Расчитав значения напряжения $V_{20} = 7.5 \text{ В}$ и тока $I_L = 0.5 \text{ А}$, попытаемся найти неидеальный источник тока, которым можно было бы заменить неидеальный источник напряжения так, чтобы ток и напряжение на нагрузке не изменились.

Нетрудно проверить, что, заменив неидеальный источник напряжения идеальным источником тока в 2 А и включенным параллельно ему резистором $R_i = 5 \Omega$, мы реализуем такой источник. При этом значения двух эквивалентных генераторов связаны соотношением $I_S = V_S / R_i$.

На рис. 1.15 приведена схема неидеального источника тока. В ней напряжение и ток нагрузочного резистора такие же, как в схеме на рис. 1.14: $V_{20} = 7.5 \text{ В}$ и $I_L = 0.5 \text{ А}$. Мощность, выделяемая в нагрузке, равна $V_{20}I_L = 3.75 \text{ Вт}$. Но эквивалентны ли обе схемы по энергетическим соотношениям? В схеме на рис. 1.14 мощность, потребляемая от V_S , составляла 5 Вт, а в схеме на рис. 1.15, мощность, потребляемая от источника тока, равна 15 Вт. Чтобы объяснить это различие подсчитайте мощность, выделяемую в R_i для обоих случаев.

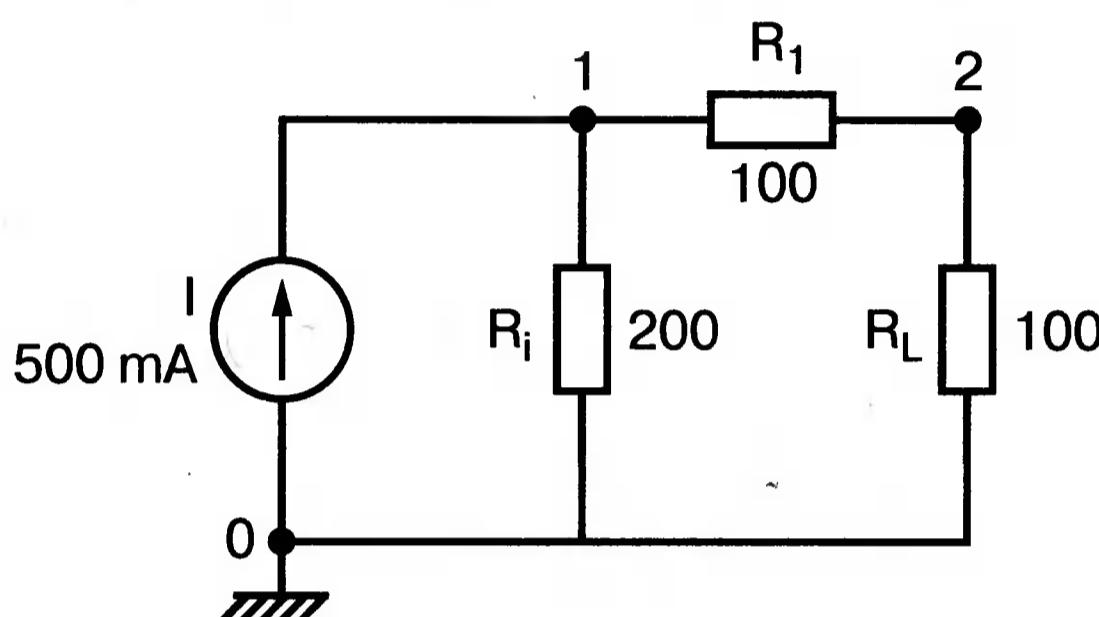


■ Рис. 1.15. Неидеальный источник тока, обеспечивающий те же условия в нагрузке, что схема на рис. 1.14

АНАЛИЗ ДЛЯ ЦЕПЕЙ С ИСТОЧНИКАМИ ТОКА С ПОМОЩЬЮ SPICE



Решения для цепей, содержащих источники тока, могут быть получены методом узловых потенциалов проще, чем методом контурных токов. Моделирование с помощью Spice основано на методе узловых потенциалов. Вспомните, что каждый узел в Spice должен быть обозначен, а каждый элемент цепи должен быть включен между определенными узлами. Для источников напряжения положительный узел должен быть указан в строке описания первым. Для источников тока первым должен быть указан узел, от которого направлена стрелка внутри обозначения источника. Простейший пример приведен на рис. 1.16. Рассчитаем токи и напряжения в схеме.



■ Рис. 1.16. Простая цепь с источником тока

Поскольку сопротивление каждой из двух параллельных резистивных ветвей составляет 200 Ом, ток источника в 500 мА делится поровну между ветвями: $I_1 = I_2 = 250$ мА. Напряжение на R_i равно $V_{10} = R_i I_1 = 200 \cdot 0,250 = 50$ В. Напряжение на выходе $V_{20} = R_L I_2 = 100 \cdot 0,250 = 25$ В.

Создадим входной файл и получим решение на PSpice:

```
Simple Circuit with Current Source
I 0 1 500mA
R1 1 0 200
R1 1 2 100
RL 2 0 100
.OP
.OPT porage
.TF V(2) I
.END
```

Отметим, что в качестве обозначения для единицы силы тока с префиксом применяется мА (миллиампер). Иногда вместо этого применяется обозначение М или МА. Будьте осторожны! Символ для мега — это МEG. Ток источника направлен от узла 0 к узлу 1 по стрелке внутри источника. Переходная функция показана для случая, когда выходной величиной является $V(2)$, а входной — ток I . Команда при этом имеет такой же формат, как и в случае определения входного или выходного сопротивления.

Запустите анализ и получите результаты: $V(1) = 50$ В, $V(2) = 25$ В. Отметим, что $V(2)/I = 50$. Эта переходная функция представляет собой отношение выходного напряжения к входному току и имеет размерность сопротивления (Ом). Для данного анализа она не представляет интереса. Входное сопротивление в

100 Ом проверяется просто. Выходное сопротивление составляет 75 Ом и представляет собой сопротивление, которое «видит» нагрузка при неактивном источнике тока. Это означает, что источник тока разомкнут или удален из схемы. Проверьте значение 75 Ом для выходного сопротивления. Выходной файл показан на рис. 1.17

```
**** 07/27/05 12:15:15 **** Evaluation PSpice (Nov 1999) ****
Simple Circuit with Current Source

**** CIRCUIT DESCRIPTION

I 0 1 500mA
RI 1 0 200
R1 1 2 100
RL 2 0 100
.OP
.OPT nopage
.TF V(2) I
.END

**** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) 50.0000 ( 2) 25.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME CURRENT

TOTAL POWER DISSIPATION 0.00E+00 WATTS

**** OPERATING POINT INFORMATION TEMPERATURE = 27.000 DEG C
**** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

V(2)/I = 5.000E+01

INPUT RESISTANCE AT I = 1.000E+02

OUTPUT RESISTANCE AT V(2) = 7.500E+01
```

■ Рис. 1.17. Выходной файл при моделировании схемы на рис. 1.16

Рассеиваемая мощность равна 0, что, конечно, неверно. Дело в том, что команда .OP дает рассеиваемую мощность только для источников напряжения. А как же определить общую рассеиваемую мощность в нашем случае? Можно вычислить сумму I^2R для всех трех резисторов и проверить, что это и есть суммарная потребляемая мощность, составляющая 25 Вт. Еще проще вычислить произведение тока источника I и напряжения $V(1)$ на его выходе. Проверьте, что и в этом случае расчет дает 25 Вт.

ТЕОРЕМА НОРТОНА



Теорема Нортона используется, чтобы представлять неидеальные источники в виде идеальных источников тока с шунтирующим резистором, так же как теорема Тевенина представляет их в виде последовательного соединения резистора и идеального источника напряжения.

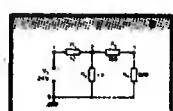
Соотношение между параметрами этих двух моделей задается уравнением:

$$I_N = \frac{V_{Th}}{R_{Th}},$$

причем внутренние сопротивления у обеих моделей одинаковы. Ток I_N определяется при закороченной нагрузке.

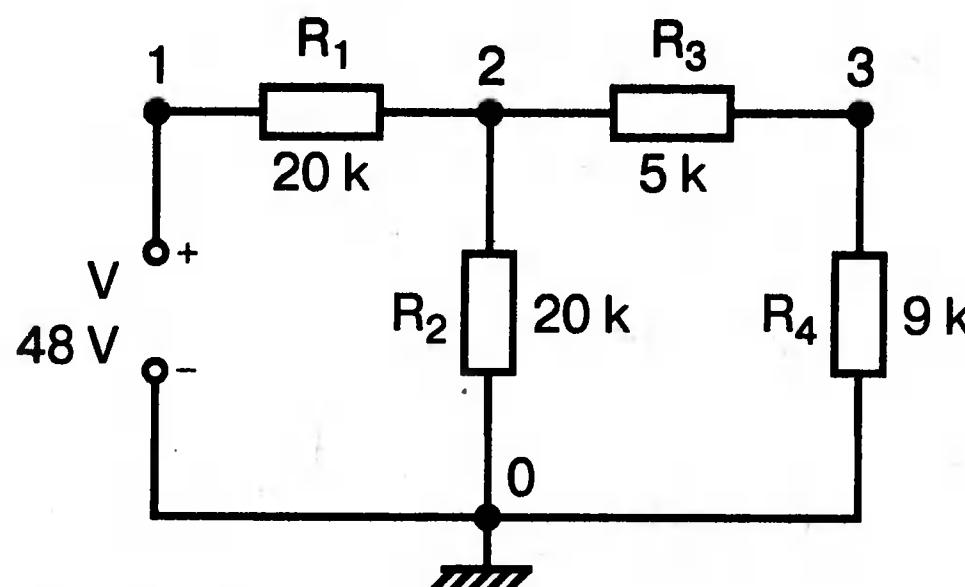
Для одних цепей принято находить ток короткого замыкания I_N , для других — напряжение холостого хода V_{Th} . Когда найдена одна из этих величин, другую можно получить из приведенного выше соотношения.

Применение теоремы Нортона



В схеме на рис. 1.18 ток короткого замыкания можно определить при закорачивании резистора R_4 . При этом узел 3 исчезает, поскольку потенциал его сравнивается с потенциалом узла 0. Входной файл для этого случая имеет вид:

```
Norton's Theorem; Find Isc
V 1 0 48V
R1 1 2 20k
R2 2 0 20k
R3 2 0 5k
.DC V 48V 48V 48V
.OP
.OPT nopage
.PRINT DC I(R3) V(1,2)
.END
```



■ Рис. 1.18. Т-образная схема для анализа по теореме Нортону

Запустите анализ и проверьте, что ток короткого замыкания равен току через R_3 и что $I(R3) = 1,6$ мА.

Определение тока короткого замыкания

Вернемся снова к схеме на рис. 1.9, в которой резистор R_L должен быть закорочен, чтобы получить ток короткого замыкания. Проблема, которая при этом возникает, состоит в том, что мы не можем указать элемент схемы, в котором следует определить ток. В подобных ситуациях можно просто заменить R_L резистором с сопротивлением, пренебрежимо малым по сравнению с любым другим сопротивлением схемы. При этом вид входного файла будет:

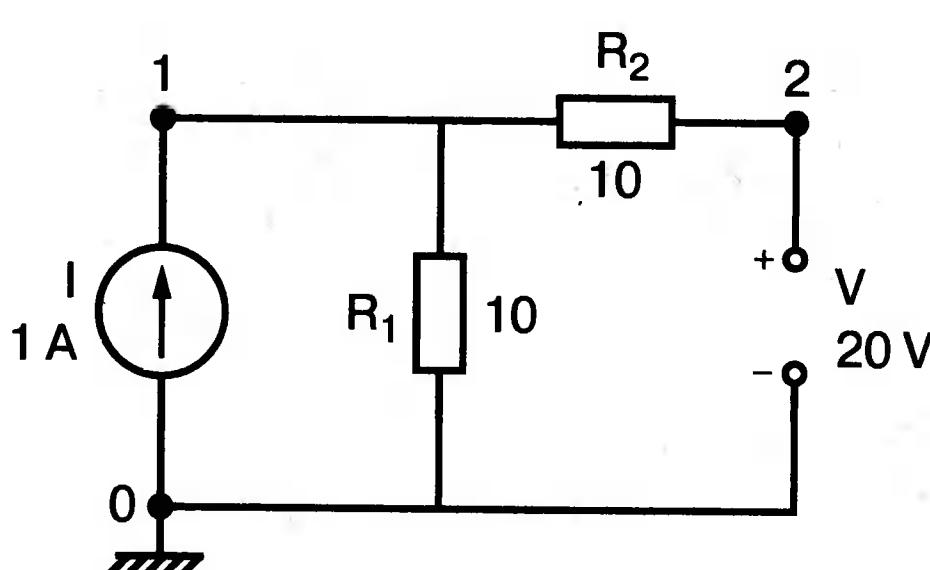
```
Nortn's Theorem with RL Replaced by Small R
V 1 0 80V
R1 2 1 20
R2 2 3 100
R3 3 0 200
R4 3 4 100
R5 2 4 400
RL 4 0 0.001
.DC V 80V 80V 80V
.OP
.OPT nopage
.PRINT DC I(RL)
.END
```

Анализ на PSpice дает $I(RL) = 0,444$ А, что и является искомым током короткого замыкания I_N . Включим в последний входной файл команду .TF, чтобы попытаться найти выходное сопротивление относительно $V(4)$. Это сопротивление не должно отличаться от сопротивления $R_L = 0,001$ Ом, которое мы включили в файл для определения тока короткого замыкания.

Мы должны признать, что определение V_{Th} и R_{Th} с использованием PSpice намного проще, поскольку в выходном файле можно получить оба значения. В примере на рис. 1.9 $I_N = V_{Th} / R_{Th} = 0,444$ А.

ЦЕПИ С ИСТОЧНИКАМИ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ

Цепи, включающие источники тока и напряжения, могут быть рассчитаны при применении метода наложения. Если цепи не слишком сложны, этот метод дает простое и вполне приемлемое решение. На рис. 1.19 приведена цепь, содержащая источник тока I и источник напряжения V . Применим метод наложения для определения напряжения V_{10} . Проведите расчет самостоятельно, а затем проверьте результат по приведенному ниже решению.



■ Рис. 1.19. Схема с простыми источниками тока и напряжения

Напряжение $V_{10}(a)$, которое получается при замыкании источника напряжения, составляет $V_{10}(a) = 5$ В, напряжение $V_{10}(b)$, получающееся от V при размыкании источника тока, равно $V_{10}(b) = 10$ В, и после сложения этих двух значений получим $V_{10} = 15$ В.

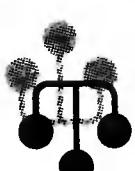
Обратимся теперь к анализу схемы на PSpice. Входной файл должен выглядеть следующим образом:

```
Simple Current and Voltage Sources
I 0 1 1A
V 20 20
R1 1 0 10
R2 1 2 10
.OP
.OPT porage
.TF V(1) V
.END
```

Выходной файл дает $V(1) = 15$ В, что соответствует расчету методом наложения. Команда .TF дает нам возможность найти ток источника напряжения V , равный 0,5 А. Проверьте правильность этого результата. Вспомним, что PSpice дает корректное значение отдаваемой мощности только для источников напряжения, оно просто равно произведению напряжения на ток источника и составляет 10 Вт. Вычислим мощность, рассеиваемую в каждом резисторе: $P_1 = 22,5$ Вт, $P_2 = 2,5$ Вт, что в сумме дает 25 Вт. Команда .TF дает возможность вычислить входное и выходное сопротивления. Проверьте эти значения, учитывая, что при их расчете источник тока следует разомкнуть.

Итак, если в исследуемой цепи есть источники тока, следует осторожно подходить к расчету рассеиваемой мощности, поскольку выходной файл показывает лишь мощность, потребляемую от источников напряжения. Если в схеме несколько таких источников, то в выходном файле приводится суммарная мощность всех источников напряжения.

МАКСИМАЛЬНАЯ ПЕРЕДАЧА МОЩНОСТИ



Для схем, в которых нагрузочное сопротивление может изменяться при функционировании устройства, представляется существенным вопрос: при какой величине нагрузочного сопротивления передаваемая ему мощность будет максимальной? На рис. 1.20 таким нагрузочным сопротивлением является резистор R_L . Когда сопротивление R_L равно сопротивлению схемы относительно выходных узлов (узлов 3 и 0 в нашей схеме), передаваемая в нагрузку мощность будет максимальной.

Выходное сопротивление цепи — это просто сопротивление Тевенина R_{Th} , которое для нашей схемы составляет 30 Ом. Поэтому при $R_L = 30$ Ом в нагрузке рассеивается максимальная мощность. Это означает, что при неизменных параметрах цепи любое изменение R_L в сторону увеличения или уменьшения приведет к снижению выделяемой в нем мощности. И анализ на SPICE может нам это продемонстрировать. Входной файл для такого анализа имеет вид:

Maximum Power Transfer to R Load

V 1 0 12V

R1 1 2 20

R2 2 0 20

R3 2 3 20

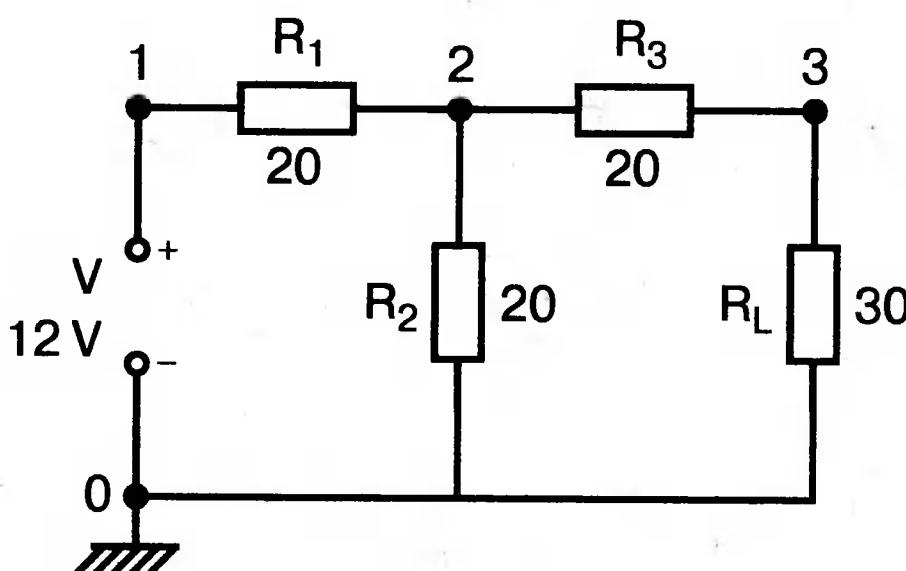
RL 3 0 30

.OP

.OPT nopage

.END

Выходной файл показывает $V(3) = 3$ В, откуда $P_L = V(3)^2/R_L = 0,3$ Вт. Теперь можно почувствовать реальные преимущества SPICE, в которой не составляет труда сделать R_L больше или меньше. Изменив в исходном файле только величину R_L и снова проведя анализ, мы быстро увидим новый результат.



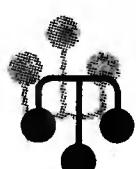
■ Рис. 1.20. Схема для определения максимальной мощности, передаваемой в нагрузку

Например, при $R_L = 29$ Ом, $V(3) = 2,9492$ В и $P_L = 0,2999$ Вт. Попытка проверить результат при нескольких различных значениях R_L покажет вам, что мощность всегда меньше 0,3 Вт. Запомните, что максимальная мощность в нагрузочном сопротивлении выделяется тогда, когда оно равно выходному сопротивлению схемы. Это может быть показано при применении теоремы Тевенина для сколь угодно сложных схем.

Из этого примера видно, что компьютерный анализ позволяет яснее представить себе общие принципы, определяющие поведение схем без нудного повторения сложных вычислений.

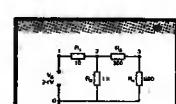
ЗАВИСИМЫЕ ИСТОЧНИКИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

Зависимые (управляемые) источники могут представлять собой источники тока или напряжения, выходное значение которых зависит от токов или напряжений, возникающих еще где-либо в схеме.



Источник напряжения, управляемый напряжением

Схема на рис. 1.21 содержит независимый источник напряжения V и зависимый источник напряжения E с меткой $2V_a$. От чего же зависит этот зависимый источник? Его выходное напряжение является функцией напряжения на резисторе R_1 , которое обозначается как V_a . Множитель 2 означает, что напряжение E равно удвоенному значению V_a . В общем виде множитель обозначается как k .



Токи и напряжения в схеме могут быть получены с помощью обычных уравнений. Для левого контура второй закон Кирхгофа дает

$$V = R_1 I_{12} + E = R_1 I_{12} + 2V_a,$$

где I_{12} — ток через резистор R_1 . Поскольку $V_a = R_1 I_{12}$, выражение можно преобразовать к виду:

$$\begin{aligned} V &= R_1 I_{12} + 2 R_1 I_{12} = 3 R_1 I_{12}; \\ 10 \text{ В} &= 3 \cdot (250 \text{ Ом}) \cdot I_{12}; \\ I_{12} &= 13,33 \text{ мА}; \\ V_{12} &= V_a = R_1 I_{12} = (250 \text{ Ом}) \cdot (13,33 \text{ мА}) = 3,333 \text{ В}; \\ E &= 2 V_a = 6,667 \text{ В}. \end{aligned}$$

Поскольку это напряжение приложено к R_2 , можно найти ток через R_2 , а также ток через ветвь, содержащую R_3 и R_L :

$$I_{R2} = \frac{6,667 \text{ В}}{100 \text{ кОм}} = 66,67 \text{ мкА};$$

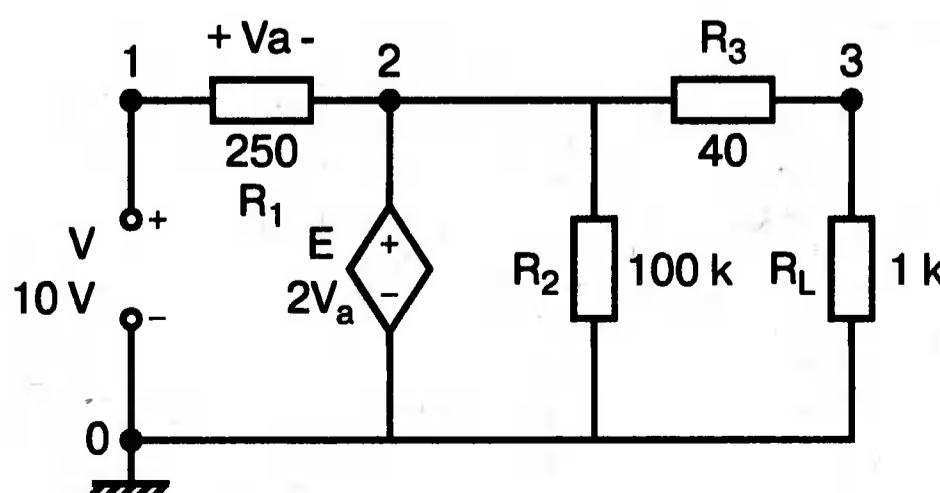
$$I_{R3} = \frac{6,667 \text{ В}}{1,04 \text{ кОм}} = 4,4 \text{ мкА};$$

Ток через источник E определяется из первого закона Кирхгофа:

$$I_E = 13,33 \text{ мА} - 66,67 \text{ мкА} - 6,41 \text{ мА} = 6,85 \text{ мА}.$$

Как такие задачи решаются на PSpice? Входным файлом для схемы на рис. 1.21 будет:

```
Voltage-Controlled Voltage Sources
V 1 0 10V
E 2 0 1 2 2
R1 1 2 250
R2 2 0 100k
R3 2 3 40
RL 3 0 1k
.OP
.OPT nopage
.TF V(3) V
.END
```



■ Рис. 1.21. Источник напряжения, управляемый напряжением

***** 07/27/05 12:27:16 ***** Evaluation PSpice (Nov 1999) *****
 Voltage-Controlled Voltage Sources

***** CIRCUIT DESCRIPTION

```
V 1 0 10V
E 2 0 1 2 2
R1 1 2 250
R2 2 0 100k
R3 2 3 40
RL 3 0 1k
.OP
.OPT nopage
.TF V(3) V
.END
```

***** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION

TEMPERATURE = 27.000 DEG C

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	10.0000	(2)	6.6667	(3)	6.4103		

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
------	---------

V	-1.333E-02
---	------------

TOTAL POWER DISSIPATION 1.33E-01 WATTS

***** OPERATING POINT INFORMATION

TEMPERATURE = 27.000 DEG C

***** VOLTAGE-CONTROLLED VOLTAGE SOURCES

NAME	E
V-SOURCE	6.667E+00
I-SOURCE	6.856E-03

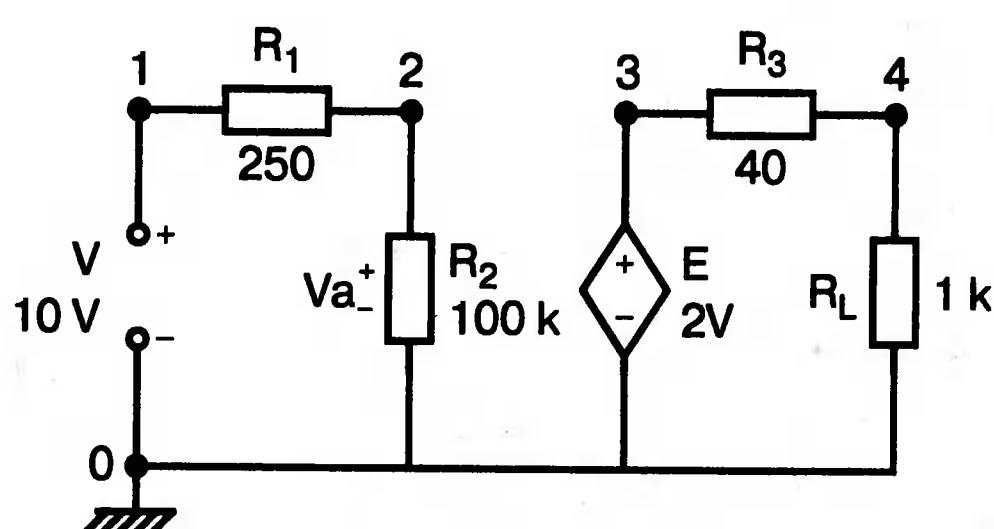
***** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

$V(3)/V = 6.410E-01$

INPUT RESISTANCE AT V = 7.500E+02

OUTPUT RESISTANCE AT V(3) = 3.846E+01

■ Рис. 1.22. Выходной файл для схемы на рис. 1.21



■ Рис. 1.23. К исследованию схемы с источником напряжения, управляемым напряжением

Новой командой во входном файле является команда описания зависимого источника напряжения E . Узлы 2 и 0 являются его положительным и отрицательным полюсами, узлы 1 и 2 являются положительным и отрицательным полюсами напряжения, которое управляет выходным напряжением источника E . Наконец, последнее число 2 является коэффициентом k . Выходной файл (рис. 1.22) дает значения $V(2) = 6,6667$ В и $V(3) = 6,4103$ В, как и было ранее рассчитано. Ток источника напряжения V также равен расчетному значению 13,333 мА. Ток источника питания E равен 6,856 мА и направлен от положительного полюса источника внутри него.

Выходной файл дает значение входного сопротивления в 750 Ом. Это просто отношение V к I_{12} . Для определения выходного сопротивления каждый из источников питания необходимо закоротить. При закорачивании узлов 2 и 0 параллельное соединение R_3 и R_L дает сопротивление 8,46 Ом.

На рис. 1.23 показана модификация схемы, для которой входной файл имеет вид:

```
Another Voltage-Controlled Voltage Sources
V 1 0 10V
E 2 0 1 2 2
R1 1 2 250
R2 2 0 100k
R3 3 4 40
RL 4 0 1k
.OP
.OPT nopage
.TF V(4) V
.END
```

В этой упрощенной схеме легче рассчитать усилитель напряжения. Ток в левом контуре равен:

$$I_{12} = \frac{V}{R_1 + R_2} = \frac{10 \text{ В}}{250 \text{ Ом} + 100 \text{ кОм}} = 99,75 \text{ мкА},$$

Падение напряжения на R_2 равно:

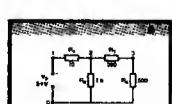
$$V_2 = V_a = I_{12}R_2 = (99,75 \text{ мкА})(100\text{k}\Omega) = 9,975 \text{ В};$$

и

$$E = 2V_a = (2)(9,75 \text{ В}) = 19,95 \text{ В}.$$

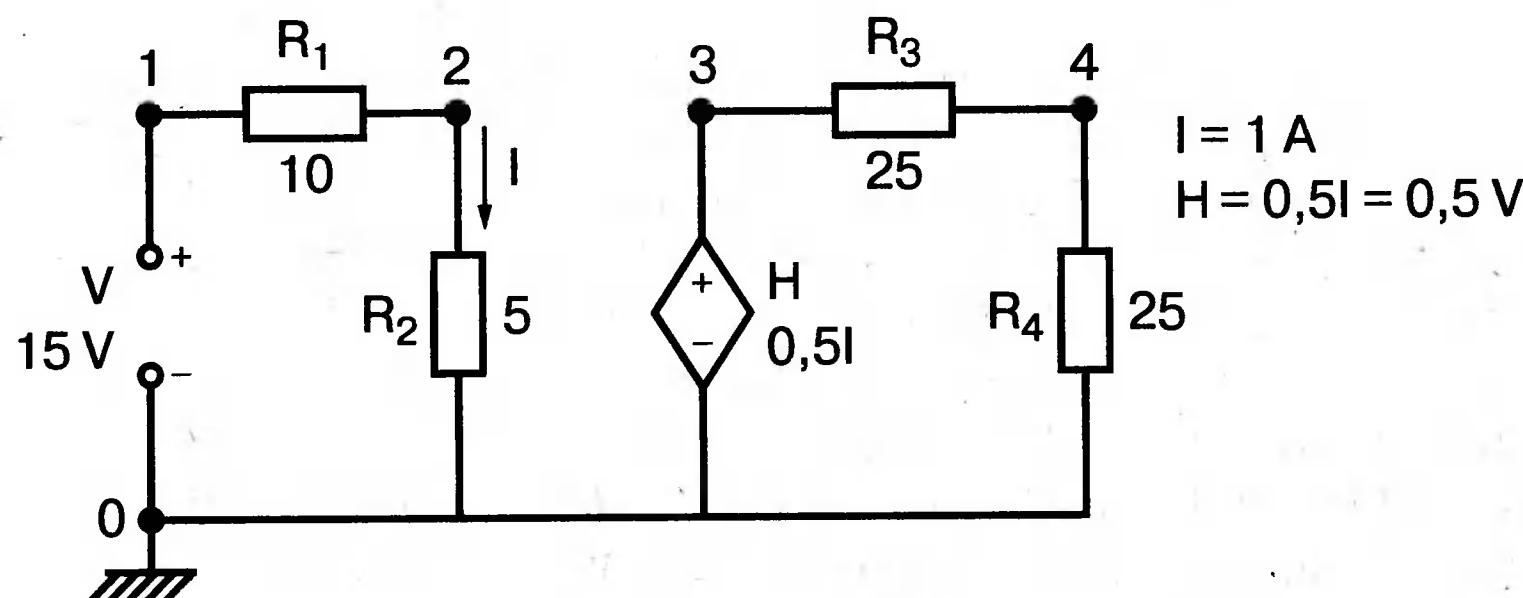
Из выходного файла находим $V(2) = 9,9751$ В, $V(3) = 19,95$ В и $V(4) = 19,183$ В. Ток через источник питания V составляет 99,75 мкА, а ток через источник E равен -19,18 мА. Знак минус показывает, что ток внутри источника течет от минуса к плюсу.

Источник напряжения, управляемый током



Данный источник напряжения управляет током в какой либо ветви схемы, как показано на рис. 1.24. Зависимый источник имеет значение $0,5 I$, где I — ток через резистор R_1 . Ток протекает от узла 1 к узлу 2. Положительный полюс зависимого источника напряжения подключен к узлу 3, что дает в пра-

вом контуре направление тока по часовой стрелке. Это необходимо отметить, поскольку направление токов играет важную роль в расчетах.



■ Рис. 1.24. Схема с источником напряжения, управляемым током

Схему несложно рассчитать. В левом контуре источник в 15 В создает ток $I = V/(R_1 + R_2) = 15/(10+5) = 1$ А. Зависимый источник напряжения обозначен как $0,5I$. Его ток будет $0,5 \cdot 1 = 0,5$ В. Таким образом, $V_{30} = 0,5$ В. Как вдруг появилась размерность напряжения? Дело в том, что коэффициент k не безразмерный, он имеет размерность Ом. В общем, для этого источника напряжения, управляемого током (ИНУТ), следует применить запись kI . Коэффициент k выражается в омах, поэтому произведение k и I даст вольты.

Ток в правом контуре находится как $I_L = 0,5/(25 + 25) = 10$ мА, а напряжение $V_{40} = I_L R_L = 0,25$ В.

Используя PSpice, решим эту задачу в качестве подготовки к расчету другой, более сложной схемы. Входной файл содержит командную строку для описания ИНУТ (CDVS — Current-Dependent Voltage Source) и имеет следующий вид:

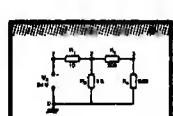
```
Circuit with Current-Dependent Voltage Sources
V 1 0 15V
H 3 0 V -0.5
R1 1 2 10
R2 2 0 5
R3 3 4 25
R4 4 0 25
.OP
.OPT porage
.TF V(4) V
.END
```

Внимательно следите за тем, чтобы командная строка для ИНУТ начиналась с символа H . На той же строке 3 и 0 означают номера положительного и отрицательного полюсов источника питания. Следующий символ V обозначает независимый источник, через который протекает управляемый ток I . И последней записью этой строки является $-0,5$. Здесь $0,5$ — величина коэффициента k , а знак «минус» требует пояснения. В SPICE ток источника напряжения (например ток через V) положителен, если внутри источника он течет от плюса к минусу. Поскольку управляемый ток течет в обратном направлении, коэффициент k в источнике H отрицателен. Если знак «минус» будет опущен, напряжения $V(3)$ и $V(4)$ будут иметь в выходном файле неверные знаки.

Если вы уверены, что готовы продолжать, запустите анализ на PSpice и получите выходной файл. Отметим, что $V(3) = 0,5$ В и $V(4) = 0,25$ В. Ток источника I равен $-1,0$ А. Это означает, что ток течет от плюса источника V и на рис. 1.24 он положителен. Таким образом, положительно и $V(3)$.

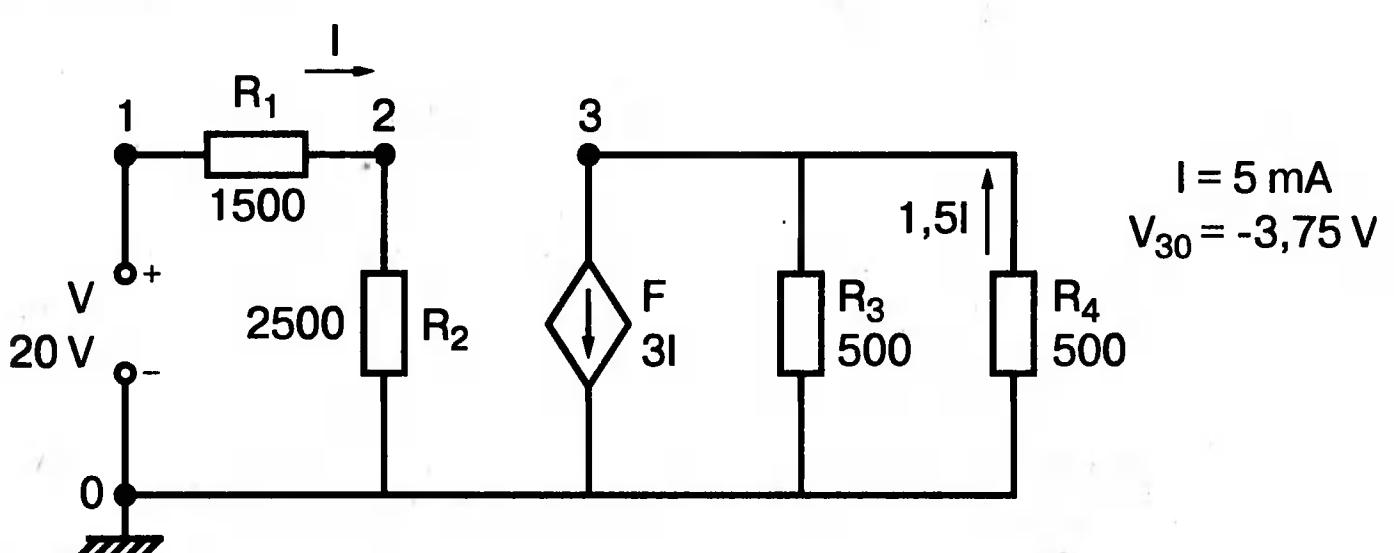
Вспомним также, что значение, показанное в выходном файле, равно просто VI , а не представляет собой действительную полную мощность. В разделе выходного файла, названном Current-Controlled Voltage Sources, имеется две строки ввода. Первая вводит источник V с напряжением 0,5 В. Это — значение напряжения независимого источника напряжения. Сложнее запись второй строки, которая дает значение тока -10 мА. Можете вы понять, что это означает? Это означает, что ток через ИНУТ равен 10 мА и протекает внутри источника от плюса к минусу, в соответствии с соглашением Spice относительно тока источника, которое мы уже знаем. Входное напряжение относительно V в выходном файле рано 15 Ом, выходное сопротивление относительно $V(4)$ составляет 12,5 кОм.

Источник тока, управляемый током



Другим типом зависимых источников, который часто применяется в электронике, является источник тока, управляемый током (ИТУТ) (Current-Controlled Current Source (CCCS) или Current-Dependent Current Source (CDCS)).

На рис. 1.25 показана базовая схема. Значение источника тока равно $3I$, где I — ток через резистор R_1 . Как и в предыдущем примере, ток протекает от узла 1 к узлу 2, по часовой стрелке в левом контуре. Коэффициент $3I$ обычно задается как kI , где k — множитель для опорного тока, протекающего в одной из ветвей цепи. Нетрудно установить, что при $I = 2$ А в левом контуре ток через F будет равен $3 \cdot 2 = 6$ А и проходит в направлении, указанном стрелкой внутри F .



■ Рис. 1.25. Схема с источником тока, управляемым током

В этом примере мы можем получить для $I = 20 / (1500 + 2500) = 5$ мА, как и для тока в левом контуре. Ток в F при этом равен $3 \cdot 5$ мА = 15 мА (направлен вниз по стрелке). Этот ток делится поровну между R_3 и R_4 , по 7,5 мА через каждый резистор. Ток идет от узла 1 к узлу 3, обеспечивая узлу 3 отрицательный потенциал. Напряжение $V(3) = -500 \cdot 7,5$ мА = $-3,75$ В.

В качестве прелюдии к исследованию более сложной схемы с зависимым источником, рассмотрим, как выглядит выходной файл для схемы на рис. 1.25:

Current-Controlled Current Sources

```

V 1 0 20V
F 3 0 V -3
R1 1 2 1500
R2 2 0 2500
R3 3 0 500
R4 3 0 500
.OP
.OPT porage
.TF V(3) V
.END

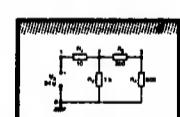
```

Ваш выходной файл должен показать что $V(2) = 12,5$ В и $V(3) = -3,75$ В. Под заголовком Current-Controlled Current Sources расположена строка ввода тока источника F , дающая значение 15 мА. Поскольку он втрое больше тока в левом контуре, это значение правильное. Положительное значение показывает, что ток направлен от узла 3 к узлу 0 внутри F . Необходимо показать соответствующее значение для F в команде входного файла. На строке, описывающей F , заданы два значения для начального и конечного узла (по стрелке внутри F). Следующее значение V относится к источнику напряжения, который обеспечивает управляющий ток I . Этот ток I входит в выражение для выходного тока источника kI . Коэффициент k является множителем при I , он не имеет размерности. В этом примере k имеет значение -3, которое описывает ток через источник V так же, как в различных предыдущих примерах. Внимательно изучите этот простой пример, поскольку здесь часто возникают ошибки. Освоив этот простой пример, вы будете в состоянии моделировать и более сложные схемы.

В выходном файле для R_{IN} дано значение 4 кОм, которое, очевидно, верно. Обычно также интересно и выходное сопротивление $R_{OUT} = 250$ Ом. В самой правой части схемы на рис. 1.25 мы видим два параллельно соединенных сопротивления R_3 и R_4 , которые и образуют выходное сопротивление при неактивном (разомкнутом) источнике тока.

Другие источники тока, управляемые током

Несколько иная ситуация для более сложной схемы с ИТУТ часто возникает при анализе электронных цепей, когда управляющий ток проходит в ветви, не содержащей независимых источников напряжения V . На рис. 1.26, а представлена типовая схема. В ней управляющий ток проходит через резистор R_3 . Именно этот ток, умноженный на k , определяет ток источника F .



Напомним, что в строке описания источника F присутствует независимый источник напряжения типа V . Как же быть? Просто введите источник напряжения с нулевым значением в ветвь, в которой протекает управляющий ток, как показано на рис. 1.26, б. Обозначьте этот источник как V_0 , чтобы это напоминало вам о его нулевом значении. Входной файл будет иметь вид:

Another CDCS Example

```

V 1 0 35V
V0 2A 2 0V
F 3 0 V0 -3
R1 1 2 100
R2 2 0 500
R3 2A 0 500
R4 3 0 500

```

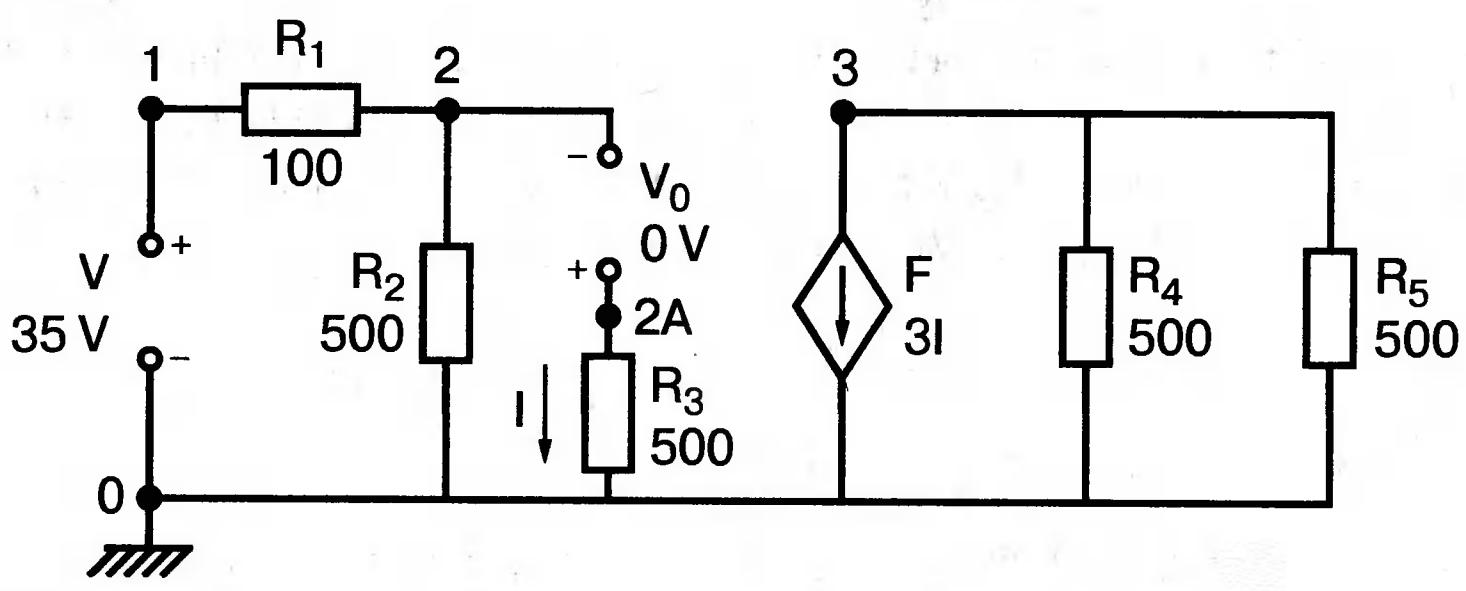
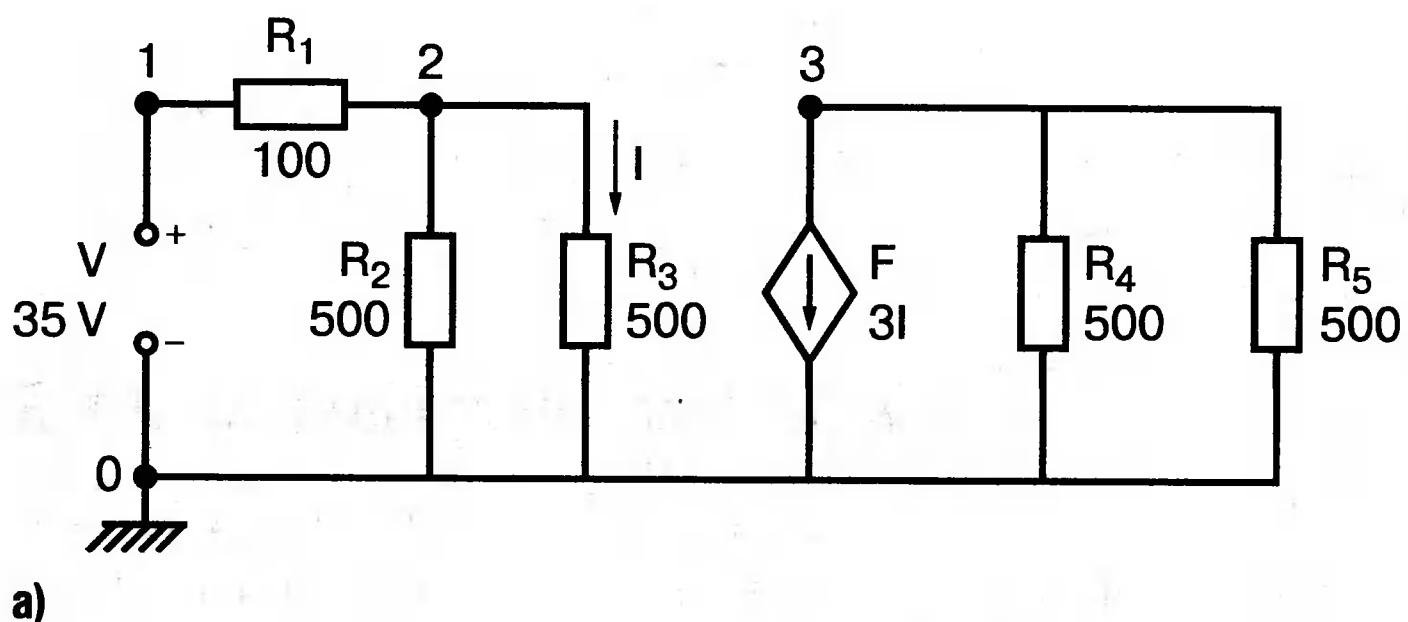
R5 3 0 500

.OP

.OPT porage

.TF V(3) V

.END



■ Рис. 1.26. Введение источника нулевого напряжения:
а) другая схема с источником тока, управляемым током
б) схема с введенным источником нулевого напряжения

Рассмотрим строку, описывающую F . Она следует за описанием независимого источника V_0 , поскольку он находится в ветви, где протекает управляющий ток I . Сравним строки, описывающие F в этом и в предыдущем примерах, чтобы увидеть разницу. Отметим дополнительную строку, описывающую V_0 . В ней указаны два узла 2A и 2. Заметим, что положительный узел (всегда первый) показывает направление, приведенное на рисунке. Это соответствует соглашениям, использованным в предыдущих примерах, где ток также выходит из положительного узла источника.

Ранее мы не использовали буквы для обозначения узлов, но это успешно можно делать. На самом деле могут быть использованы комбинации из букв и цифр. Узлы могут быть, например, обозначены как $a1$, $b12$, $1c$ и так далее. Итак, в действительности нулевое значение напряжения означает, что оно не влияет на процессы в схеме. Стока, описывающая R_3 , изменена, чтобы показать наличие нового узла 2A.

Запустите моделирование и проверьте результат. Значения равны: $V(2) = 25$ В, $V(3) = -37,5$ В, и, как ожидалось, $V(2A)$ также равно 25 В. Нетрудно проверить, что $I = 50$ мА, обеспечивая $3I = 150$ мА, как показано в выходном файле; это и есть ток через F . Этот ток делится поровну между R_4 и R_5 .

давая ток 75 мА в каждом из них. Таким образом, потенциал $V(3) = -75$ В. Входное и выходное сопротивления уже проверены.

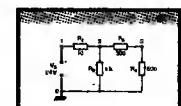
В качестве дополнительного упражнения посмотрите, что произойдет, если изменить две строки входного файла следующим образом:

```
V0 2A 2 0V
F 3 0 V0 3
```

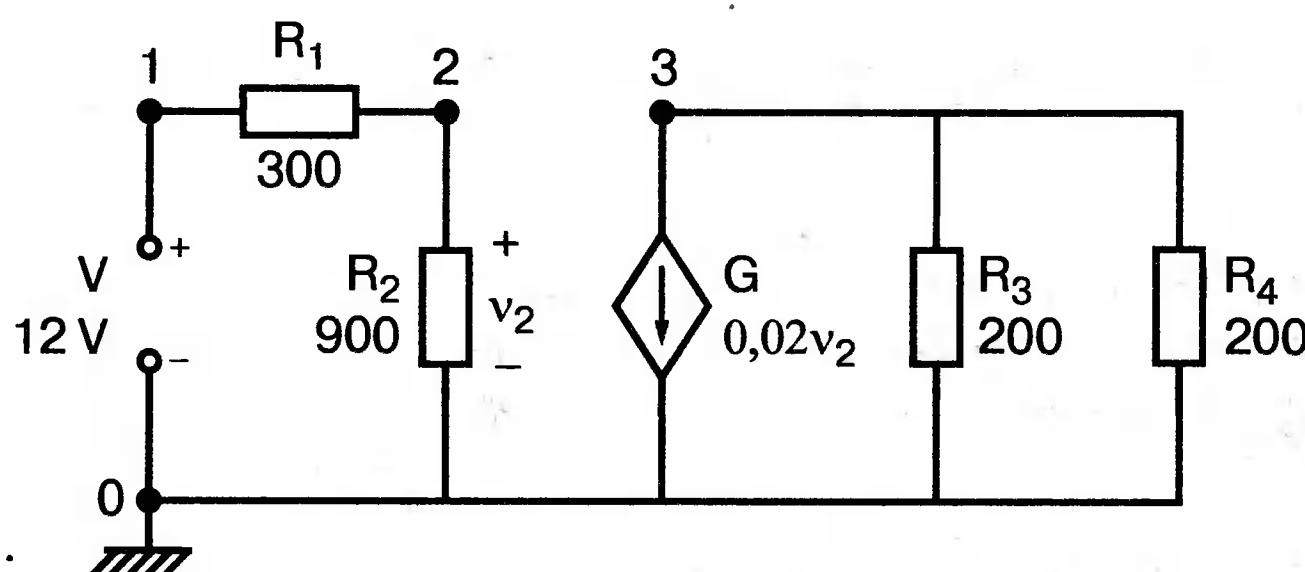
Это просто другой способ описания отношения между управляемым током и ИТУТ (CDCS). Попытайтесь установить, что оба способа равносны, и применяйте тот, который удобен для вас.

Источник тока, управляемый напряжением

Строка описания источника тока, управляемого напряжением в Spice, начинается буквой G . На рис. 1.27 показан пример такой схемы. Эта цепь легко анализируется с помощью ручного расчета. Напряжение v_2 получается на выходе делителя напряжения и равно 9 В. Ток через зависимый источник равен, таким образом: $0,02 \cdot 9 = 180$ мА. Коэффициент k имеет размерность проводимости $1/\Omega\text{м}$. Этот ток делится поровну между R_3 и R_4 , обеспечивая ток 90 мА через каждый резистор. Это дает напряжение



$$V_{30} = -0,09 \cdot 200 = -18 \text{ В.}$$



■ Рис. 1.27. Схема с источником тока, управляемым напряжением

Входной файл для этого случая:

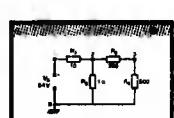
```
Voltage-Dependent Current Source
V 1 0 12V
G 3 0 2 0 0.02
R1 1 2 200
R2 2 0 900
R3 3 0 200
R4 3 0 200
.OP
.OPT nopage
.TF V(3) V
.END
```

В строке описания источника тока G приведены сначала два узла: 3 и 0. Они соответствуют началу и концу стрелки в обозначении источника. Следующие два узла (2 и 0) соответствуют плюсу и минусу управляющего напряжения v_2 .

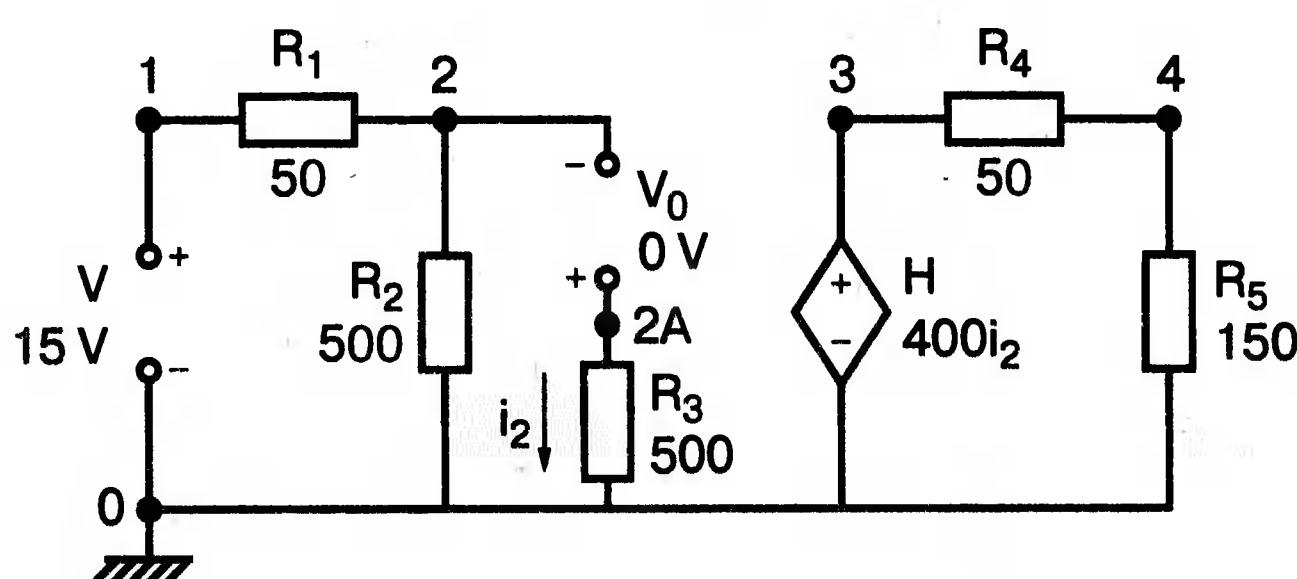
Запустите моделирование на PSpice и проверьте полученные значения величин: $V(2) = 9$ В, $V(3) = -18$ В, $V(2) = 25$ В, $R_{IN} = 1200$ Ом и $R_{OUT} = 100$ Ом.

Отношение $V(3)/V = -1,5$ представляет собой коэффициент усиления схемы. В дальнейшем вы увидите, как эта величина может использоваться для анализа различных транзисторных и интегральных схем.

Другие источники напряжения, управляемые током



Вспомним, что источники напряжения, управляемые токами в какой-либо ветви, называются управляемыми током (ИНУТ) или зависимыми от тока (CCVS или CDVS). На рис. 1.28 приведена типовая схема такого источника, отличная от предшествующей. Управляющим током в этом примере является ток i_2 , протекающий через резистор R_3 (к узлу 0). ИНУТ обозначается символом H . Значение k в этом случае составляет 400. Рассчитаем ток источника V , получим $I_S = 15/(50 + 250) = 50$ мА. Этот ток делится поровну между резисторами R_2 и R_3 , обеспечивая протекание управляемого тока $i_2 = 25$ мА. Напряжение источника H составляет при этом $400 \cdot 25$ мА = 10 В. Ток в правом контуре схемы равен $10/200 = 50$ мА.



■ Рис. 1.28. Схема с источником напряжения, управляемым током

Входной файл PSpice имеет вид:

```
Current-Controlled Voltage Source
V 1 0 15V
V0 2A 2 0V
H 3 0 V0 -400
R1 1 2 50
R2 2 0 500
R3 2A 0 500
R3 3 4 50
R4 4 0 150
.OP
.OPT porage
.TF V(4) V
.END
```

Запустите моделирование на PSpice и убедитесь, что величины $V(2) = 2,5$ В, $V(3) = 10$ В и $V(4) = 7,5$ В. Команда PSpice, вводящая H , дает узлы 3 и 0 в качестве плюса и минуса управляющего напряжения. На рисунке приведен также источник V_0 в цепи управляющего тока i_2 . Полярность этого источника дает направление тока i_2 , показанное на рис. 1.28. Последнее значение в командной строке,

вводящей H , дает -400 для множителя k . Знак минус необходим, как и в предыдущем примере, чтобы обеспечить правильное направление тока через источник.

Отметим, что выходной файл дает для тока через источник -50 мА, что означает протекание тока от положительного полюса V , и -25 мА для управляющего тока, протекающего от положительного полюса V_0 . Под строкой заголовка Current-Controlled Voltage Source в выходном файле приведено значение 10 В, показанное как источник напряжения V . Значение -50 мА, показанное как источник тока I представляет собой ток источника H . И снова знак минус означает, что ток внутри H течет от минуса к плюсу.

Итак, мы рассмотрели зависимые источники четырех типов E (VCVS или ИНУН — источник напряжения, управляемый напряжением), F (CCCS или ИТУТ — источник тока, управляемый током), G (VCCS или ИТУН — источник тока, управляемый напряжением) и H (CCVS или ИНУТ — источник напряжения, управляемый током). Зависимые источники играют важную роль при анализе большинства схем с активными приборами, такими как транзисторы. Они дают возможность достаточно просто рассчитывать такие схемы, открывая путь к пониманию работы сложных устройств. При этом основные идеи лучше всего можно понять при исследовании цепей постоянного тока, которое проводится в данной главе.

ПОЛИНОМИАЛЬНЫЕ ЗАВИСИМЫЕ ИСТОЧНИКИ

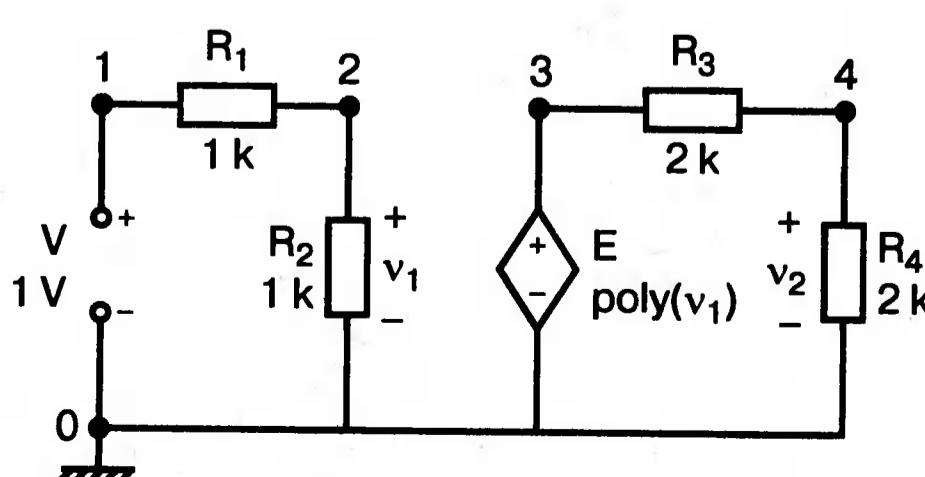


Материал этой главы обычно не включается в общие программы обучения. Если полиномиальные источники не интересуют вас в настоящий момент, вы можете пропустить этот раздел, перейдя сразу к разделу, посвященному методу контурных токов.

Возможности применения для анализа нелинейных зависимых источников лучше всего рассмотреть на конкретном примере, приведенном на рис. 1.29. На нем показан источник напряжения V , питающий два последовательно включенных резистора $R_1 = R_2 = 1$ кОм. Источник ИНУН обозначен как E , но в нашем случае напряжение E связано с управляющим напряжением не просто постоянным коэффициентом k . Предполагается, что E связано с напряжением V_{20} нелинейной зависимостью, задаваемой полиномом

$$f(x) = 3 + 2x + x^2.$$

При этом E и V_{20} связаны этим полиномиальным выражением, дающим, например, $E = 2$ В при $V_{20} = -1$ В и $E = 11$ В при $V_{20} = 2$ В. Проверьте эти значения прежде, чем продолжить чтение.



■ Рис. 1.29. Схема с полиномиальным источником

Рассмотрим теперь входной файл:

```
Circuit with Controlled Source
V 1 0 1V
E 3 0 POLY(1) 2,0 3 2 1
R1 1 2 1k
R2 2 0 1k
R3 3 4 2k
R4 4 0 2k
.DC V -4 4 1; this is adc "sweep" of the source voltage V
.PRINT DC V(2) V(3) V(4)
.END
```

Перед тем, как запустить моделирование, рассмотрим строку, вводящую *E*. Как и ожидается, узлы 3 и 0 представляют собой плюс и минус источника *E*. Запись *POLY(1)* означает, что мы используем источник с полиномиальной зависимостью между *E* и каким-либо другим напряжением схемы. Запись (1) в этой строке говорит нам о том, что напряжение только на одной паре узлов является управляемым. 2, 0 задают номера узлов для плюса и минуса управляемого напряжения v_1 . Цифры 3, 2, 1, представляют собой численные значения коэффициентов *a*, *b* и *c* для общего полиномиального выражения

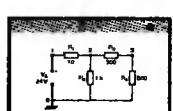
$$f(x) = a + bx + cx^2.$$

Отметим, что если коэффициенты *a*, *b* или *c* имеют нулевое значение, то именно 0 и должен быть указан в строке представления. С другой стороны показатели степени полинома никак не отражены в строке представления. Если используется полином третьей степени, то необходимо привести четыре значения для коэффициентов (для *a*, *b*, *c* и *d*).

Поскольку руководство по SPICE никак не отражает этого обстоятельства, обратите на это особое внимание. Помните об этом, применяя источники более сложные, чем в приведенном примере.

Команда .DC задает диапазон напряжений *V* от -4 до 4 В. Тем самым задаются границы изменения при вариациях напряжений, включающие и приведенное в схеме значение 1 В. Другие функции команды .DC в данном примере будут пояснены далее. Запустим моделирование и проверим связь между напряжением *V(3)*, которое равно *E*, и напряжением *V(2)* (см. рис. 1.30).

Зависимые источники, управляемые двумя напряжениями —



Рассмотрим теперь, как вводятся в командной строке, использующей зависящие источники (POLY), управляемые более чем одним напряжением. В примере, представленном на рис. 1.29, сделаем *E* функцией сразу двух напряжений v_1 и v_2 . Для этого в командной строке следует записать *POLY(2) 2,0 4,0*. Запятые приведены для ясности и могут быть опущены. В оставшейся части строки должны быть приведены коэффициенты. При двух управляемых напряжениях необходимо ввести шесть коэффициентов: k_0 , $k_1 v_1$, $k_2 v_2$, $k_3 v_1^2$, $k_4 v_1 v_2$ и $k_5 v_2^2$. Эта последовательность более сложна и требует некоторого изучения. Коэффициенты *k* представляют собой множители для каждого возможного напряжения и для их комбинаций. Напряжения пере-

числяются в порядке возрастания степени, начиная с первого напряжения, обозначенного как v_1 . В нашем примере v_1 является напряжением V_{20} , а v_2 представляет собой V_{40} .

Приведем теперь командную строку, вводящую источник, управляемый двумя напряжениями:

```
E 3 0 POLY(2) 2,0 4,0 0 2 3
```

Последние три значения (0 2 3) представляют собой значения коэффициентов k_0 , k_1 , и k_2 . Они устанавливают полином $(0 + 2v_1 + 3v_2)$. Таким образом, напряжение зависимого источника E представляет собой сумму удвоенного падения напряжения на R_2 и утроенного падения напряжения на R_4 . Отметим снова, что запятые внесены для ясности и их можно опустить. Входной файл имеет вид:

```
Polynomial Form for Two Inputs
V 1 0 1V
E 3 0 POLY(2) 2,0 4,0 0 2 3
R1 1 2 1k
R2 2 0 1k
R3 3 4 2k
R4 4 0 2k
.DC V -4 4 1
.PRINT DC V(2) V(3) V(4)
.END
```

```
***** 07/27/05 10:46:05 ***** Evaluation PSpice (Nov 1999) *****
```

Circuit with Controlled Source

***** CIRCUIT DESCRIPTION

```
V 1 0 1V
E 3 0 POLY(1) 2,0 3 2 1
R1 1 2 1k
R2 2 0 1k
R3 3 4 2k
R4 4 0 2k
.DC V -4 4 1; this is adc «sweep» of the source voltage V
.PRINT DC V(2) V(3) V(4)
.END
```

V	V(2)	V(3)	V(4)
-4.000E+00	-2.000E+00	3.000E+00	1.500E+00
-3.000E+00	-1.500E+00	2.250E+00	1.125E+00
-2.000E+00	-1.000E+00	2.000E+00	1.000E+00
-1.000E+00	-5.000E-01	2.250E+00	1.125E+00
0.000E+00	0.000E+00	3.000E+00	1.500E+00
1.000E+00	5.000E-01	4.250E+00	2.125E+00
2.000E+00	1.000E+00	6.000E+00	3.000E+00
3.000E+00	1.500E+00	8.250E+00	4.125E+00
4.000E+00	2.000E+00	1.100E+01	5.500E+00

■ Рис. 1.30. Вид выходного файла при анализе схемы на рис. 1.29

***** 07/27/05 10:54:26 ***** Evaluation PSpice (Nov 1999) *****

Polynomial Form for Two Inputs

***** CIRCUIT DESCRIPTION

```
V 1 0 1V
E 3 0 POLY(2) 2,0 4,0 0 2 3
R1 1 2 1k
R2 2 0 1k
R3 3 4 2k
R4 4 0 2k
.DC V -4 4 1
.PRINT DC V(2) V(3) V(4)
.END
```

***** 07/27/05 10:54:26 ***** Evaluation PSpice (Nov 1999) *****

Polynomial Form for Two Inputs

***** DC TRANSFER CURVES TEMPERATURE = 27.000 DEG C

V	V(2)	V(3)	V(4)
-4.000E+00	-2.000E+00	8.000E+00	4.000E+00
-3.000E+00	-1.500E+00	6.000E+00	3.000E+00
-2.000E+00	-1.000E+00	4.000E+00	2.000E+00
-1.000E+00	-5.000E-01	2.000E+00	1.000E+00
0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
1.000E+00	5.000E-01	-2.000E+00	-1.000E+00
2.000E+00	1.000E+00	-4.000E+00	-2.000E+00
3.000E+00	1.500E+00	-6.000E+00	-3.000E+00
4.000E+00	2.000E+00	-8.000E+00	-4.000E+00

■ Рис. 1.31. Вид выходного файла при анализе схемы на рис. 1.29 с двумя управляемыми напряжениями

Запустим моделирование и убедимся, что E задается выражением $(2V_{20} + 3V_{40})$. Вы можете использовать такой зависимый источник в схемах, в которых появляются суммы, разности или произведения различных токов и напряжений. Использование зависимых источников типа E , F , G и H с обозначением POLY позволяет моделировать источники, получая выходные файлы, подобные приведенному на рис. 1.31.

МЕТОД КОНТУРНЫХ ТОКОВ И PSPICE



Традиционные курсы электротехники обычно излагают метод контурных токов, использующий контуры и контурные токи для вычисления токов в ветвях схемы.

Стандартная форма уравнений для трех контурных токов имеет вид:

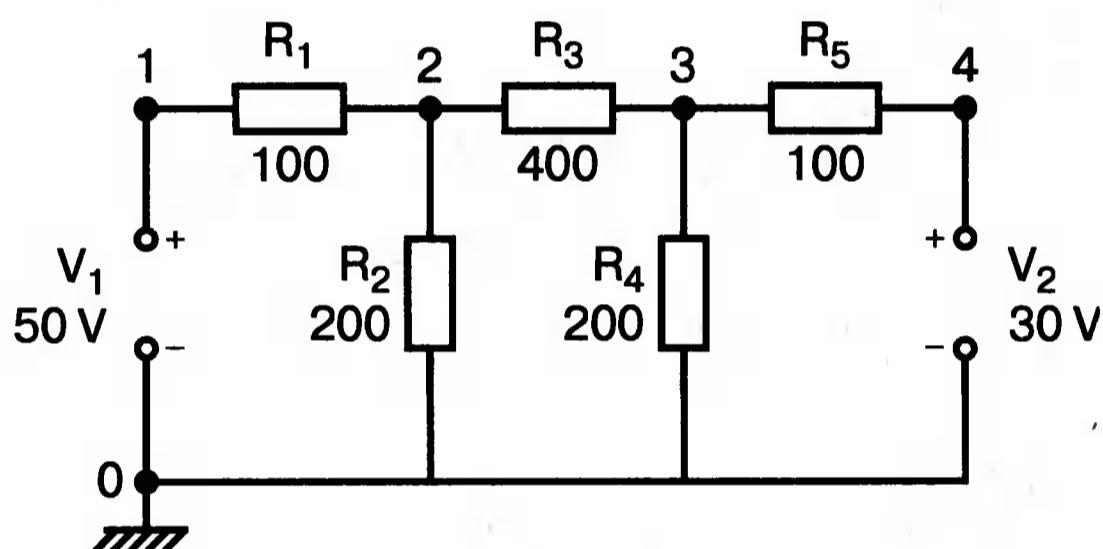
$$R_{11}I_1 + R_{12}I_2 + R_{13}I_3 = V_1;$$

$$R_{21}I_1 + R_{22}I_2 + R_{23}I_3 = V_2;$$

$$R_{31}I_1 + R_{32}I_2 + R_{33}I_3 = V_3,$$

где R_{11} — собственное сопротивление контура 1; R_{12} — взаимное сопротивление контуров 1 и 2; R_{13} — взаимное сопротивление контуров 1 и 3, а V_1 — контурная ЭДС контура 1; алгебраическая сумма всех ЭДС, действующих в контуре 1 (положительными считаются ЭДС, направление которых совпадает с направлением обхода контура). Аналогично составлены уравнения и для контуров 2 и 3. Ручной расчет системы трех уравнений с тремя неизвестными утомителен и часто приводит к ошибкам в вычислениях. Если же число уравнений больше трех, то вычислительная работа становится очень тяжелой. Для выполнения такой работы применяются многочисленные версии компьютерных программ.

А можно ли решить такую систему уравнений с помощью SPICE? Если рассматривать общий случай, то ответ будет отрицательным. Однако можно использовать некоторые приемы, чтобы выполнить такое моделирование, как в следующем примере (рис. 1.32). Здесь имеется три контура. Вы можете составить систему из трех уравнений в стандартном формате и вычислить затем I_1 , I_2 и I_3 .



■ Рис. 1.32. Анализ методом контурных токов на PSpice

Вы можете сделать это и в качестве упражнения перед просмотром следующего входного файла:

```
Mesh Analysis with PSpice
V1 1 0 50V
V2 4 0 30V
R1 1 2 100
R2 2 0 200
R3 2 3 400
R4 3 0 200
R5 3 4 100
.OP
.OPT nopage
.DC V1 50 50 10
.PRINT DC I(R1) I(R2) I(R3)
.END
```

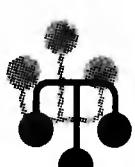
Во входной файл включены две интересные команды. Первая из них — это команда .DC. Это команда вариации по напряжению V_1 , которая была введена при исследовании примера, касающегося теоремы Нортонна. Она позволяет изменять напряжение V_1 . Следующие два значения (50 и 50) задают начальное и конечное значение при вариациях. Поскольку они одинаковы, это практически означает отказ от вариации. Если же вы действитель-

но хотите изменять напряжение с шагом от 10 до 50 В, то команду необходимо заменить следующей:

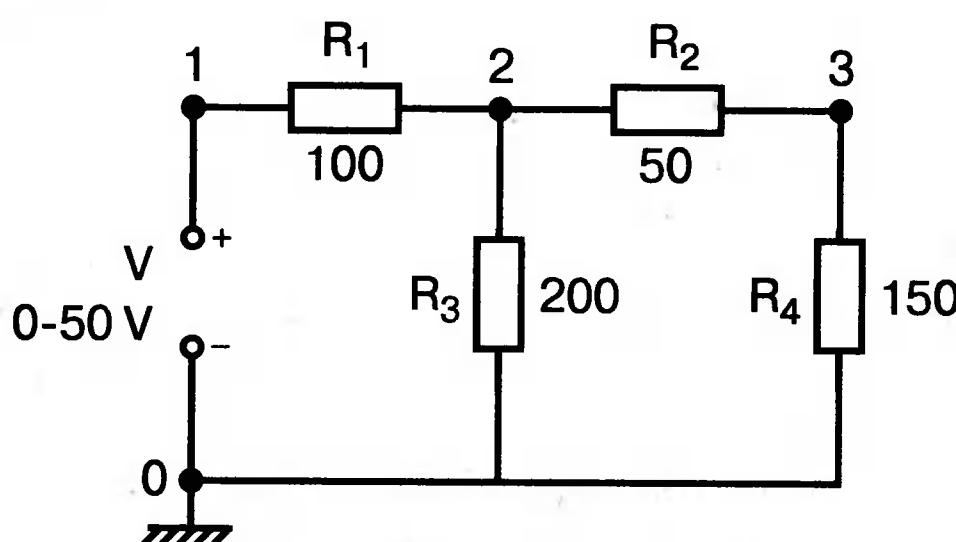
```
.DC V1 0 50 10
```

Однако вариация нас пока не интересует, и мы оставим команду в прежнем виде, вычисляя токи только при одном значении напряжения V_1 . Определить диапазон вариации мы вынуждены для реализации последующей команды .PRINT, чтобы получить значения тока $I(R1)$ и напряжения $V(2,3)$. Если не включить команду .DC перед командой .PRINT, последняя будет выполнена некорректно. Запустим моделирование и проверим результат. В выходном файле получены значения $I(R1) = 0,1833 \text{ A}$; $I(R3) = 25 \text{ mA}$ и $I(R5) = -83,33 \text{ mA}$. Это и есть три контурных тока, которые мы должны получить, решая три уравнения, составленные по методу контурных токов. На самом деле анализ, применяемый в PSpice, более похож на метод узловых потенциалов, но используя дальнейшие расчеты, можно получить и контурные токи (так же, как и токи в ветвях).

ВАРИАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ



Поскольку в задачах на применение контурных токов мы столкнулись с проблемой вариации параметров на постоянном токе (dc sweep), рассмотрим пример, в котором такая вариация используется нормальным образом, в некотором диапазоне напряжений. Используем знакомую нам T-образную схему на рис. 1.33.



■ Рис. 1.33. T-образная схема, в которой проводится вариация напряжения

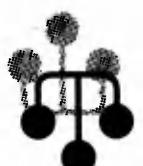
Без всякого предварительного анализа рассмотрим входной файл для PSpice:

```
Spice Sweep Analysis of Tee Circuit
V1 1 0 50V
R1 1 2 100
R2 2 3 50
R3 2 0 200
R4 3 0 150
.OP
.OPT nopage
.TF V(3) V
.DC V1 0 50 10
```

```
.PRINT DC V(2,3) I(R3)
.END
```

Вариация напряжения начинается от нуля вольт и производится до 50 В с шагом в 10 В. В выходном файле строятся две таблицы, в одной из которых показана зависимость $V(2,3)$ от V , а в другой — зависимость $I(R3)$ от V , как и требует команда .PRINT. Запустите моделирование на PSpice и просмотрите результат. Какого размера таблицы необходимо здесь использовать? Если вы хотите определить, какое напряжение соответствует току зависимости $I(R3) = 50$ мА, то таблицы дадут значение напряжения 20 В. Вы, конечно, можете легко рассчитать результат, но если точек будет много, то PSpice может выполнить эту работу за вас.

ПРИМЕНЕНИЕ КОМАНДЫ .PROBE



Пакет MicroSim включает также программу Probe, применение которой было проиллюстрировано во введении. Программу можно запустить, выбрав пиктограмму Probe на рабочей панели MicroSim или включив во входной файл команду .PROBE.

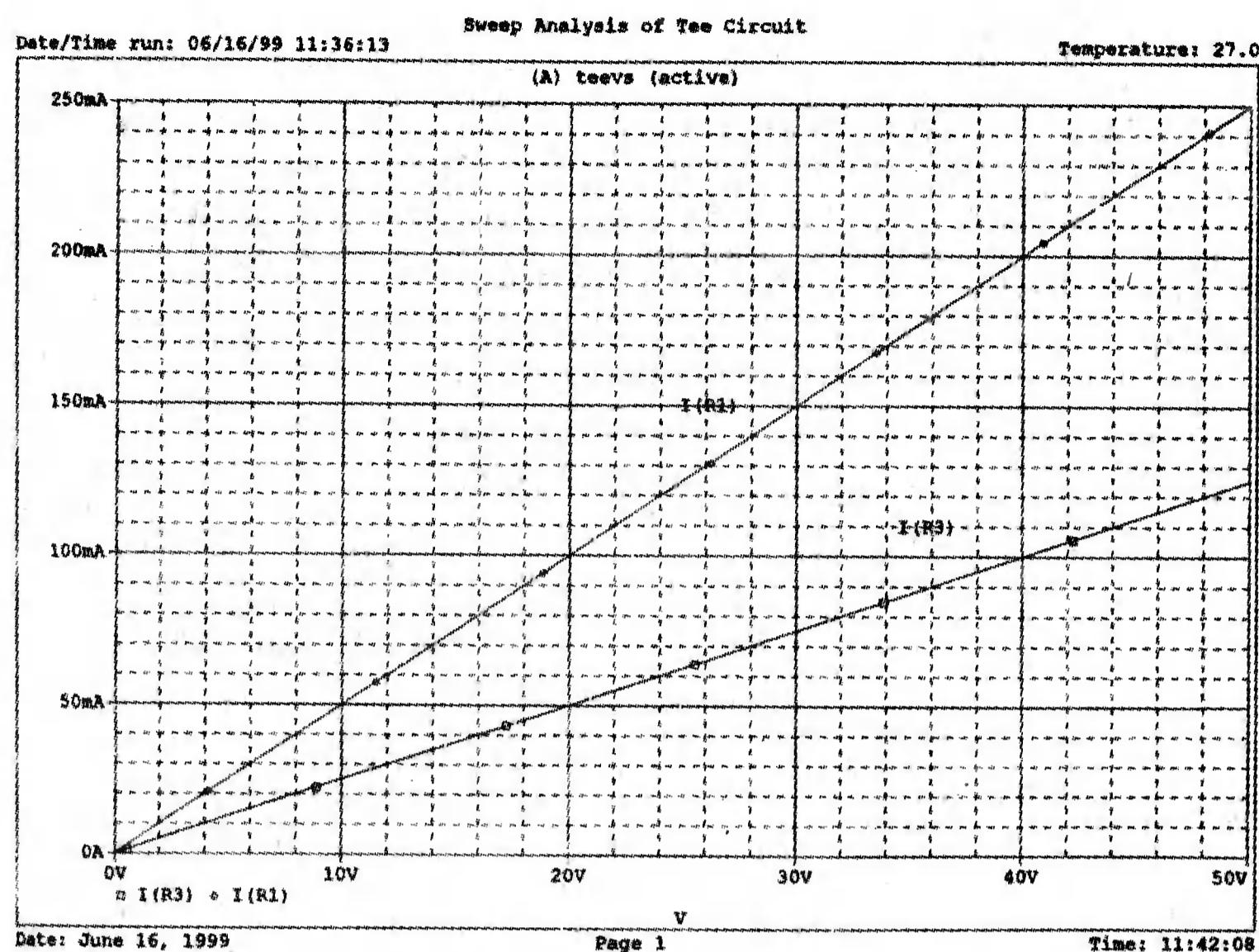
Чтобы проиллюстрировать, как правильно работать с этой командой, рассмотрим снова T -образную схему, несколько изменив входной файл и дав ему имя *satc.cir* (Sweep Analysis Tee Circuit).

```
Sweep Analysis of Tee Circuit
V1 1 0 50V
R1 1 2 100
R2 2 3 50
R3 2 0 200
R4 3 0 150
.OP
.OPT porage
.TF V(3) V
.DC V1 0 50 10
.PROBE
.END
```

После окончания моделирования вы можете просмотреть выходной файл и выбрать графики, которые вам хотелось бы получить. Для подготовки к построению графиков выберите View, проигнорировав View Output Window и Simulating Status Window.

Из основного меню выберите Trace, Add Trace и вы увидите новый экран с выходными параметрами, такими как напряжения V , $V(1)$, $V(2)$ и $V(3)$, токи $I(R_1)$, $I(R_2)$ и так далее. Выберите $I(R_3)$ и, повторив процесс, выберите $I(R_1)$. Вы получите график зависимости этих двух токов от напряжения V в диапазоне от 0 до 50 В.

Желательно получить распечатку результатов, но если вы захотите также нанести на графики поясняющие надписи, используйте команды Plot, Label, Text и наберите необходимый текст в соответствующем поле. Затем нажмите OK. С помощью мыши перетащите появившийся текст в необходимую точку экрана. Вы должны получить вид экрана в соответствии с рис. 1.34.



■ Рис. 1.34. Зависимости токов I_{R3} и I_{R1} от напряжения питания, полученные с помощью функции .Probe

Чтобы ознакомиться с еще одной интересной возможностью, выберите Trace, Cursor, Display, чтобы вызвать окно Probe Cursor. Вы увидите табло:

$A1 = 0.000, 0.000$
 $A2 = 0.000, 0.000$
 $diff = 0.000, 0.000$

показывающее значения, соответствующие положению курсора в начале координат. Подведите с помощью мыши курсор к точке, соответствующей примерно 15 В на оси X , затем с помощью стрелок \leftarrow и \rightarrow на клавиатуре переместите точку точно в 15 В. На табло должны появиться цифры:

$A1 = 15.000, 37.500m$
 $A2 = 0.000, 0.000$
 $diff = 15.000, 37.500m$

Координаты $A1$ представляют собой напряжение V и ток $I(R3)$ в выделенной точке. Затем нажмите $Ctrl$ и стрелку \rightarrow на клавиатуре, чтобы перейти к другой кривой, и проверьте, что при $V = 15$ В ток $I(R1) = 75,0$ мА. Вспомним, что вариации проводились для значений V , равных 0, 10, 20, 30, 40 и 50 В. Программа Probe автоматически проводит анализ кривых, чтобы рационально разместить все полученные точки на экране.

Чтобы рассмотреть другой интересный пример использования программы Probe, вернемся к примеру рис. 1.30, где была показана схема с полиномиальным зависимым источником напряжения. Добавьте команду .PROBE во входной файл и снова запустите моделирование. Теперь вместо таблиц результатов в выходном файле используйте Probe, чтобы построить график зависимости $V(2)$, $V(3)$, $V(4)$. Поработайте с кривыми, пока не почувствуете, что свободно пользуетесь функциями Probe. Используйте Trace, Cursor,

Display, чтобы проверить численные результаты, сравнив их с полученными при помощи команды .PRINT.

В программе Probe имеется много других возможностей, которые будут продемонстрированы в процессе рассмотрения примеров в тексте.

МЕТОД УЗЛОВЫХ ПОТЕНЦИАЛОВ И PSPICE

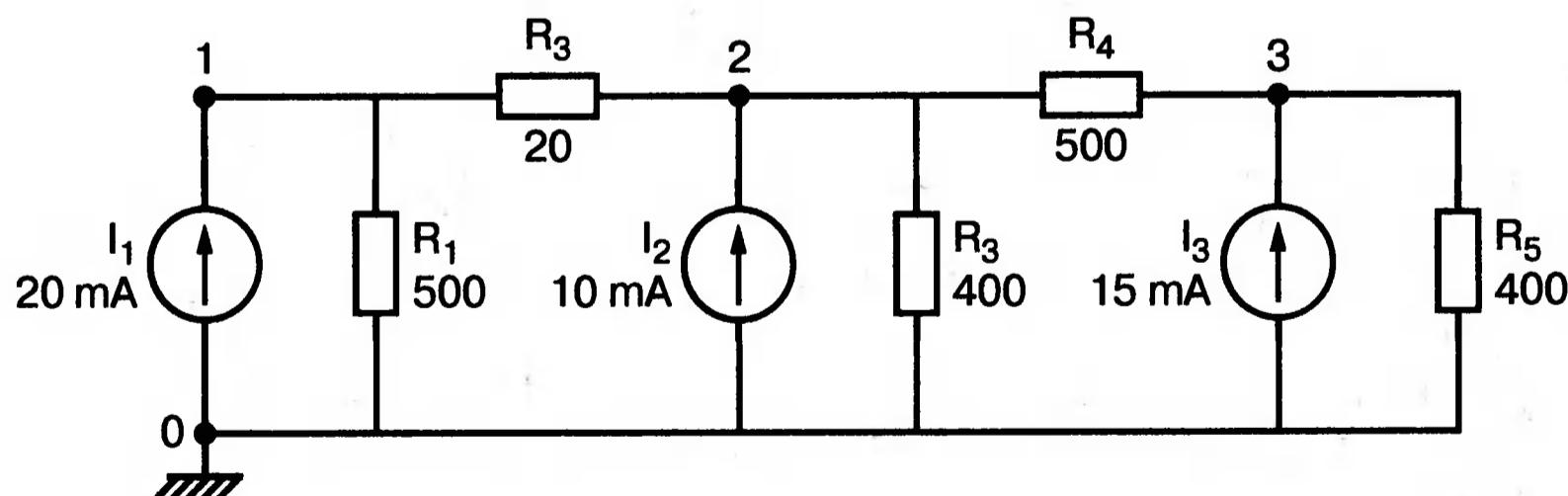
Традиционные курсы электротехники обычно излагают метод узловых потенциалов, используя стандартные уравнения. Эти уравнения гораздо легче записать, если все неидеальные источники напряжения заменить неидеальными источниками тока. Это имеет тот недостаток, что цепь физически изменяется, но за счет этого уменьшается количество узлов и, соответственно, количество уравнений. После нахождения узловых потенциалов вы можете провести обратное преобразование источников, приведя схему снова к исходной. Стандартная форма уравнений для узловых потенциалов:

$$\begin{aligned} G_{11}V_1 + G_{12}V_2 + G_{13}V_3 &= I_1; \\ G_{21}V_1 + G_{22}V_2 + G_{23}V_3 &= I_2; \\ G_{31}V_1 + G_{32}V_2 + G_{33}V_3 &= I_3, \end{aligned}$$



где G_{11} — собственная проводимость узла 1; G_{12} — взаимная проводимость узлов 1 и 2; G_{13} — взаимная проводимость узлов 1 и 3, а I_1 — ток узла 1, алгебраическая сумма всех токов, походящих к узлу 1. В методе узловых потенциалов все собственные проводимости положительны, а все взаимные проводимости отрицательны.

Схема на рис. 1.35 будет использована для анализа по методу узловых потенциалов. В качестве упражнения запишите уравнения по этому методу и решите их с помощью какой-либо компьютерной программы или калькулятора. Записать стандартные уравнения и решить их полезно, но решать их каждый раз неэффективно.



■ Рис. 1.35. Схема с несколькими источниками тока для анализа методом узловых потенциалов

Решение с помощью PSpice достаточно просто и не содержит ничего нового. Входной файл имеет вид:

```
Nodal Analysis of Circuit with Several Current Sources
I1 1 0 20mA
I2 0 2 10mA
I3 0 3 15mA
```

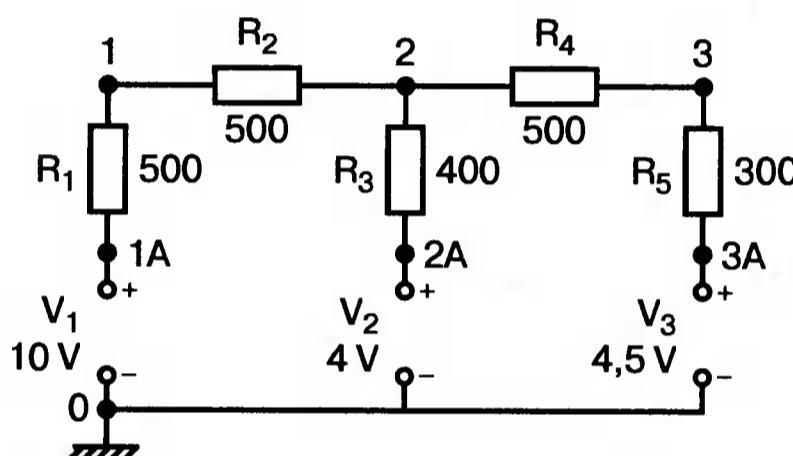
```

R1 1 0 500
R2 1 2 500
R3 2 0 400
R4 2 3 500
R5 3 0 300
.OP
.OPT porage
.END

```

Во входном файле достаточно информации, чтобы найти все узловые потенциалы. Запустим моделирование и проверим напряжения $V(1) = 7,694$ В; $V(2) = -5,3947$ В и $V(3) = 4,8355$ В. Значение общей рассеиваемой мощности, приведенное в выходном файле, равно 0, что, очевидно, некорректно. Напомним, что это происходит, поскольку в схеме нет независимых источников напряжения.

Чтобы получить правильное значение, преобразуйте источники тока (рис. 1.35) в источники напряжения и создайте входной файл для получившейся схемы (рис. 1.36).



■ Рис. 1.36. Преобразование неидеальных источников тока в неидеальные источники напряжения

На этом, последнем, рисунке к узлам 1, 2 и 3 подключены те же самые сопротивления, что и в предыдущей схеме, но появились три дополнительных узла, что привело к соответствующему изменению входного файла:

Nodal Analysis with Current Sources Converted to Voltage Sources

```

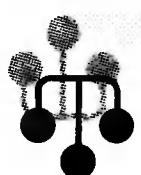
V1 1A 0 10V
V2 2A 0 4V
V3 3A 0 4.5V
R1 1A 1 500
R2 1 2 500
R3 2 2A 400
R4 2 3 500
R5 3 3A 300
.OP
.OPT porage
.END

```

После получения результатов моделирования убедитесь, что $V(1) = 7,694$ В, $V(2) = -5,3947$ В и $V(3) = 4,8355$ В, как и ранее. Для трех дополнительных узлов напряжения будут равны: $V(1A) = 10$ В; $V(2A) = 4$ В и $V(3A) = 4,5$ В, как указано во входном файле для идеальных источников напряжения. В дополнение к этому вы можете определить три тока источников. Например, ток через V_1 равен –4,605 мА. Это означает, что положительный ток 4,605 мА вытекает из положительного полюса источника V_1 . Проверьте, что остал-

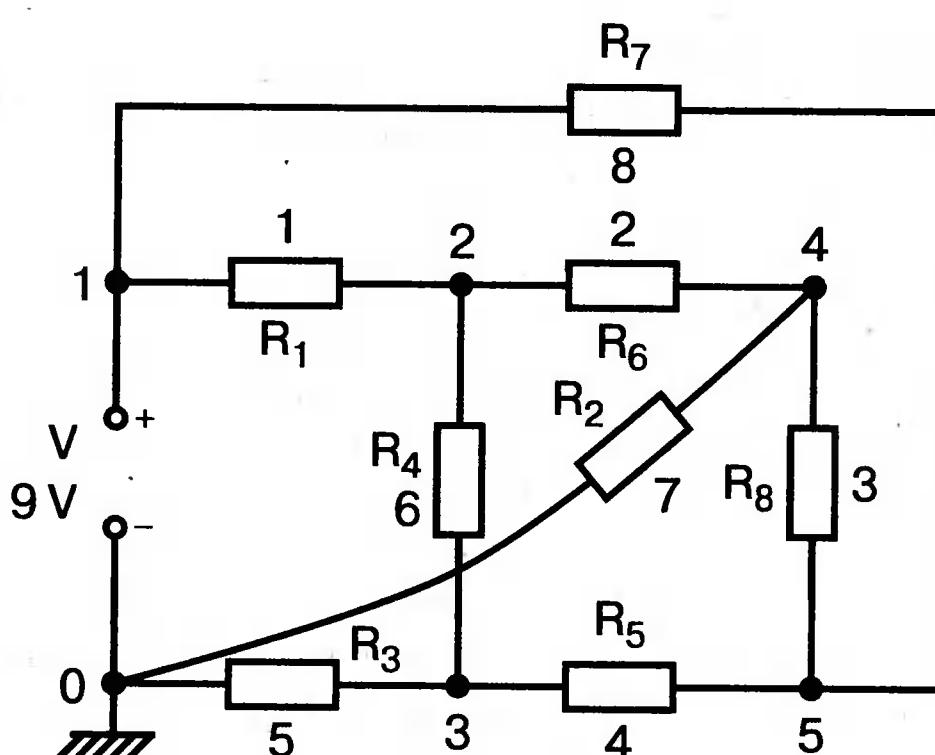
ные токи вычислены правильно. Поскольку все источники являются источниками напряжения, общая мощность вычислена верно и равна 27,1 мВт.

НЕПЛАНАРНЫЕ ЦЕПИ



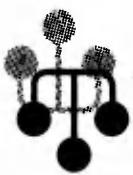
Если схемы непланарны, их нельзя изобразить в двухмерном пространстве без пересечения линий, соединяющих узлы. Такова схема на рис. 1.37, которая содержит источник напряжения и восемь резисторов, то есть всего девять элементов. Из используемых методов расчета метод контурных токов может быть использован только для планарных схем, однако метод узловых потенциалов может быть использован и для непланарных схем. PSpice является инструментом, наиболее часто применяемым для анализа схем с большим числом элементов. Для исследуемой схемы входной файл имеет вид:

```
Nonplanar Circuit Containing Nine Elements
V 1 0 9V
R1 1 2 1
R2 4 0 7
R3 3 0 5
R4 2 3 6
R5 5 3 4
R6 2 4 2
R7 1 5 8
R8 4 5 3
.DC V 9V 9V
.PRINT DC V(1,2) V(2,3) V(2,4)
.PRINT DC V(4,5) V(5,3) V(1,5)
.OP
.OPT porage
.END
```



Во входном файле предусмотрено вычисление напряжений на отдельных элементах, которые желательно знать, чтобы определить токи в ветвях. С другой стороны, в команде .PRINT можно заложить распечатку токов через резисторы, например $I(R_1)$. Отметим, что без введения команды .OP узловые потенциалы не могут быть получены. Убедитесь, что $V(1,2) = 1,367$ В; $V(2,4) = 1,685$ В; $V(1,5) = 3,031$ В. Проведите также численную проверку равенства $V(1) = V(1,2) + V(2,3) + V(3)$.

ОБЗОР КОМАНД PSPICE, ПРИМЕНЯЕМЫХ В ДАННОЙ ГЛАВЕ



В квадратные скобки [...] заключаются необязательные компоненты, в угловые скобки <...> – компоненты, которые необходимо ввести обязательно.

E [имя] <+узел> <-узел> <[+управляющий узел> <-управляющий узел]> <коэффициент усиления>

Например, запись

E 2 3 1 0 5

обозначает источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН), включенный между узлами 2 и 3 (2 — плюсовой узел), зависящий от напряжения между узлами 1 и 0. Напряжение E равно $5V_{10}$.

F [имя] <<+узел> <-узел> <Имя управляющего прибора V> <коэффициент усиления>

Например, запись

F 4 2 VA 50

обозначает источник тока, управляемый током (ИТУТ), включенный между узлами 4 и 2, с током, протекающим внутри источника от узла 4 к узлу 2. Ток зависит от тока через источник VA с коэффициентом усиления 50. Если необходимо, напряжение VA может быть выбрано нулевым.

G [имя] <+узел> <-узел> <+управляющий узел> <-управляющий узел> <коэффициент усиления>

Например, запись

G 5 1 2 0 0.05

обозначает источник тока, управляемый напряжением (ИТУН), включенный между узлами 5 и 1, зависящий от напряжения между узлами 2 и 0. Значение коэффициента усиления $g_m = 0,05$ С (коэффициент имеет размерность проводимости 1/Ом)

H [имя] <+узел> <-узел> <Имя управляющего прибора V> <переходное сопротивление>

Например, запись

H 6 4 VB 20

обозначает источник напряжения, управляемый током (ИНУТ), включенный между узлами 6 и 4 (6 — плюсовой узел), зависящий от тока, протекающего через источник напряжения VB, напряжение которого может быть выбрано при необходимости нулевым. Значение переходного сопротивления равно 20 Ом.

I [имя] <+узел> <-узел> [DC] <значение>

Например, запись

I 0 1 DC 2A

обозначает независимый источник постоянного тока, направленного внутри источника от узла 0 к узлу 1. Значение тока равно 2 А.

R [имя] <+узел> <-узел> <значение>

Например, запись

R1 1 2 100

обозначает резистор, включенный между узлами 1 и 2 с сопротивлением 100 Ом. Поскольку резистор двунаправленный, любой его узел можно назвать положительным или отрицательным. Если необходимо найти ток через резистор, обозначение узлов становится немаловажным. В данном примере условное направление тока через резистор принимается от узла 1 к узлу 2. При таком направлении реального тока он считается положительным, при противоположном — отрицательным. В выходном файле значение тока будет иметь соответствующий знак.

V [имя] <+узел> <-узел> [DC] <значение>

Например, запись

V 1 0 50V

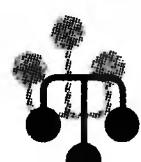
обозначает независимый источник напряжения с положительным полюсом у узла 1 и отрицательным — у узла 0. Это — идеальный источник напряжения с напряжением 50 В. Обозначение DC не является обязательным. Обозначение единиц V, следующее за числом, обозначающим выходное напряжение, также не обязательно, по умолчанию оно выражается в вольтах. Другие формы команд, вводящих V, приведены в главах 2, 3, 4 и др. Одни из них вводят источники переменного напряжения, другие — источники с заданными временными зависимостями.

КОМАНДЫ, НАЧИНАЮЩИЕСЯ С ТОЧКИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В ДАННОЙ ГЛАВЕ

.DC [LIN] [ОСТ] [DEC] <переменная вариации> <начало> <конец> <шаг>

Например,

.DC LIN VS 0V 10V 0.1V



означает, что напряжение источника напряжения VS будет варьировать от 0 до 10 В с шагом 0,1 В. Вариация напряжения линейная.

END

Эта команда должна стоять в конце входного файла и информировать программу PSpice об отсутствии дальнейших команд в данном файле.

.OP

Эта команда используется для вывода детальной информации о точках смещения.

.OPTION

Например,

.OPTION porage

означает выбор опции, при которой отсутствуют колонтитулы страниц и пробелы при печати каждого раздела выходного файла. Другие возможные опции:

ACST –	для вывода информации расчета
LIST –	дает информацию об использованных в схеме приборах
NODE –	выводит таблицу узлов
NOECHO –	подавляет вывод входного файла
NOMOD –	подавляет вывод параметров моделей
OPTS –	показывает использованные опции
WIDTH –	показывает число столбцов вывода

.PRINT DC <переменные вывода>

Например,

.PRINT DC V(5) I(RL)

показывает, что должны быть выведены напряжение узла $V(5)$ и ток $I(RL)$ через резистор RL .

PROBE

показывает, что при анализе должна быть использована программа построения графиков Probe. В этой программе могут быть построены все зависимости для токов и напряжений. Границы могут быть заданы для входных напряжений, либо, в случае анализа на переменном токе, для частоты.

При выводе графиков могут быть использованы выражения для выходных переменных. Чаще всего используются простые операторы: +, -, /, * (сложение, вычитание, деление и умножение). Могут быть также использованы функции ABS(x), SGN(x), DB(x), EXP(x), LOG(x), LOG10(x), PWR(x), SQRT(x), SIN(x), COS(x), TAN(x), ARCTAN(x), d(x), s(x), AVG(x) и RMS(x).

.TF <переменные вывода> <входной источник>

Например,

.TF F V(5) VS

означает, что будет выведена переходная функция $V(5)/VS$. Она является переходной функцией для малых сигналов. Применяется также для вывода выходных и выходных сопротивлений схемы.

POLY (полиномиальные источники)

Например,

E1 5 2 3 POLY(1) 3 1 1 2 3

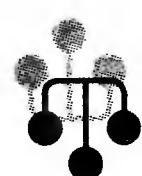
означает, что ИНУН E1 связан с напряжением между узлами 3 и 1 нелинейной зависимостью, описываемой полиномом. (1) здесь означает, что имеется только одно управляемое напряжение V_{31} . Три следующих значения задают коэффициенты полинома k_0 , k_1 и k_2 в формуле

$$k_0 + k_1 v_1 + k_2 v_1^2.$$

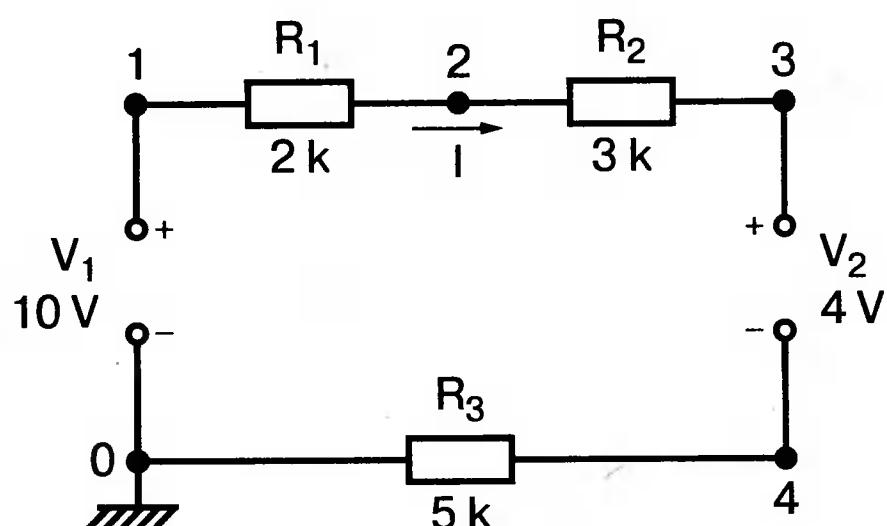
Если задано больше значений k , то это означает, что полином будет более высокой степени.

Если строка во входном файле начинается со звездочки (*), то она является строкой комментария, а не исполняемой команды. Комментарий может быть помещен также в конце командной строки после точки с запятой (;). При описании команд PSpice в квадратные скобки [...] заключаются необязательные компоненты, в угловые скобки <...> — компоненты, которые необходимо ввести обязательно. Если в конце командной строки помещена звездочка, это означает, что компонент может повторяться.

ЗАДАЧИ

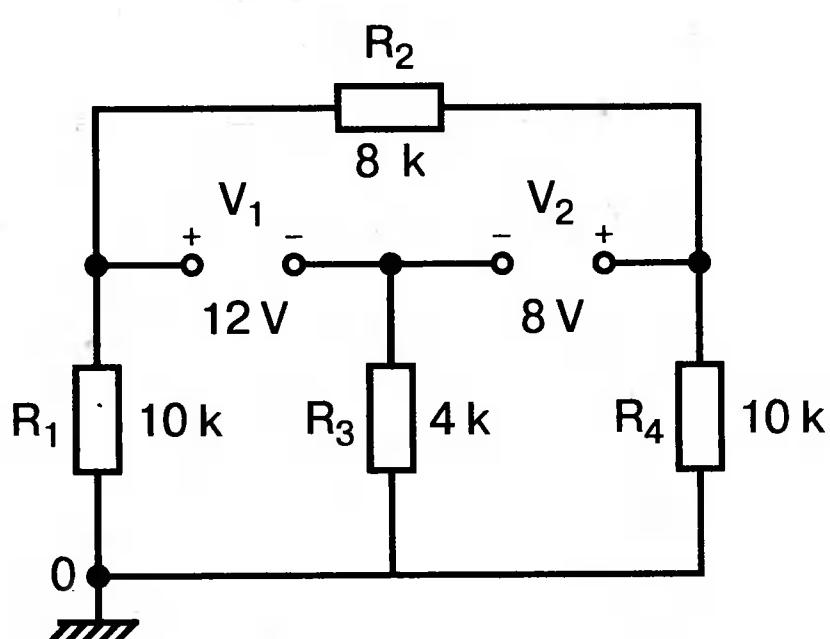


- 1.1. Для схемы на рис. 1.38 найдите ток I . Ваш входной файл на PSpice должен включать команды для непосредственного вывода тока. Проверьте результат, найдя ток из выражений V_{12}/R_1 и V_{23}/R_2 .



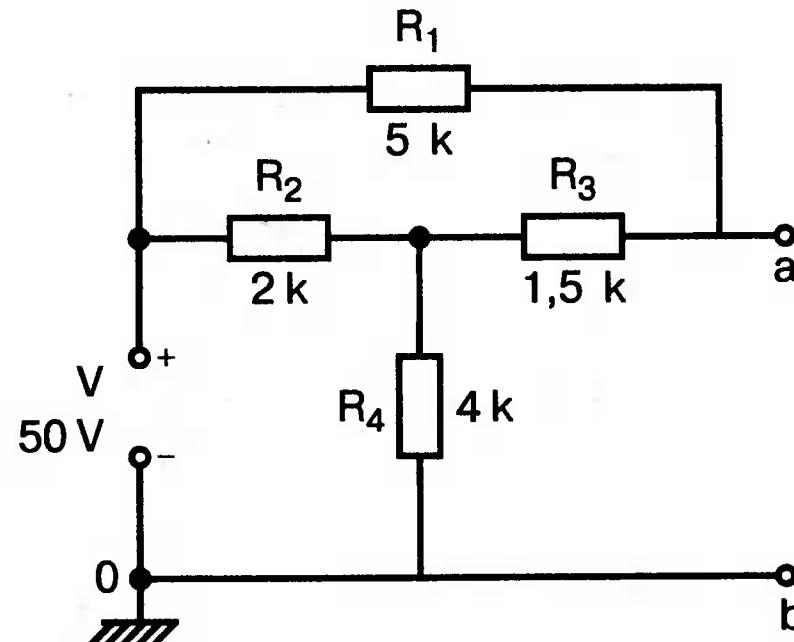
■ Рис. 1.38

- 1.2. Для схемы на рис. 1.39 найдите мощность, потребляемую от каждого источника питания V_1 и V_2 . Ваш входной файл на PSpice должен включать команды для вывода тока через каждый источник. Проверьте результат, найдя мощность, выделяемую во всех резисторах. Мощность для каждого резистора определите из выражений I^2R и V^2/R .



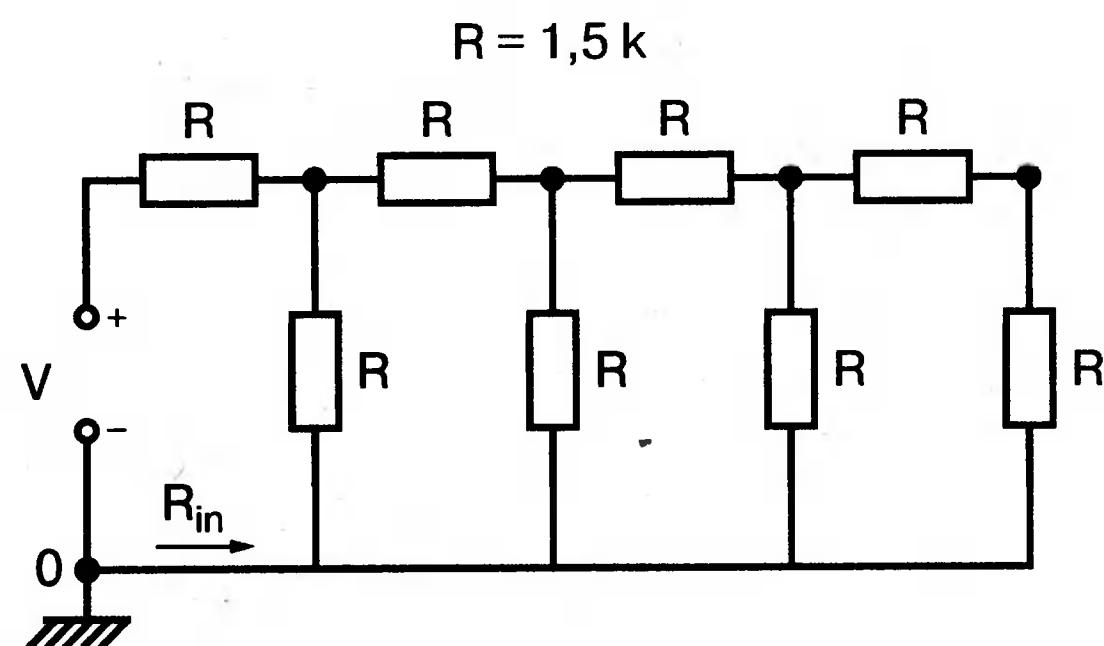
■ Рис. 1.39

- 1.3. Для схемы на рис. 1.40 найдите V_{ab} (напряжение Тевенина) и R_{ab} (сопротивление Тевенина). В вашем входном файле должен быть отражен метод, предложенный в данной книге для определения этих значений.



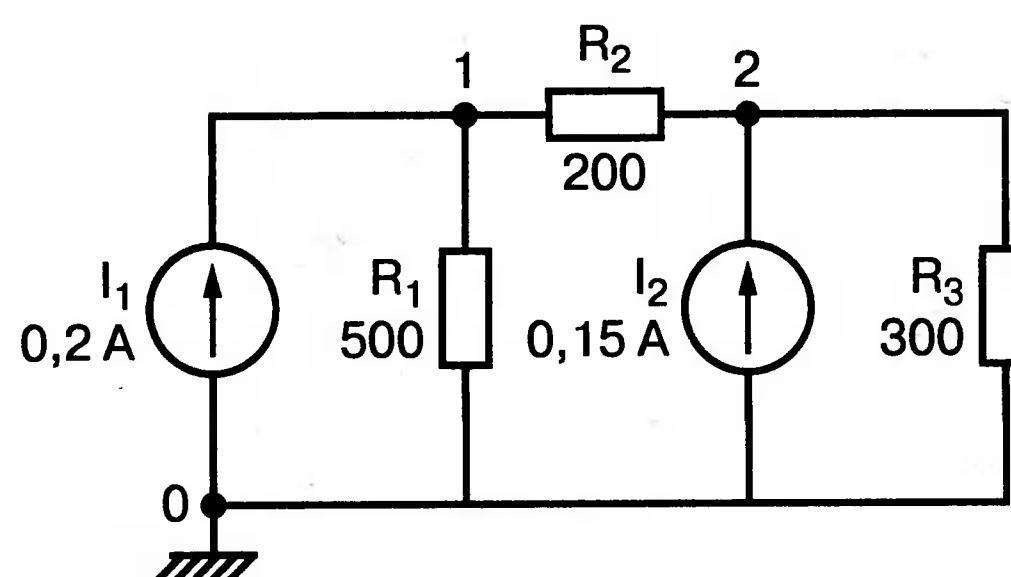
■ Рис. 1.40

1.4. Для лестничной схемы на рис. 1.41 найдите входное сопротивление R_{IN} (сопротивление со стороны источника питания). Включите во входной файл команды, которые позволяют непосредственно вывести входное сопротивление.



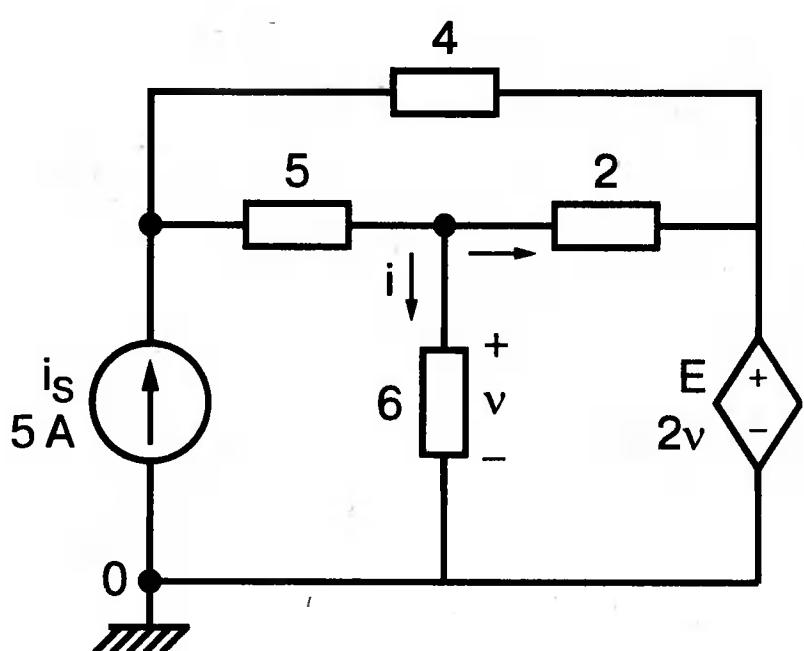
■ Рис. 1.41

1.5. Для схемы на рис. 1.42 найдите напряжение V_{12} . Оно может быть определено просто как $V(1) - V(2)$. Проверьте результат, включив во входной файл команды для непосредственного определения тока через R_2 .



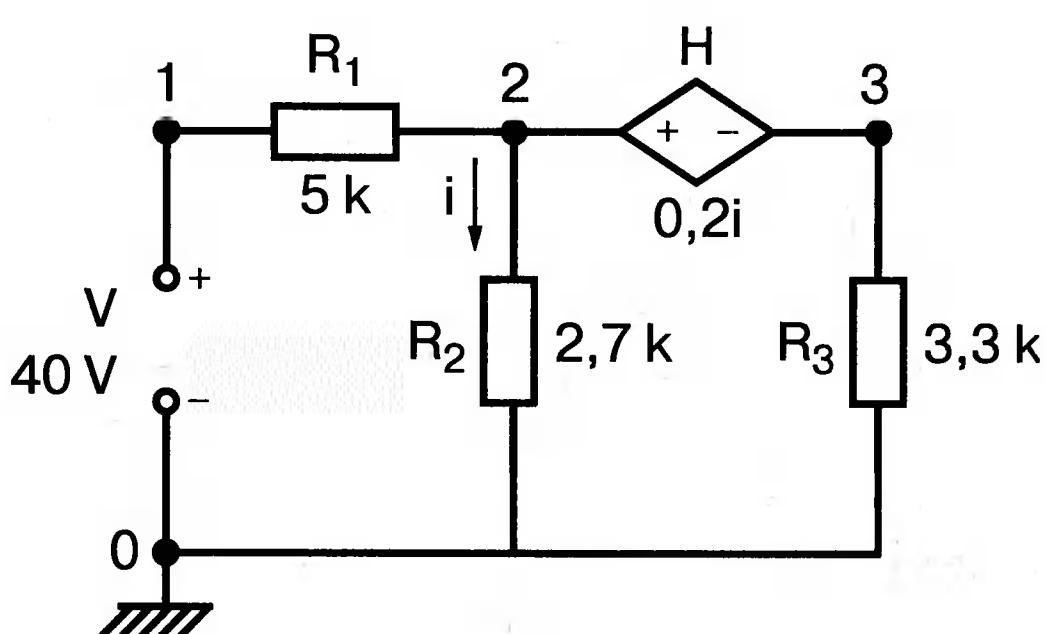
■ Рис. 1.42

1.6. Для схемы на рис. 1.43 найдите ток через резистор в 6 Ом и напряжение v .



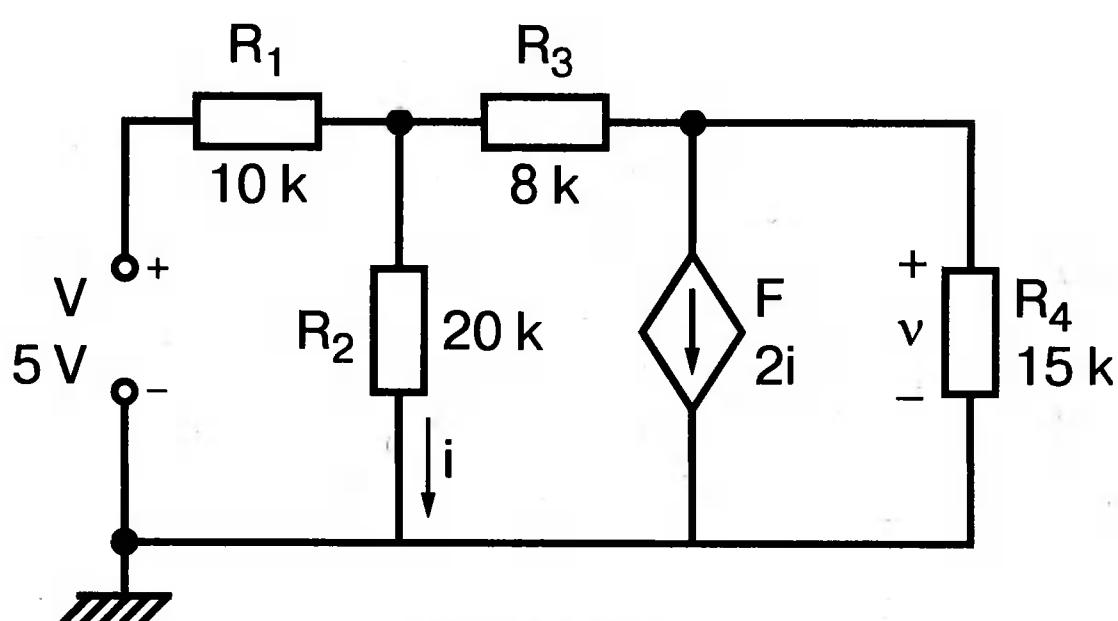
■ Рис. 1.43

1.7. Для схемы на рис. 1.44 найдите напряжение v_{23} и ток i .



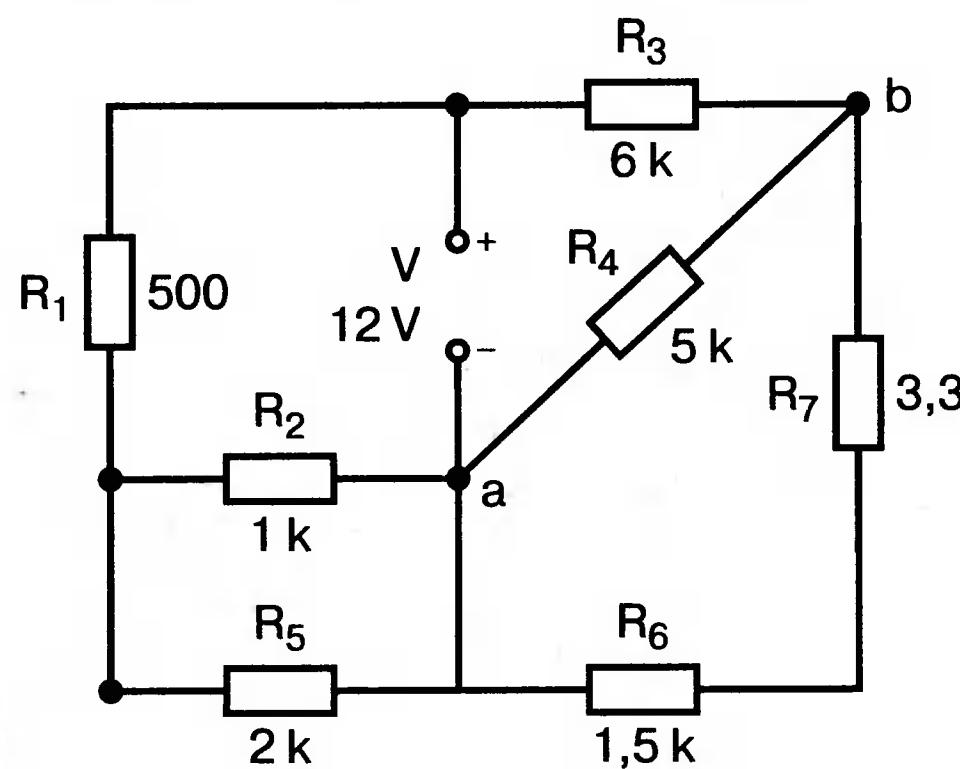
■ Рис. 1.44

1.8. Для схемы на рис. 1.45 найдите напряжение на резисторе R_4 .



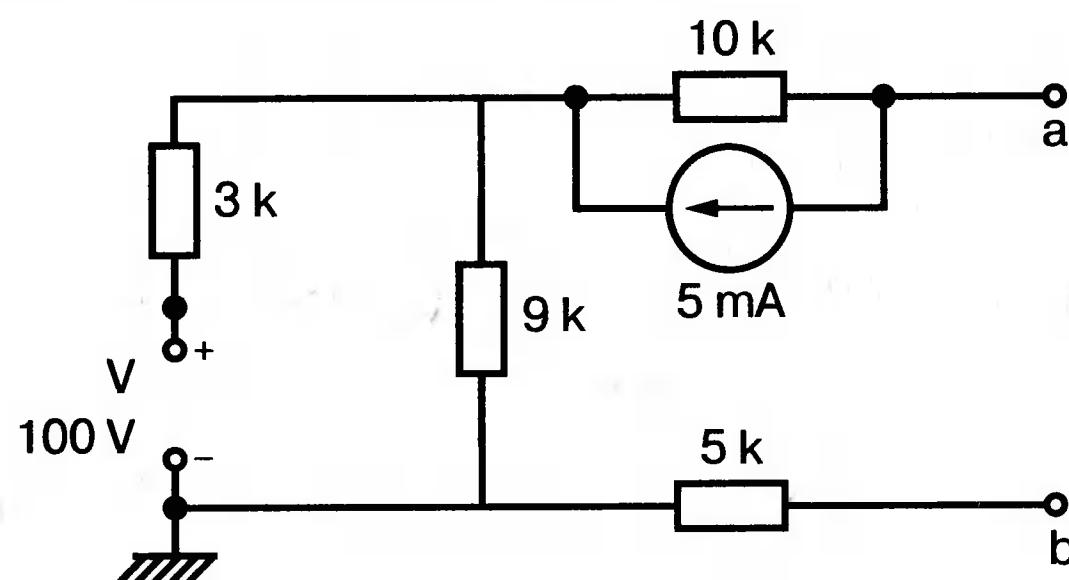
■ Рис. 1.45

1.9. Для схемы на рис. 1.46 найдите напряжение v_{ab} .



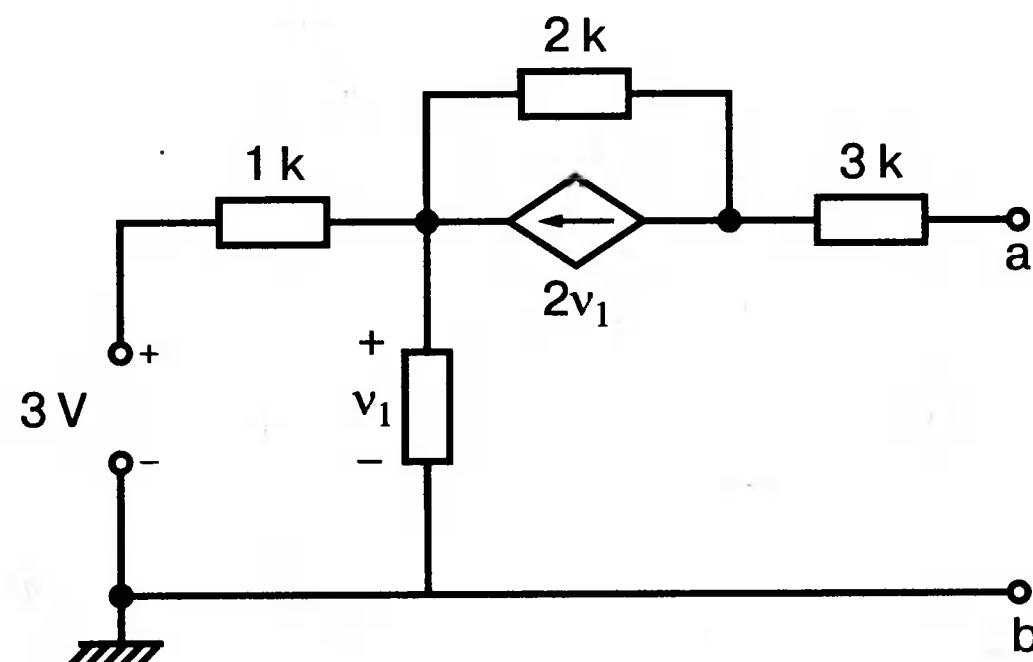
■ Рис. 1.46

1.10. Для схемы на рис. 1.47 найдите напряжение v_{ab} и сопротивление R_{ab} , соответствующие теореме Тевенина.



■ Рис. 1.47

1.11. Для схемы на рис. 1.48 найдите эквивалентную схему Тевенина относительно полюсов a и b .

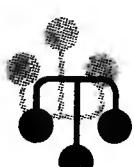


■ Рис. 1.48

Анализ цепей на переменном токе (для установившихся синусоидальных режимов)

Spice показывает напряжения узлов на постоянном токе без всяких специальных команд, поскольку определение напряжений постоянного тока является необходимым для получения рабочих точек в транзисторных схемах и при решении других традиционных задач. Но если вы хотите провести анализ на переменном токе, необходимо специально задать это в условиях моделирования. Вводный пример показывает, как это делается.

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ *RL*-ЦЕПОЧКА НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

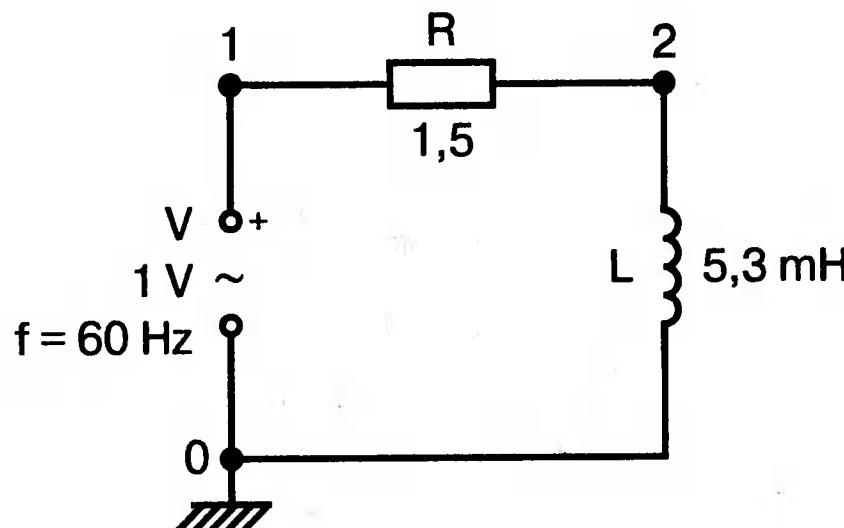


Последовательная цепь на рис. 2.1 содержит источник напряжения в 1 В, включенный последовательно с резистором R и катушкой индуктивности L . Последовательная *RL* - цепочка может служить, например, схемой замещения для реального дросселя. Компоненты схемы характеризуются значениями $R = 1,5 \text{ Ом}$; $L = 5,3 \text{ мГн}$ и $f = 60 \text{ Гц}$. Необходимо найти ток в цепи и полное сопротивление реального дросселя. Входной файл имеет вид:

```
AC Circuit with R and L in Series (Coil)
V 1 0 AC 1V
R 1 2 1.5
L 2 0 5.3mH
R3 2 0 5k
.AC LIN 1 60Hz 60Hz
.PRINT AC I(R) IR(R) II(R) IP(R)
.END
```

Команда .AC в нашем случае обеспечивает линейную вариацию значений в диапазоне от 60 до 60 Гц, то есть одну точку. Команда .PRINT предусматривает печать значений различных величин в этой точке:

- I(R) – амплитуда тока;
- IM(R) – также амплитуда тока;
- IR(R) – действительная часть тока;
- II(R) – мнимая часть тока;
- IP(R) – фазовый угол тока.



■ Рис. 2.1. Последовательная RL -цепь при питании от источника гармонического напряжения

Если Вы хотите выразить подобным образом падение напряжения V_2 на индуктивности, можно записать:

$V(2)$ – амплитуда падения напряжения на индуктивности (между узлами 2 и 0 соответственно);

$VM(2)$ – также амплитуда тока этого напряжения;

$VR(2)$ – действительная часть напряжения;

$VI(2)$ – мнимая часть напряжения;

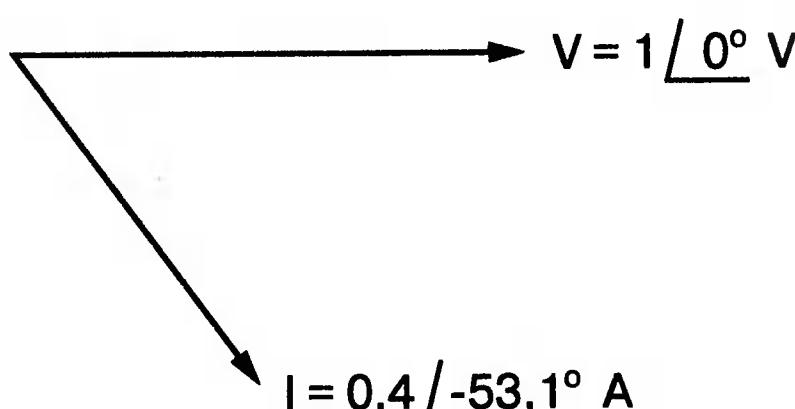
$VP(2)$ – фазовый угол напряжения.

Запустите моделирование на PSpice. Узловые напряжения в выходном файле показаны как нулевые. Это означает, что они не содержат постоянных составляющих. Токи источников напряжения и мощности также не содержат постоянных составляющих (и они равны 0). Интересующая нас часть результатов моделирования дает $\text{FREQ} = 60 \text{ Гц}$ для частоты и $I(R) = 0,4002 \text{ А}$ для амплитуды переменного тока источника питания. Действительная часть комплексного тока равна $IR(R) = 0,2403 \text{ А}$, мнимая его часть составляет $II(R) = -0,3201 \text{ А}$, а фазовый угол равен $IP(R) = -53,1^\circ$.

Задачи такого типа на переменном токе хорошо иллюстрируются векторными диаграммами (рис. 2.2). Опорное напряжение направлено под нулевым углом. Вектор тока смещен на вычисленный угол $-53,1^\circ$. Можно найти также полное сопротивление реальной катушки, представленной RL -цепочкой:

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{1 \angle 0^\circ}{0,4 \angle -53,1^\circ} = 2,5 \angle 53,1^\circ \text{ Ом.}$$

Поскольку напряжение имеет единичное значение, полученная величина идентична обратному значению вектора тока I .

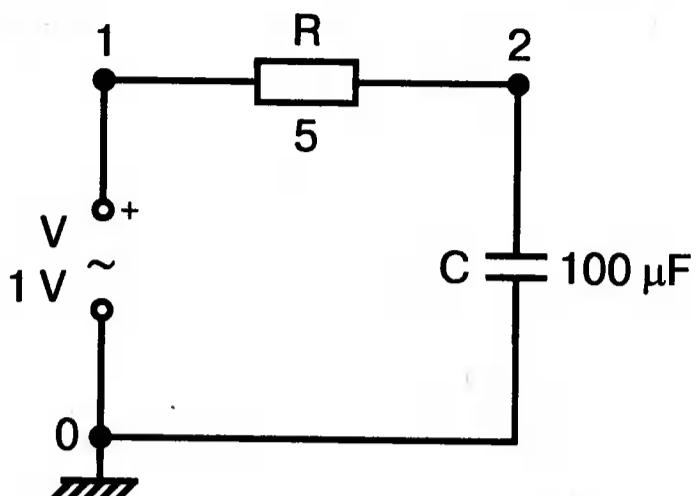
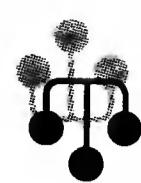


■ Рис. 2.2. Векторная диаграмма последовательной RL -цепи

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ *RC*-ЦЕПОЧКА НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

Заменив в схеме на рис. 2.1 катушку индуктивности конденсатором C , получим следующую схему (рис. 2.3).

Значения компонентов в этой схеме: $R = 5 \Omega$; $C = 100 \mu\text{F}$ и $f = 318 \text{ Гц}$.

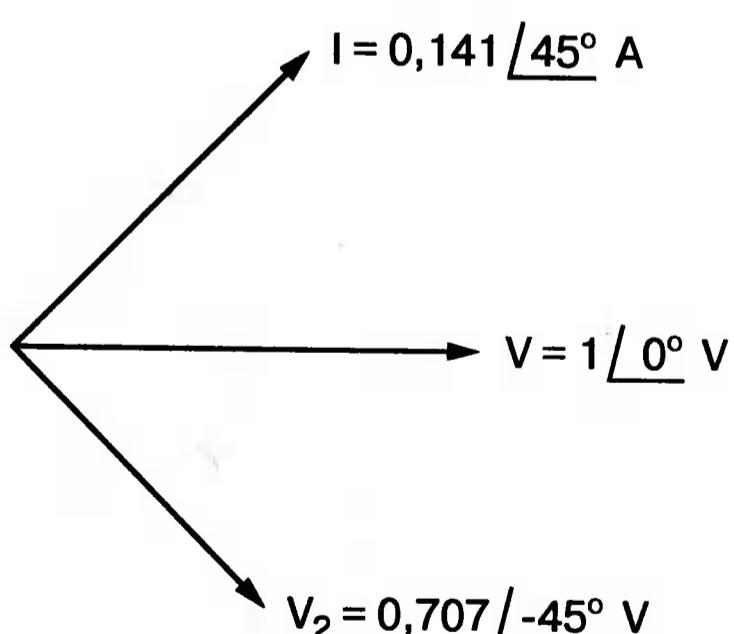


■ Рис. 2.3. Схема с последовательной *RC*-цепочкой

Входной файл будет следующим:

```
AC Circuit with Resistance and Capacitance in Series
V 1 0 AC 1V
R 1 2 5
C 2 0 100uF
.AC LIN 1 318Hz 318Hz
.PRINT AC I(R) IP(R) V(2) VP(2)
.END
```

В команде .PRINT через $V(2)$ и $VP(2)$ обозначены модуль и фазовый угол напряжения на конденсаторе соответственно. Запустите моделирование на PSpice и постройте векторную диаграмму тока и напряжения. Ваш рисунок должен соответствовать рис. 2.4.



■ Рис. 2.4. Векторная диаграмма для последовательной *RC*-цепи

ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ ВЕТВИ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

Рассмотрим теперь процессы в параллельной *RL*-цепи при питании ее от источника переменного тока (рис. 2.5).

Параметры компонентов: $I = 100 \angle 0^\circ \text{ mA}$; $R = 8,33333 \Omega$; $L = 6,36 \text{ мГн}$. Для этой цепи необходимо найти напряжение на параллельных ветвях, ток через каждую ветвь и полную проводимость цепи. Входной файл при этом имеет вид:



AC Circuit with Parallel branches R and L

I 0 1 AC 100

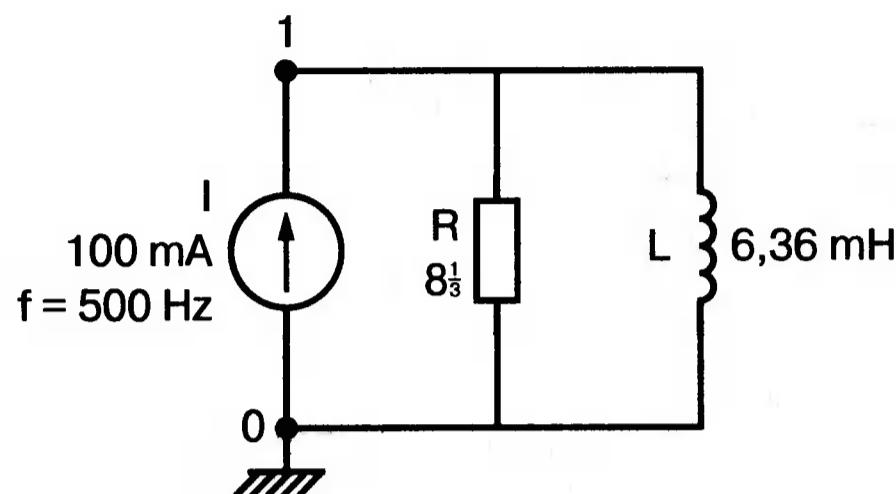
R 1 0 8.33333

L 1 0 6.36mH

.AC LIN 1 500Hz 500Hz

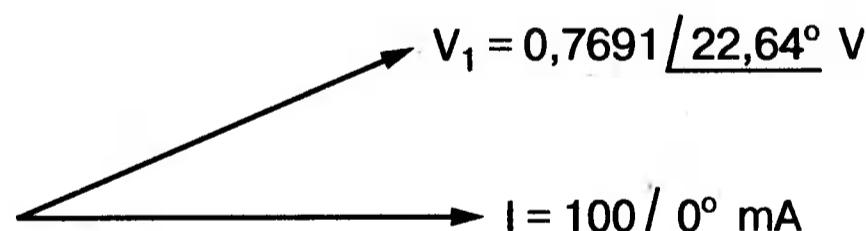
.PRINT AC V(1) VP(1) V(1) I(R) IP(R) I(L) IP(L)

.END

■ Рис. 2.5. Схема с параллельной *RL*-цепью

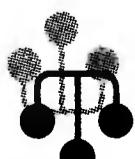
Модуль и фазовый угол напряжения представлены в выходном файле как $V(I)$ и $VP(1)$, а токи через отдельные ветви находятся как обычно. Запустив моделирование и получив результаты, убедитесь, что $V(I) = 0,7691$ и $VP(1) = 22,64^\circ$. Проводимость *RL*-цепи равна $Y = I/V(I) = (0,100 \angle 0^\circ)/(0,7691 \angle 22,6^\circ) = (0,13 \angle 22,6^\circ)$ С.

Постройте векторную диаграмму для схемы, показав все токи и напряжение V_1 . Сверьте ваш результат с рис. 2.6.

■ Рис. 2.6. Векторная диаграмма для параллельной *RL*-цепи

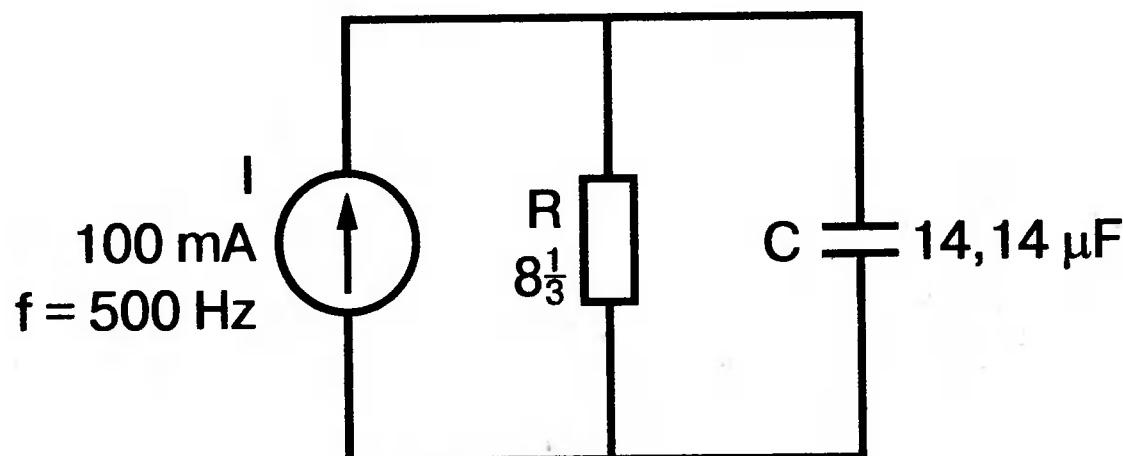
В качестве упражнения по анализу цепей преобразуйте токи из синусоидальных в прямоугольные и сложите их. Сравните полученный результат с заданным ранее значением тока источника.

ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ *RC*-ЦЕПЬ



На рис. 2.7 приведена схема с параллельной *RC*-цепью. Значения элементов этой схемы: $I = 100 \angle 0^\circ$ мА; $R = 8,33$ Ом; $C = 14,14$ мкФ и $f = 500$ Гц.

Перед тем как провести моделирование на PSpice, рассчитайте полную проводимость *RC*-цепи. Она задается выражением $Y = G + jB$, где $G = 1/R$ и $B = 2\pi fC$.

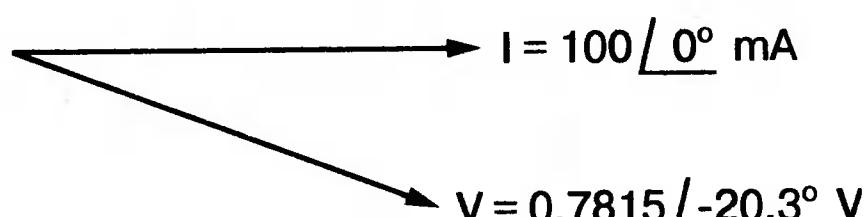


■ Рис. 2.7. Схема с параллельной RC-цепью

Входной файл имеет вид:

```
AC Circuit with Parallel branches R and C
I 0 1 AC 100
R 1 0 8.33333
N 1 0 14.14mF
.AC LIN 1 500Hz 500Hz
.PRINT AC V(1) VP(1) I(R) IP(R) I(C) IP(C)
.END
```

Проведите моделирование, затем постройте векторную диаграмму цепи и сравните полученный результат с приведенным на рис. 2.8. Он дает для напряжения значение $V = 0,7815 \angle -20,3^\circ$ В. Проверьте вычисленное ранее значение Y , используя формулу $Y = I/V$.

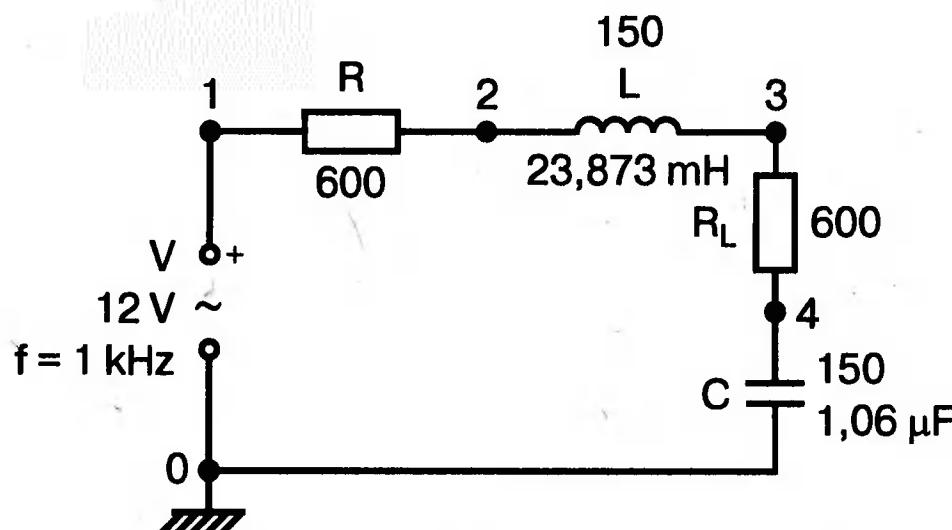


■ Рис. 2.8. Векторная диаграмма для параллельной RC-цепи

МАКСИМАЛЬНАЯ ПЕРЕДАЧА МОЩНОСТИ В ЦЕПЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В цепях постоянного тока максимальная мощность, выделяемая в нагрузке, достигается при $R_L = R_S$. В цепях переменного тока передача максимальной мощности достигается в том случае, когда значения полного сопротивления источника и нагрузки являются комплексно сопряженными величинами. Например, если $Z_S = (600 + j150)$ Ом, то максимальная мощность в нагрузку передается при $Z_L = (600 - j150)$ Ом. Чтобы иллюстрировать это для простых последовательных цепей, на рис. 2.9 приведена схема с необходимым соотношением комплексных сопротивлений. При частоте 1 кГц реактивные сопротивления в 150 Ом получаются при индуктивности $L = 23,873$ мГн и емкости $C = 1,061$ мкФ.





■ Рис. 2.9. Схема для определения максимальной мощности, выделяемой в нагрузке

Входной файл имеет вид:

```
Maximum Power Transfer in AC Circuits
V 1 0 AC 12V
RS 1 2 600
L 2 3 23.873mH
RL 3 4 600
N 4 0 1 .06uF
.OPT nopage
.AC LIN 1 1 kHz 1 kHz
.PRINT AC I (RL) IP(RL) V(3) VP{3}
.END
```

```
Maximum Power Transfer AC Circuits
I 0 1 AC 100
R 1 0 8.33333
N 1 0 14.14mF
.AC LIN 1 500Hz 500Hz
.PRINT AC V(1) VP(1) I(R) IP(R) I(C) IP(C)
.END
```

Проведите анализ и убедитесь, что ток в цепи равен 10 мА при угле почти в ноль градусов, а амплитуда напряжения составляет $V(3) = 6,185$ В при угле в 14,04°. Мощность, выделяемую в нагрузке, проще всего найти как $P = I^2 R = 60$ мВт. Резонанс в цепи наступает на частоте 1 кГц. Дальнейшее обсуждение проблемы резонанса будет продолжено в следующем разделе. В качестве самостоятельного упражнения измените значение R_L до 550 Ом и проведите анализ заново. Убедитесь, что значение мощности уменьшилось по сравнению с предыдущим случаем. Повторите то же самое для сопротивления $R_L = 650$ Ом. Отметим, что при заданных значениях L и C и при изменении частоты до некоторого другого значения, значение X станет больше или меньше, а ток уменьшится.

РЕЗОНАНС В ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ RLC-ЦЕПЯХ

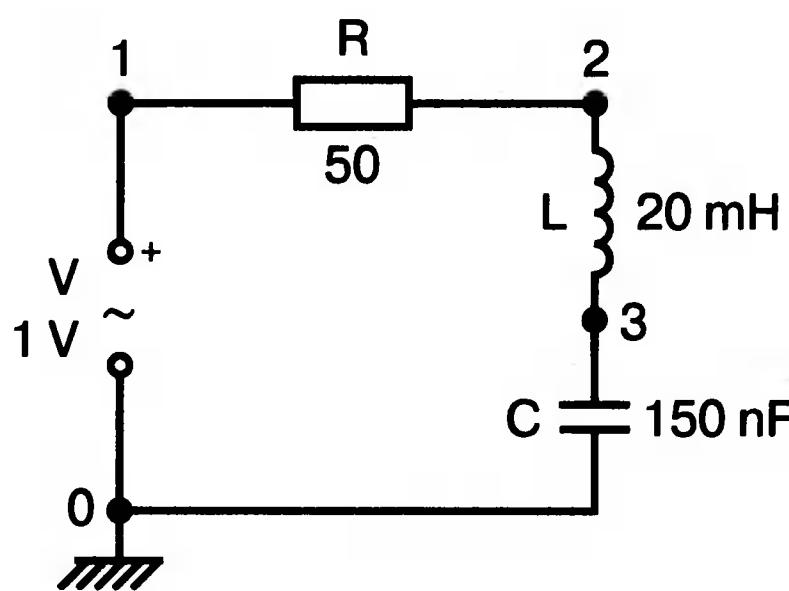


Последовательный резонанс достигается в RLC-цепи, когда ее комплексное сопротивление становится чисто резистивным. При этом индуктивное и ёмкостное сопротивление взаимно компенсируются, ток становится максимальным, а фазовый угол – нулевым (то есть ток и приложенное напряжение находятся в фазе). Резонансная частота легко находится из уравнения:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

На рис. 2.10 приведена такая схема. Значения элементов: $R = 50 \Omega$; $L = 20 \text{ мГн}$ и $C = 150 \text{ нФ}$. При этих параметрах резонансная частота $f_0 = 2905,8 \text{ Гц}$. Приложенное напряжение выбрано равным $1 \angle 0^\circ \text{ В}$. Можно работать с ω следующим входным файлом:

```
Series Resonance with RLC
V 1 0 AC 1V
R 1 2 50
L 2 3 20mH
C 3 0 150nF
.AC LIN 4901 100Hz 5kHz
.PROBE
.END
```

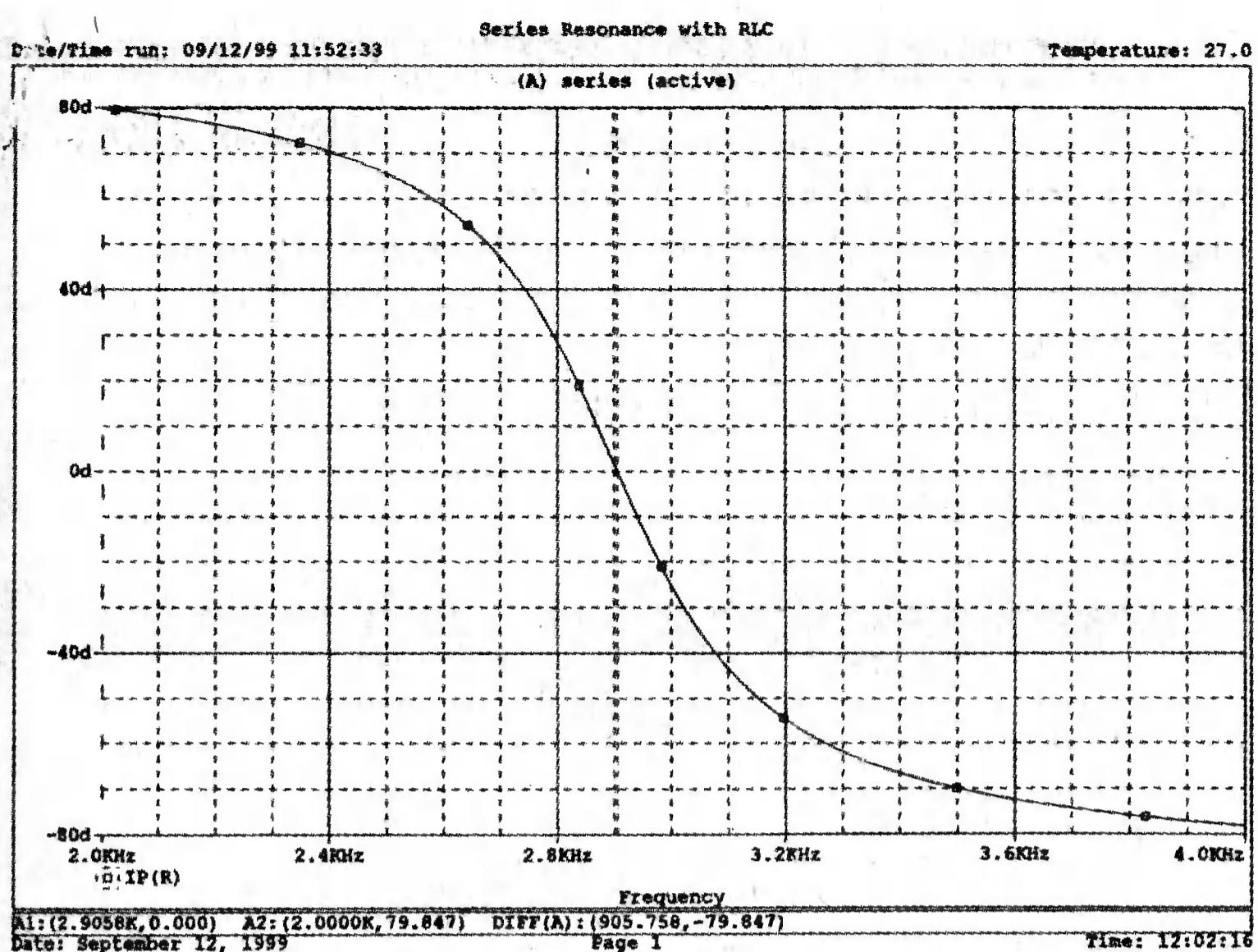


■ Рис. 2.10. Последовательная резонансная RLC-цепь

Команда .AC предусматривает линейную вариацию частоты от 100 Гц до 5 кГц, содержащую 4901 шаг, один шаг для каждого целочисленного значения частоты в этом диапазоне.

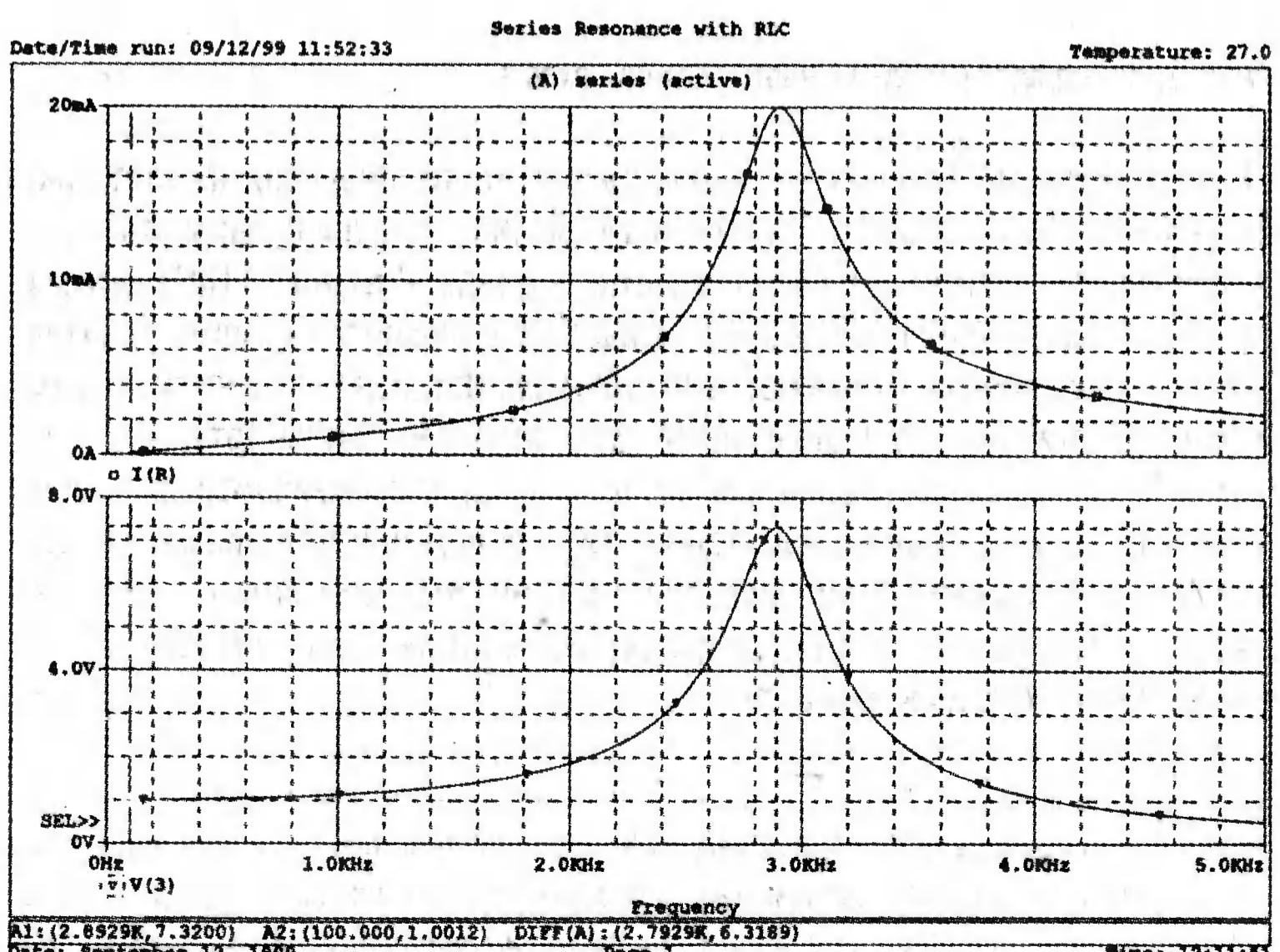
После выполнения PSpice анализа в программе Probe будут построены графики для частот от 100 Гц до 10 кГц. Могут быть получены различные графики для сложных функций параметров схемы. Сделайте следующее:

1. Постройте график зависимости $IP(R)$ для линейного частотного диапазона от 2 до 4 кГц (эта зависимость называется фазочастотной характеристикой — ФЧХ). Для этого выберите Trace, Add Trace..., введите с клавиатуры необходимую переменную $IP(R)$ в поле Trace Expression и нажмите OK. Чтобы получить желательный диапазон по оси X , выберите Plot, Axis Settings ... и в поле X-axis выберите User Defined с диапазоном от 2 до 4 кГц. Затем выберите Scale Linear и OK. Если при выводе кривой вы получаете ошибку, выберите Trace, Delete All Traces и повторите процесс, чтобы получить необходимую кривую. Ваш график должен пройти через ноль при частоте, близкой к 2,9 кГц. Проверьте это, выбирая режим курсора (он имеет символ, который напоминает пересекающиеся пунктиры и символ проверки), затем, используя мышь или стрелки < > на клавиатуре, найдите положение «нулевого сдвига фаз», которое должно соответствовать частоте $f = 2,0058 \text{ кГц}$ (см. рис. 2.11);
2. Получите в программе PROBE график $V(1)/I(R)$ для того же частотного диапазона от 2 до 4 кГц. Для этого сначала выберите Trace, Delete All Traces и затем — Trace, Add Trace, как вы делали прежде. Диапазон по оси Y должен быть от 0 до 300. Используйте Trace, Cursor, Display mode, чтобы найти следующие значения: при $f = 2 \text{ кГц}$, $Z = 283,6 \Omega$; при $f = 2,9 \text{ кГц}$, $Z = 50 \Omega$; и при $f = 4 \text{ кГц}$, $Z = 242,6 \Omega$;



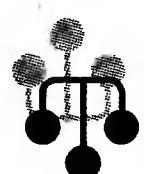
■ Рис. 2.11. Фазочастотная характеристика резонансного *RLC*-контура

- Удалите эту кривую, и получите на экране сразу два графика: напряжения $V(3)$ и тока $I(R)$. Используйте операции Plot, Add Plot to Window, чтобы получить вторую кривую. Измените частотный диапазон в пределах от 0 до 5 кГц. В результате максимум для $V(3)$ должен составлять приблизительно 7,3 В, а для $I(R)$ – 20 мА. Проверьте эти значения с помощью ручного расчета и сравните с рис. 2.12.



■ Рис. 2.12. Амплитудно-частотные характеристики тока и напряжения на конденсаторе для *RLC*-контура

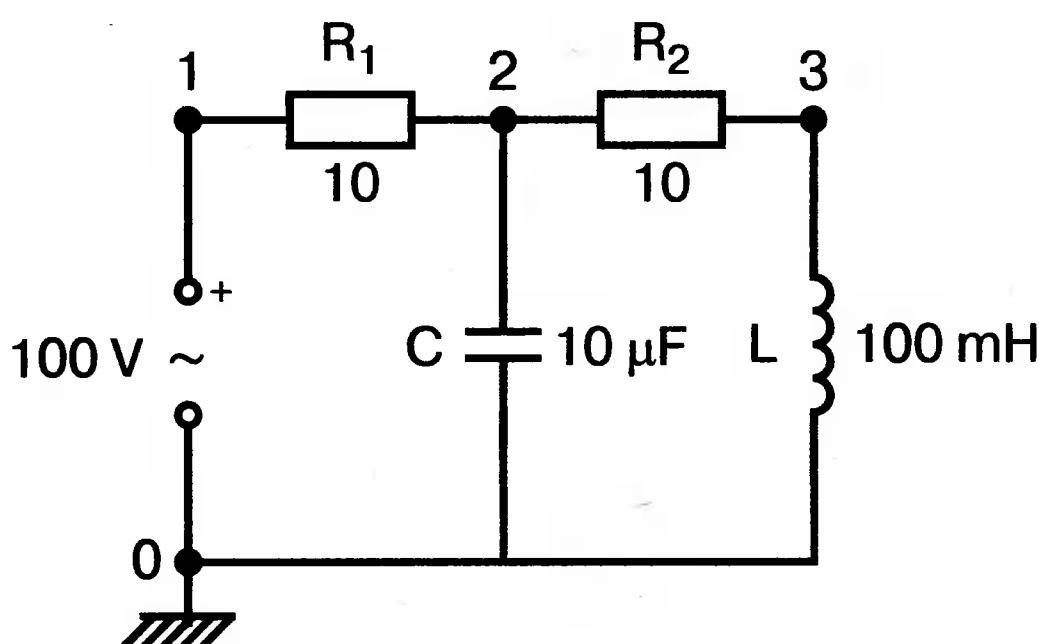
ЧАСТОТНЫЙ АНАЛИЗ В ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ЦЕПЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА



На рис. 2.13 приведена еще одна цепь на переменном токе. Значения параметров: $V = 100 \angle 0^\circ$ В; $R_1 = 10$ Ом; $R_2 = 10$ Ом, $L = 100$ мГн и $C = 10$ мкФ. Предположим, что резонансная частота неизвестна, и ее необходимо предварительно определить.

Входной файл можно записать в виде:

```
Series-Parallel AC Circuit
V 1 0 AC 100V
R1 1 2 10
R2 2 3 10
L 3 0 100mH
C 3 0 10uF
.AC LIN 100 50Hz 1000Hz
.PRINT AC I(R1) IP(R1)
.END
```



■ Рис. 2.13. Последовательно-параллельная схема

При записи команды .AC мы предположили, что резонансная частота лежит в диапазоне от 50 до 1000 Гц. Если ее значение лежит за пределами этого диапазона, можно изменить диапазон частот в команде. Команда .PRINT выводит в выходном файле величины модуля и фазового угла для тока схемы. Поскольку нулевому фазовому углу соответствует коэффициент мощности, равный единице, при анализе нетрудно отыскать соответствующую частоту.

Проведите моделирование на PSpice, и проанализируйте выходной файл. Не поленитесь распечатать файл, так как вам придется изменять диапазон частот. Вы должны подтвердить, что резонанс происходит между значениями $f = 155$ Гц и $f = 165$ Гц. Для этого измените во входном файле, диапазон частот с помощью команды

```
.AC LIN 101 100 200
```

Теперь мы рассматриваем все целочисленные значения частот между 100 и 200 Гц. Выполнив анализ, мы увидим, что резонанс происходит между частотами $f = 158$ Гц и $f = 159$ Гц и ток вблизи резонанса равен приблизительно 98 мА.

Этот пример позволяет оценить преимущества моделирования на PSPICE. Происходит ли резонанс при частоте, предсказываемой известной

формулой $f = 1/(2\pi\sqrt{LC})$? Вычислите это значение частоты с помощью калькулятора. Оно должно быть $f = 159,155$ Гц. Это не совпадает с нашим предположением, что f_0 находится между 158 и 159 Гц. Является ли различие просто ошибкой округления? Изменим команду во входном файле:

```
.AC LIN 51 155Hz 160Hz
```

Она обеспечивает шаг по частоте в 0,1 Гц. Проведите моделирование снова и найдите частоту, при которой изменяется знак фазового угла IP (R1). Результат должен показать, что она лежит в диапазоне 158,3 и 158,4 Гц. Из нашего моделирования следует, что приведенная выше формула резонанса неправильна для исследуемой последовательно-параллельной схемы. Обратите внимание, что минимум тока приходится не на резонансную частоту, а на частоту $f = 159,2$ Гц, при которой фазовый угол тока составляет приблизительно $5,97^\circ$.

Интересным упражнением для вас должна стать замена команды .PRINT командой .PROBE в этом анализе. При этом результаты проведенного нами численного анализа будут наглядно представлены на графике. Преимуществом графического представления результатов кроме наглядности является возможность получения частотных зависимостей для многих величин без изменения входного файла.

ВЛИЯНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЯ КАТУШКИ



На рис. 2.13 одна из параллельных ветвей содержит $R = 10$ Ом и $L = 100$ мГн. Эта цепь может служить моделью реальной катушки с малым сопротивлением. Интересно, как влияет сопротивление катушки на поведение схемы? Изменим входной файл, установив $R_2 = 50$ Ом, и заметим, что при этом $f_0 = 138$ Гц. Затем установим $R_2 = 80$ Ом и увидим, что $f_0 = 95$ Гц. Предполагали ли вы, что изменение резонансной частоты будет столь велико?

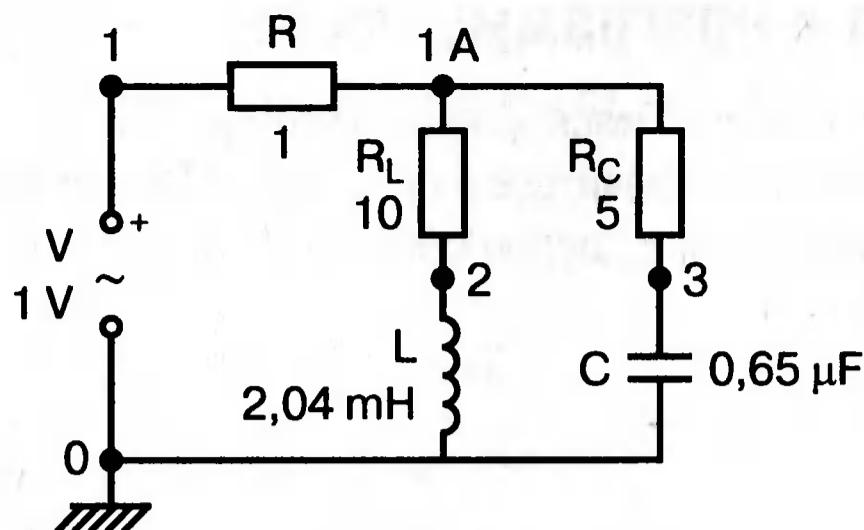
Посмотрите, как легко PSpice позволяет Вам изменять параметры схемы и формировать новый набор исходных условий для вычисления. При этом команда .PRINT обеспечивает высокую точность вычислений, а команда .PROBE неоценима для того, чтобы увидеть графические зависимости для переменных.

ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ ЦЕПИ



Уравнения для анализа параллельной резонансной цепи значительно сложнее уравнений для последовательного колебательного контура. Можно найти полное описание этих уравнений в учебниках. Однако моделирование на PSpice позволяет легко находить резонансную частоту и полное входное сопротивление такой схемы при резонансе. В этом примере вы можете снова использовать курсор в программе Probe.

Схема, показанная на рис. 2.14, содержит ветвь с катушкой и ветвь с конденсатором. Значения параметров элементов схемы: $R_L = 10$ Ом; $L = 2,04$ мГн; $R_C = 5$ Ом и $C = 0,65$ мкФ. Отметим, что включение резистивного датчика тока сопротивлением $R = 1$ Ом последовательно в цепь источника напряжения \mathcal{U} превращает его в неидеальный источник с напряжением 1 В. Предварительный анализ показывает, что резонансная частота лежит между 4 и 5 кГц.

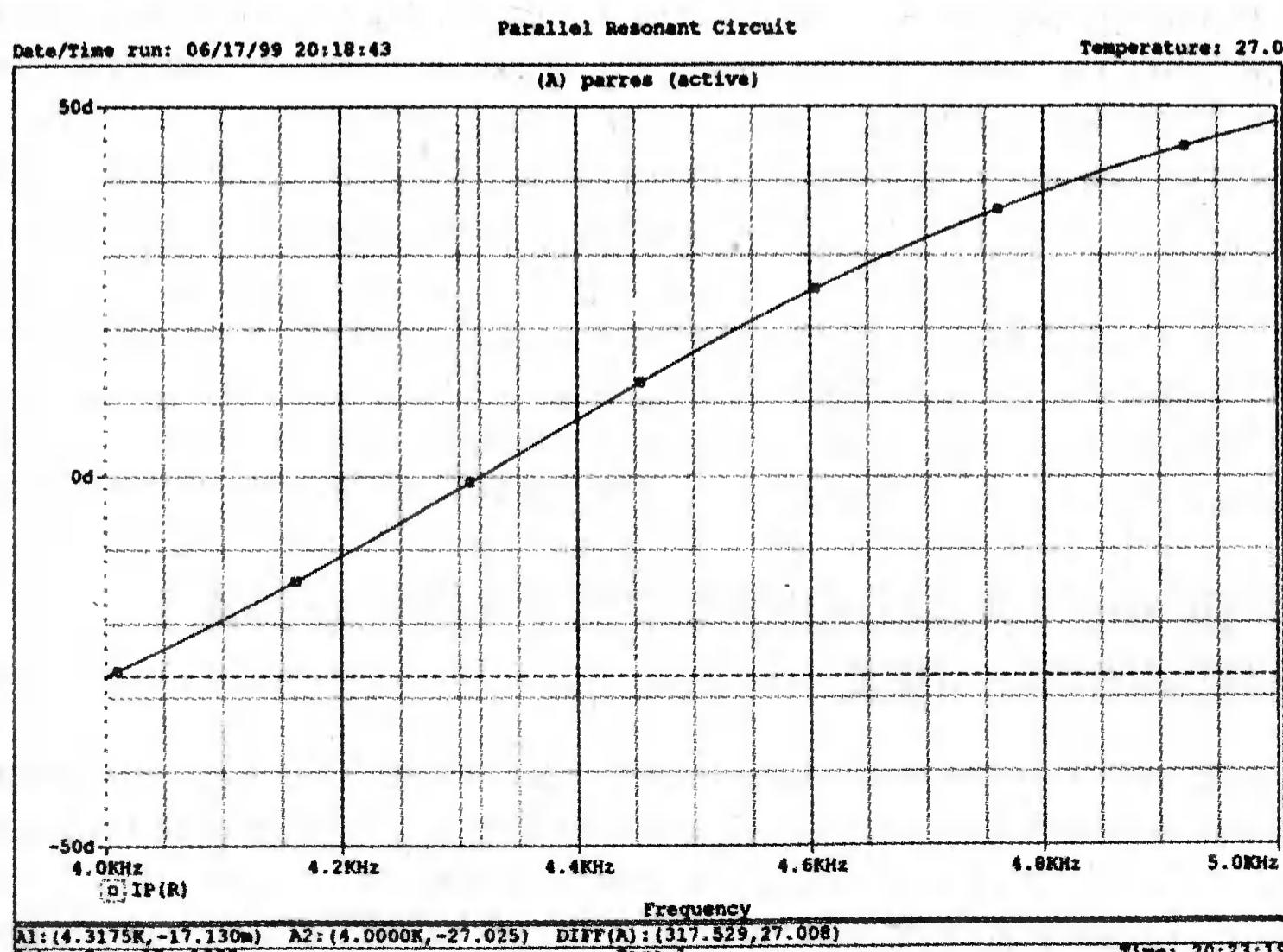


■ Рис. 2.14. Параллельная резонансная цепь

Входной файл приведен ниже:

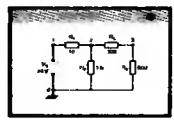
```
Parallel Resonant Circuit
V 1 0 AC 1V
RL 1A 2 10
RC 1A 3 5
R 1 1A 1
L 2 0 2.04mH
C 3 0 0.65uF
.AC LIN 1001 4000Hz 5000Hz
.PROBE
.END
```

Во входном файле задано изменение частоты от 4 до 5 кГц с шагом в 1 Гц. Выполните анализ, затем, используя возможности Probe, получите график $IP(R)$. Диапазон частот выведенного графика по оси X , лежит в пределах от 1 до 10 кГц, предусматривая логарифмическую шкалу. Это означает, что выбранная кривая занимает лишь малую часть экрана. Выберите для шкалы по оси X линейный масштаб и диапазон от 4 до 5 кГц. Как и ожидалось, резонансная частота имеет значение, близкое к 4,3 кГц, что видно из графика на рис. 2.15.



■ Рис. 2.15. Фазочастотная характеристика для схемы на рис. 2.14

Использование курсора в программе Probe



Из строки меню выберите Trace, Cursor, Display, и на экране появится поле Probe Cursor. Оно может появиться в правой нижней части, но его при желании можно переместить и в другую область экрана. Поле содержит следующую информацию:

A1 = 4.0000к, -27.025
A2 = 4.0000к, -27.025
dif = 0.000, 0.000

Строка A1 представляет значения X и Y : частоты и величины фазового угла тока $I_P(R)$ в левом конце графика. Частота равна 4 кГц, а фазовый угол составляет $-27,025^\circ$, то есть при $f = 4$ кГц вектор тока повернут на $-27,025^\circ$ относительно вектора входного напряжения, фазовый угол которого считается нулевым.

Клавишей стрелки (\rightarrow) переместите указатель курсора до отметки, где фазовый сдвиг будет нулевым (или почти нулевым). После этого значения на табло Probe Cursor изменятся

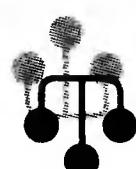
A1 = 4.3175к, -17.130м
A2 = 4.0000к, -27.025
dif = 3ъ17.544, 27.010

Полученные вами значения могут несколько отличаться. На самом деле, если вы удалите график и снова получите его, значения могут немного измениться, так как используется подпрограмма итераций, чтобы достигнуть необходимой точки графика. Стока A1 сообщает, что при $f = 4,3175$ кГц фазовый угол тока близок к нулю.

Таким образом, резонансная частота $f_0 = 4,3175$ кГц, так как при этом входной ток находится в фазе с приложенным напряжением. Сопротивление R в схеме необходимо, чтобы сделать источник входного напряжения реальным источником напряжения.

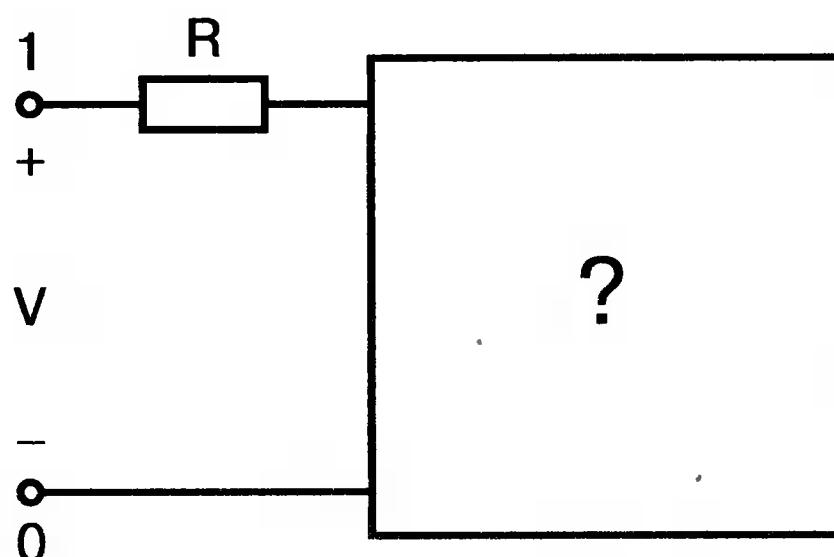
Интересно определить также полное входное сопротивление (или полную проводимость) схемы при резонансе. Убедитесь еще раз, что сопротивление (или проводимость) при резонансе должны быть полностью активными (не должны содержать реактивной составляющей). Постройте с учетом этого график $I(R)$. Поскольку $V = 1$ В, ток схемы численно равен полной входной проводимости. Объясните, почему это так. Используйте снова режим курсора для этого графика. Перемещайте указатель курсора, пока не найдете предсказанную частоту $f_0 = 4,3175$ кГц. Каково значение тока I на этой частоте? Убедитесь, что $I = 4,683$ мА при резонансной частоте. Убедитесь также, что $Z_0 = R_0 = 213,5$ Ом. Отметьте, что ток при этом не минимален.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОЛНОГО ВХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ В ЦЕПЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА



Рассмотрим «черный ящик», содержащий цепь с неизвестным полным сопротивлением, показанный на рис. 2.16. С помощью команды .PRINT вы можете вывести и $V(I)$, и $I(R)$. Однако эта команда не позволяет вывести значение $V(1)/I(R)$. Различные математические операторы в ней не допускаются. Чтобы получить график желаемой переменной, следует использовать функцию Probe, которая может, кроме того, строить функции, использующие следующие операторы:

$\text{abs}(x)$	$ x $
$\text{sgn}(x)$	+1 (если $x > 0$), 0 (если $x = 0$), -1 (если $x < 0$)
$\text{sqrt}(x)$	\sqrt{x}
$\text{exp}(x)$	e^x
$\text{log}(x)$	$\ln(x)$
$\text{log10}(x)$	$\log(x)$
$m(x)$	модуль x
$p(x)$	фазовый угол x
$r(x)$	действительная часть x
$\text{img}(x)$	мнимая часть x
$g(x)$	групповая задержка от x
$\text{pwr}(x, y)$	$ x ^y$
$\sin(x)$	$\sin(x)$



■ Рис. 2.16. «Черный ящик», содержащий цепь с неизвестным полным сопротивлением

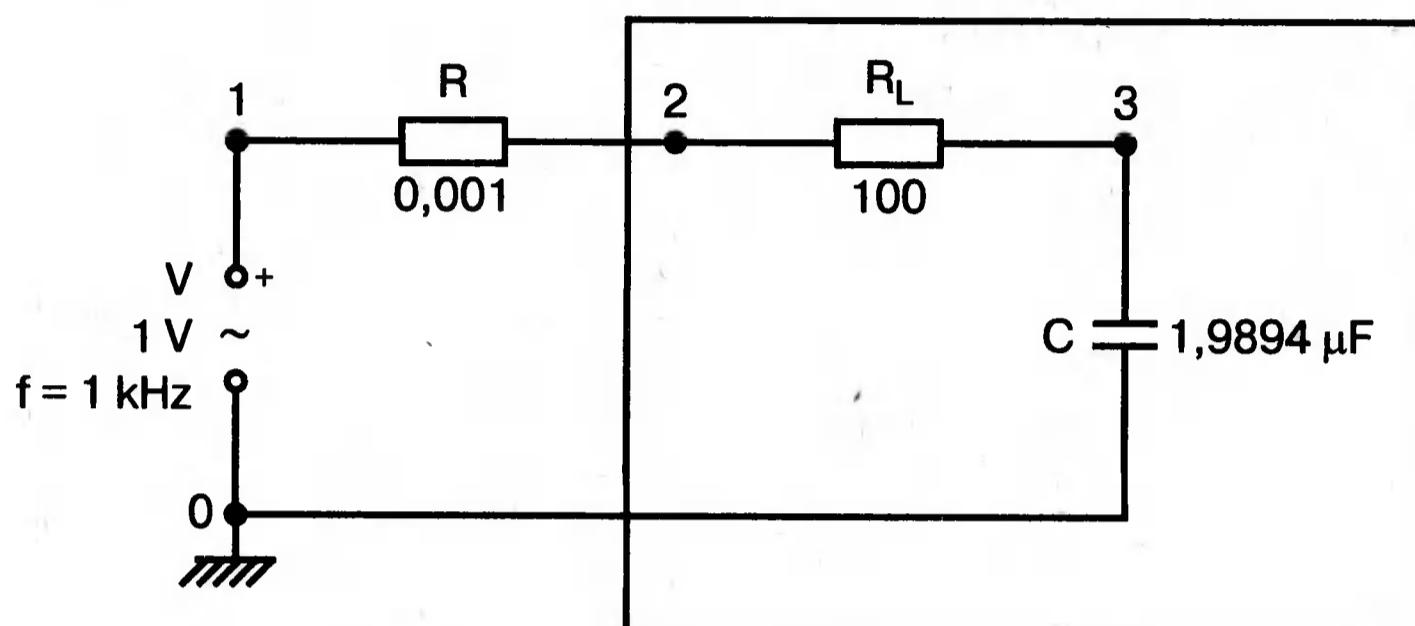
$\cos(x)$	$\cos(x)$
$\tan(x)$	$\text{tg}(x)$
$\text{atan}(x)$	$\text{arctg}(x)$
$\text{arctan}(x)$	$\text{arctg}(x)$
$d(x)$	дифференциал от x
$s(x)$	интеграл от x
$\text{avg}(x)$	среднее значение от x
$\text{rms}(x)$	действующее значение от x
$\text{min}(x)$	минимум действительной части x
$\text{max}(x)$	максимум действительной части x

Таким образом, чтобы найти входное полное сопротивление схемы (рис. 2.16), можно включить очень маленький резистор R в качестве датчика тока. Полное входное сопротивление $V(1)/I(R)$ можно найти в Probe, используя выражения $\text{r}(V(I)/I(R))$ для вещественной части Z и $\text{img}(V(I)/I(R))$ для мнимой части. Это дает тот же результат, что и использование $\text{r}(VM(I)/IM(R))$ и $\text{img}(VM(I)/IM(R))$. Получить фазовый угол для Z можно, используя $p(V(I)/I(R))$. Поясним эту методику примером.

На рис. 2.17 показана схема с резистивным датчиком тока и «неизвестным» полным сопротивлением в «черном ящике». Чтобы найти полное сопротивление, необходимо провести моделирование и использовать Probe.

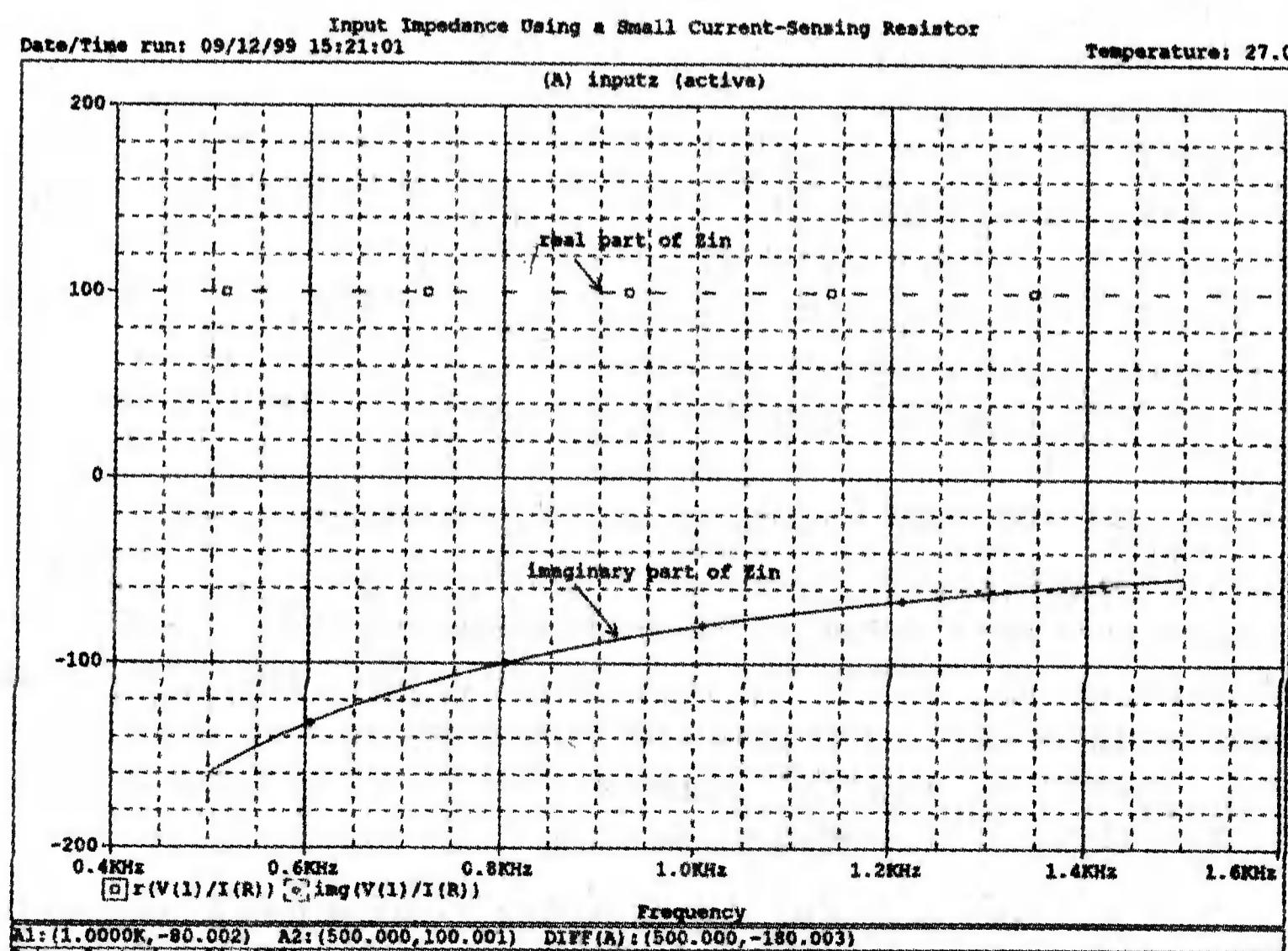
Во входном файле предусмотрена вариация частоты входного напряжения:

```
Input Impedance Using a Small Current-Sensing Resistor
V 1 0 AC 1V
R 1 2 0.001; Это резистивный датчик тока (шунт)
RL 2 3 100
RA 1 1A 1
C 3 0 1.9894uF
.AC LIN 501 500Hz 1500Hz
.PROBE
.END
```



■ Рис. 2.17. Схема с резистивным датчиком тока

Проведите моделирование, и получите в Probe графики частотных зависимостей для действительной и мнимой частей Z_{in} . Результаты показаны на рис. 2.18. Используя режим курсора, убедитесь, что при $f = 1$ кГц получаются следующие значения сопротивления: $R_{in} = 100$ Ом (действительная часть Z_{in}) и $X_{in} = -80$ Ом (мнимая часть Z_{in}).

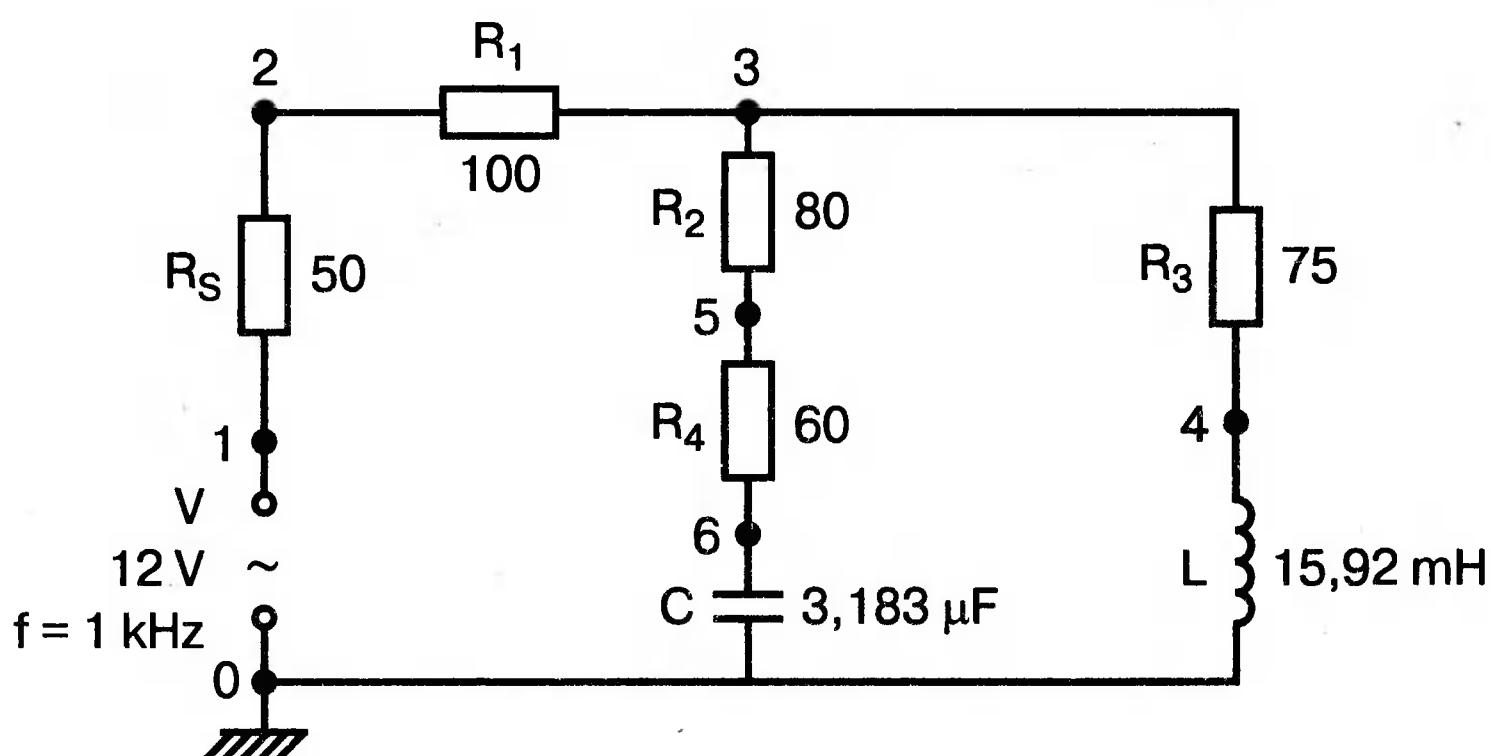
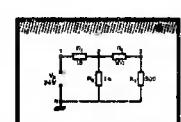


■ Рис. 2.18. Частотные зависимости для активной и реактивной составляющих Z_{in}

Полное входное сопротивление в цепях с двумя ветвями

В предыдущей схеме результаты достаточно просто можно было найти и без использования Probe. В более сложной схеме (рис. 2.19) найти полное входное сопротивление вручную достаточно трудно. При использовании же Probe результаты получаются так же просто, как и для предыдущей схемы. Входной файл для этого случая:

```
Input Impedance of Two-Branch Network
V 1 0 AC 12V
Rs 1 2 50; Это резистивный датчик тока (шунт)
R1 2 3 100
R2 3 5 80
R3 3 4 75
R4 5 6 60
L 4 0 15.92mH
C 6 0 3.183uF
.AC LIN 501 500Hz 1500Hz
.PROBE
.END
```

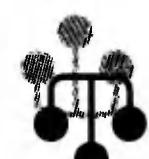


■ Рис. 2.19. Схема с двумя ветвями для расчета полного входного сопротивления

Используя возможности Probe, найдите полное входное сопротивление (для части схемы справа от узла 2) при частоте $f = 1 \text{ кГц}$. Убедитесь, что $Z_{in} = (178,9 + j29,33) \Omega$. Если вы предпочитаете записывать действительную и мнимую составляющие просто в форме упорядоченной пары, то запись будет иметь вид $Z_{in} = (178,9; 29,33) \Omega$. Сравните полученные вами графики с графиком на рис. 2.20.

ФАЗОСДВИГАЮЩИЕ ЦЕПИ

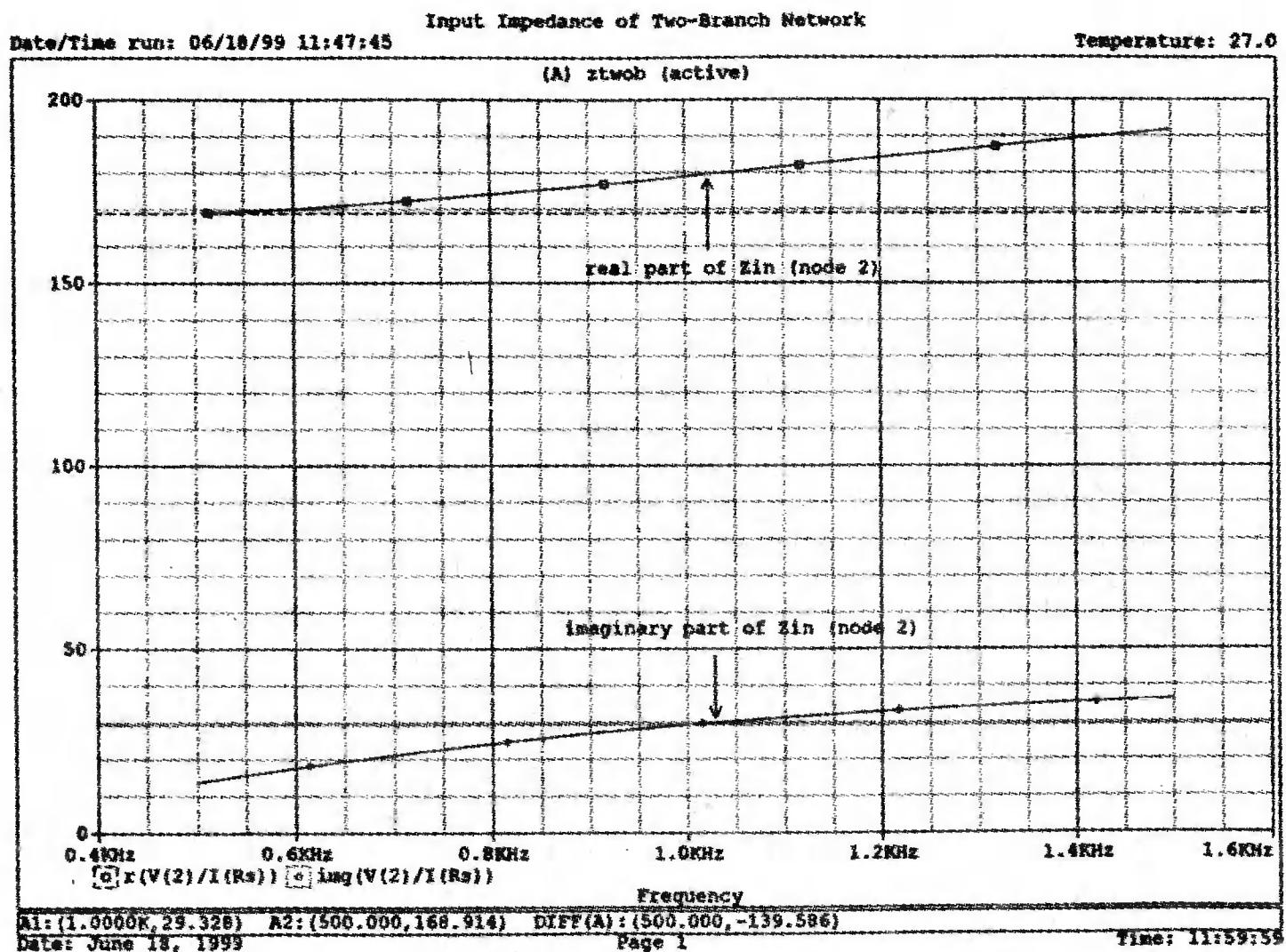
Простая фазосдвигающая цепь, использующая только конденсаторы и резисторы, показана на рис. 2.21. Это мостовая T-образная схема со следующими параметрами элементов: $C_1 = C_2 = 10 \text{ нФ}$; $R_1 = 200 \Omega$; $R_2 = 250 \Omega$; $R_L = 100 \Omega$ и $R = 100 \Omega$, (резистивный датчик тока). С помощью PSpice-анализа можно определить фазосдвигающие свойства этой цепи. Определите, при какой частоте фазовый сдвиг тока относительно входного напряжения максимальен и какова



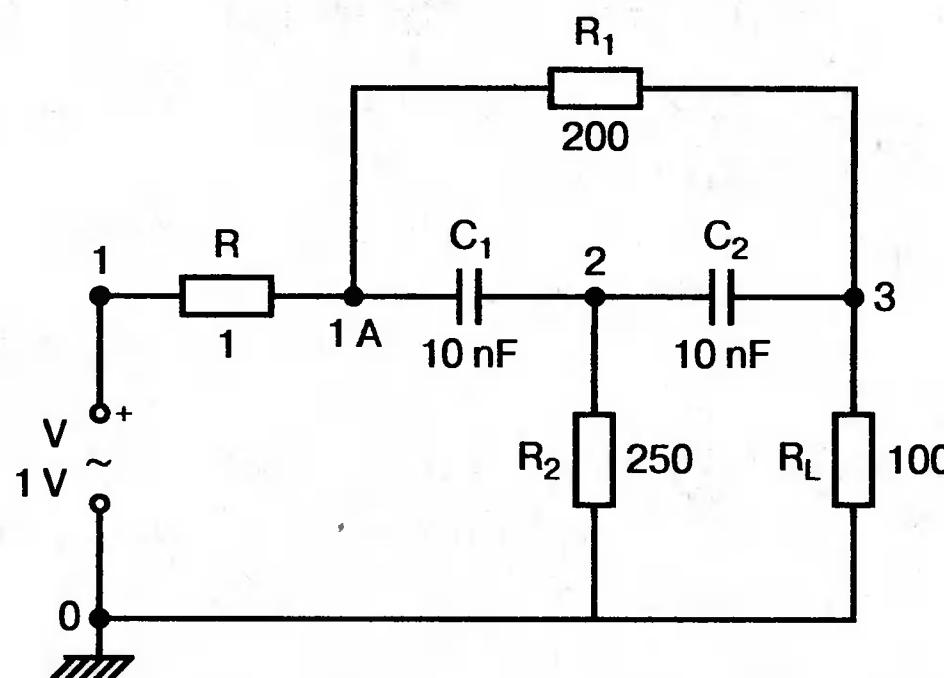
его величина в этой точке. Подберите эмпирически диапазон частот для такого анализа.

Входной файл имеет вид:

```
Phase-Shift Network
V 1 0 AC 12V
R 1 1A 1
R1 1A 3 200
R2 2 0 250
RL 3 0 100
C1 1A 2 10nF
C2 2 3 10nF
.AC LIN. 501 5kHz 500kHz
.PROBE
.END
```



■ Рис. 2.20. Частотные зависимости для активной и реактивной составляющих Z_{in} в схеме на рис. 2.19

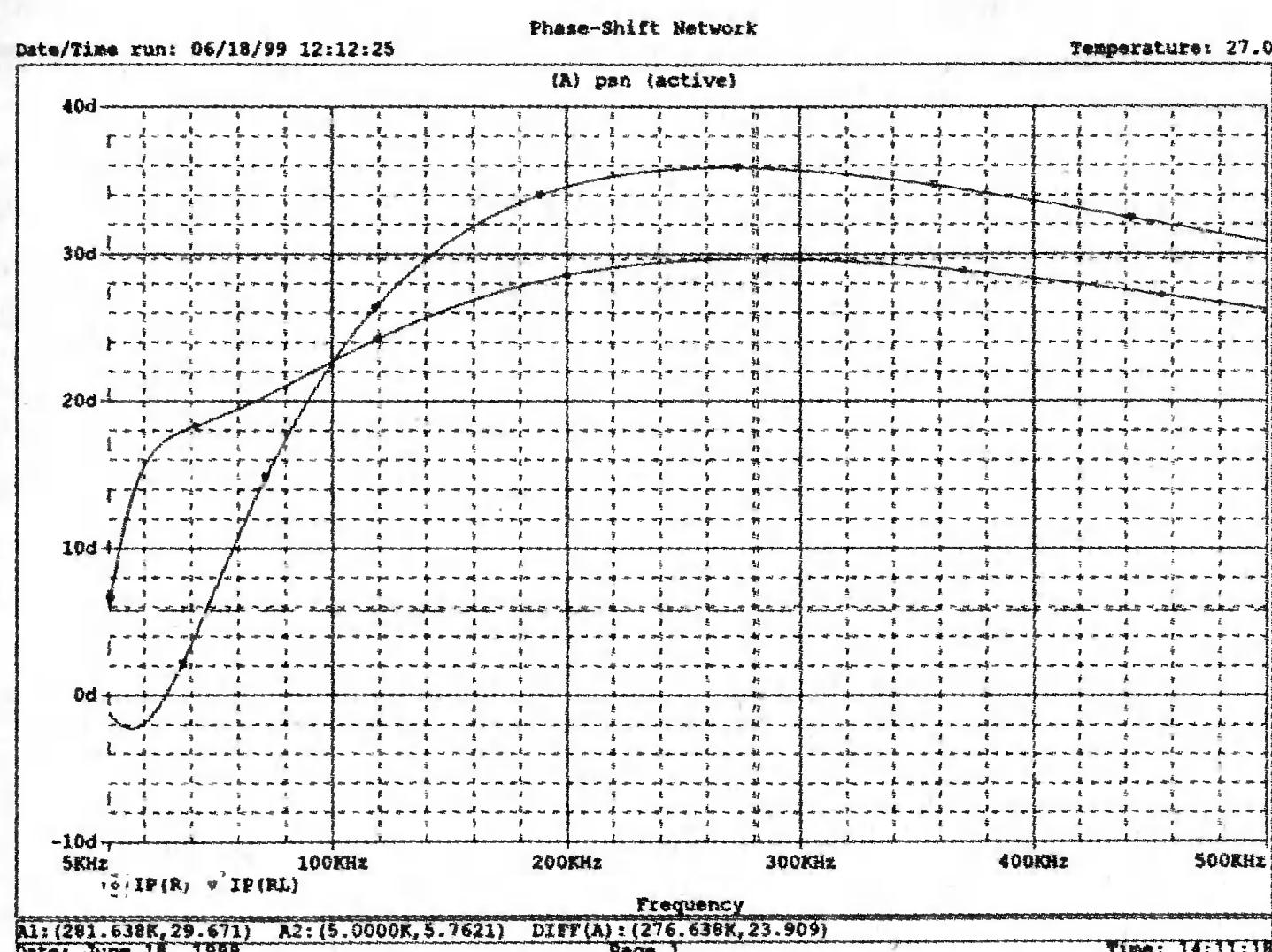


■ Рис. 2.21. Фазосдвигающая цепь

Проведите анализ на PSpice, затем получите график $IP(R)$, используя линейную шкалу частот в диапазоне от 5 до 500 кГц. Легко установить, что максимальный сдвиг фазы немного меньше 30° и приходится на частоту около 300 кГц. Воспользовавшись режимом курсора, получим более точные значения: максимальный сдвиг фазы $29,67^\circ$ при $f = 281,4$ кГц.

Не выходя из Probe, получите график $IP(RL)$. Он непосредственно покажет сдвиг фазы в T -образной схеме. Найдите частоту, при которой схема имеет нулевой сдвиг фазы. Обратите внимание, что это происходит при частоте менее 50 кГц.

С учетом этого измените входной файл, установив диапазон частот от 5 до 50 кГц. Выполните анализ снова и определите частоту для нулевого сдвига фазы с помощью графика $IP(RL)$. Воспользовавшись курсором, убедитесь, что $f = 29,32$ кГц. Ваш график должен быть похож на приведенный на рис. 2.22.

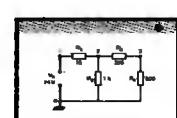


■ Рис. 2.22. Частотные характеристики фазосдвигающей цепи

Частотные зависимости полных проводимостей

Графическая методика, которая часто используется в схемотехническом анализе на переменном токе, основана на нахождении голографов полных сопротивлений или полных проводимостей. Если элементы включены последовательно, складываются частотные зависимости полных сопротивлений участков цепи и находится общая частотная зависимость. Если элементы включены параллельно, те же операции производятся для проводимостей отдельных ветвей.

Схема на рис. 2.23 содержит две параллельные ветви с параметрами: $C = 0,318$ мкФ; $R_L = 50$ Ом и $L = 3,18$ мГн. Во входном файле задан диапазон частот от 5 Гц до 10 кГц:



Locus of Admittances

V 1A 0 AC 1V

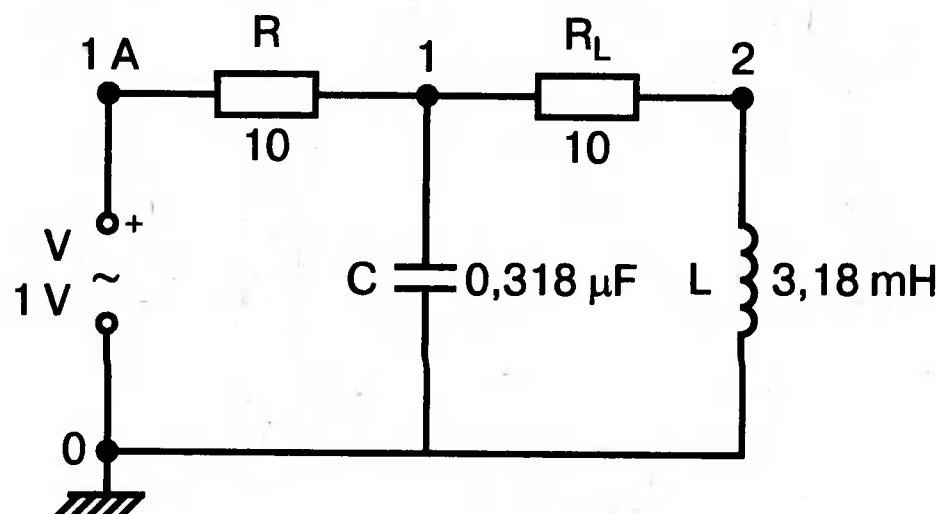
R 1 1A 1

```

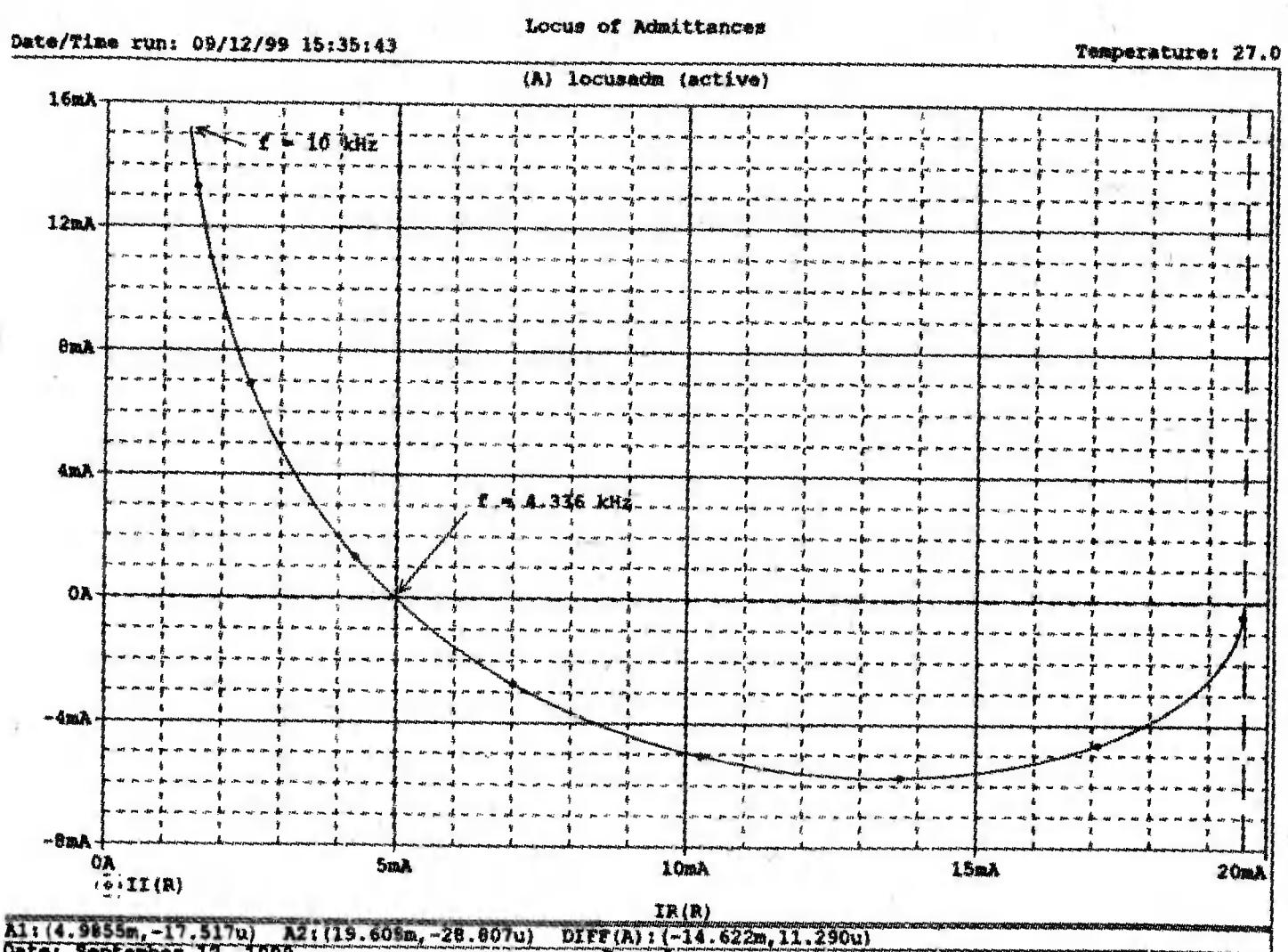
RL 1 2 50
L 2 0 3.18mH
C 1 0 0.318 uF
.AC LIN 201 5Hz 10kHz
.PROBE
.END

```

Выполните анализ и выведите график $|P(R)|$, чтобы найти резонансную частоту. Воспользовавшись курсором, убедитесь, что $f_0 = 4,336$ кГц. Теперь измените шкалу по оси X так, чтобы это позволило представить полную проводимость во всем диапазоне. Поскольку $V = 1$ В, $Y = I/V = I/1$. Таким образом, проводимость Y численно равна току, и вы можете заменять график I графиком Y и наоборот. Вы можете получить также зависимость $B(G)$, где активная составляющая проводимости G откладывается по горизонтальной, а реактивная составляющая B — по вертикальной оси. Координаты точек такого графика представляют собой действительную и мнимую составляющие вектора проводимости, а совокупность точек служит годографом вектора проводимости при изменении частоты.



■ Рис. 2.23. Схема для определения фазовых траекторий проводимости



■ Рис. 2.24. Годограф полной проводимости для схемы на рис. 2.23

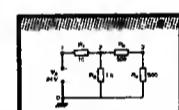
Прежде чем пытаться изменить масштаб по оси X , удалите кривые, имеющиеся на экране, и выберите Plot, Axis Settings ..., опции Auto Range, Linear, затем нажмите кнопку Axis Variable. Для выбора функции введите с клавиатуры «IR(R)» и дважды щелкните OK. Затем получите график $I(R)$. Поскольку I и G численно равны, можно считать, что по осям отложены действительная G (ось X) и минимая B (ось Y) составляющие, а весь график рассматривать как годограф проводимости (Y -plane). График содержит важную информацию, которая видна не сразу. Верхний левый конец кривой соответствует частоте $f = 10$ кГц. При перемещении точки вниз вправо уменьшается частота, при которой могут быть получены соответствующие значения B и G . Переместив курсор в точку, где $B = 0$ (примерно), вы увидите, что при этом $G = 5$ мС. Вследствие этого полное сопротивление цепи при резонансной частоте 4,336 кГц равно 200 Ом.

Распечатайте годограф проводимости. Отметьте ось X как G (в мС) и ось Y как B (также в мС) для дальнейшего изучения. Ваш график должен быть похож на график, приведенный на рис. 2.24.

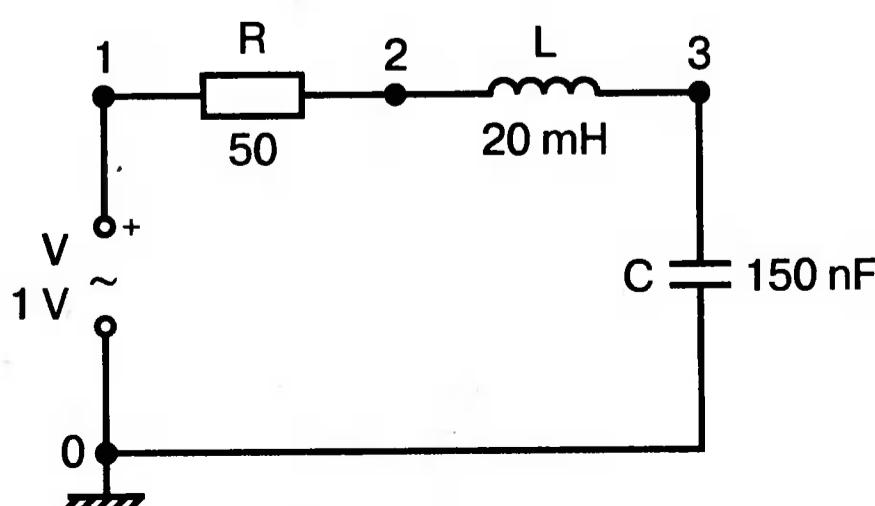
Вы знаете, где размещены на этом графике две частоты, но как вы можете идентифицировать другие? Простой метод состоит в том, чтобы изменить во входном файле верхнюю границу частоты в команде вариации частоты. Для начала установите ее равной 6 кГц и снова выполните моделирование. Получив значения карты проводимости, запомните, где начинается график (6 кГц), и отметьте эту точку на предыдущем графике, пользуясь значениями G и B . Сделайте это несколько раз для других значений верхней границы, отмечая каждое новое положение точки значением f на первоначальном графике.

— Годограф проводимости для последовательного RLC-контура

Интересная форма годографа проводимости получается для последовательного RLC-контура. Можете вы предсказать, на что она будет похожа? Если масштаб для B и G будет одинаковым, она будет окружностью. Параметры элементов в схеме, приведенной на рис. 2.25: $R = 50$ Ом; $L = 20$ мГн и $C = 150$ нФ. Соответствующий входной файл:



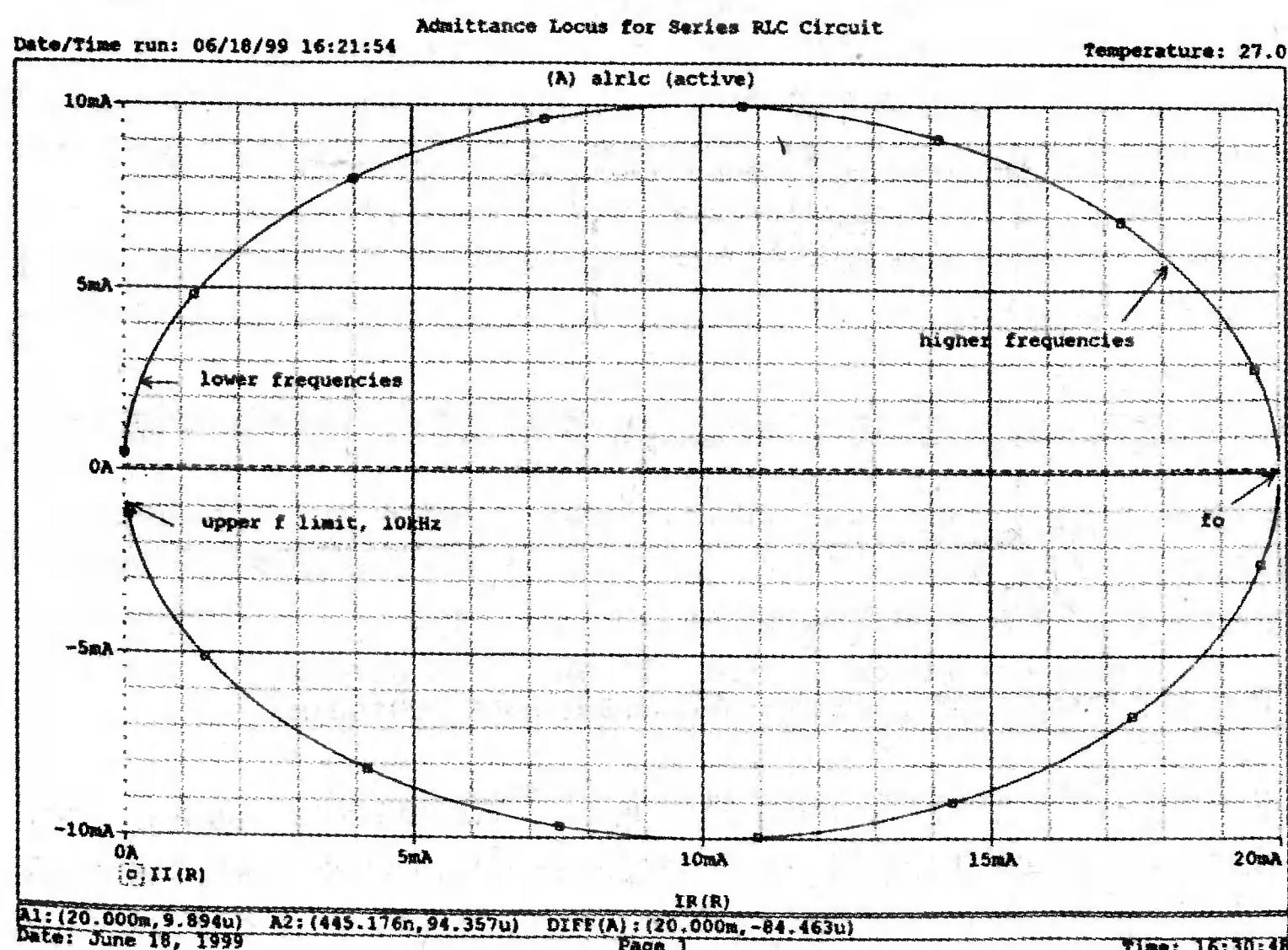
```
Admittance Locus for Series RLC Circuit
V 1 0 AC 1V
R 1 2 50
L 2 3 20mH
C 3 0 150nF
.AC LIN 5001 1000Hz 10kHz
.PROBE
.END
```



■ Рис. 2.25. Последовательная цепь для определения полной проводимости

Резонансная частота соответствует крайней правой точке и составляет 2906 Гц. В программе Probe необходимо выбрать Plot, Axis Settings..., на табло X Axis — User Defined, ввести значения «OA» в 20 мА, Scale Linear, затем нажать кнопку Axis Variable и для Trace Expression: набрать TR(R) и нажать OK. Выполните анализ и получите график $\text{II}(R)$. Кривая начинается с нижней частотной границы в левой части экрана и при повышении частоты точка перемещается по часовой стрелке по овальной траектории. При перемещении с позиции 9 часов в позицию 3 часа проходится диапазон частот от 0 Гц (наш график фактически начинается при $f = 100$ Гц) до резонансной частоты 2906 Гц. Вся нижняя половина круга приходится на диапазон от резонансной частоты до верхнего частотного предела в 10 кГц.

Распечатайте график для дальнейшего изучения. Обратите внимание, что вид графика к окружности можно менять соответствующим выбором границ на осях X и Y , хотя при этом можно потерять некоторую часть круга на экране или распечатанной копии. Этот график показан на рис. 2.26.

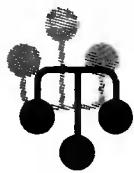


■ Рис. 2.26. Годограф проводимости для последовательного RLC -контура

Теперь удалите график, и выберите в качестве переменной по оси X частоту. Использование курсора для графика $I(R)$ в функции частоты позволяет найти резонансную частоту.

ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С НЕСКОЛЬКИМИ ИСТОЧНИКАМИ

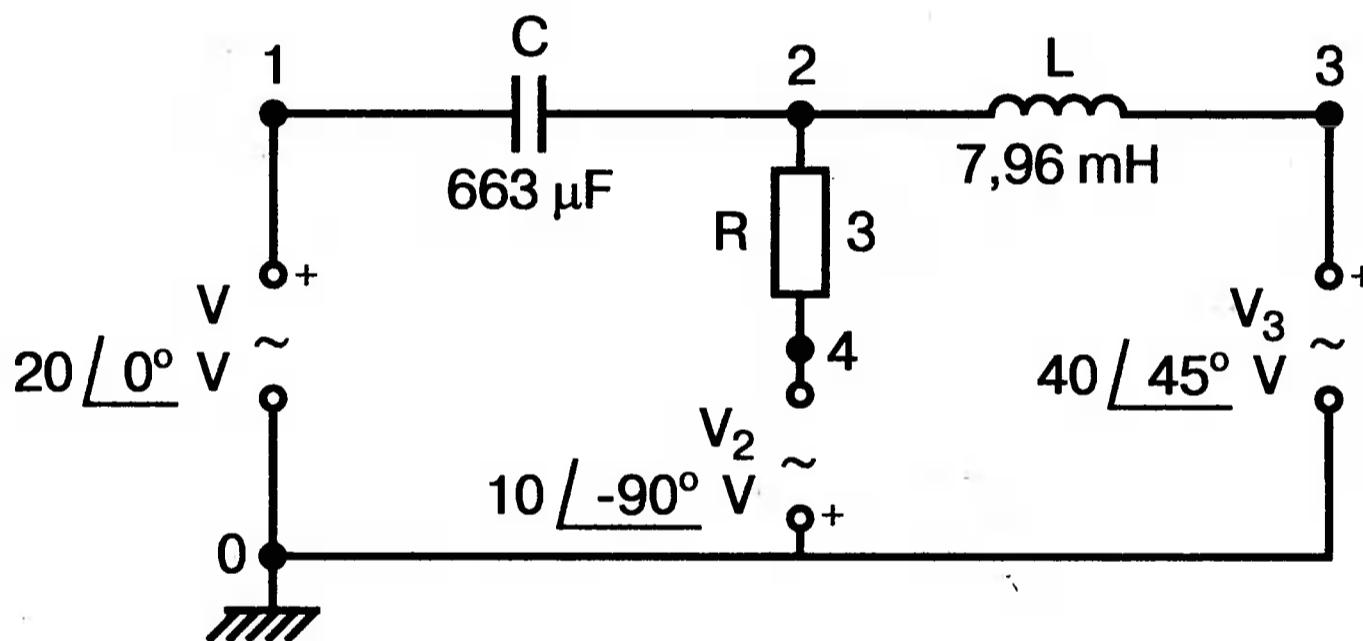
Когда в схеме переменного тока имеется более одного источника питания, вы должны определить относительные фазовые углы источников. Обратите внимание, что в каждой команде, описывающей источник напряжения в примере на рис. 2.27, значение напряжения сопровождается значением фазового угла. Так, V_2 , амплитуда которого составляет 10 В, а начальный



угол – 90° , записывается как $10V - 90$. Ваше задание в этом примере состоит в том, чтобы найти ток через каждый из элементов C , L , и R и напряжение $V(2)$.

Входной файл:

```
AC Network with More Than One Source
V1 1 0 AC 20V 0
V2 0 4 AC 10V - 90
V3 3 0 AC 40V 45
R 2 4 3
L 2 3 7.96mH
C 1 2 663uF
.AC LIN 1 60Hz 60Hz
.print ac i(C) iR(C) ii(C) ip(C)
.print ac i(L) iR(L) ii(L) ip(L)
.print ac i(R) iR(R) ii(R) ip(R)
.print ac v(2) vR(2) vi(2) vp(2)
.opt nopage
.end
```



■ Рис. 2.27. Схема с тремя источниками переменного напряжения

Выполните моделирование в PSpice, и рассмотрите результаты, полученные в выходном файле. Каковы направления токов, которые были найдены? Чтобы понять это, вы должны учитывать описание элементов во входном файле. Например, команда, описывающая конденсатор, вводит узлы в последовательности 1, 2. Это означает, что на диаграмме цепи вы должны показать ток в направлении из узла 1 к узлу 2. Если вы этого не сделаете, решение будет неоднозначным. При просмотре команд для R и L , проставьте стрелки с направлением тока для этих элементов, чтобы получить однозначное решение. Рассмотрим выходной файл на рис. 2.28. Обратите внимание, что не интересующие нас в данном случае строки были удалены при редактировании. Это полезная практика при распечатке таких файлов.

Трехфазные сети будут рассматриваться в следующем разделе. Исходные напряжения будут определены таким же способом, как в представленном примере.

```
***** 08/17/05 18:26:07 ***** Evaluation PSpice (Nov 1999) *****
```

AC Network with More Than One Sources

***** CIRCUIT DESCRIPTION

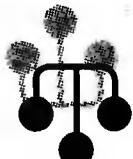
```
V1 1 0 AC 20V 0
V2 0 4 AC 10V -90
V3 3 0 AC 40V 45
R 2 4 3
L 2 3 7.96mH
C 1 2 663uF
.AC LIN 1 60Hz 60Hz
.print ac i(C) iR(C) ii(C) ip(C)
.print ac i(L) iR(L) ii(L) ip(L)
.print ac i(R) iR(R) ii(R) ip(R)
.print ac v(2) vR(2) vi(2) vp(2)
.opt nopage
.end
```

***** AC ANALYSIS

TEMPERATURE = 27.000 DEG C

FREQ	I(C)	IR(C)	II(C)	IP(C)
6.000E+01	2.050E+00	8.907E-01	-1.846E+00	-6.424E+01
6.000E+01	8.243E+00	-8.238E+00	2.994E-01	1.779E+02
6.000E+01	9.377E+00	9.129E+00	-2.145E+00	-1.323E+01
6.000E+01	2.762E+01	2.739E+01	3.564E+00	7.414E+00

■ Рис. 2.28. Выходной файл для схемы на рис. 2.27

ТРАНСФОРМАТОРЫ

При использовании трансформаторов в Spice необходимо при вводе этого элемента задать коэффициент самоиндукции каждой из двух обмоток (первой и второй) и коэффициент связи k . На рис. 2.29 показана схема с источником напряжения 20 В частотой 1 кГц. Для трансформатора заданы следующие параметры: $R_1 = 20 \text{ Ом}$; $L_1 = 25 \text{ мГн}$; $R_2 = 20 \text{ Ом}$; $L_2 = 25 \text{ мГн}$ и взаимная индуктивность $M = 20 \text{ мГн}$. Найдите токи в первой и второй обмотках, мощность второй обмотки и мощность в полном сопротивлении нагрузки.

Коэффициент связи может быть найден из уравнения:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} .$$

Для примера, это значение будет равно $20/25$ или 0,8. Теперь вы готовы создать входной файл:

```
Circuit with Mutual Inductance
V1 1 0 AC 20V 0
R1 1 2 20
```

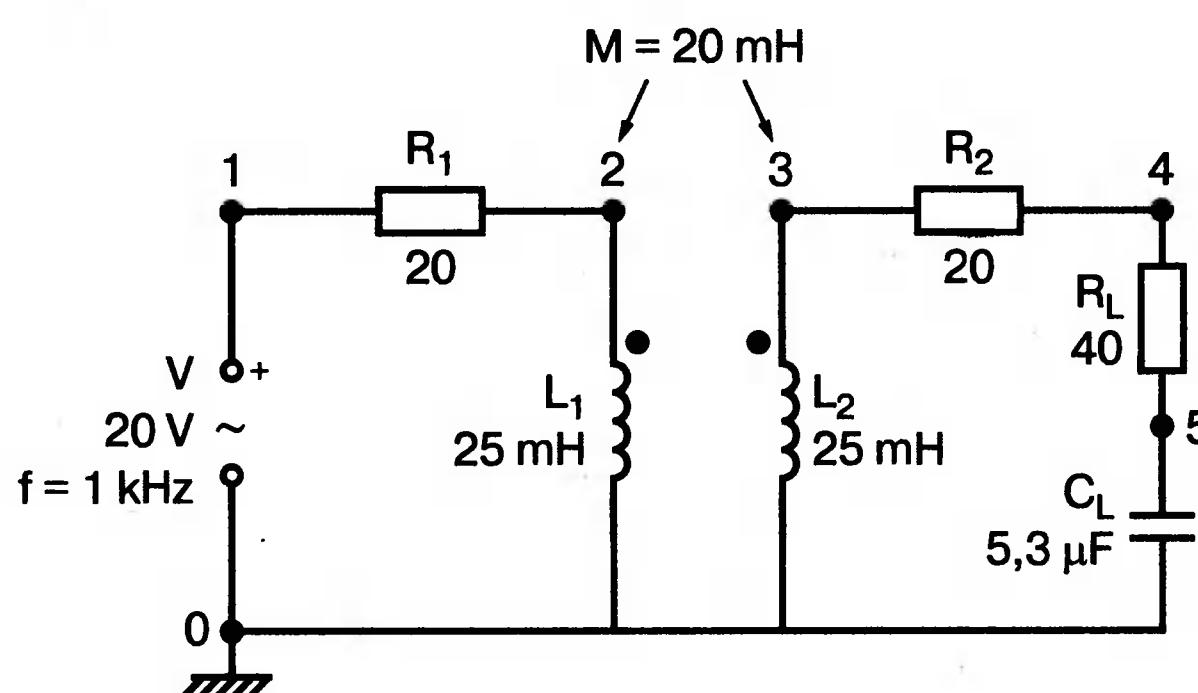
```

R2 3 4 20
L1 2 0 25mH
L2 3 0 25mH
RL 4 5 40
CL 5 0 5.3uF
K L1 L2 0.8
.AC LIN 1 1kHz 1kHz
.print ac i(R1) iR(R1) ii(R1)
.print ac i(R2) iR(R2) ii(R2)
.opt nopage
.end

```

Выполните анализ и распечатайте копию выходного файла. Убедитесь, что первичный ток равен (0,1767 – 0,1441), а вторичный ток составляет (0,1979 – 0,04904) А. Обратите внимание, что эти ответы даны просто как упорядоченные пары для реальных и мнимых компонентов. Результаты не дают желательных мощностей непосредственно, так как команды .PRINT не могут содержать выражений типа I^*I^*R . Используйте калькулятор, чтобы проверить, что мощность вторичной обмотки равна 2,49 Вт, а мощность полного сопротивления нагрузки — 1,66 Вт.

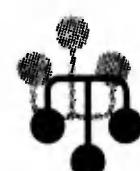
В некоторых трансформаторных схемах важно обозначить начала обмоток (обычно они обозначаются точками). В этом примере точками обозначены начало первичной обмотки L_1 , подключенное к узлу 2, и начало вторичной обмотки L_2 , подключенное к узлу 3. Таким образом, точками отмечены узлы, указанные первыми для каждой индуктивности L .

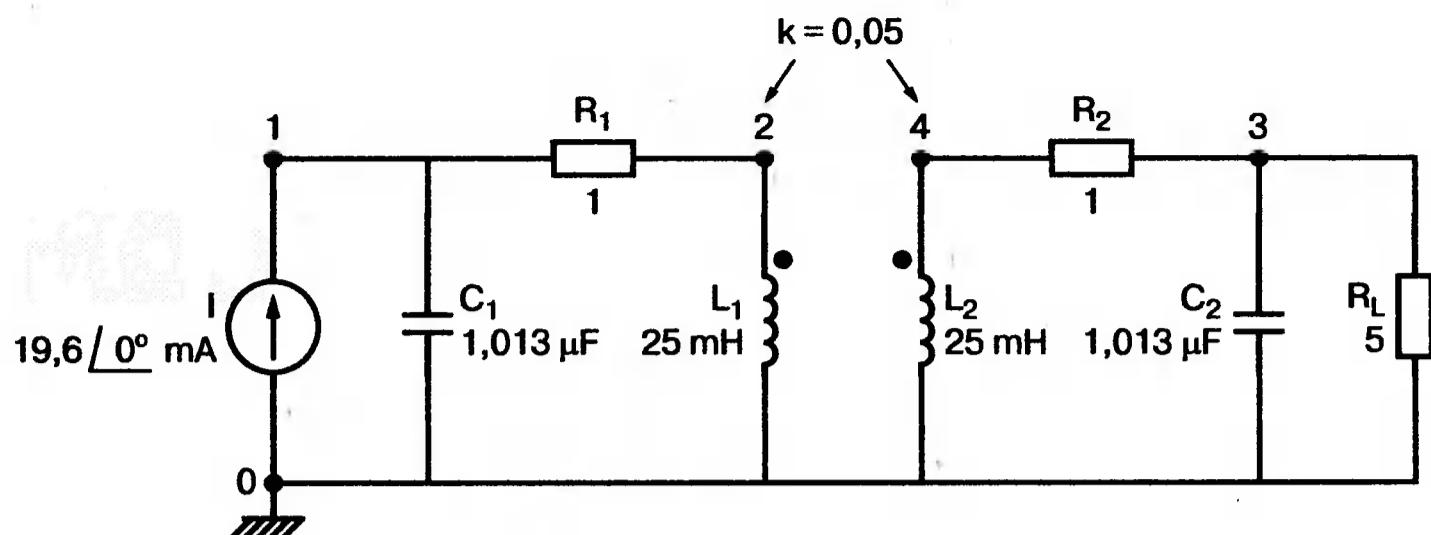


■ Рис. 2.29. Схема со взаимной индуктивностью

РЕАКЦИЯ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ ДЛЯ ЦЕПЕЙ НАСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

Схемы настройки используются в различных электронных устройствах, которые находят применение в радио и телевидении. Параллельно трансформаторным обмоткам подключаются конденсаторы, чтобы создать резонансные контуры. Вблизи резонансной частоты во вторичный контур передается большая мощность, при удалении от резонансной частоты эта мощность падает. На рис. 2.30 показана типовая схема, питающаяся от источника переменного тока: $I = 19,6 \text{ mA}$; $R_1 = R_2 = 1 \Omega$; $L_1 = L_2 = 25 \text{ мГн}$; $C_1 = C_2 = 1,013 \text{ мкФ}$; $R_L = 5 \text{ кОм}$ и $k = 0,05$. Резонансная частота LC -цепи составляет $f_0 = 1 \text{ кГц}$.





■ Рис. 2.30. Схема подстройки частоты с индуктивной связью

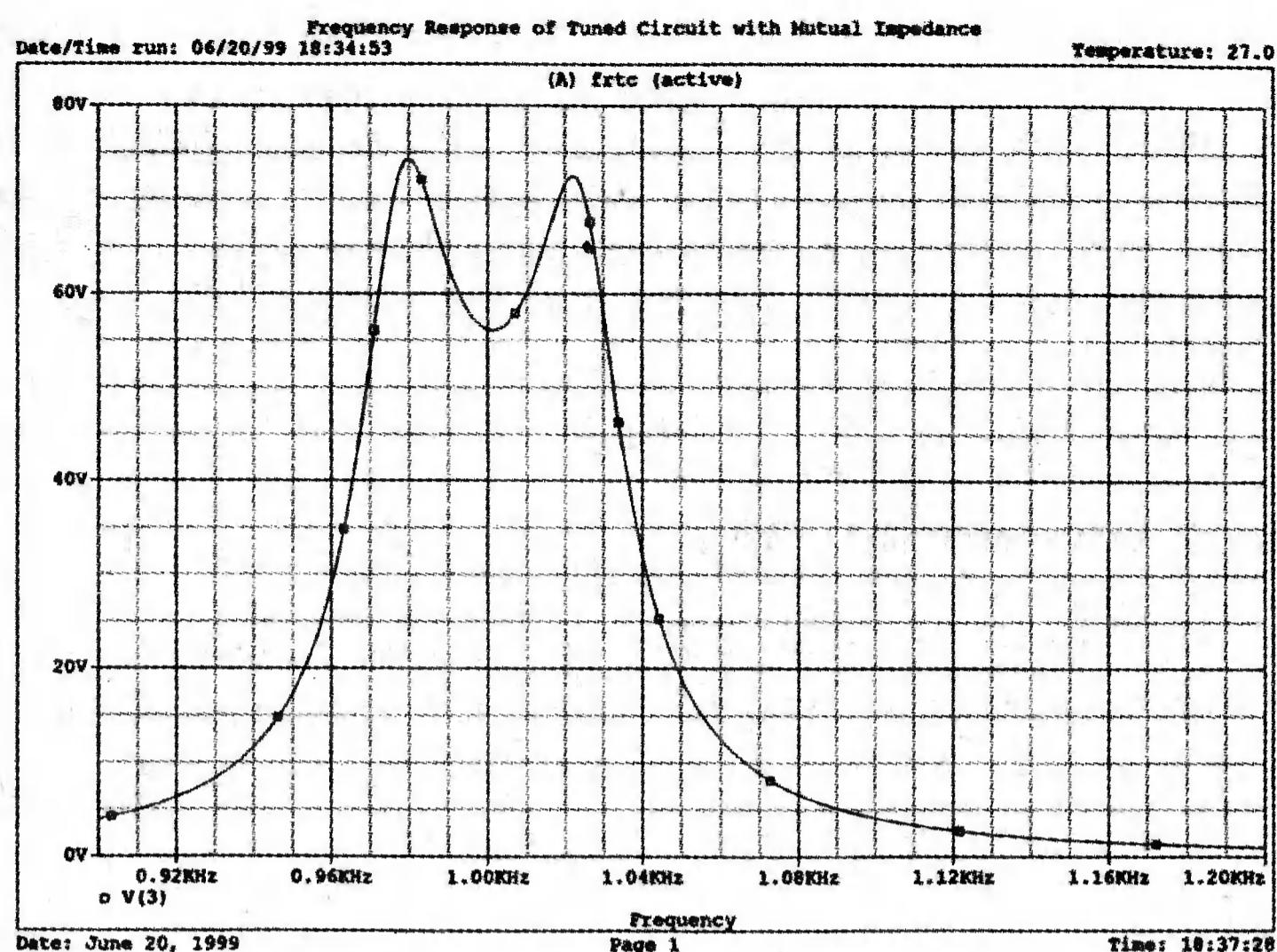
Интересно исследовать поведение схемы при частотах, близких к резонансной. Это можно осуществить, используя следующий входной файл:

```
Frequency Responce of Tuned Circuit with Mutual Inductance
I 0 1 AC 19.6mA
R1 1 2 1
R2 3 4 1
L1 2 0 25mH
L2 4 0 25mH
RL 3 0 5k
K L1 L2 0.05
C1 1 0 1.013uF
C2 3 0 1.013uF
.AC LIN 401 800Hz 1200Hz
.PROBE
.END
```

Будем изменять частоту в диапазоне от 800 до 1200 Гц. Проведите анализ и получите график $V(3)$ в этом диапазоне частот. Используя линейную шкалу по оси X , исследуйте форму напряжения на нагрузке. Обратите внимание, что оно повышается с обеих сторон от резонансной частоты. Распечатайте полученный график для дальнейшего изучения (см. рис. 2.31).

Величина k , равная 0,05 в этом примере, называется коэффициентом связи. Она определяет используемую полосу частот, в которой мощность передается с небольшим ослаблением. Когда напряжение падает ниже 0,7 от максимального значения, мы выходим за границы пригодной для использования полосы частот. Можете вы определять ширину полосы частот для данной схемы подстройки? Воспользуйтесь курсором, чтобы проверить, что $V(3) = 74,321$ В и $f = 980$ Гц в точке максимума. 70 % от этого значения составляют 52 В; этот уровень достигается при частотах $f_1 = 970$ Гц, $f_2 = 1032$ Гц, давая ширину полосы пропускания $BW = 62$ Гц.

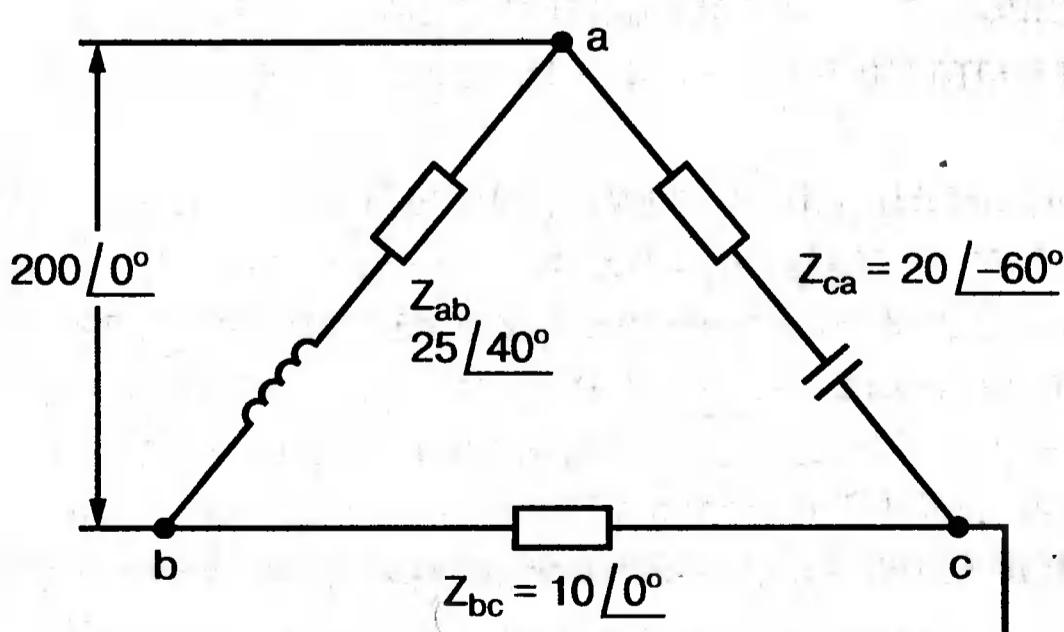
Задайте во входном файле новое значение $k = 0,03$. Выполните моделирование снова и обратите внимание, что пик стал выше, а ширина полосы пропускания уменьшилась. В этом случае пик $V(3) = 82,156$ В, самое большое пиковое значение напряжения на нагрузке будет достигнуто при значении k , дающем критическую связь (для этой схемы при $k = 0,0155$). Выполните моделирование, еще раз при этом значении k . Убедитесь, что в максимуме $V(3) = 99,238$ В.



■ Рис. 2.31. Амплитудно-частотная характеристика подстроичного контура

ТРЕХФАЗНЫЕ ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Трехфазные схемы переменного тока могут быть рассчитаны по той же методике, что и однофазные, если нагрузка в каждой фазе одинакова (симметричная нагрузка). Когда нагрузка несимметрична, решение становится более сложным. В этом примере приводится метод решения для случая несимметричной нагрузки (рис. 2.32).

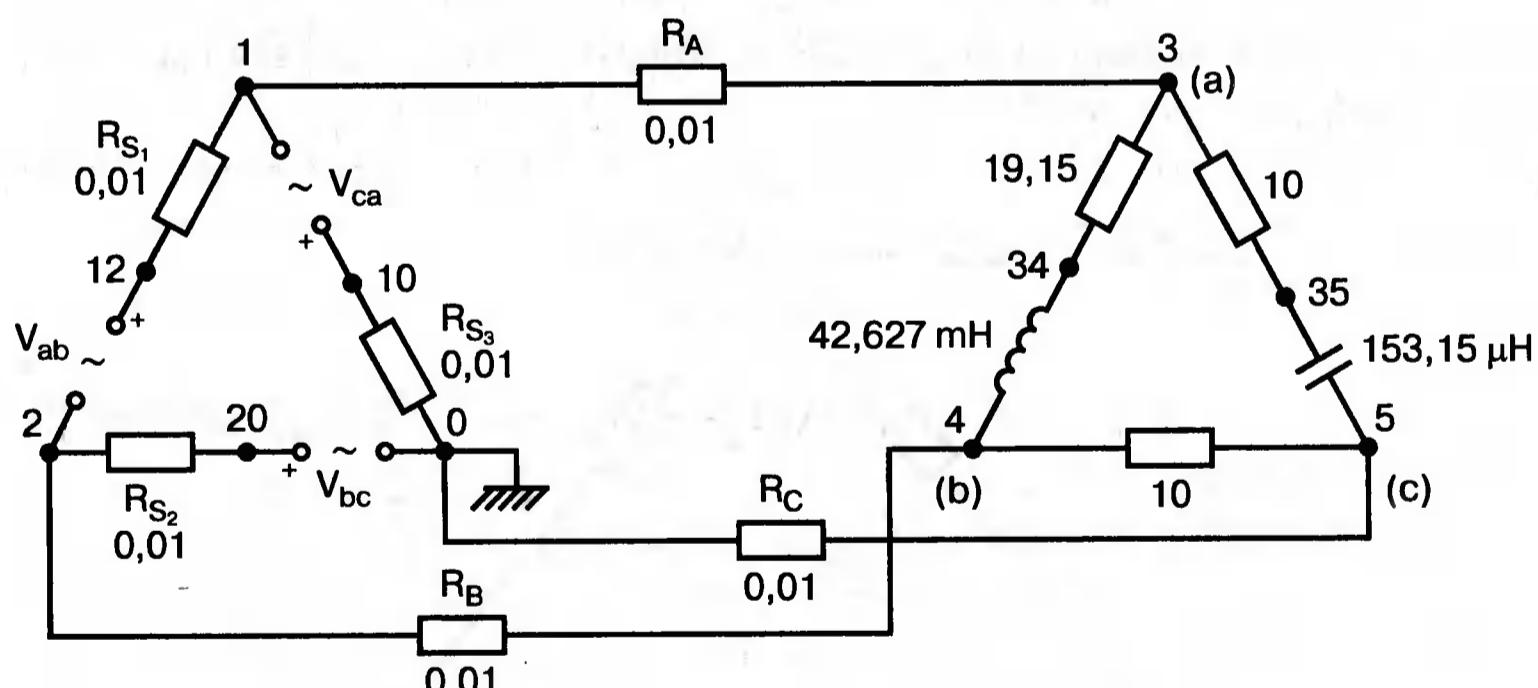


■ Рис. 2.32. Схема несимметричной трехфазной нагрузки

В этой задаче полные сопротивления ветвей нагрузки, включенной по схеме треугольника, равны: $Z_{ab} = 25 \angle 40^\circ$ Ом; $Z_{bc} = 10 \angle 0^\circ$ Ом и $Z_{ca} = 20 \angle -60^\circ$ Ом. Линейные напряжения равны 200 В при частоте 60 Гц. Фазовый угол для V_{ab} равен 0° , и используется прямая последовательность фаз. Это означает, что $V_{ab} = 200 \angle 0^\circ$ В, $V_{bc} = 200 \angle -120^\circ$ В и $V_{ca} = 200 \angle 120^\circ$ В.

Начните решение с определения значений L и C . Они легко находятся вручную при известных значениях полных сопротивлений и частоты. Включите в ветви источников питания маленькие сопротивления, хотя в условии задачи они отсутствуют. Если этого не сделать, PSpice даст сообщение об ошибках, указывающее наличие петли напряжений. Сопротивления в линии включены, чтобы позволить вам находить линейные токи. На рис. 2.33 показана скорректированная схема. Входной файл для нее будет иметь вид:

```
Three Phase Unbalanced Load
VAB 12 2 AC 200V 0
VBC 20 0 AC 200V -120
VCA 10 1 AC 200V 120
RS1 12 1 0.01
RS2 20 2 0.01
RS3 10 0 0.01
RA 1 3 0.01
RB 2 4 0.01
RC 0 5 0.01
RAB 3 34 19.15
LAB 34 4 42.627mH
RBC 4 5 10
RCA 3 35 10
CCA 35 5 153.15uF
AC LIN 1 60Hz 60Hz
.print ac i(RA) iP(RA) iR(RA) ii(RA)
.print ac i(RB) iP(RB) iR(RB) ii(RB)
.print ac i(RC) iP(RC) iR(RC) ii(RC)
.opt nopage
.end
```



■ Рис. 2.33. Схема на рис. 2.32, скорректированная для проведения анализа на PSpice

Выполните анализ на PSpice и проверьте токи, показанные в выходном файле на рис. 2.34. Например, $I(RA) = (16,09 \angle -5,136) = 16,89 - 17,7^\circ$ А. Обратите внимание, что величина тока, обозначенная в выходном файле как $I(RA)$, могла бы также быть определена как $IM(RA)$. Покажите направления для каждого из токов на вашей схеме; без этого решение остается неопределенным. В качестве проверки добавьте линейные токи, чтобы видеть, что их сумма равна нулю. Учтите, что в результатах могут быть небольшие ошибки округления.

Three Phase Unbalanced Load

***** CIRCUIT DESCRIPTION

```

VAB 12 2 AC 200V 0
VBC 20 0 AC 200V - -120
VCA 10 1 AC 200V 120
RS1 12 1 0.01
RS2 20 2 0.01
RS3 10 0 0.01
RA 1 3 0.01
RB 2 4 0.01
RC 0 5 0.01
RAB 3 34 19.15
LAB 34 4 42.627mH
RBC 4 5 10
RCA 3 35 10
CCA 35 5 153.15uF
.AC LIN 1 60Hz 60Hz
.print ac i(RA) iP(RA) iR(RA) ii(RA)
.print ac i(RB) iP(RB) iR(RB) ii(RB)
.print ac i(RC) iP(RC) iR(RC) ii(RC)
.opt nopage
.end

```

***** AC ANALYSIS		TEMPERATURE = 27.000 DEG C		
FREQ	I(RA)	IP(RA)	IR(RA)	II(RA)
6.000E+01	1.689E+01	-1.770E+01	1.609E+01	-5.136E+00
FREQ	I(RB)	IP(RB)	IR(RB)	II(RB)
6.000E+01	2.016E+01	-1.430E+02	-1.609E+01	-1.215E+01
FREQ	I(RC)	IP(RC)	IR(RC)	II(RC)
6.000E+01	1.728E+01	9.001E+01	-3.292E-03	1.728E+01

■ Рис. 2.34. Выходной файл для схемы на рис. 2.33

ИСПРАВЛЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

Ток, потребляемый асинхронным двигателем, можно снизить, подключив к сети конденсатор. Проведем некоторые предварительные вычисления, рассматривая асинхронный двигатель в 5 лошадиных сил, который потребляет 53 А при 117 В при КПД 78,5 %. Входная мощность двигателя равна:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{3} = \frac{5 \cdot 746}{0,785} = 4,75 \text{ кВт.}$$

Полная мощность равна:

$$S = VI = 117 \cdot 53 = 6,2 \text{ кВт} \cdot \text{А.}$$

По известным значениям P и S можно найти реактивную мощность Q из треугольника мощностей:

$$S = P + JQ.$$

что дает для реактивной мощности

$$Q = 3,985 \text{ кВАР.}$$

Сопротивление двигателя равно:

$$R = \frac{V^2}{P} = \frac{117^2}{4750} = 2,88 \text{ Ом.}$$

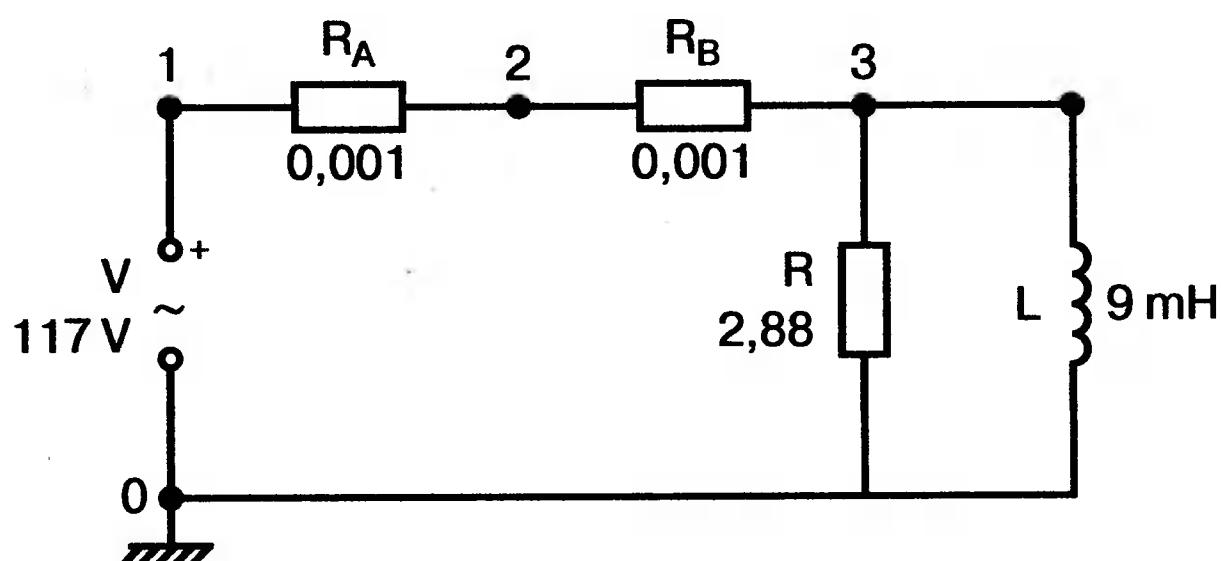
Реактивное сопротивление двигателя равно:

$$R = \frac{V^2}{Q} = \frac{117^2}{3895} = 3,44 \text{ Ом.}$$

При частоте $f = 60 \text{ Гц}$ это соответствует индуктивности

$$L = \frac{X}{\omega} = 9,12 \text{ мГн.}$$

После решения задачи вручную может показаться, что здесь не требуется анализ на PSpice. Однако компьютерный анализ будет полезен, чтобы увидеть влияние подключения линейных конденсаторов. Обратимся к рис. 2.35, на котором показаны R и L для двигателя, наряду с двумя резистивными датчиками R_A и R_B . Их роли станут очевидными, когда мы добавим в схему конденсатор.



■ Рис. 2.35. Схема для анализа улучшения коэффициента мощности

Необходимо получить входной файл, который покажет общий ток и токи ветвей в зависимости от приложенного напряжения:

```

Single-Phase Motor, 5 hp
V 1 0 AC 117V
RA 1 2 0.01
RB 2 3 0.01
R 3 0 2.88
L 3 0 9.12mH
.AC LIN 1 60Hz 60Hz
.print ac i(RA) iP(RA) i(RB) iP(RB)
.print ac i(R) iP(R)
.print ac i(L) iP(L)
.opt nopage
.end

```

Выходной файл покажет следующие значения токов:

$I(RA) = 5.263E+01$, $iP(RA) = -3.962E+01$
 $I(RB) = 5.263E+01$, $iP(RB) = -3.962E+01$
 $I(R) = 4.034E+01$, $iP(R) = 3.310E-01$

Значение линейного тока $I(RA)$ близко к рассчитанному значению 53 А при фазовом угле, близком – 40°. Коэффициент мощности pf (power factor) найден как косинус угла между векторами линейного тока и линейного напряжения:

$$pf = \cos(-40^\circ) = 0,76.$$

Сумма векторов токов ветвей (токи через R и L двигателя) равна линейному току. Теперь просто показать эффект подключения конденсатора между линиями (между узлами 2 и 0). Добавим во входной файл команду

C 2 0 380uF

и изменим одну из команд печати, чтобы включить в выходной файл ток через конденсатор. Теперь выполните анализ снова. Выходной файл покажет следующее:

$I(RA) = 4.411E + 01$,	$iP(RA) = -2.299E + 01$
$I(RB) = 5.296E + 01$,	$iP(RB) = -3.993E + 01$
$I(C) = 1.676E + 01$,	$iP(C) = 9.001E + 01$
$I(R) = 4.060E + 01$,	$iP(R) = 2.510E-02$
$I(L) = 3.401E + 01$,	$iP(L) = -8.997E + 01$

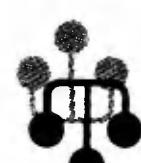
Мы видим, что линейный ток $I(RA)$ уменьшился до 44,11 А при отстающем угле $\approx 23^\circ$, ясно показывая эффект повышения коэффициента мощности. Коэффициент мощности теперь равен

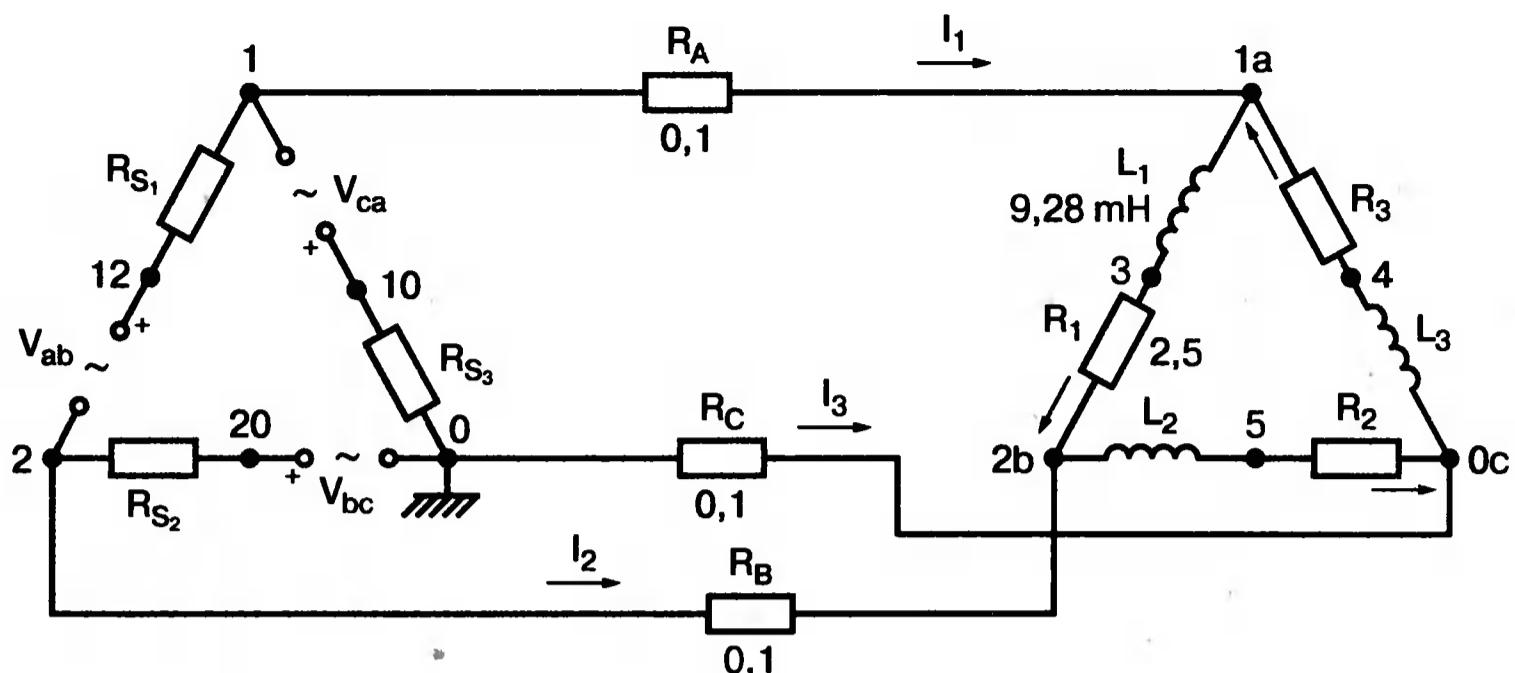
$$pf = \cos(-23^\circ) = 0,92.$$

Конденсатор проводит ток 16,76 А с фазовым углом 90°, вызывая изменение линейного тока. Обратите внимание, что ток через резистор датчика R_B равен прежнему значению линейного тока, как и следовало ожидать.

ИСПРАВЛЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ В ТРЕХФАЗНЫХ ЦЕПЯХ

На рис. 2.36 компонентами, показанными справа, представлен трехфазный двигатель, включенный по схеме треугольника. Компоненты R_1 и L_1 — это, соответственно, сопротивление и индуктивность двигателя «на фазу». Другие фазы имеют те же значения компонентов.





■ Рис. 2.36. Трехфазный двигатель, подключенный по схеме треугольника

В каждую из линий трехфазной сети включены резисторы, понижающие линейное напряжение. Во входной файл включены команды, обеспечивающие вывод различных напряжений и токов. Он показан в составе выходного файла на рис. 2.37.

```
Circuit for Power-Factor correction

VAB 12 2 AC 240V 0
VBC 20 0 AC 240V - -120
VCA 10 1 AC 240V 120
RS1 12 1 0.01
RS2 20 2 0.01
RS3 10 0 0.01
RA 1 3 0.01
RB 2 4 0.01
RC 0 5 0.01
R1 3 2B 2.5
R2 5 0C 2.5
R3 4 1A 2.5
L1 1A 3 9.28MH
L2 2B 5 9.28MH
L3 0C 4 9.28MH
.AC LIN 1 60HZ 60HZ
.PRINT AC I(RA) IP(RA)
.PRINT AC I(RB) IP(RB)
.PRINT AC I(RC) IP(RC)
.PRINT AC I(R1) IP(R1)
.PRINT AC I(R2) IP(R2)
.PRINT AC I(R3) IP(R3)
.PRINT AC V(1A,2B) VP(1A,2B)
.PRINT AC V(2B,0C) VP(2B,0C)
.PRINT AC V(0C,1A) VP(0C,1A)
.OPT NOPAGE
.END
```

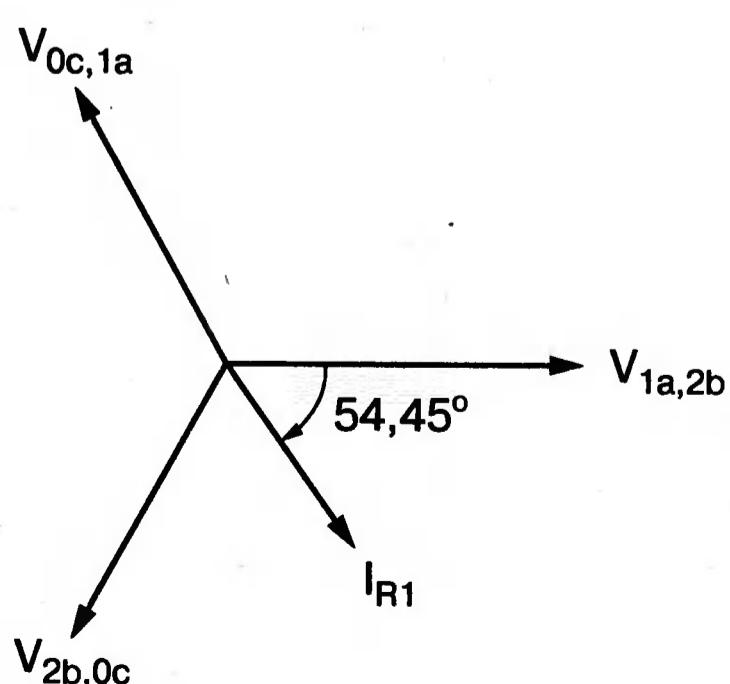
■ Рис. 2.37.
Выходной файл
для анализа схемы
на рис. 2.36

■ Рис. 2.37.
Продолжение

FREQ 6.000E+01	I(RA) 9.615E+01	IP(RA) -8.402E+01
FREQ 6.000E+01	I(RB) 9.615E+01	IP(RB) 1.560E+02
FREQ 6.000E+01	I(RC) 9.615E+01	IP(RC) 3.598E+01
FREQ 6.000E+01	I(R1) 5.551E+01	IP(R1) -1.140E+02
FREQ 6.000E+01	I(R2) 5.551E+01	IP(R2) 5.981E+00
FREQ 6.000E+01	I(R3) 5.551E+01	IP(R3) 1.260E+02
FREQ 6.000E+01	V(1A,2B) 3.220E+02	VP(1A,2B) -1.316E+02
FREQ 6.000E+01	V(2B,0C) 3.220E+02	VP(2B,0C) -1.157E+01
FREQ 6.000E+01	V(0C,1A) 3.220E+02	VP(0C,1A) 1.084E+02

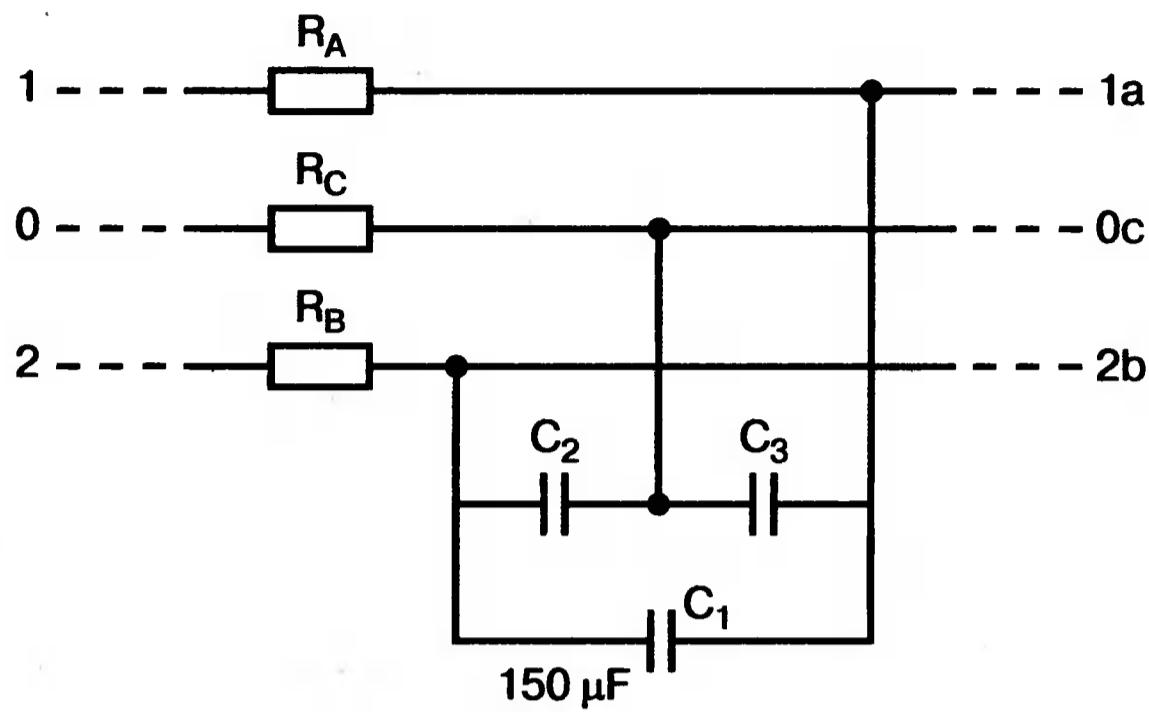
Обратите внимание на порядок следования индексов в каждой инструкции. Для каждого пассивного элемента индексы находятся в соответствии с направлениями токов, показанными на рис. 2.36. Векторная диаграмма токов и напряжений показана на рис. 2.38. Угол между напряжением фазы V(1a, 2b) и током фазы I(R1) равен: $3,22 + 51,23 = 54,45^\circ$. Ток отстает от напряжения на $54,45^\circ$. Косинус этого угла – коэффициент мощности

$$pf = \cos(-54,45^\circ) = 0,581.$$



■ Рис. 2.38. Векторная диаграмма токов и напряжений в схеме на рис. 2.36

Мы собираемся улучшить коэффициент мощности, включив в схему батарею конденсаторов, как показано на рис. 2.39. Изменим входной файл, чтобы показать присутствие конденсаторов. После выполнения анализа на PSpice результаты должны быть такими, как показано на рис. 2.40.



■ Рис. 2.39. Схема питания трехфазного двигателя с конденсаторами для исправления коэффициента мощности

Circuit for Power-Factor correction

```

VAB 12 2 AC 240V 0
VBC 20 0 AC 240V -120
VCA 10 1 AC 240V 120
RS1 12 1 0.01
RS2 20 2 0.01
RS3 10 0 0.01
RA 1 3 0.01
RB 2 4 0.01
RC 0 5 0.01
R1 3 2B 2.5
R2 5 0C 2.5
R3 4 1A 2.5
L1 1a 3 9.28mH
L2 2b 5 9.28mH
L3 0c 4 9.28mH
C1 1a 2b 150uF
C2 2b 0c 150uF
C3 0c 1a 150uF
.AC LIN 1 60HZ 60HZ
.PRINT AC I(RA) IP(RA) I(C1) IP(C1)
.PRINT AC I(RB) IP(RB) I(C2) IP(C2)
.PRINT AC I(RC) IP(RC) I(C3) IP(C3)
.PRINT AC I(R1) IP(R1)
.PRINT AC I(R2) IP(R2)
.PRINT AC I(R3) IP(R3)
.PRINT AC V(1A,2B) VP(1A,2B)
.PRINT AC V(2B,0C) VP(2B,0C)
.PRINT AC V(0C,1A) VP(0C,1A)
.OPT NOPAGE
.END

```

■ Рис. 2.40.
Выходной файл
с результатами
анализа схемы на
рис. 2.39

■ Рис. 2.40.
Продолжение

FREQ	I(RA)	IP(RA)	I(C1)	IP(C1)
6.000E+01	9.257E+01	-9.335E+01	2.152E+01	-6.090E+01
FREQ	I(RB)	IP(RB)	I(C2)	IP(C2)
6.000E+01	9.257E+01	1.467E+02	2.152E+01	5.910E+01
FREQ	I(RC)	IP(RC)	I(C3)	IP(C3)
6.000E+01	9.257E+01	2.665E+01	2.152E+01	1.791E+02
FREQ	I(R1)	IP(R1)		
6.000E+01	4.749E+01	-1.470E+02		
FREQ	I(R2)	IP(R2)		
6.000E+01	4.749E+01	-2.704E+01		
FREQ	I(R3)	IP(R3)		
6.000E+01	4.749E+01	9.296E+01		
FREQ	V(1A, 2B)	VP(1A, 2B)		
6.000E+01	3.806E+02	-1.509E+02		
FREQ	V(2B, 0C)	VP(2B, 0C)		
6.000E+01	3.806E+02	-3.090E+01		
FREQ	V(0C, 1A)	VP(0C, 1A)		
6.000E+01	3.806E+02	8.910E+01		

Мы видим, что каждый из линейных токов уменьшился после включения в схему конденсаторов с 92,64 до 75,51 А. Уменьшение тока сопровождается улучшением коэффициента мощности. Коэффициент мощности найдем по прежней методике. Напряжение фазы примем равным $V(1a, 2b) = 230 \angle 2,26^\circ$ В, ток фазы найдем (косвенно) из тока $I(RA) = 75,52 \angle -72,2^\circ$ А. Так как это линейный ток, соответствующий ток фазы имеет величину

$$I_f = \frac{75,52}{\sqrt{3}} = 43,6 \text{ А.}$$

при фазовом угле $-42,2^\circ$. Этот угол мы получили, прибавив 30° к углу линейного тока. И величина и угловые значения справедливы для симметричной нагрузки. Угол коэффициента мощности равен $2,26^\circ + 42,2^\circ = 44,46^\circ$. Коэффициент мощности:

$$pf = \cos(-44,46^\circ) = 0,581P = 0,71.$$

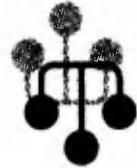
При несимметричных нагрузках применяется другой подход к нахождению тока фазы, при котором складываются ток в одной фазе нагрузки и соответствующий ток в конденсаторе. Таким образом, складывая $I(R_1)$ и $I(C_1)$, мы получаем:

$$I(R_1) + I(C_1) = 53,53 \angle -52,19^\circ + 13,02 \angle 92,226^\circ = 43,6 \angle -42,18^\circ \text{ А.}$$

в соответствии с предыдущими вычислениями. В отсутствие конденсаторов коэффициент мощности составлял 0,58.

В случае необходимости можно легко выполнить анализ на PSpice с другими значениями емкости для сравнения.

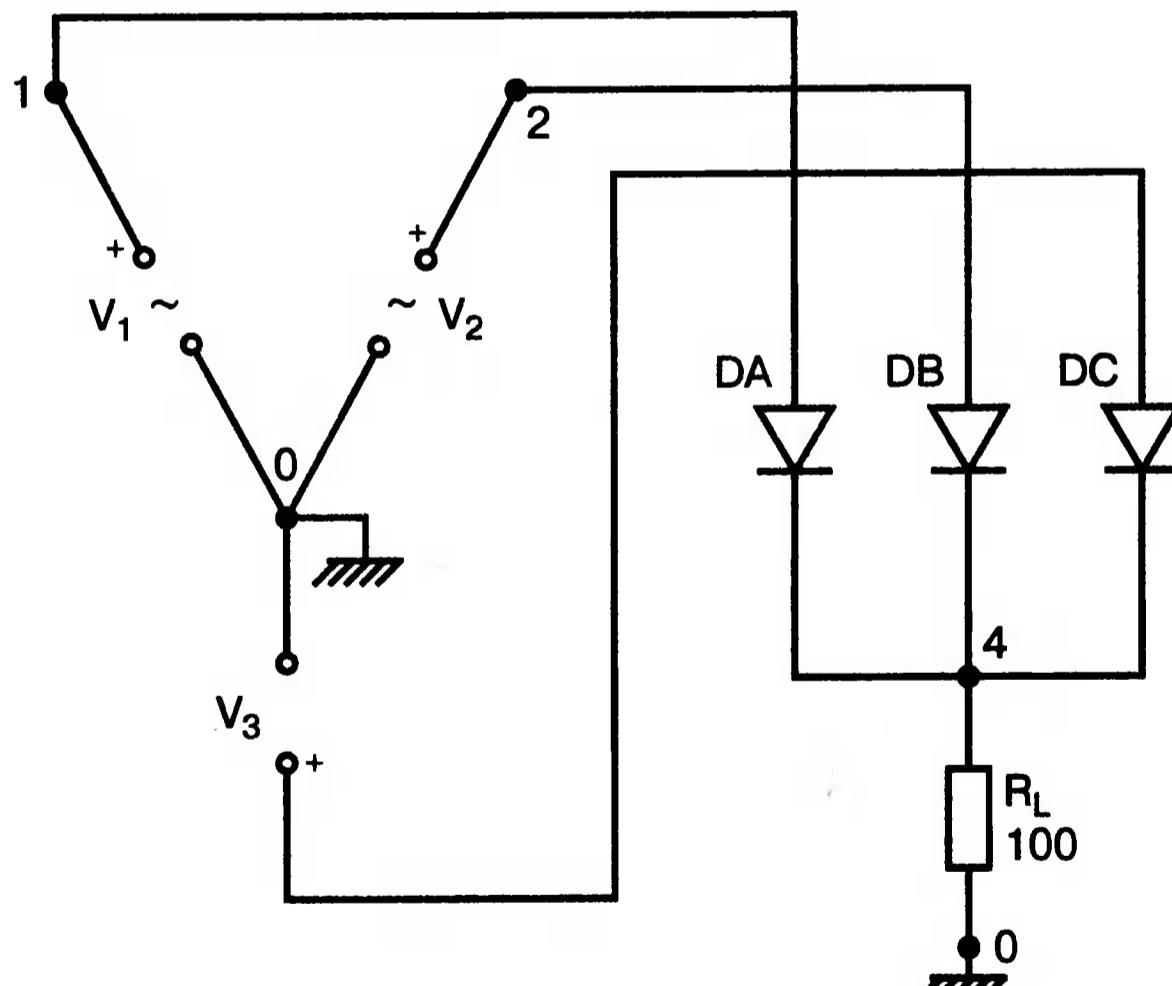
ТРЕХФАЗНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ



На рис. 2.41 показан трехфазный выпрямитель, соединенный в звезду. Все фазные напряжения имеют максимальное значение 10 В при частоте 60 Гц. Схема обеспечивает режим без пауз тока в нагрузке. Входной файл:

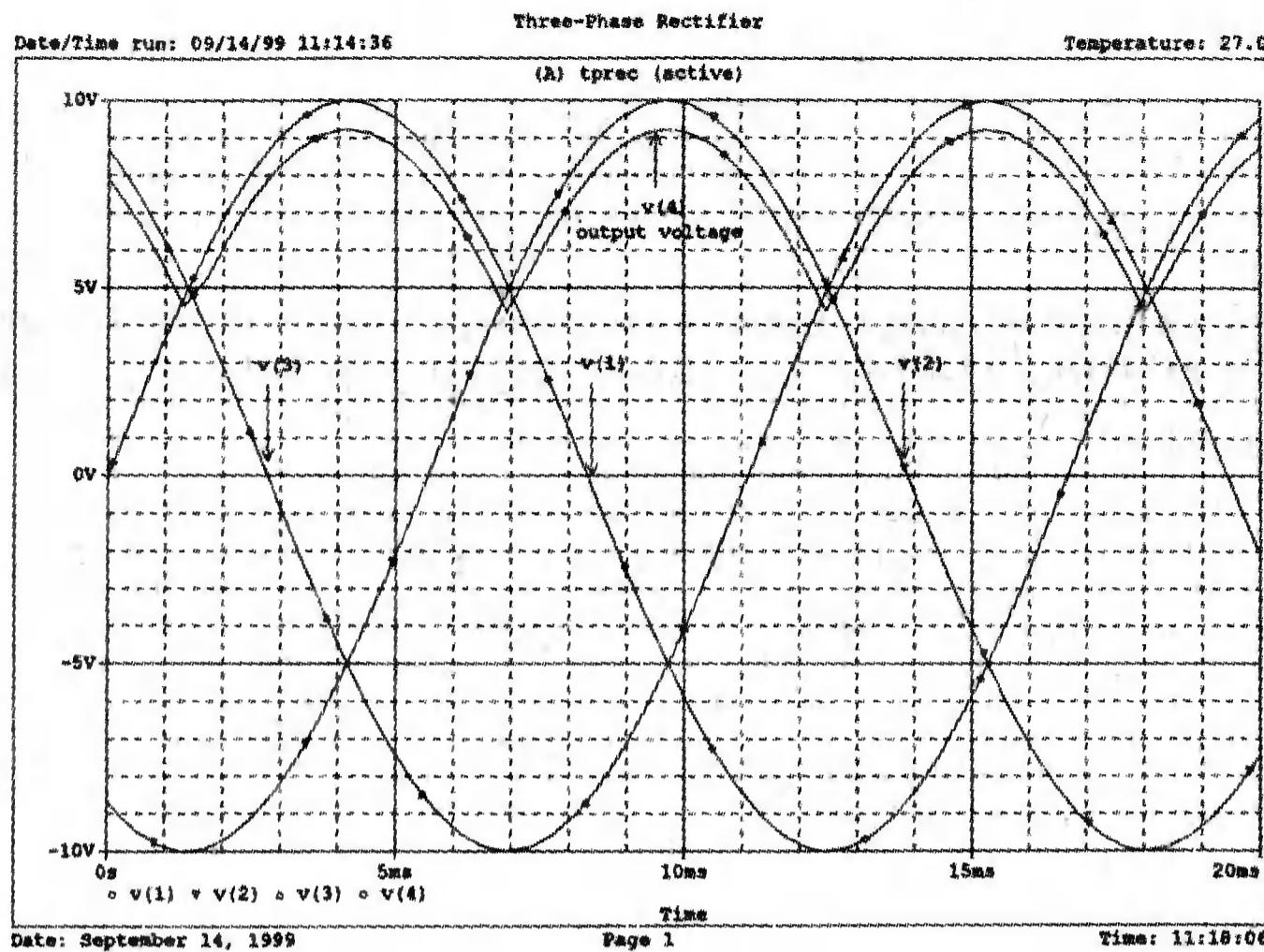
```
Three-Phase Rectifier
v1 1 0 sin(0 10V 60Hz 0 0 0)
v2 2 0 sin(0 10V 60Hz 0 0 -120)
v3 3 0 sin(0 10V 60Hz 0 0 120)
DA 1 4 D1
DB 2 4 D1
DC 3 4 D1
RL 4 0 100
.MODEL D1 D
.TRAN 0.1us 33.33ms
.PROBE
.END
```

Выполните анализ, воспользовавшись программой Probe, и проверьте результаты, показанные на рис. 2.42. Затем удалите графики напряжений и получите график тока нагрузки $I(R_L)$. Убедитесь, что он изменяется между минимальным значением 43,5 мА и максимальным значением 92,3 мА.



■ Рис. 2.41. Трехфазный выпрямитель

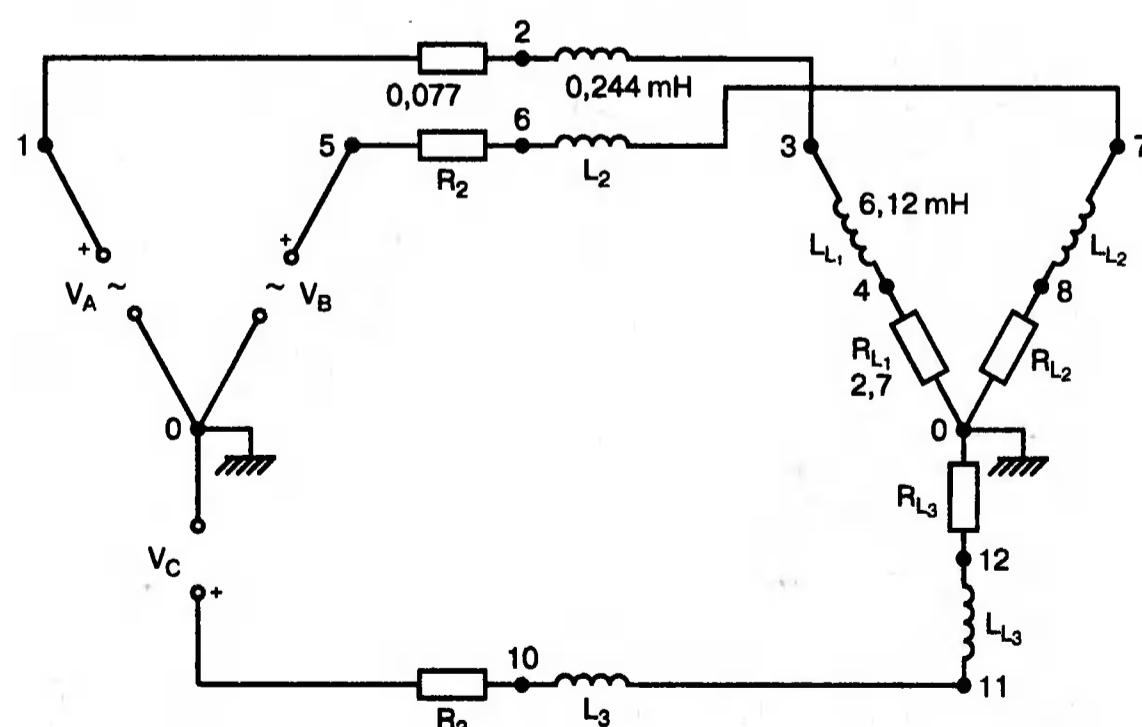
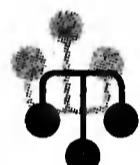
Команда .MODEL используется, чтобы описать диод. Диод один из многих приборов, поддерживаемых PSpice. Имя DI определяется нашим выбором, но буква D в начале обозначения требуется всегда и не может быть заменена другой. Команды, вводящие три одинаковых диода, устанавливают, что DA, DB и DC основаны на том же самом типе диода, который мы применяли ранее для DI. Для других примеров обратитесь к приложению B.



■ Рис. 2.42. Форма напряжений в схеме на рис. 2.41, полученная в программе Probe

РЕГУЛИРОВКА НАПРЯЖЕНИЯ В ТРЕХФАЗНЫХ СИСТЕМАХ

Мощная фидерная линия должна быть спроектирована так, чтобы падение напряжения между источником и нагрузкой не превышало предельного значения. Часто разрешается использовать падение напряжения для регулировки напряжения на нагрузке в пределах 5 или менее процентов. Схема на рис. 2.43 используется, чтобы иллюстрировать требования к регулированию напряжения. Мы видим, что в каждую линию включены сопротивление и индуктивность. Будет ли желательное регулирование напряжения достигнуто при $R = 0,077$ Ом и $L = 0,244$ мГн в линии фидера? Воспользуемся моделированием PSpice, чтобы найти напряжение на нагрузке.



■ Рис. 2.43. Схема для иллюстрации регулирования напряжения

Нагрузка, соединенная в звезду, представляет собой трехфазный двигатель, предназначенный для питания от сети 440 В, 60 Гц. Исходное линейное напряжение составляет 460 В, откуда фазное напряжение:

$$V_A = \frac{460}{\sqrt{3}} = 265,58 \text{ В.}$$

Входной файл не требует никаких дополнительных пояснений. Он показан на рис. 2.44 вместе с результатами анализа. Процент регулирования напряжения ΔV равен:

$$\Delta V = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} = \frac{265,58 - 257}{257} = 3,34\%.$$

```
Voltage Regulation for Three-Phase Load
VA 1 0 AC 265.58V 0
VB 5 0 AC 265.58V -120
VC 9 1 AC 265.58V 120
R1 1 2 0.077
R2 5 6 0.077
R3 9 10 0.077
L1 2 3 0.244mH
L2 6 7 0.244mH
L3 10 11 0.244mH
RL1 4 0 2.7
RL2 8 0 2.7
RL3 12 0 2.7
LL1 3 4 6.12mH
LL2 7 8 6.12mH
LL3 11 12 6.12mH
.AC LIN 1 60HZ 60HZ
.PRINT AC I(R1) IP(R1) I(R2) IP(R2)
.PRINT AC I(R3) IP(R3)
.PRINT AC V(3) VP(3) V(7) VP(7)
.PRINT AC V(11) VP(11)
.OPT NOPAGE
.END

***** AC ANALYSIS                               TEMPERATURE = 27.000 DEG C

FREQ      I(R1)      IP(R1)      I(R2)      IP(R2)
6.000E+01  7.237E+01 -4.083E+01  7.237E+01 -1.608E+02

FREQ      I(R3)      IP(R3)
6.000E+01  7.237E+01  1.917E+01

FREQ      V(3)       VP(3)       V(7)       VP(7)
6.000E+01  2.570E+02 -3.108E-01  2.570E+02 -1.203E+02

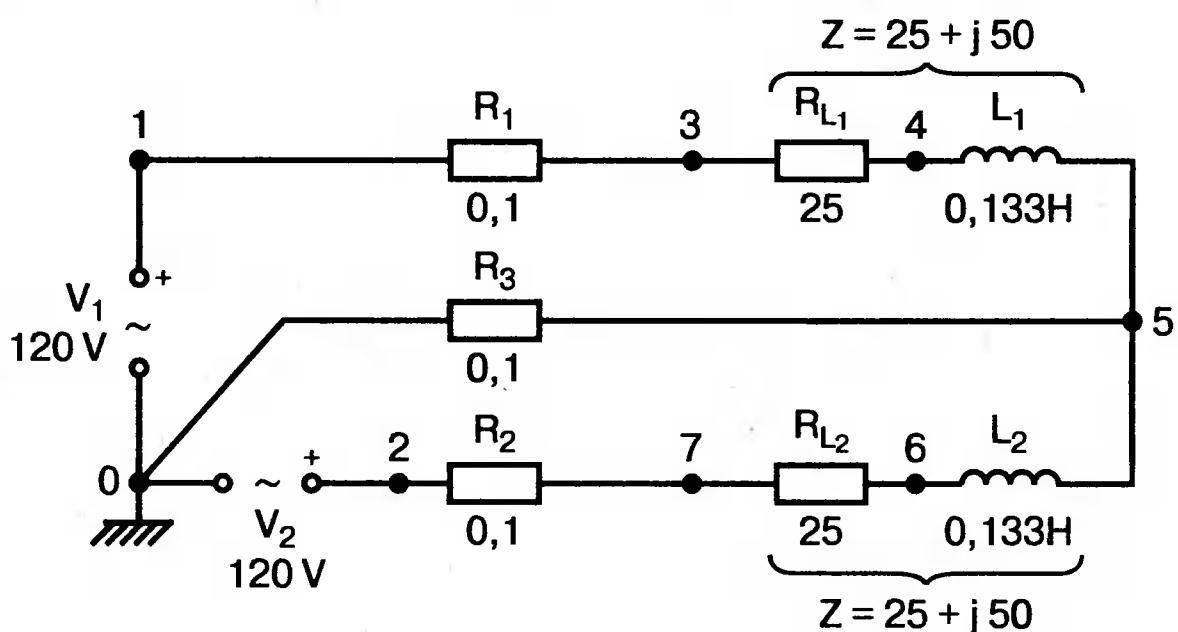
FREQ      V(11)      VP(11)
6.000E+01  2.570E+02  5.969E+01
```

■ Рис. 2.44. Выходной файл при моделировании схемы на рис. 2.43

ДВУХФАЗНЫЕ СИСТЕМЫ



Проведем анализ двухфазной системы, скорее всего, для удовлетворения собственного любопытства, пользуясь тем, что его очень легко реализовать на PSpice. На рис. 2.45 приведена такая схема, где полные сопротивления нагрузки равны $Z = (25 + j50)$ Ом для каждой фазы.



■ Рис. 2.45. Двухфазная схема

```

Two-Phase System
V1 1 0 AC 120 0
V2 2 0 AC 120 -90
R1 1 3 0.10
R2 2 7 0.10
R3 0 5 0.10
RL1 3 4 25
RL2 7 6 25
L1 4 5 0.133H
L2 6 5 0.133H
.AC LIN 1 60HZ 60HZ
.PRINT AC V(3,5) VP(3,5)
.PRINT AC V(7,5) VP(7,5)
.PRINT AC I(RL1) IP(RL1)
.PRINT AC I(RL2) IP(RL2)
.PRINT AC I(R3) IP(R3)
.OPT NOPAGE
.END

**** AC ANALYSIS                      TEMPERATURE = 27.000 DEG C

FREQ      V(3,5)      VP(3,5)
6.000E+01  1.200E+02  2.284E-01

FREQ      V(7,5)      VP(7,5)
6.000E+01  1.196E+02  -8.986E+01

FREQ      I(RL1)      IP(RL1)
6.000E+01  2.142E+00  -6.327E+01

FREQ      I(RL2)      IP(RL2)
6.000E+01  2.135E+00  -1.534E+02

FREQ      I(R3)       IP(R3)
6.000E+01  3.022E+00  7.178E+01

```

■ Рис. 2.46. Выходной файл с результатами анализа схемы на рис. 2.45

При частоте 60 Гц, реактивное сопротивление 50 Ом соответствует индуктивности $L = 0,133$ Гн. Входной файл включен в рис. 2.46, который показывает выходные напряжения и токи. Фазные напряжения на нагрузке имеют почти одинаковые значения (120 В) и сдвинуты приблизительно на 90° . Линейные токи $I(RL1)$ и $I(RL2)$ также имеют почти равные значения (2,15 А) и сдвинуты приблизительно на 90° . Обратите внимание на ток $I(RL1)$, сдвинутый на угол – $63,27^\circ$, который является также фазовым углом для полного сопротивления нагрузки. Ток нейтрали $I(R3)$ более чем в два раза превышает линейные токи:

$$Z = R + jX_L = 25 + j50 = 55,9 \angle 63,4^\circ \text{Ом.}$$

Нарисуйте векторную диаграмму, показав фазные напряжения на нагрузке и каждый из трех линейных токов.

Two-Phase System with Large Values of Line Resistance

```
V1 1 0 AC 120 0
V2 2 0 AC 120 -90
R1 1 3 10
R2 2 7 10
R3 0 5 10
RL1 3 4 25
RL2 7 6 25
L1 4 5 0.133H
L2 6 5 0.133H
.AC LIN 1 60HZ 60HZ
.PRINT AC V(3,5) VP(3,5)
.PRINT AC V(7,5) VP(7,5)
.PRINT AC I(RL1) IP(RL1)
.PRINT AC I(RL2) IP(RL2)
.PRINT AC I(R3) IP(R3)
.OPT NOPAGE
.END
```

***** AC ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C

FREQ	V(3,5)	VP(3,5)
6.000E+01	1.110E+02	1.926E+01

FREQ	V(7,5)	VP(7,5)
6.000E+01	8.909E+01	-8.220E+01

FREQ	I(RL1)	IP(RL1)
6.000E+01	1.981E+00	-4.424E+01

FREQ	I(RL2)	IP(RL2)
6.000E+01	1.590E+00	-1.457E+02

FREQ	I(R3)	IP(R3)
6.000E+01	2.280E+00	9.265E+01

■ Рис. 2.47. Выходной файл с результатами анализа схемы на рис. 2.45 при увеличенных сопротивлениях

Интересно посмотреть, что получится, если увеличить сопротивление в каждой линии. Установим для R_1 , R_2 и R_3 значения сопротивлений в 10 Ом и выполним моделирование снова. Новый выходной файл показан на рис. 2.47. Обратите внимание, что $V(3,5) = 111\angle 19,3^\circ$ и $V(7,5) = 89,1\angle -82,2^\circ$. Напряжения теперь несбалансированы и сдвинуты на $105,5^\circ$. Линейные токи также несбалансированы, и снова ток нейтрали больше, чем любой из двух других токов.

ОБЗОР НОВЫХ КОМАНД PSPICE, ПРИМЕНЯЕМЫХ В ДАННОЙ ГЛАВЕ

C[имя] <+узел> <-узел> <значение>



Например, запись

C 4 5 0.5uF

показывает, что конденсатор емкостью 0,5 мкФ включен между узлами 4 и 5. При другой форме ввода в конце строки добавляется запись значения *IC* для того, чтобы ввести начальное значение напряжения на конденсаторе.

Например, запись

C 4 5 0.5uF IC 5 3V

показывает, что на конденсаторе имеется начальное напряжение в 3 В, причем положительный потенциал на узле 4.

I[имя] <+узел> <-узел> AC <амплитуда> [<фаза>]

Например, запись

IS 1 2 AC 0.35 45

указывает, что источник переменного тока 350 мА включен между узлами 1 и 2 и его начальный фазовый угол равен 45° . Помните, что значения токов и напряжений по умолчанию задаются для постоянного тока. В иных случаях это должно быть специально указано (как в нашем случае записью AC).

K[имя] L [имя] L [имя] <значение коэффициента связи>

Например,

K L1 L2 0.1

указывает, что схема с индуктивной связью, возможно, трансформатор, имеет две связанные катушки индуктивности L_1 и L_2 . Коэффициент связи $k = 0,1$. Другая форма этой команды, которая касается схемы с индуктивной связью на магнитном сердечнике, будет представлена позже.

C[имя] <+узел> <-узел> <значение>

Например, запись

L1 3 0 25mH

указывает, что катушка индуктивности 25 мГн включена между узлами 3 и 0. Чтобы показать начальный ток, используйте *IC* значение в конце строки.

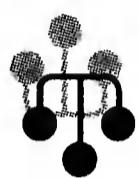
V[имя] <+узел> <-узел> AC <амплитуда> [<фаза>]

Например, запись

V2 4 1 AC 110 120

указывает, что источник переменного напряжения амплитудой 110 В с фазовым углом 120° включен между узлами 4 и 1.

КОМАНДЫ, НАЧИНАЮЩИЕСЯ С ТОЧКИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В ДАННОЙ ГЛАВЕ



.AC /LBS/ /ОСТ/ /DEC/ <точки> <f start> <f end>

Например, запись

.AC DEC 20 1kHz 1MEG

указывает, что PSpice будет выполнять моделирование с частотой в качестве переменной. Частотный диапазон — от 1 кГц до 1 МГц — использует 20 точек на декаду. Если выбрана опция LIN (вместо опции DEC), значение числа точек представляет общее количество точек в частотном диапазоне.

.MODEL < название > < тип > < param > = < значение > [< tol >]

Эта команда может использоваться для модели любого из элементов, доступных в PSpice: резисторов, катушек индуктивности, конденсаторов, диодов, транзисторов (биполярных или полевых) и других устройств. Имя элемента для диода должно начинаться с D и может быть D1, D2, DA, и так далее. Тип прибора должен быть выбран из приведенных в разделе .MODEL приложения B: например, RES для резистора, IND для катушки индуктивности и D для диода.

.PRINT </DC/ /AC/ /NOISE/ /TRAN/> <output variable list>

Например, при использовании команды

.PRINT AC V(2) V(5,4) VP(5,4) I (R1) IP(R1)

в выходном файле, использующем показанные значения для переменного тока, будут выведены следующие величины: V(2) даст величину V_2 ; V(5,4) даст величину V_{54} ; I(R1) будет давать величину тока через резистор R_1 и IP(R1) даст угол фазы тока через R_1 . Обратите внимание, что должен быть выбран один (и только один) из пунктов в списке DC, AC, NOISE и TRAN.

.PROBE

Эта команда описывалась в главе 1, но здесь приводится более подробное описание. Когда Вы включаете команду .Probe во входной файл и выпол-

няете моделирование на PSpice, наряду с файлом данных будет создан выходной файл. Выходной файл – это текстовый файл с расширением *.out, а файл данных имеет расширение *.dat. Это не текстовый файл, но он содержит информацию, необходимую программе Probe, чтобы построить желательные графики. Другой файл с расширением *.prb содержит текст, который необходимо направить в программу Probe. Программа Probe начинается автоматически, когда команда .Probe включена в схемный файл. Появившийся экран содержит главное меню со следующими пунктами:

File Edit View Simulation Trace Plot Tools Window Help

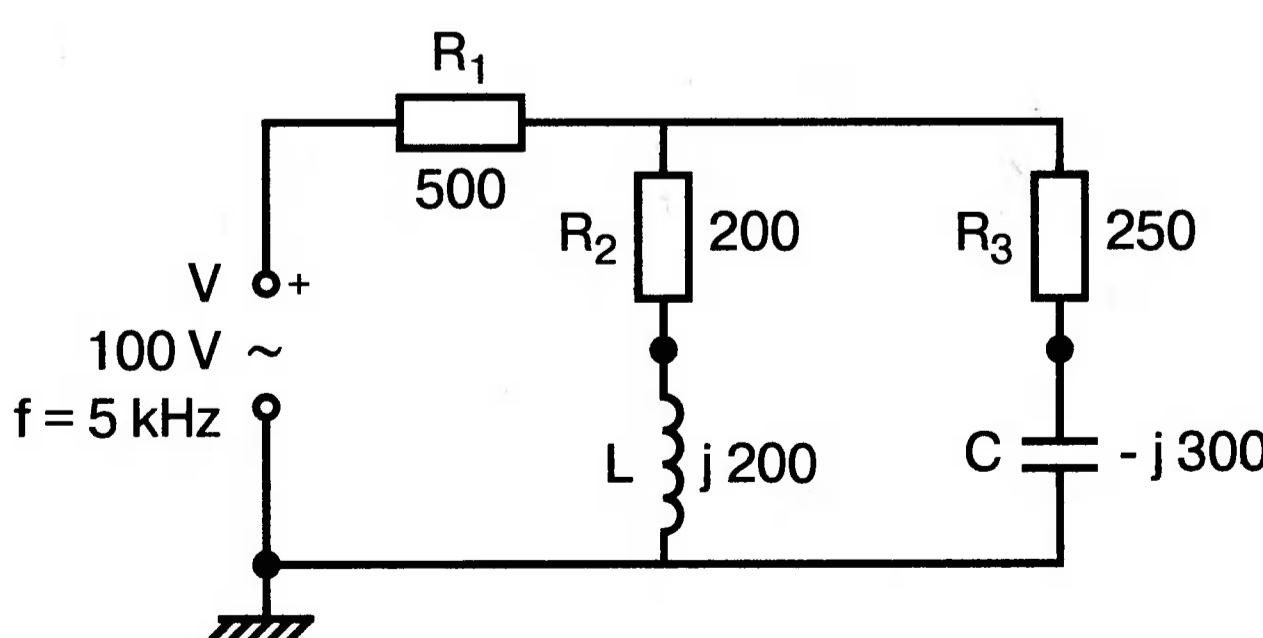
Оно сопровождается двумя строками пиктограмм, которые могут использоваться вместо меню для таких функций, как открытие файлов, печать графиков, нахождение максимальных и минимальных значений и других.

Первое, что необходимо сделать в Probe, это выбрать Trace, Add Trace, затем выбирать переменные из списка Simulation Output Variables в столбце слева. Столбец справа содержит список Functions или Macros. Если вы получили график, который необходимо сохранить, выберите File, Print, чтобы получить отпечатанную версию экрана. Графики, приведенные в этой книге, были получены таким способом. Любой лазерный принтер, например один из серий HP Laser Jet фирмы HEWLETT-PACKARD, может распечатать график. Менее удовлетворительные результаты могут быть получены с некоторыми струйными принтерами типа HEWLETT-PACKARD DeskJet.

ЗАДАЧИ

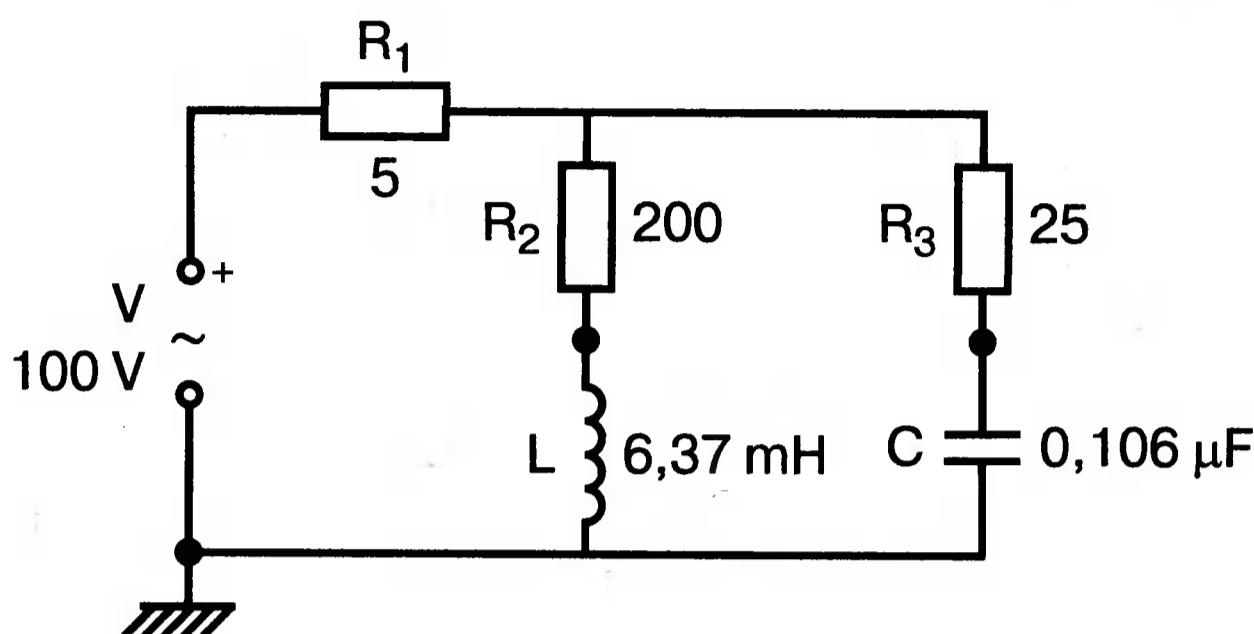


- 2.1. Найти эквивалентное полное сопротивление схемы, показанной на рис. 2.48 со стороны источника. Так как индуктивные и емкостные сопротивления даны в омах, используйте частоту $f = 5 \text{ кГц}$, чтобы найти значения L и C , необходимые во входном файле. Проверьте ваши результаты, с помощью стандартных методов расчета схемы.



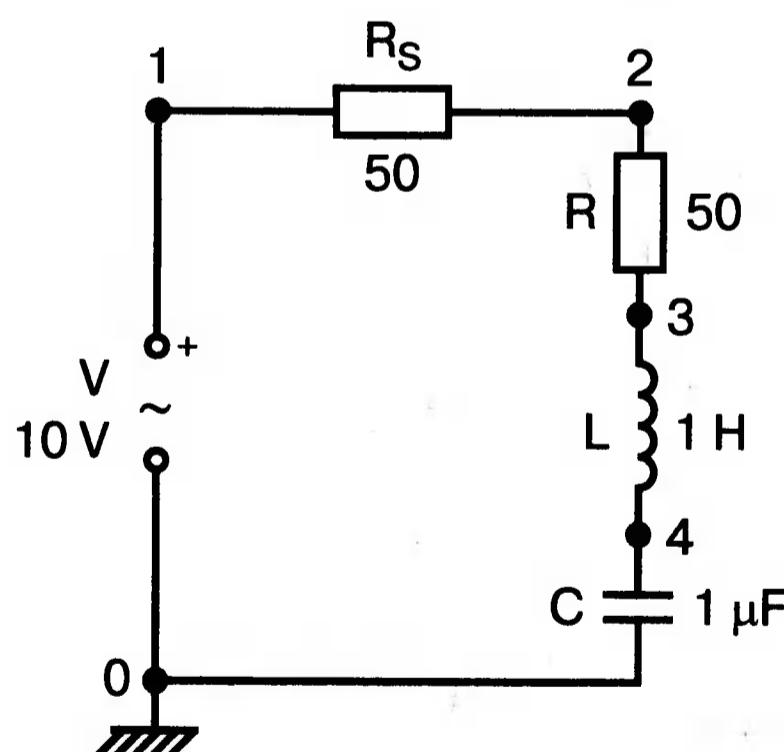
■ Рис. 2.48

- 2.2. Схема, показанная на рис. 2.49, имеет низкую добротность. Найдите резонансную частоту с помощью частотных характеристик в диапазоне от 3 до 6 кГц. Проверьте что $f_0 = 3,56$ кГц. Найдите ток при резонансе и минимальный ток. Какой частоте соответствует минимальный ток?



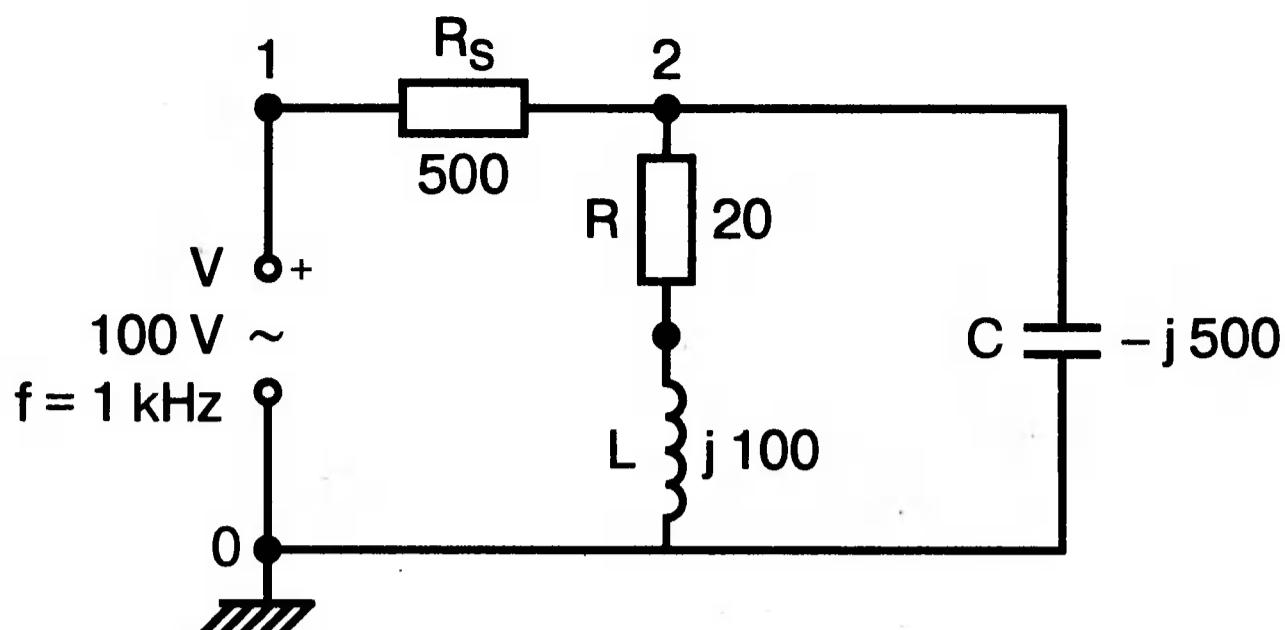
■ Рис. 2.49

- 2.3. Решите задачу 2.2 при значении $R_2 = 20$ Ом.
- 2.4. В этой задаче исследуются изменения напряжения на R , L , и C вблизи резонанса. Параметры элементов показаны на рис. 2.50, $f_0 = 159,15$ Гц. Сформируйте входной файл так, чтобы получить графики V_R , V_L и V_C для частотного диапазона от 10 до 300 Гц. Покажите, что V_{Rmax} соответствует частоте f_0 в то время как V_{Lmax} – ниже f_0 , а V_{Cmax} – выше f_0 .

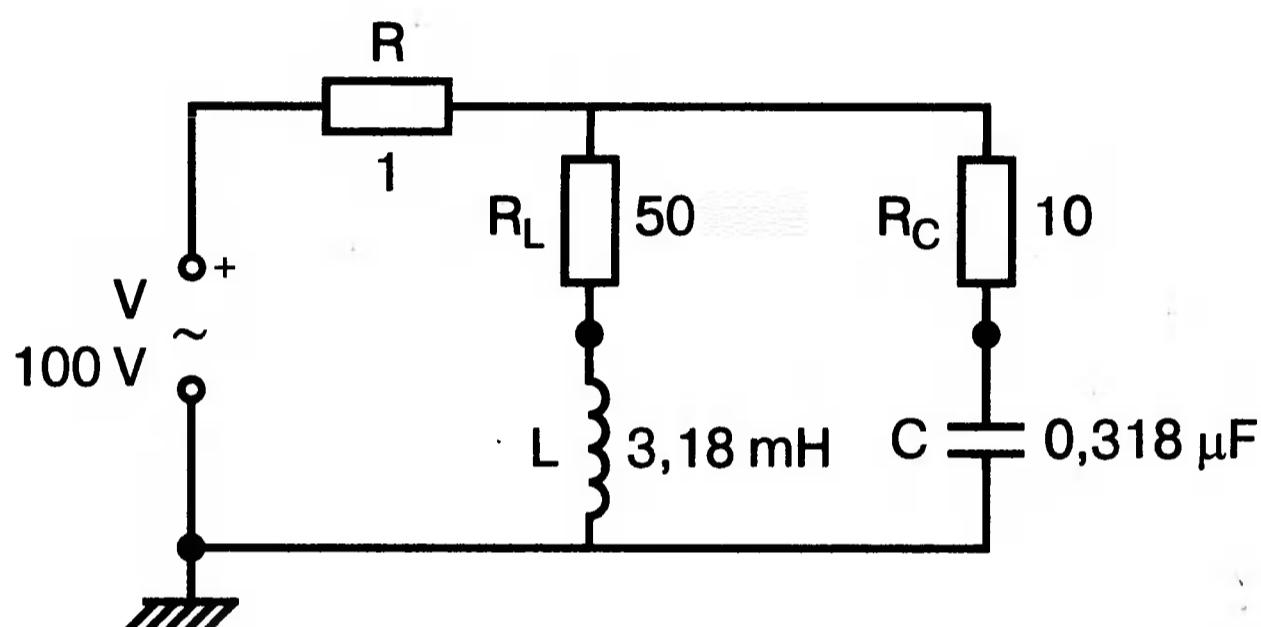


■ Рис. 2.50

- 2.5. Для схемы, показанной на рис. 2.51, найдите полное сопротивление со стороны источника при $f = 1$ кГц.
- 2.6. Определите график изменения проводимостей для типичной схемы с двумя параллельными ветвями (рис. 2.52). Она подобна схеме, рассмотренной в примере данной главы. Проведите моделирование с использованием Probe и получите график $IP(R)$, чтобы определить резонансную частоту. Затем получите карту проводимостей и найдите значения G и B при резонансе.

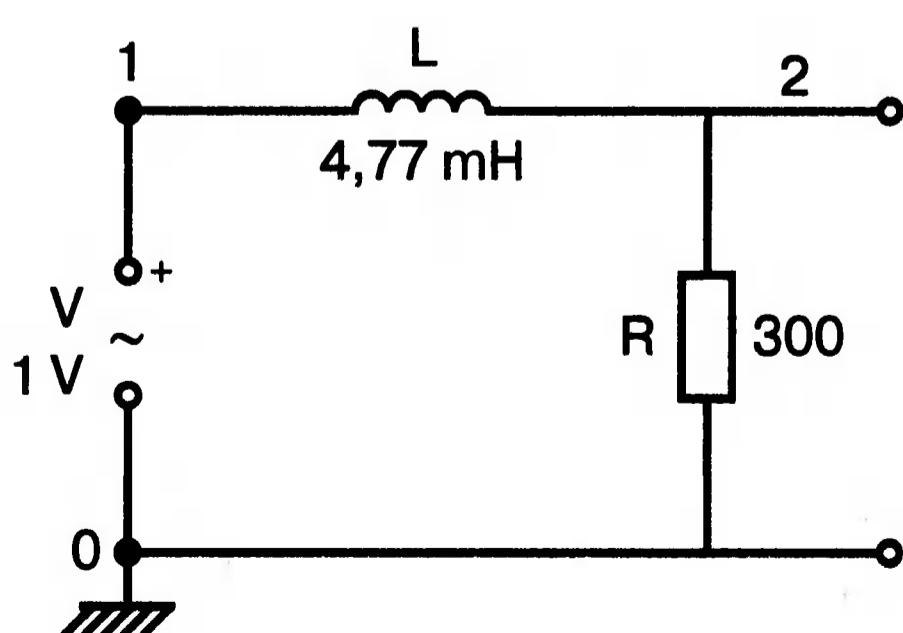


■ Рис. 2.51



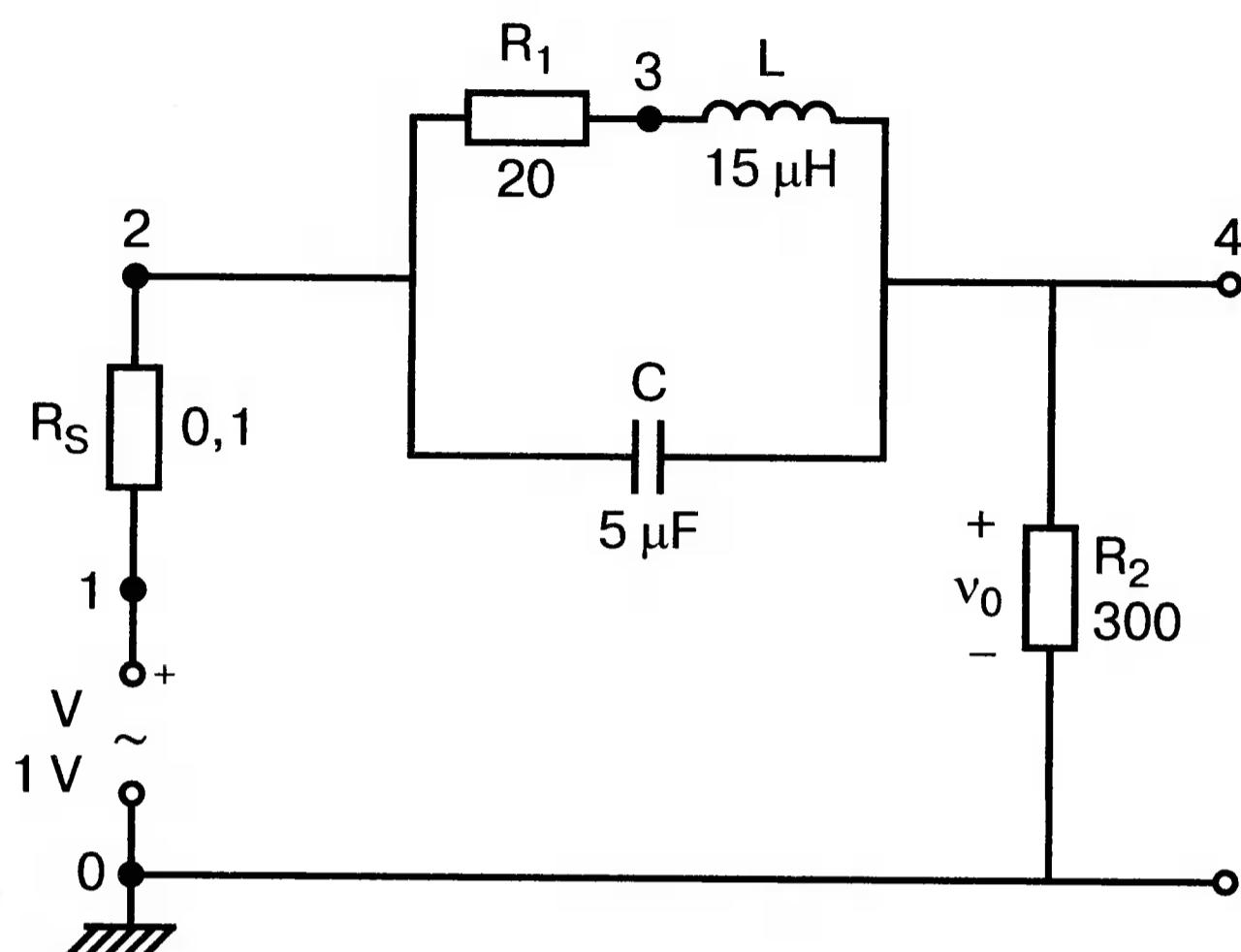
■ Рис. 2.52

- 2.7. Для схемы на рис. 2.53 найдите частоту, при которой $V_2 = 0,707 \text{ В}$ для объяснения амплитудно-частотной характеристики (характеристики Боде) для V_2/V_1 . Определите фазовый сдвиг при этой частоте.



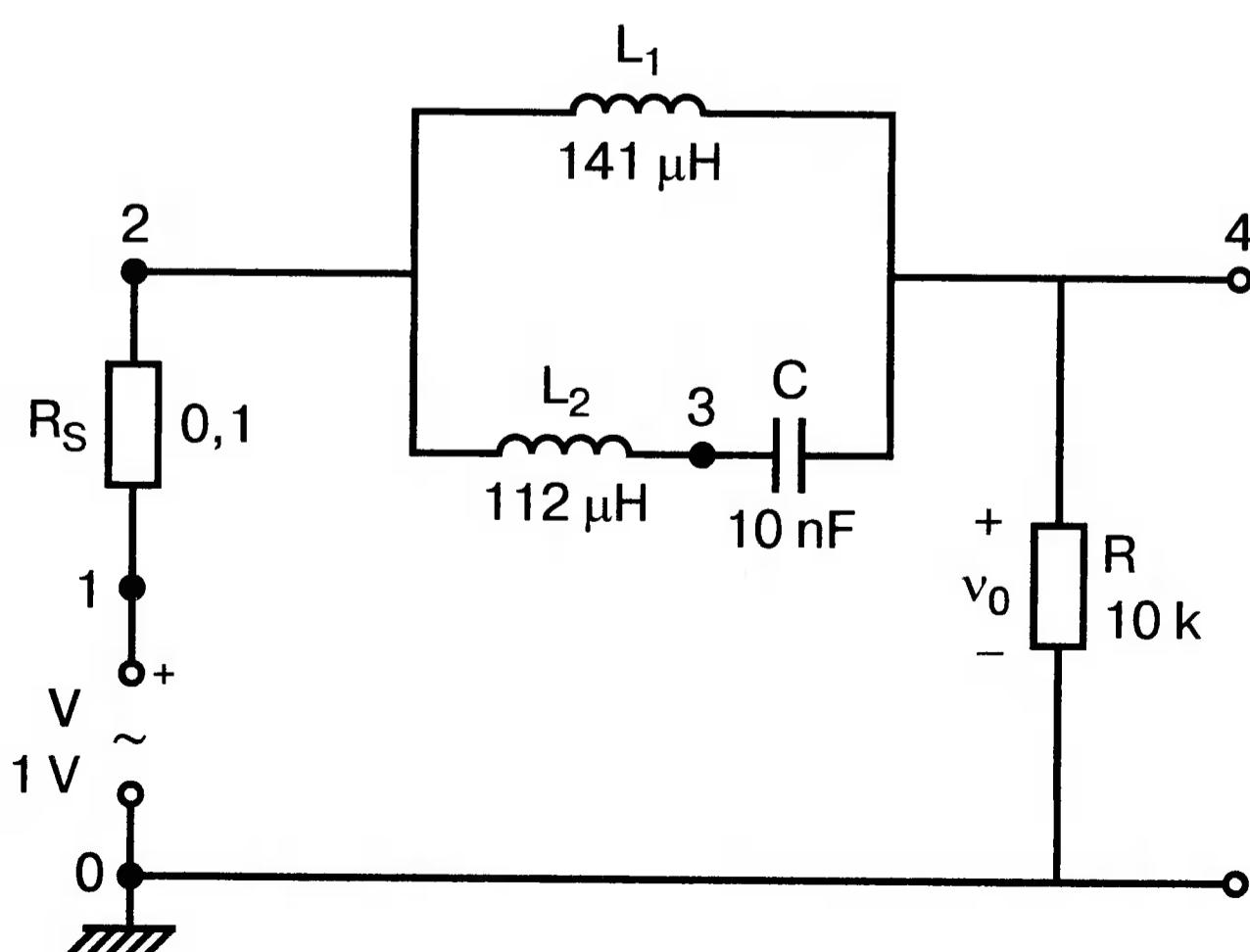
■ Рис. 2.53

- 2.8. Для схемы на рис. 2.54 найдите частоту, при которой выходное напряжение минимально, и значение напряжения при этой частоте (амплитуду и фазу). Найдите полосу частот, в которой выходное напряжение изменяется на 3 дБ или больше.



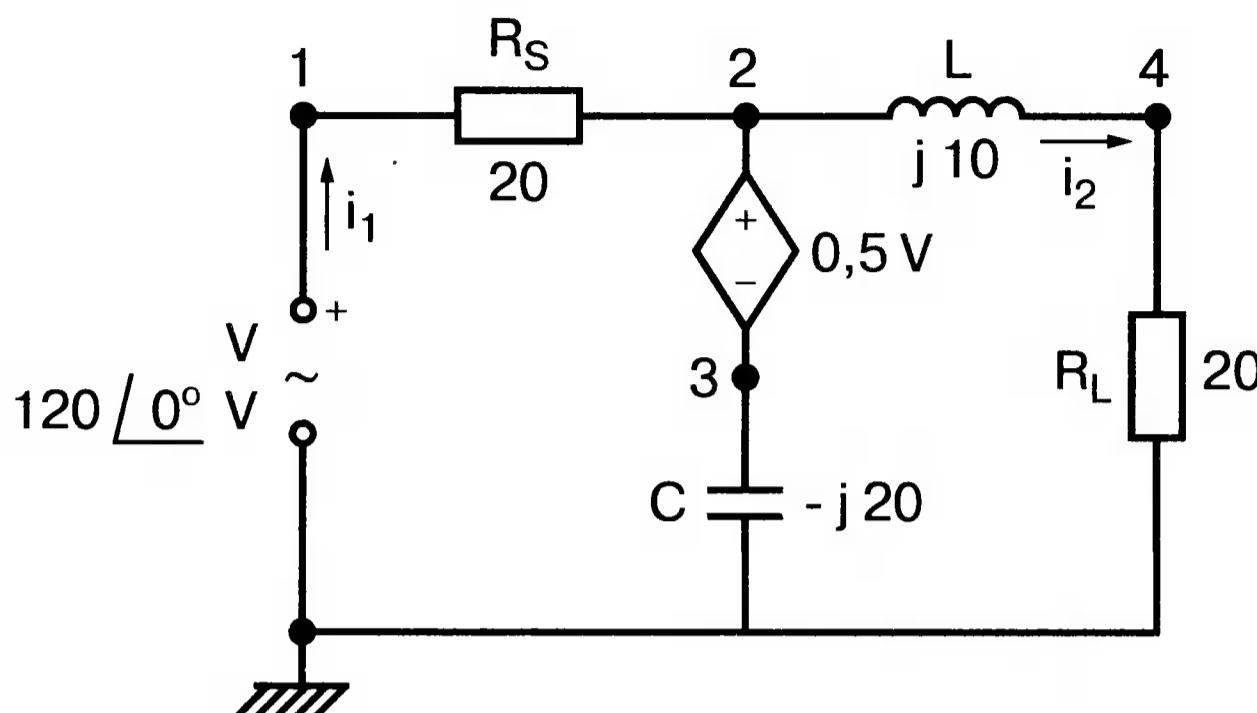
■ Рис. 2.54

- 2.9. На рис. 2.55 приведена схема с двойным резонансом. Она имеет ширину полосы пропускания в 150 кГц. Получите графики для схемы, которые подробно показывают амплитуду и фазу выходного напряжения в интересующей нас области.



■ Рис. 2.55

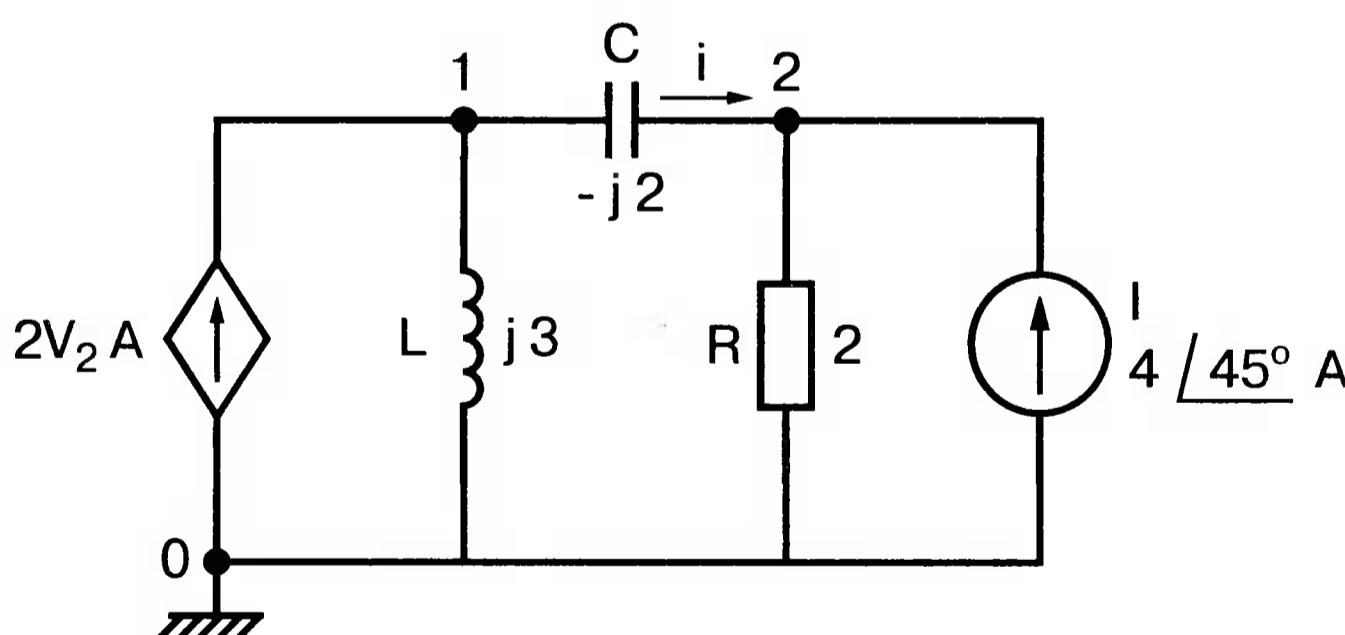
2.10. Для схемы на рис. 2.56 найти I_1 , I_2 и напряжение V_{40} при частоте $\omega = 1000$ рад/с. Подсказка: так как значения реактивных сопротивлений не могут использоваться в PSpice непосредственно, рассчитайте значения L и C .



■ Рис. 2.56

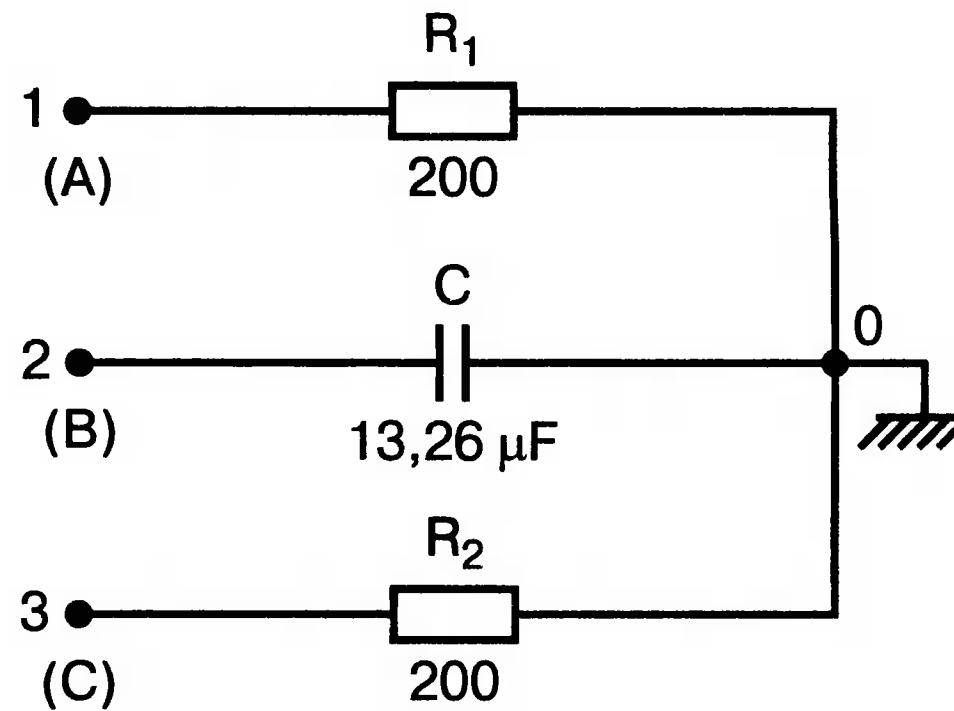
2.11. Чтобы проверить ответы, полученные в задаче 2.10, найдите V_{20} , затем используйте напряжение на L , чтобы найти ток i_2 . Сравните эти значения с результатами, полученными при решении задачи 2.10.

2.12. Для схемы, показанной на рис. 2.57, найдите i и V_2 . Преобразуйте источники тока в источники напряжения и проверьте ваши результаты с помощью ручного расчета.



■ Рис. 2.57

2.13. На рис. 2.58 показана схема индикатора последовательности фаз. R_1 и R_2 — сопротивления идентичных ламп накаливания. Даны значения: частота $f = 60$ Гц, $V_{12} = 100∠0^\circ$ В и $V_{23} = 100∠-120^\circ$ В. Покажите с помощью анализа на PSpice, что последовательность фаз (которая, очевидно, является прямой ABC) может быть определена по относительной яркости ламп R_1 и R_2 .



■ Рис. 2.58

2.14. Трехфазная несимметричная нагрузка, соединенная в звезду, подключена к симметричному трехфазному источнику питания с частотой 60 Гц: $V_{AB} = 208 \angle 0^\circ$ В, $V_{BC} = 208 \angle -120^\circ$ В и $V_{CA} = 208 \angle 120^\circ$ В, полные сопротивления фазы $Z_{A0} = 8 \angle 30^\circ$ Ом, $Z_{B0} = 4 \angle -50^\circ$ Ом, и $Z_{C0} = 6 \angle 20^\circ$ Ом. Найдите три линейных тока и ток нейтрали. Подсказка: Из заданных полных сопротивлений определите значения X и R ; затем преобразуйте каждое реактивное сопротивление X в L или C в зависимости от знака реактивного сопротивления. Убедитесь, что для фазы A : $R = 6,928$ Ом и $L = 10,61$ мГн; для фазы B : $R = 2,571$ Ом, $C = 865,7$ мкФ, а для фазы C : $R = 5,638$ Ом и $L = 5,433$ мГн.

Транзисторные схемы

SPICE имеет встроенные модели для биполярных и полевых транзисторов. Эти модели сложнее, чем модели, используемые в традиционных курсах электроники. Обычно студенты изучают схемы смещения и схемы усиления отдельно. Такое построение материала позволяет дать студенту более полное понимание методики расчета цепей постоянного тока и анализа на переменном токе для биполярных и полевых транзисторов. Поэтому сначала лучше не использовать встроенные модели при анализе транзисторных схем. Вместо этого мы будем применять упрощенную модель для прямосмещенного транзистора на постоянном токе.

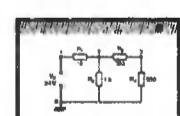
БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Биполярные транзисторы (BJT) — первая тема, изучаемая в этой главе. На рис. 3.1 показана типичная схема смещения транзистора. Транзисторы типа *pnp* кремниевые (Si) имеют коэффициент усиления в схеме с общим эмиттером (ОЭ) $h_{FE} = 80$ и напряжение база-эмиттер $V_{BE} = 0,7$ В (типовые значения для активной области). Никакая иная информации о транзисторе при анализе не используется. Параметры элементов схемы: $R_1 = 40$ кОм; $R_2 = 5$ кОм; $R_C = 1$ кОм, $R_E = 100$ Ом и $V_{CC} = 12$ В.



Модели, предназначенные для расчета смещения

Чтобы использовать анализ на PSpice, мы предлагаем вам разработать подходящую модель для BJT. Она позволит вам находить статические значения напряжений и токов в схеме смещения. На рис. 3.2 показана такая модель наряду с другими компонентами, необходимыми для анализа. Она содержит источник тока, управляемый током (ИТУТ или CDGS), F с коэффициентом передачи h_{FE} и независимый источник напряжения VA , моделирующий напряжение на активной области V_{BE} .



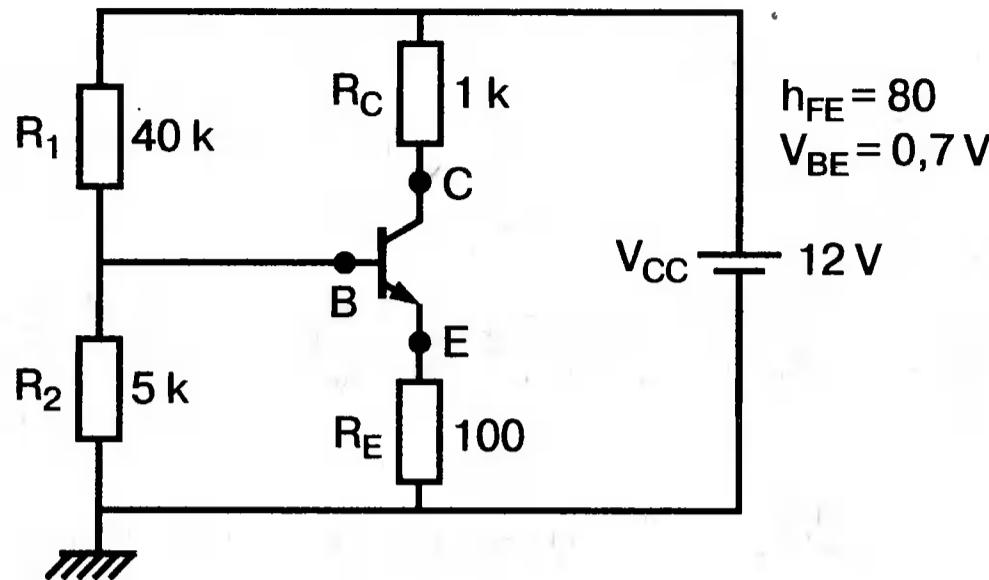
Входной файл для этой схемы имеет вид:

```
Transistor-Biasing Circuit
VCC 4 0 12V
VA 1 2 0.7V
F 3 2 VA 80
R1 4 1 40k
R2 1 0 5k
```

```

RC 4 3 1k
RE 2 0 100
.OP
.OPT nopage
.END

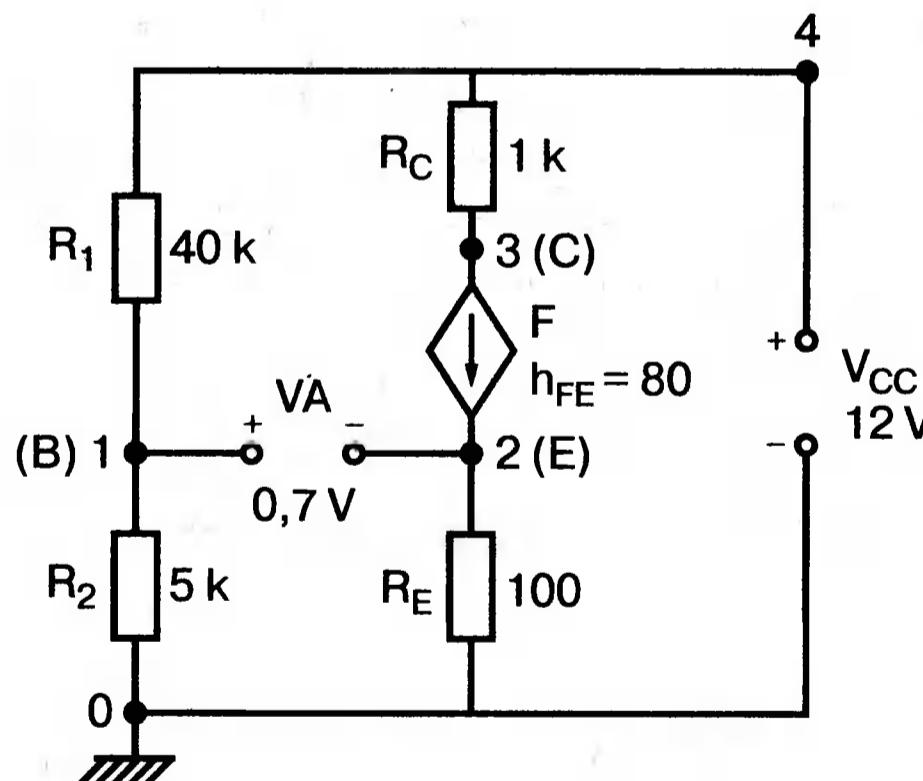
```



■ Рис. 3.1. Типовая схема смещения транзисторов

Выполните анализ на PSpice; затем убедитесь, что $V(3) = 7,961$ В и $V(2) = 0,4089$ В, давая $V_{CE} = V_3 - V_2 = 7,552$ В. Нарисуйте на схеме стрелки, указывающие условные направления токов, затем вычислите ток коллектора:

$$I_C = \frac{V_4 - V_3}{R_C},$$



■ Рис. 3.2. Модель смещения для биполярного пр-транзистора

Он должен быть равен 4,039 мА. А чему равен ток базы? Вы должны получить по току источника напряжения $I_B = 50,49$ мкА. Вычислите I_B , используя значение h_{FE} , и сравните полученное значение с этим ответом. Вычислите ток эмиттера: $I_E = V_2/R_E$. Он должен быть равен 4,089 мА, $I_E = I_B + I_C$.

Если вас интересует получение токов непосредственно из результатов PSpice - анализа, вы можете использовать, как и ранее, команду печати с предварительной командой .DC, как показано в следующем входном файле:

Transistor -Biasing Circuit with Current Shown in Output File

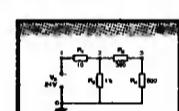
```

VCC 4 0 12V
VA 1 2 0.7V
F 3 2 VA 80
R1 4 1 40k
R2 1 0 5k
RC 4 3 1k
RE 2 0 100
.DC VCC 12V 12V 12V
.OP
.OPT nopage
.PRINT DC I(RC) I(RE) V(3,2)
.END

```

При этом должно получиться $I(RC) = 4,039 \text{ mA}$, $I(RE) = 4,089 \text{ mA}$ и $V(3,2) = 7,552 \text{ В}$, как и в предварительных вычислениях. Обратите внимание: вычислить токи при первом анализе было достаточно легко. Не слишком больших дополнительных усилий требует получение тока и при анализе на PSpice, однако у вас есть выбор.

Условия насыщения



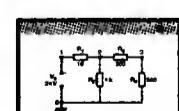
Необходимо предварительное замечание перед исследованием условий смещения, приводящих к насыщению транзистора. Из теоретического курса, посвященного изучению транзисторов, вы должны вспомнить, что значения h_{FE} в активной области и в области насыщения неодинаковы. Это означает, что если происходит насыщение, предсказанное значение I_C , вычисленное с использованием h_{FE} , для активной области будет слишком велико. Вы должны иметь в виду, что если рассчитанное значение V_{CE} падает ниже нескольких десятых вольта, значит достигнуто условие насыщения. Несколько задач в конце главы касаются вопросов смещения транзистора, приводящих к работе в активной области или в области насыщения.

Мы представили модель смещения для кремниевого *pnp*-транзистора. Эта модель может использоваться с различными конфигурациями смещения и многокаскадными усилителями. А можете ли вы самостоятельно изменить модель так, чтобы она стала пригодной для анализа:

- кремниевых *pnp*-транзисторов;
- германиевых *pnp*-транзисторов?

Расчет смещения для германиевого транзистора

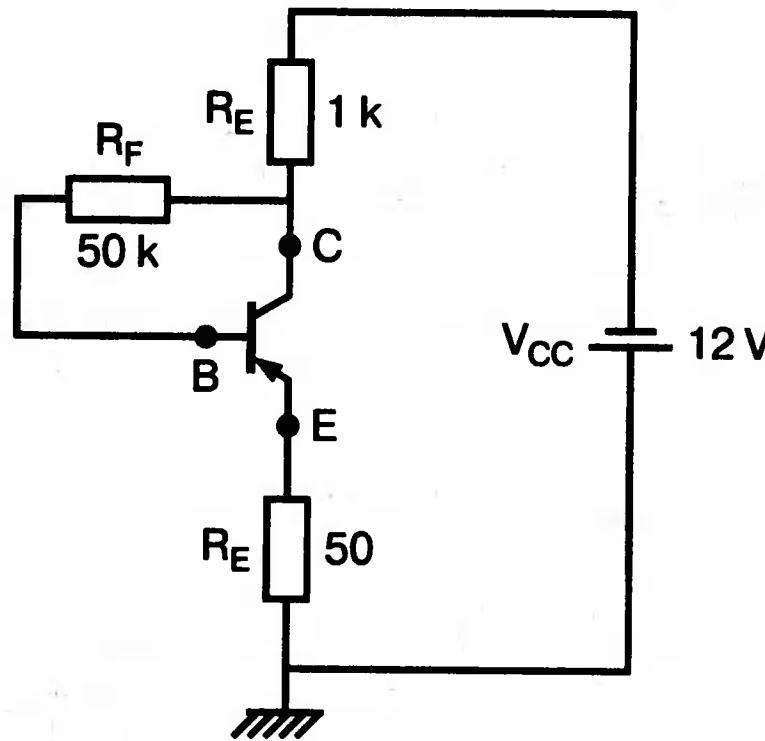
В качестве другого примера на рис. 3.3 показана схема смещения для германевого *pnp*-транзистора с $h_{FE} = 60$ и $V_{BE} = -0,2 \text{ В}$. Значения параметров элементов схемы: $R_F = 50 \text{ кОм}$; $R_E = 50 \text{ Ом}$; $R_C = 1 \text{ кОм}$ и $V_{CC} = -12 \text{ В}$. Заменив транзистор моделью PSpice, мы получим схему на рис. 3.4. Сравните изменения в ИТУТ по отношению к предыдущему примеру. Так как это *pnp*-транзистор, изменилось направление стрелки внутри источника. Теперь решите, какую информацию вы хотели бы получить из PSpice - анализа. Входной файл может быть, например, таким:



```

Transistor -Biasing Circuit for pnp Ge
VCC 4 0 12
VA 1 2 0.2
F 1 3 VA 60
RF 2 3 50k
RE 1 0 50
RC 3 4 1k
.DC VCC 12V 12V 12V
.OP
.OPT nopage
.PRINT DC I(RC) I(RE) I(RF)
.END

```



■ Рис. 3.3. Схема смещения для германиевого *pnp*-транзистора

Проведите анализ; затем нарисуйте стрелки, показывающие условные направления токов для *pnp*-транзистора. Убедитесь, что $I_E = 6,311 \text{ mA}$, а $I_B = 103,5 \text{ мкA}$. Почему некоторые из показанных токов резистора положительны, а другие отрицательны? Это необходимо согласовывать с порядком следования узлов в командах, вводящих *R*. Например, команда

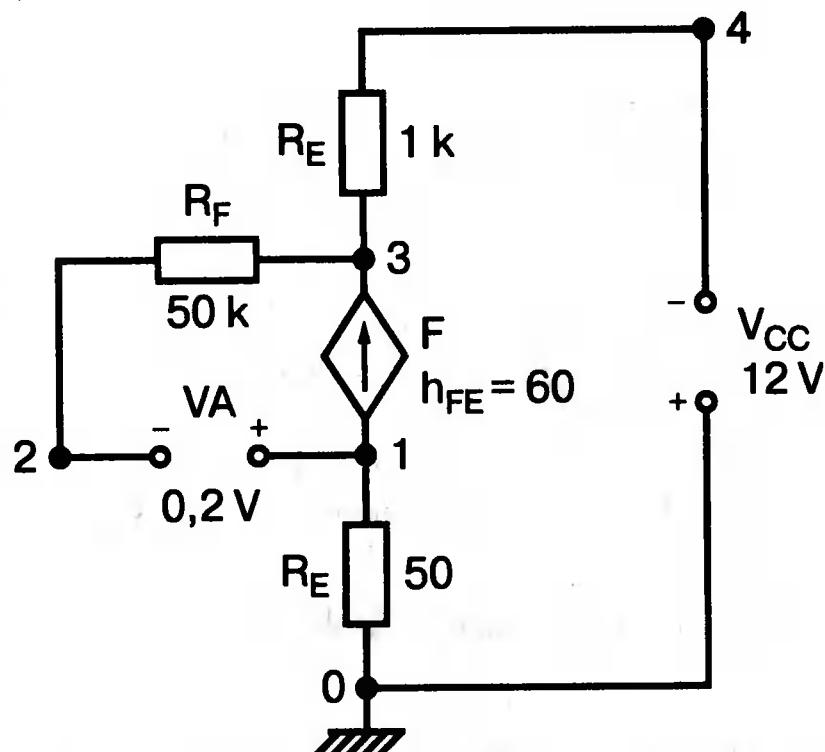
`RE 1 0 50`

дает отрицательный ток $I(RE)$. Это происходит потому, что ток в R_E фактически течет от узла 0 к узлу 1. Внимательно следите за соответствием направления стрелок на схеме и порядком следования узлов в командах, вводящих резисторы во входном файле:

```

Transistor-Biasing Circuit for pnp Ge
VCC 0 4 12
VA 1 2 0.2
F 1 3 VA 60
RF 2 3 50k
RE 1 0 50
RC 3 4 1k
.DC VCC 12 12 12
.PRINT DC I(RC) I(RE) I(RF)
.OP
.OPT nopage
.END

```

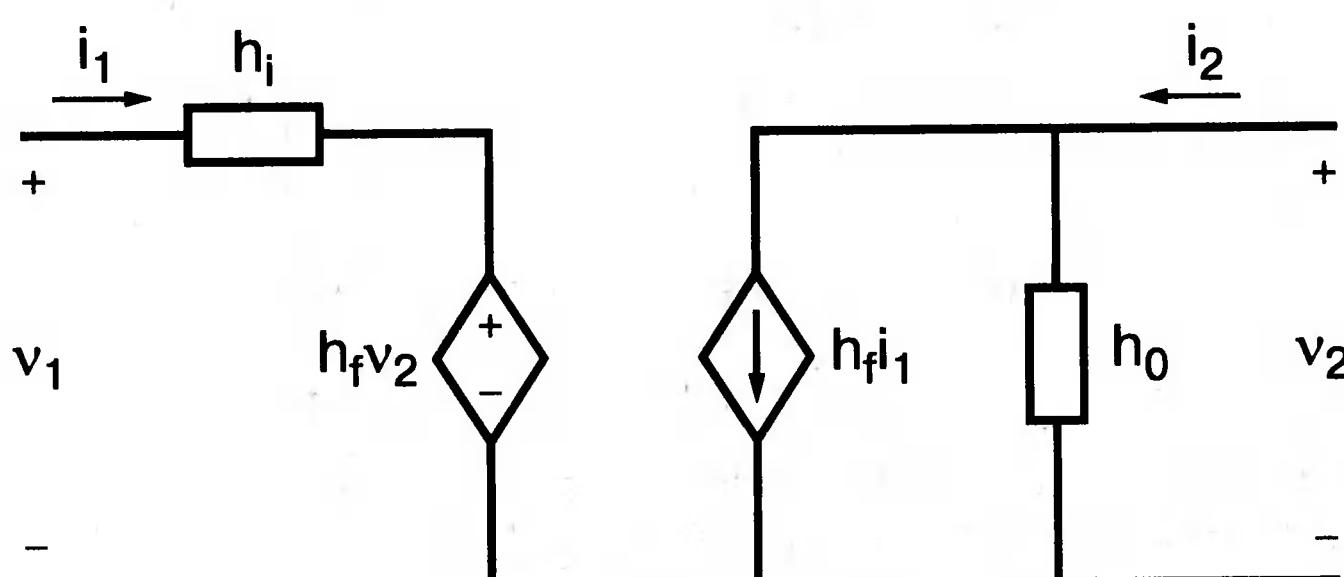
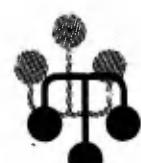


■ Рис. 3.4. Модель смещения для германиевого ррр-транзистора

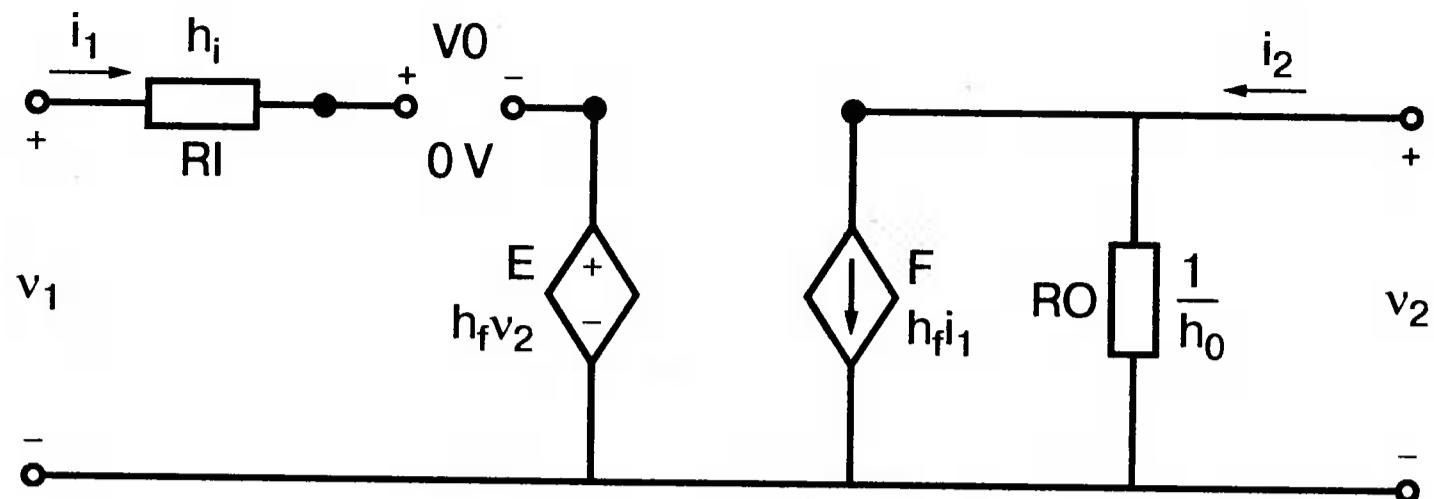
Обратите внимание, что ток в R_C на самом деле, скорее представляет собой ток эмиттера, чем ток коллектора. Вы понимаете почему? Ток коллектора показывается в выходном файле PSpice как ток источника тока, управляемого током, равный 6,208 мА. Сложите базовый ток с током коллектора и сравните сумму с током эммитера.

МАЛОСИГНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ С h -ПАРАМЕТРАМИ ДЛЯ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Точной моделью для биполярных транзисторов, широко используемой при анализе на малых сигналах, является модель в h -параметрах, показанная на рис. 3.5. Эта модель с соответствующими значениями используется для анализа схем с общим эмиттером (ОЭ), общим коллектором (ОК) или общей базой (ОБ). Наша задача состоит в том, чтобы разработать версию этой модели, пригодную для использования в PSpice. Эта модель содержит ИТУТ для использования с h_f и управляемого напряжением источника напряжения (ИНУН) для использования с h_r . В модель на рис. 3.6 введен резистор RI для моделирования h_i , E , чтобы определить h_r , RO в качестве $1/h_o$, и F , чтобы определить h_f .

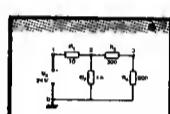


■ Рис. 3.5. Модель в h -параметрах для транзистора



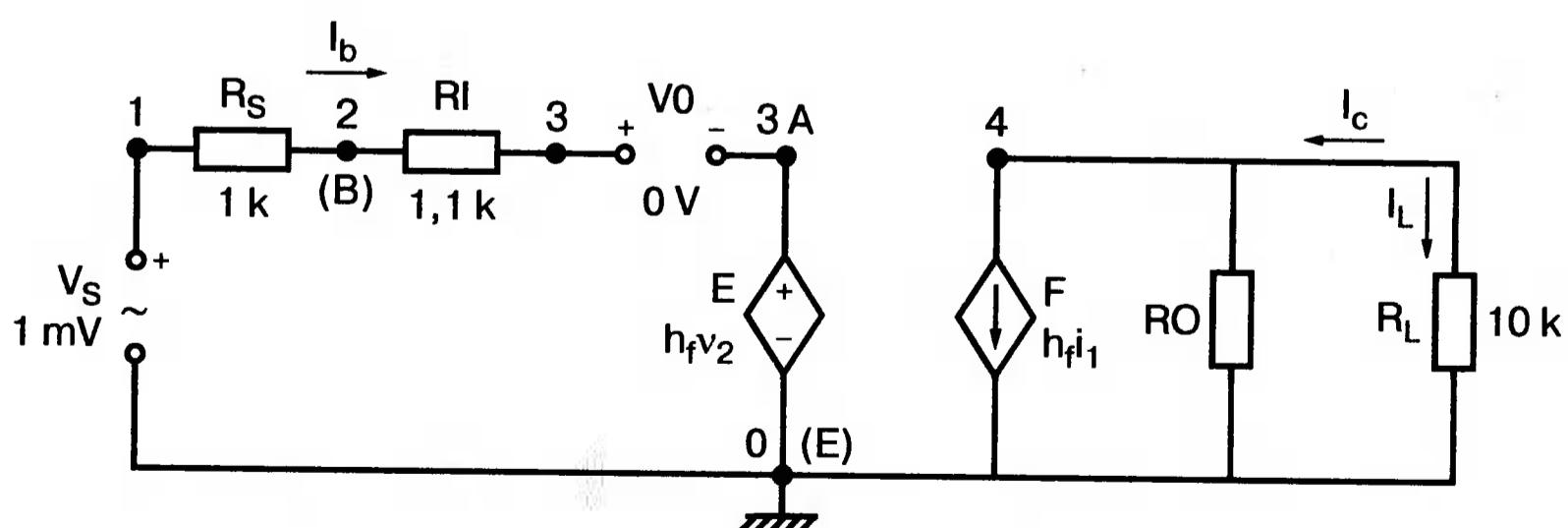
■ Рис. 3.6. Модель схемы с ОЗ, пригодная для анализа на PSpice

Анализ схем с общим эмиттером, использующий модель с h -параметрами



На рис. 3.7 приведена типовая схема усилителя с общим эмиттером (ОЗ), предназначенная для анализа. Более сложные схемы можно часто привести к этой форме, используя различные теоремы и методы упрощения. Заданы параметры элементов схемы: $V_S = 1 \text{ мВ}$, $R_S = 1 \text{ Ом}$, $R_i = 1,1 \text{ кОм}$ (h_{ie}), $h_r = 2,5 \cdot 10^{-4}$ (коэффициент используется в E), $h_f = 50$ (коэффициент используется в F), $R_0 = 40 \text{ кОм} = 1/h_0$, и $R_L = 10 \text{ кОм}$. Источник $V_0 = 0 \text{ В}$ необходим, чтобы создать независимый источник для команды ввода F .

Хотя нас интересуют свойства схемы на малых сигналах, мы не будем использовать анализ для переменного тока. Причина состоит в том, что пока мы имеем дело с установившимися состояниями для малых сигналов переменного тока и в схеме отсутствуют реактивные элементы, мы можем использовать анализ PSpice на постоянном токе относительно амплитуд или действующих значений токов и напряжений. Программа PSpice не воспринимает разницы! В то же время вы должны понимать, что программа дает результаты для малых сигналов переменного тока и никак не учитывает постоянных напряжений и токов смещения.



■ Рис. 3.7. Модель схемы с общим эмиттером в h -параметрах, включающая источник питания и нагрузку

Конечно, мы полагаем, что рабочая точка была выбрана правильно и работа происходит в активной области. Входной файл для анализа имеет вид:

Small Signal Analysis of Transistor Circuit Using *h* Parameters

```

VS 1 0 1mV
V0 3 3A 0
E 3A 0 4 0 2.5E-4
F 4 0 V0 50
RS 1 2 1k
RI 2 3 1.1k
RO 4 0 40k
RL 4 0 10k
.OP
.OPT nopage
.TF V(4) VS
.END

```

Small-Signal Analysis of Transistor Circuit Using *h* Parameters****** CIRCUIT DESCRIPTION**

```

VS 1 0 1mV
V0 3 3A 0
E 3A 0 4 0 2.5E-4
F 4 0 V0 50
RS 1 2 1k
RI 2 3 1.1k
RO 4 0 40k
RL 4 0 10k
.OP
.OPT nopage
.TF V(4) VS
.END

```

****** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C**

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	.0010	(2)	500.0E-06	(3)	-50.00E-06	(4)	-.2000
(3A)	-50.00E-06						

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
VS	-5.000E-07
V0	5.000E-07

TOTAL POWER DISSIPATION 5.00E-10 WATTS****** OPERATING POINT INFORMATION TEMPERATURE = 27.000 DEG C******** VOLTAGE-CONTROLLED VOLTAGE SOURCES**

NAME	E
V-SOURCE	-5.000E-05
I-SOURCE	5.000E-07

****** CURRENT-CONTROLLED CURRENT SOURCES**

NAME	F
I-SOURCE	2.500E-05

****** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS****V(4)/VS = -2.000E+02****INPUT RESISTANCE AT VS = 2.000E+03****OUTPUT RESISTANCE AT V(4) = 8.400E+03**

Выполните анализ и распечатайте выходной файл для дальнейшего изучения. Убедитесь, что $I_b = 0,5 \text{ мкА}$; $I_c = 20 \text{ мкА}$ (вычисляется как $(V)4/R_L$); полный коэффициент усиления по напряжению -200 (вычисляется как $V(4)/VS$); $R_i = 2 \text{ кОм}$ и $R_o = 8,4 \text{ кОм}$.

Поскольку R_i включает R_s , каково входное сопротивление со стороны базы транзистора? Это $R_i - R_s = 1 \text{ кОм}$. Также, поскольку R_o включает R_L , что является выходным сопротивлением со стороны коллектора (не включая R_L)? Найдем его, используя проводимости: $1/R_o = 1,1905 \times 10^{-4}$; вычтем из этой величины $1/R_L = 1 \times 10^{-4}$, что даст $1/R'_o = 0,1905 \times 10^{-4}$. Таким образом, $R'_o = 52,5 \text{ кОм}$.

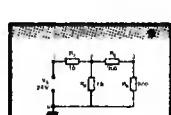
Коэффициент передачи по напряжению от базы на коллектор $V(4)/V(2) = -400$. Коэффициент усиления по току $A_i = I_L/I_B = -20 \mu\text{А}/0,5 \mu\text{А} = -40$. Выходной файл приведен на рис. 3.8.

Подводя итог, заметим, что анализ PSpice избавил вас от ряда вычислений, но без понимания направлений токов и полярностей напряжений ваше решение будет не завершено. Вы должны понимать, что теория h -параметров сочетается здесь с моделью PSpice, которую мы разработали. Необходимо помнить, что определение h -параметров зависит от конфигурации схемы.

Некоторые авторы используют другие модели, не основанные на h -параметрах. Часто они являются более простыми, но менее точными. Однако у вас будет меньше проблем при анализе, чем в рассмотренном и в ряде последующих примеров.

В задаче на рис. 3.14 принят именно такой упрощенный вариант модели, и она служит введением в эту тему. Относительно просто разработать модели для схем ОБ и ОК.

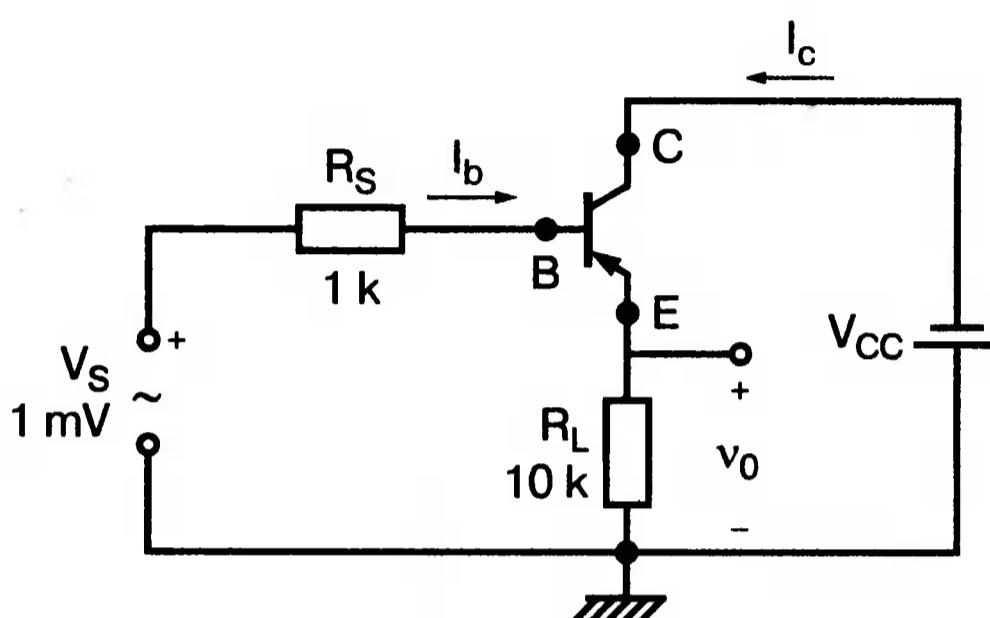
Анализ схем с общим коллектором, использующий модель с h -параметрами



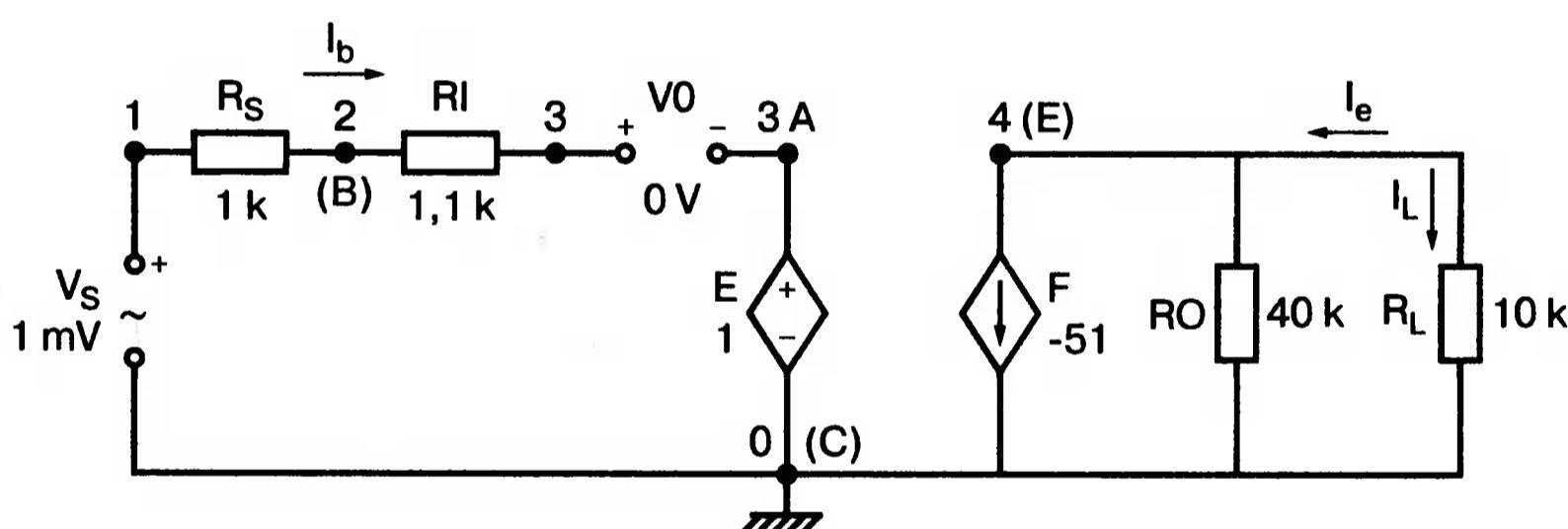
Другой широко используемой схемой является схема с общим коллектором (ОК), показанная на рис. 3.9. Снова, как и в предыдущем примере, мы рассматриваем базовую схему, к которой с помощью теоремы Тевенина и других методов упрощения схем могут быть сведены более сложные задачи. Входной сигнал подан через R_s на базу транзистора, а выходной снимается с эмиттера. На рис. 3.10 показана схема с моделью транзистора в h -параметрах. Схема почти идентична модели на рис. 3.7, но в ней должны использоваться h -параметры для схемы ОК. Это обеспечивается следующим входным файлом:

```
Common-Collector Circuit Analysis with h Parameters
VS 1 0 1mV
V0 3 3A 0
E 3A 0 4 0 1
F 4 0 V0 -51
RS 1 2 1k
RI 2 3 1.1k
RO 4 0 40k
RL 4 0 10k
.OP
.OPT porage
,TF V(4) VS
.END
```

Выполните анализ на PSpice и убедитесь, что $V(4)/VS = 0,9949$; $I_L = 0,949E-8$; $I_b = 2,438E-9$; $A_I = I_L/I_b = 40,8$; $R'_0 = 40,97$ Ом (включая R_L) и $R'_i = 410$ кОм (включая R_S). Определите входное сопротивление со стороны базы и выходное сопротивление без учета R_L . Они должны быть следующими: $R_i = 409,1$ кОм и $R_o = 41,14$ Ом. Покажите направления токов на схеме и отметьте точки для определения входного и выходного сопротивлений. Обратите внимание, что коэффициент усиления по напряжению почти равен 1 без инвертирования фазы. Коэффициент усиления по току также не показывает инвертирования фазы.



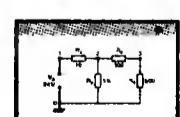
■ Рис. 3.9. Транзисторный усилитель с общим коллектором



■ Рис. 3.10. Модель схемы с общим коллектором в h -параметрах, включающая источник питания и нагрузку

Анализ схем с общей базой, использующий модель с h -параметрами

В схеме с общей базой, показанной на рис. 3.11, используются те же значения для навесных компонентов, что и в предыдущих примерах. На рис. 3.12 приведена схема с h -параметрами. При использовании типичных h -параметров для схемы ОБ, входной файл примет вид:



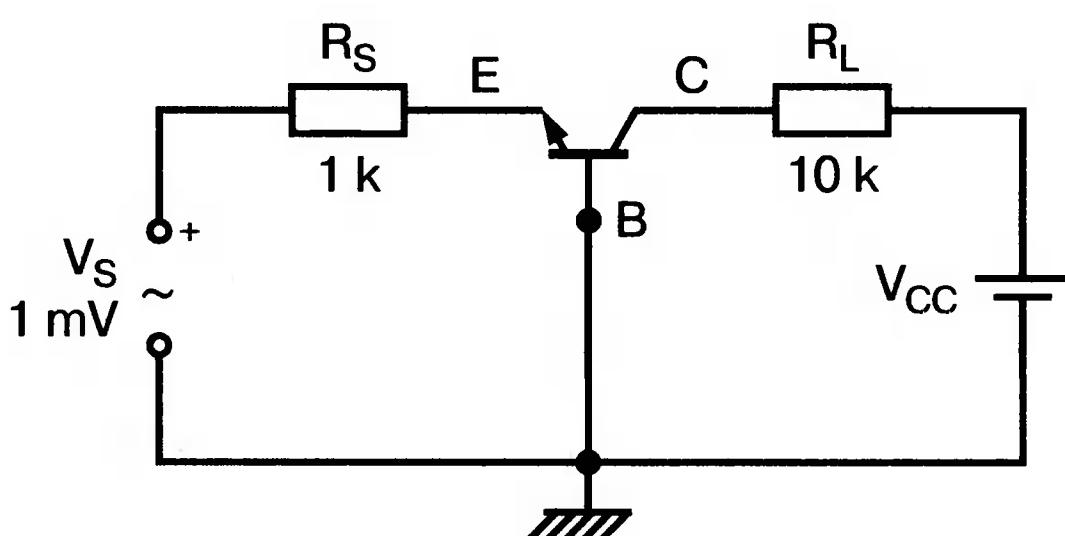
Common-Base Circuit Analysis with h Parameters

```
VS 1 0 1mV
V0 3 3A 0
E 3A 0 4 0 2.9E-4
```

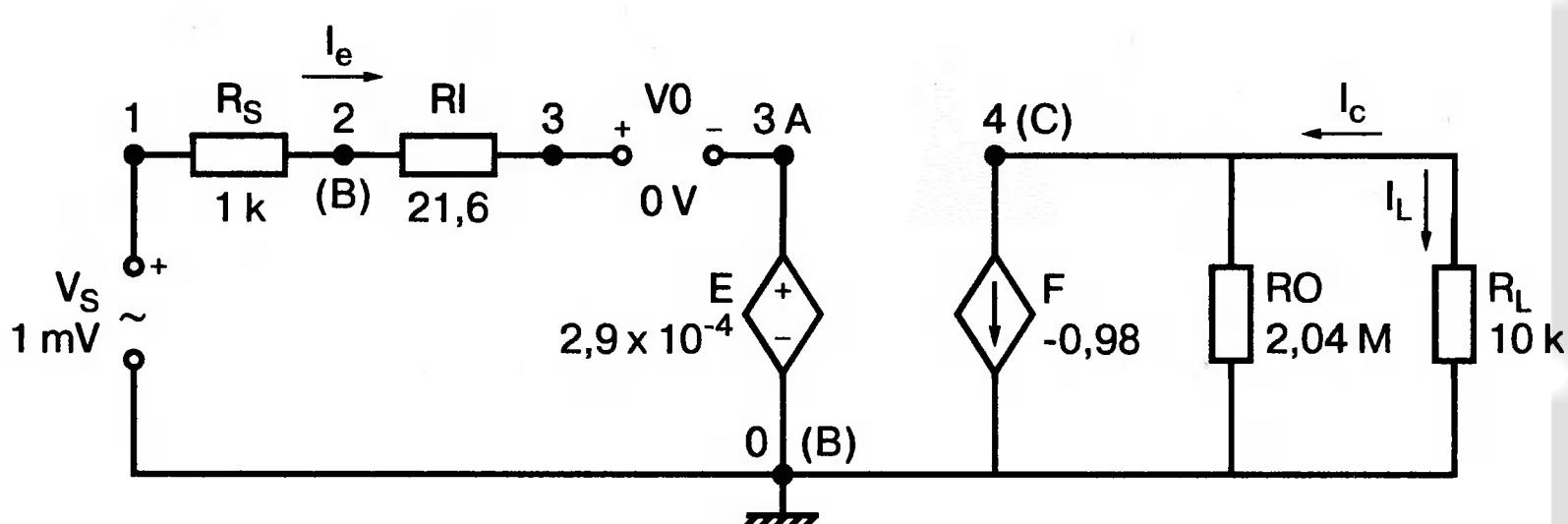
```

F 4 0 V0 -0.98
RS 1 2 1k
RI 2 3 21.6
RO 4 0 2.0 4MEG
RL 4 0 10k
.OP
.OPT porage
.TF V(4) VS
.END

```



■ Рис. 3.11. Схема транзисторного усилителя с общей базой



■ Рис. 3.12. Модель схемы с общей базой в *h*-параметрах, включающая источник питания и нагрузку

Выполните анализ и убедитесь, что $A_I = 9,52$; $I_L = 0,95 \text{ мкА}$; $I_e = 0,976 \text{ мкА}$; $R'_i = 1024 \Omega$ и $R'_o = 9,924 \Omega$. Определите R_i со стороны эмиттера и R_o без учета R_L . Они должны быть $R_i = 24 \Omega$ и $R_o = 1,3 \text{ МОм}$. Покажите, что коэффициент передачи напряжения с эмиттера на коллектор равен $A_V = 406$.

На рис. 3.13 показан выходной файл PSpice для этого примера. Лишние строки были удалены из файла до распечатки.

Итак, мы рассмотрели три базовые конфигурации транзисторных усилителей с общим эмиттером: ОЭ, ОК и ОБ. Для каждой из них получена модель, пригодная для анализа на PSpice. Мы использовали *h*-параметры, типичные для каждой конфигурации. Для анализа конкретных типов транзисторов необходимо иногда использовать другие значения параметров, которые можно найти в справочных данных на транзисторы.

```
*** 06/22/99 14:10:18 **** Evaluation PSpice (Nov 1998)
Common-Base Circuit Analysis with h Parameters

***** CIRCUIT DESCRIPTION
VS 1 0 1mV
VO 3 3A 0
E 3A 0 4 0 2.9E-4
F 4 0 VO -0.98
RS 1 2 1k
RI 2 3 21.6
RO 4 0 2.04MEG
RL 4 0 10k
.OP
.OPT porage
.TF V(4) VS
.END

NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) .0010 ( 2) 23.85E-06 ( 3) 2.761E-06 ( 4) .0095
( 3A) 2.761E-06

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME CURRENT
VS -9.762E-07
V0 9.762E-07

TOTAL POWER DISSIPATION 9.76E-10 WATTS
***** VOLTAGE-CONTROLLED VOLTAGE SOURCES
NAME
V-SOURCE 2.761E-06
I-SOURCE 9.762E-07

***** CURRENT-CONTROLLED CURRENT SOURCES
NAME F
I-SOURCE -9.566E-07

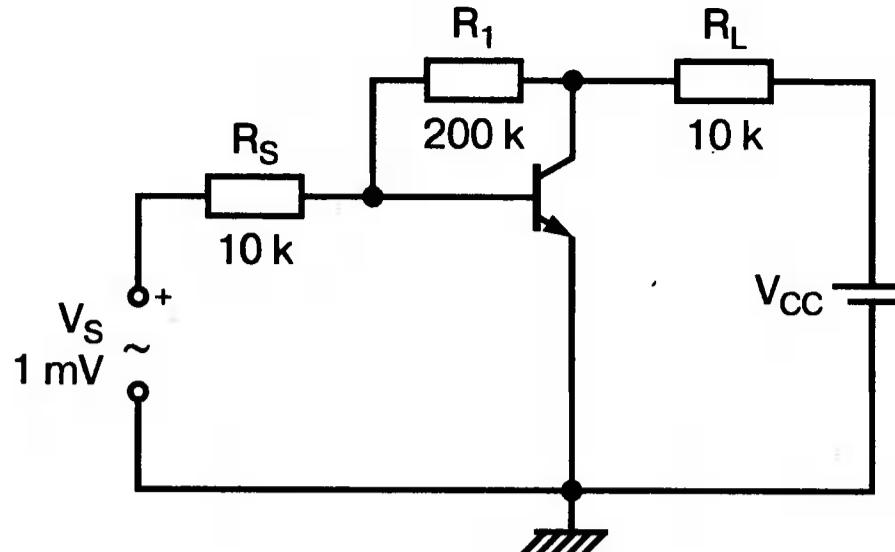
***** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS
V(4/VS * 9.520E-10
INPUT RESISTANCE AT VS = 1.024E+03
OUTPUT RESISTANCE AT V[4] = 9.924E+03
```

■ Рис. 3.13. Выходной файл при исследовании схемы на рис. 3.12

Анализ схем для других конфигураций

Когда транзисторные схемы не упрощаются до базовых моделей (рис. 3.7, 3.10 и 3.12), необходимо соблюдать осторожность при размещении элементов между узлами, например, для резистора, включенного между коллектором и базой в схеме с ОК (рис. 3.14).



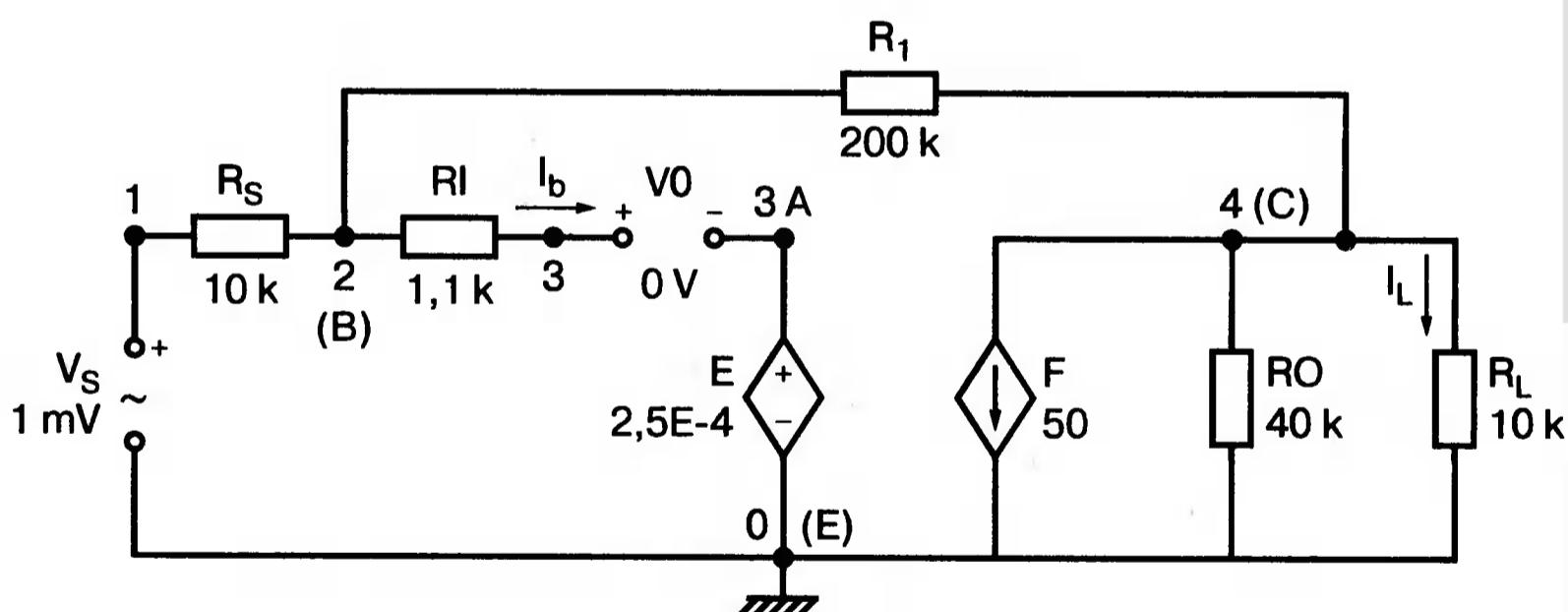


■ Рис. 3.14. Схема усилителя с ОЗ с резистором обратной связи

АНАЛИЗ ЦЕПЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕОРЕМЫ МИЛЛЕРА



Как показывает теория электронных схем, включение шунтирующих резисторов является простым средством для изменения коэффициента усиления. Резистор часто заменяется двумя другими резисторами при использовании теоремы Миллера. Если вы знакомы с теоремой Миллера, используйте ее, чтобы решить эту задачу вручную, что полезно перед проведением дальнейшего анализа. При использовании PSpice нет необходимости применять теорему Миллера. При наличии шунтирующего резистора в схеме h -параметры модели аналогичны показанным на рис. 3.15. Анализ на PSpice почти идентичен стандартному анализу схемы ОЗ.



■ Рис. 3.15. Модель усилителя ОЗ в h -параметрах с резистором связи

Входной файл становится следующим:

```
Common-Emitter Circuit with Bridging Resistor
VS 1 0 1mV
VO 3 3A 0
E 3A 0 4 0 2.5E-4
F 4 0 VO 50
RS 1 2 10k
RI 2 3 1.1k
RO 4 0 40k
RL 4 0 10k |
R1 2 4 200k
.OP
```

```
.OPT nopage
.TF V(4) VS
.END
```

```
Common-Emitter Circuit with Bridging Resistor •*** CIRCUIT DESCRIPTION
VS 1 0 1mV
VO 3 3A O
E 3A 0 4 O 2.5E-4
F 4 0 VO 50
RS 1 2 10k
RI 2 3 1.1k
RO 4 0 40k
RL 4 0 10k
R1 2 4 200k
.OP
.OPT nopage
.TF V(4) VS
.END
NODE VOLTAGE 1 ( 1) .0010 ( ( 3A1-3.175E-06
L VOLTAGE 2) 33.15E-06
NODE VOLTAGE ( 3)-3.175E-06
NODE VOLTAGE ( 4) -.0127
VOLTAGE SOURCE CURRENTS NAME CURRENT
VS
VO
-9.669E-( 3.302E-
TOTAL POWER DISSIPATION 9.67E-11 WATTS
**** OPERATING POINT INFORMATION TEMPERATURE = 27.000 DEG C
**** VOLTAGE-CONTROLLED VOLTAGE SOURCES
NAME E
V-SOURCE -3.175E-06
I-SOURCE 3.302E-08
**** CURRENT-CONTROLLED CURRENT SOURCES
NAME I-SOURCE 1.651E-06
**** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS
V(4)/VS = -1.270E+01
INPUT RESISTANCE AT VS = 1.034E+04
OUTPUT RESISTANCE AT V(4) = 2.534E+03
```

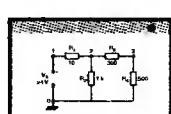
■ Рис. 3.16. Результаты анализа схемы на рис. 3.15

Выполните анализ и получите выходной файл для сравнения с предыдущими результатами анализа схемы ОЭ. Проверьте значения параметров: $A_V = V(4)/VS = -12,7$ (коэффициент передачи напряжения от источника к нагрузке); $I_L = -1,27 \text{ мкА}$ и $I_b = -33,02 \text{ нА}$, что приводит к коэффициенту усиления по

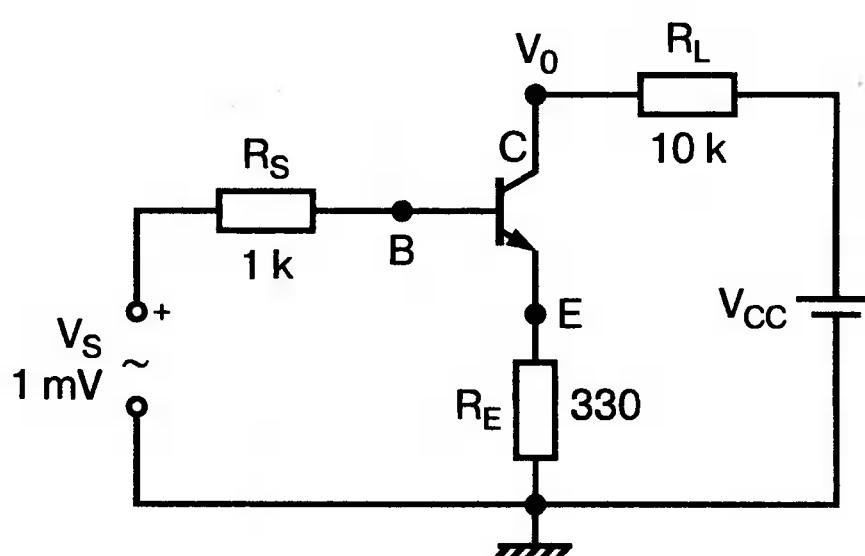
току $A_I = I_L / I_b = -38,46$. Из полного входного сопротивления $R'_i = 10,34 \text{ кОм}$ вычислим входное сопротивление со стороны базы, а из полного выходного сопротивления $R'_o = 2,834 \text{ кОм}$ вычислим выходное сопротивление без учета R_L . Они должны составлять $R_i = 340 \text{ Ом}$ и $R_o = 3,95 \text{ кОм}$. Если вы решили эту задачу с использованием теоремы Миллера, то сможете оценить, насколько проще получение того же результата при использовании PSpice. Чтобы не допустить ошибок при решении методом Миллера, необходимо быть очень внимательным.

Сравните результаты этого анализа с результатами для базового усилителя ОЭ (без шунтирующего резистора). Обратите внимание, что включение резистора вызывает увеличение входного и выходного сопротивлений. На рис. 3.16 приведен выходной файл.

Дуальная теорема Миллера



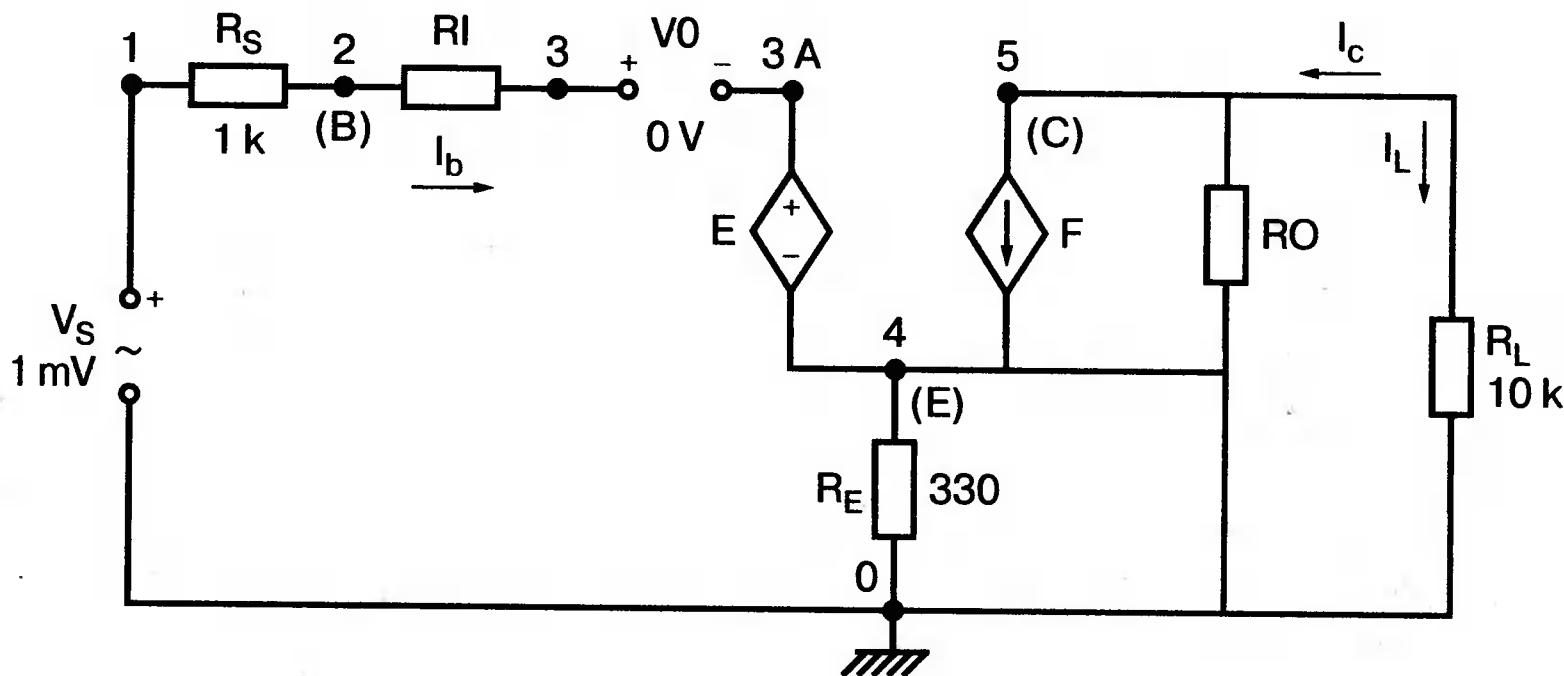
Схемы другой конфигурации часто анализируются с использованием дуальной теоремы Миллера. На рис. 3.17 эмиттерный резистор R_e заменен двумя другими резисторами (один последовательно с базой, другой последовательно с коллектором). Если вы знакомы с этой методикой, используйте ее для решения этого примера, чтобы оценить ее преимущества. Затем сравните результаты с полученными при использовании PSpice.



■ Рис. 3.17. Усилитель ОЭ с резистором эмиттера

При анализе на PSpice вы не должны заменять R_e . Схема, использующая модель в h -параметрах, показана на рис. 3.18. Входной файл имеет следующий вид:

```
Common-Emitter Amplifier with Emitter Resistor
VS 1 0 1mV
VO 3 3A 0
E 3A 4 5 4 2.5E-4
F 5 4 V0 50
RS 1 2 1k
RI 2 3 1.1k
RO 5 4 4 0k
RL 5 0 10k
RE 4 0 330
.OP
.OPT porage
.TF V(5) VS
.END
```



■ Рис. 3.18. Модель усилителя ОЗ с резистором в цепи эммитера для анализа на PSpice

Common-Emitter Amplifier with Emitter Resistor

**** CIRCUIT DESCRIPTION

```
VS 1 0 1mV
VO 3 3A 0
E 3A 4 5 4 2.5E-4
F 5 4 VO 50
RS 1 2 1k
RI 2 3 1.1k
RO 5 4 40k
RL 0 10k
RE 4 0 330
.OP
.OPT nopage
.TF V(5) VS
.END
```

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
------	---------	------	---------	------	---------	------	---------

(1)	0.010	(2)	935.2E-06	(3)	864.0E-06	(4)	670.6E-06
(5)	-.0257	(3A)	864.0E-06				

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
------	---------

VS	-6.477E-08
VO	6.477E-08

TOTAL POWER DISSIPATION 6.48E-11 WATTS

**** VOLTAGE-CONTROLLED VOLTAGE SOURCES

NAME	E
------	---

V-SOURCE -6.651E-06
I-SOURCE 6.477E-08

CURRENT-CONTROLLED CURRENT SOURCES

NAME	
------	--

I-SOURCE 3.239E-06

**** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

■ Рис. 3.19. Выходной файл с результатами анализа схемы на рис. 3.18

```

V(5)/VS = -2.574E+01
INPUT RESISTANCE AT VS = 1.544E+04
OUTPUT RESISTANCE AT V(5) = 9.752E+03

```

■ Рис. 3.19. Продолжение

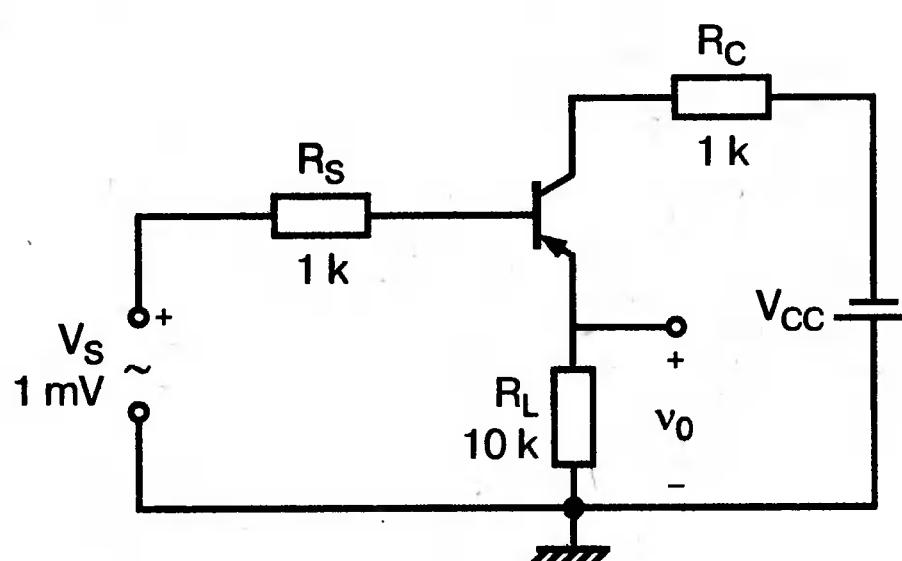
Выполните анализ, получите распечатку выходного файла и убедитесь, что полный коэффициент усиления по напряжению: $A_V = V(5)/VS = -25,74$; $R_i' = 15,44 \text{ кОм}$ и $R_o = 9,752 \text{ кОм}$. Вычислите и проверьте также параметры: A_V (со стороны базы) = 27,5; $A_I = I_L/I_b = 39,7$; R_i = 14,44 кОм (со стороны базы) и $R_o = 393 \text{ кОм}$ (без учета R_L).

При этом анализе особый интерес представляет влияние R_e на R_i и R_o : R_i находится путем умножения на коэффициент $(1 + h_{fe})R_e$. Коэффициент усиления по напряжению обычно приблизительно соответствует выражению R_L/R_E . Выясните, насколько точно это для данного примера. На рис. 3.19 показан выходной файл.

СХЕМА С ОБЩИМ КОЛЛЕКТОРОМ, ВКЛЮЧАЮЩАЯ КОЛЛЕКТОРНЫЙ РЕЗИСТОР



Другая схема, представляющая интерес, является разновидностью обычной схемы с ОК. Она содержит внешний коллекторный резистор, добавленный для защиты транзистора от короткого замыкания резистора в цепи эмиттера. Этот вариант схемы приведен на рис. 3.20, а модель PSpice показана на рис. 3.21. Если вы хотите анализировать эту схему вручную, присутствие R_C представляет проблему, которая могла бы потребовать применения дуальной теоремы Миллера.



■ Рис. 3.20. Схема усилителя ОК с резистором в цепи коллектора

Обращение к формулам утомительно и не слишком способствует пониманию работы схемы. Рассмотрите входной файл, затем сравните результаты выходного файла с полученными для усилителя без R_C .

```

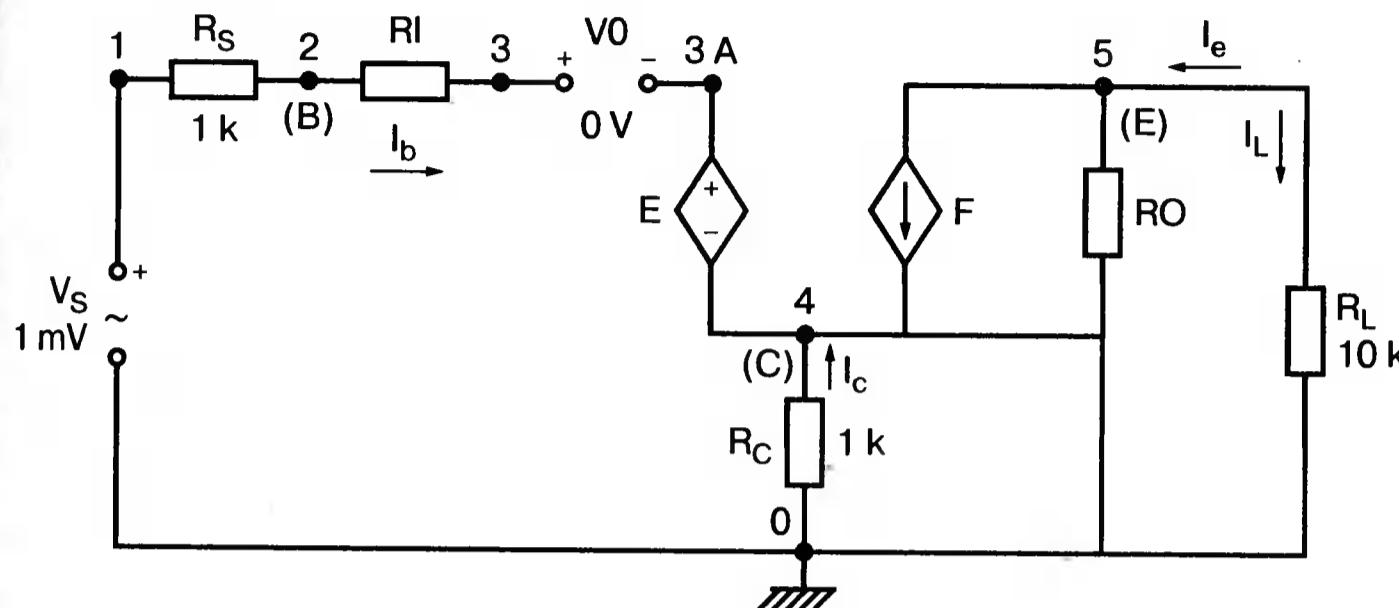
Common-Collector Circuit with Collector Resistor
VS 1 0 imV
VII 3 3A 0
E 3A 4 5 4 1
P 5 4 V0 -51
RS 1 2 1k
RI 2 3 1.1k
RC 4 0 1k

```

```

RO 5 4 40k
RL 5 0 10k
.OP
.OPT nopage
.TF V(5) VS
.END

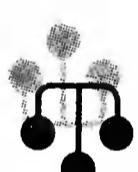
```



■ Рис. 3.21. Модель усилителя ОК с резистором в цепи коллектора для анализа на PSpice

Выполните анализ и сравните результаты с теми, что получены для простого усилителя ОК. Вы увидите, что коэффициент усиления по напряжению почти идентичен в обоих случаях и что входное и выходное сопротивления изменяются также немного. Мы установили, что введение R_C в схему почти не влияет на ее работу.

УСИЛИТЕЛИ С ВЫСОКИМ ВХОДНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

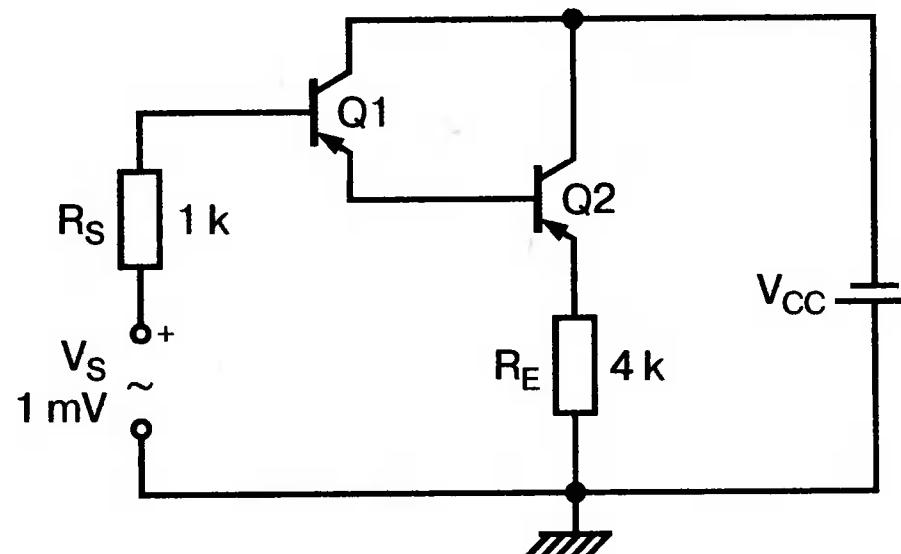


Если вам необходим усилитель с высоким входным сопротивлением, можно применить схему Дарлингтона (рис. 3.22). Эта схема состоит из двух транзисторов с объединенными коллекторами, размещаемых часто в одном корпусе. Можно считать, что в цепь эмиттера первого каскада включен бесконечно большой внешний резистор $R_{e1} = \infty$. Использование модели с h -параметрами для каскадов ОК приводит к модели, показанной на рис. 3.23, которой соответствует входной файл:

```

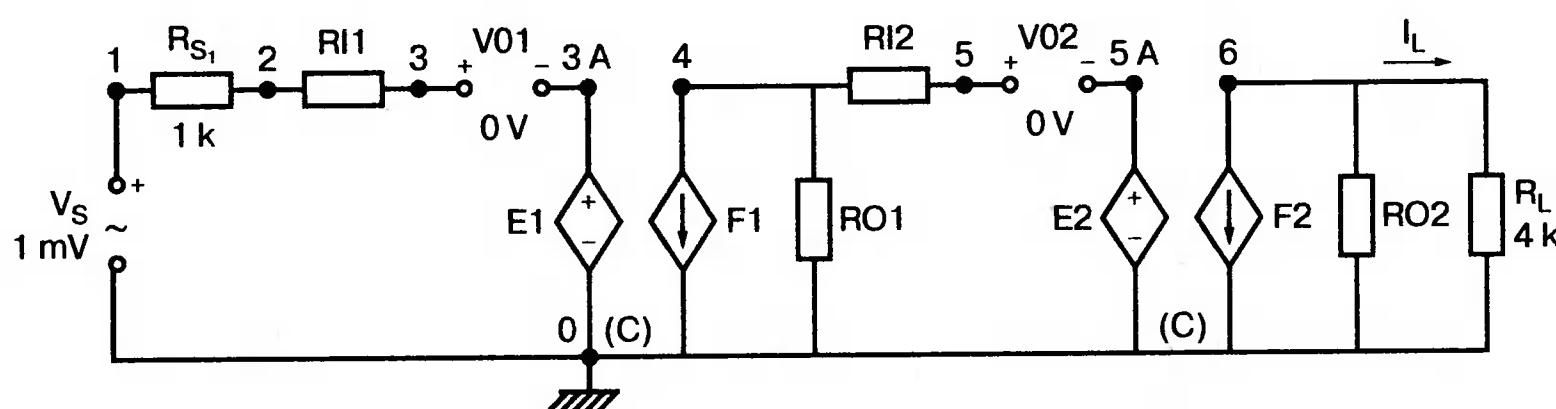
Darlington-Pair (High-Input-Resistance) Amplifier
VS 1 0 1mV
V01 3 3A 0
V02 5 5A 0
E1 3A 0 4 0 1
E2 5A 0 6 0 1
F1 4 0 V01 -51
F2 6 0 V02 -51
RS 1 2 1k
RI1 2 3 1.1k
R01 4 0 40k
RI2 4 5 1.1k
R02 6 0 40k
RL 6 0 4k
.OP
.OPT nopage
.IF V(6) VS
.END

```



■ Рис. 3.22. Применение схемы Дарлингтона для получения высокого выходного сопротивления

Выполните анализ и убедитесь, что коэффициент усиления по напряжению $V(6)/V_S = 0,9929$; $R'_i = 1,682 \text{ МОм}$ и $R'_o = 22,24 \text{ Ом}$. Из вычислений следует, что $R'_i = 1,681 \text{ МОм}$ относительно базы первого транзистора Q_1 и что $R_o = 22,36 \text{ Ом}$ (без учета R_L). Также найдите параметр $A_I = I_L/I_b = 417,5$, который намного выше, чем для однокаскадного усилителя ОК. В этом анализе мы считали, что h -параметры для обоих каскадов одни и те же. В действительности, токи смещения первого каскада меньше, чем у второго. На рис. 3.24 показан выходной файл.



■ Рис. 3.23. Модель с h -параметрами для схемы Дарлингтона

■ Рис. 3.24. Выходной файл при анализе схемы Дарлингтона

```
**** 06/22/99 14:59:01 **** Evaluation PSpice (Nov 1998) ****
Darlington-Pair (High-Input_Resistance) Amplifier
***** CIRCUIT DESCRIPTION *****

VS 1 0 1mV
V01 3 3A 0
V02 5 5A 0
E1 3A 0 4 0 1
E2 5A 0 6 0 1
F1 4 0 V01 -51
F2 6 0 V02 -51
RS 1 2 1k
RI1 2 3 1.1k
RO1 4 0 40k
RI2 4 5 1.1k
RO2 6 0 40k
RL 6 0 4k
.OP
.OPT porage
.TF V(6) VS
.END

NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) .0010 ( 2) 999.4E-06 ( 3) 998.8E-06 ( 4) 998.8E-06
( 5) 992.9E-06 ( 6) 992.9E-06 ( 3A) 998.8E-06 ( 5A) 992.9E-06
```

```

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
VS        -5.946E-10
V01       5.946E-10
V02       5.354E-09

TOTAL POWER DISSIPATION 5.95E-13 WATTS

**** VOLTAGE-CONTROLLED VOLTAGE SOURCES

NAME      E1          E2
V-SOURCE  9.988E-04  9.929E-04
I-SOURCE  5.946E-10  5.354E-09

**** CURRENT-CONTROLLED CURRENT SOURCES

NAME      F1          F2
I-SOURCE -3.032E-08 -2.730E-07

**** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS
V(6)/VS = 9.929E-01

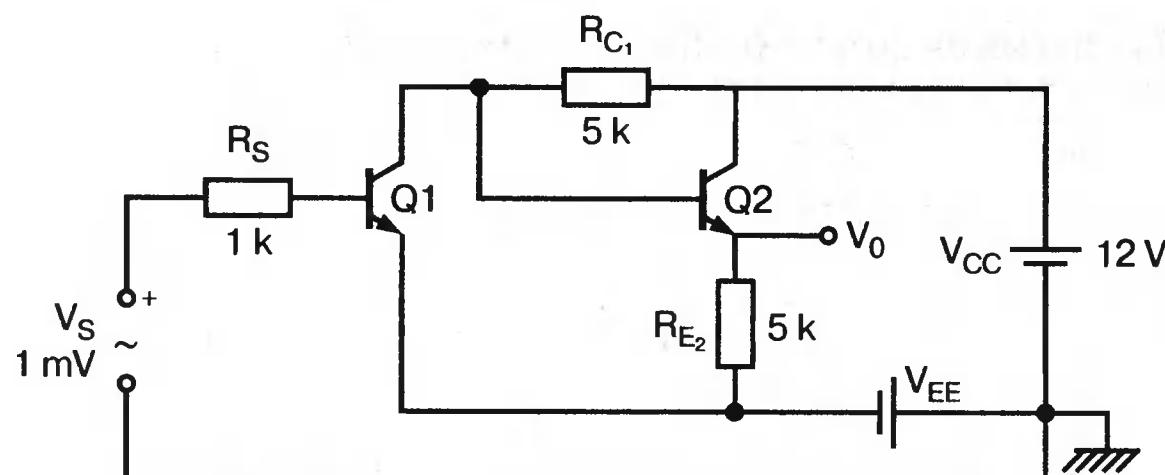
INPUT RESISTANCE AT VS = 1.682E+06
OUTPUT RESISTANCE AT V(6) = 2.224E+01

```

■ Рис. 3.24. Продолжение

ДВУХКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

При использовании PSpice расчет двухкаскадных усилителей очень прост, и результат получается быстрее, чем при расчете с использованием формул, который утомителен и требует сосредоточенности, чтобы не допустить ошибки. Понимая основные принципы анализа усилителя, вы можете без колебаний использовать PSpice для анализа многокаскадных схем. В качестве иллюстрации рассмотрим двухкаскадный усилитель, содержащий каскады с ОЗ и ОК, показанный на схеме рис. 3.25.



■ Рис. 3.25. Двухкаскадный усилитель с каскадами ОЗ и ОК

Входной сигнал подается на базу первого транзистора. Выходной сигнал первого каскада подается с коллектора непосредственно на базу транзистора второго каскада, выходной сигнал которого снимается с эмиттерного резистора R_{e2} . На рис. 3.26 показаны h -параметры, которые несколько отличаются от приведенных в предшествующих примерах. Входной файл имеет следующий вид:

```

Two-Stage Amplifier;CE and CC Stages
VS 1 0 1mV
V01 3 ZA O

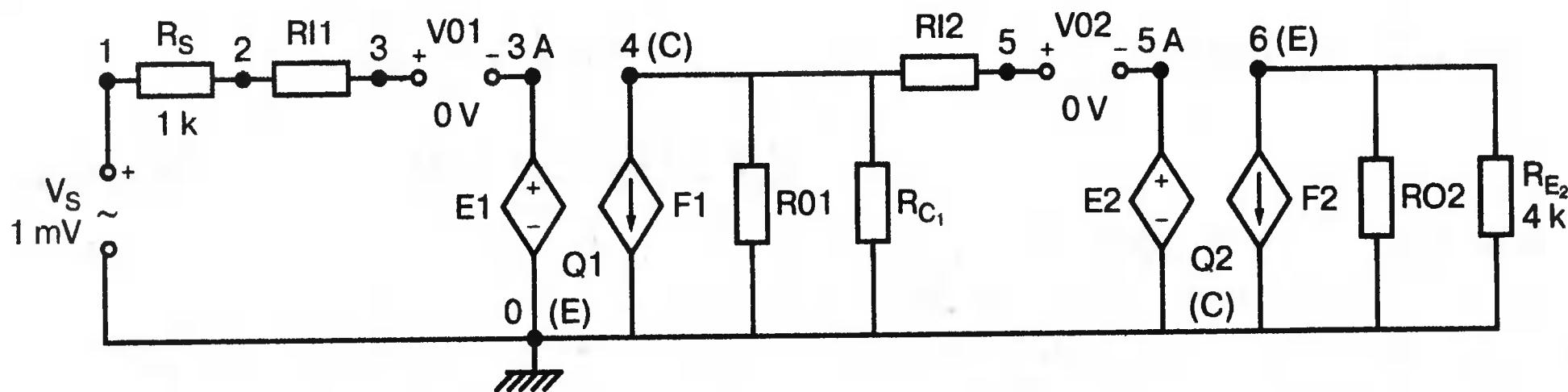
```

```

V02 5 5A 0
E1 3A 0 4 0 6E-4
F1 4 V01 50
E2 5A 0 6 0 1
F2 6 0 V02 -51
RS 1 2 1k
RI1 2 3 2k
R01 4 0 40k
RC1 4 0 5k
RI2 4 5 2k
R02 6 0 40k
RE 2 6 0 5k
.OP porage
.OPT
.TF V{6} VS
.END

```

После выполнения анализа убедитесь, что полный коэффициент усиления по напряжению $V(6)/VS = -75,31$; $AI = I_L/I_b1 = -43,2$ и $R_i = 1,869 \text{ к}\Omega$ (со стороны базы Q_1), и $R_o = 130 \Omega$. На рис. 3.27 показан выходной файл.



■ Рис. 3.26. Двухкаксадный усилитель с каскадами ОЭ и ОК

```

***** 09/15/05 17:02:35 ***** Evaluation PSpice (Nov 1999) *****
Two-Stage Amplifier;CE and CC Stages

VS 1 0 1mV
V01 3 3A 0
V02 5 5A 0
E1 3A 0 4 0 6E-4
F1 4 0 V01 50
E2 5A 0 6 0 1
F2 6 0 V02 -51
RS 1 2 1k
RI1 2 3 2k
R01 4 0 40k
RC1 4 0 5k
RI2 4 5 2k
R02 6 0 40k
RE2 6 0 5k
.OP
.OPT porage
.TF V(6) VS

```

■ Рис. 3.27. Результаты анализа схемы на рис. 3.26 на PSpice

```
.END
```

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	.0010	(2)	651.5E-06	(3)	-45.58E-06	(4)	-.0760
(5)	-.0753	(6)	-.0753	(3A)	-45.58E-06	(5A)	-.0753

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
VS	-3.485E-07
V01	3.485E-07
V02	-3.322E-07

TOTAL POWER DISSIPATION 3.49E-10 WATTS

***** VOLTAGE-CONTROLLED VOLTAGE SOURCES

NAME	E1	E2
V-SOURCE	-4.558E-05	-7.531E-02
I-SOURCE	3.485E-07	-3.322E-07

***** CURRENT-CONTROLLED CURRENT SOURCES

NAME	F1	F2
I-SOURCE	1.743E-05	1.694E-05

***** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

$V(6)/VS = -7.531E+01$

INPUT RESISTANCE AT VS = 2.869E+03

OUTPUT RESISTANCE AT V(6) = 1.267E+02

■ Рис. 3.27. Продолжение

УПРОЩЕННАЯ МОДЕЛЬ С *h*-ПАРАМЕТРАМИ

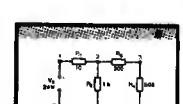


Предыдущие примеры были основаны на полной модели в *h*-параметрах для транзистора, которая обычно используется для анализа при малом низкочастотном сигнале. Для анализа ряда транзисторных схем можно использовать также упрощенную модель в *z*-параметрах. В этой модели используются только параметры h_{fe} и h_{ie} , другие *h*-параметры опущены. При использовании упрощенной модели на PSpice результаты получаются менее точными. Ошибка часто достигает 10% и более.

Тем не менее приведем анализ с упрощенной моделью для усилителя ОЭ, чтобы показать, что этот инструмент также доступен. Не забудьте, что значения h_{fe} и h_{ie} используются для всех трех конфигураций схем с ОЭ, ОБ и ОК.

Анализ усилителя с общим эмиттером, использующий упрощенную модель с *h*-параметрами

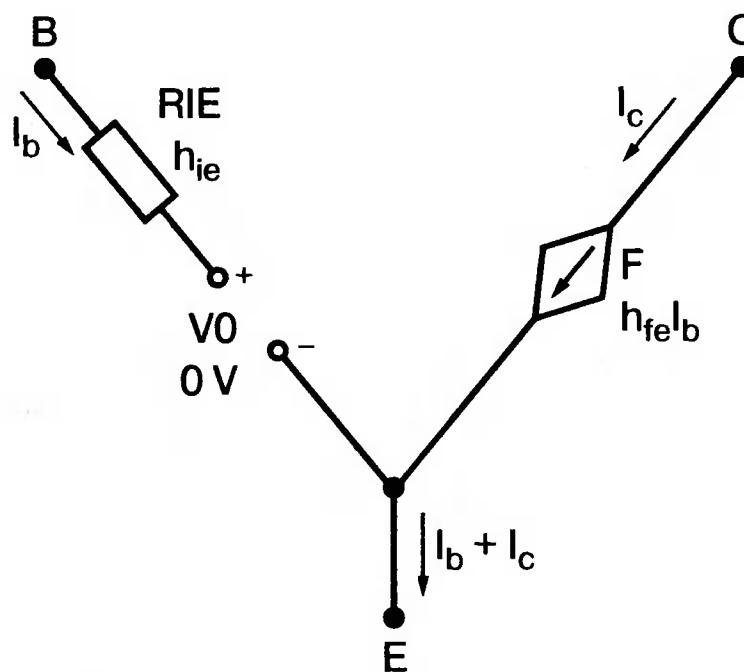
На рис. 3.28 показана упрощенная модель для использования в PSpice, на рис. 3.29 – схема ОЭ, использующая эту модель. Входной файл для анализа приведен далее:



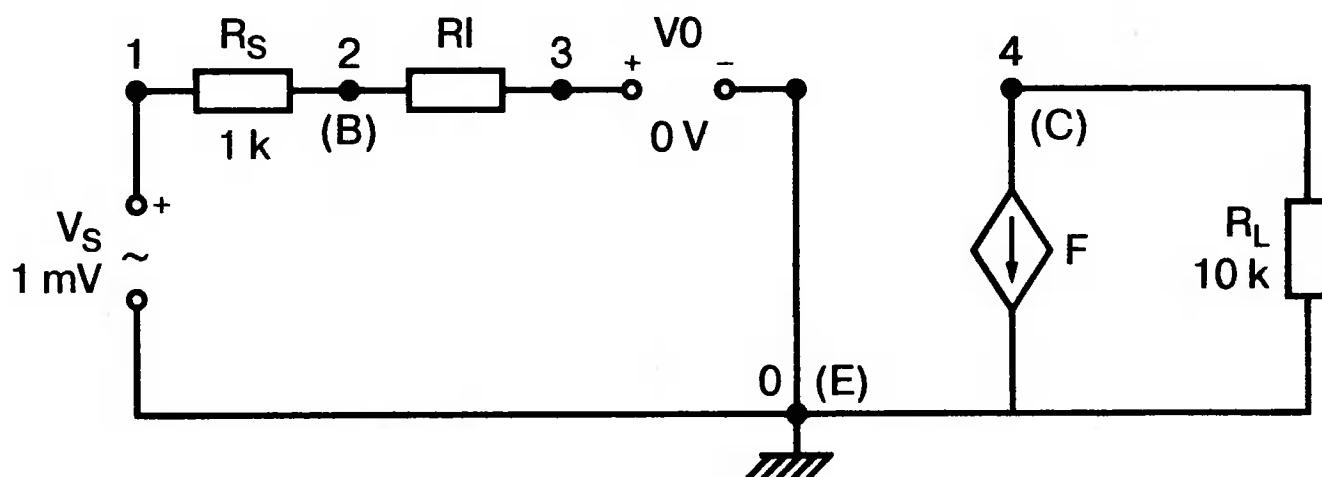
```

Simplified h-Parameter Analysis
VS 1 0 1mV
VO 3 0 OV
F 4 0 VO 50
RS 1 2 1k
RI 2 3 1.1КБ
RL 4 0 10КБ
.OP
.OPT nopage
.TF V (4) VS
.END

```



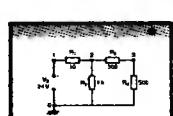
■ Рис. 3.28. Упрощенная модель в z-параметрах



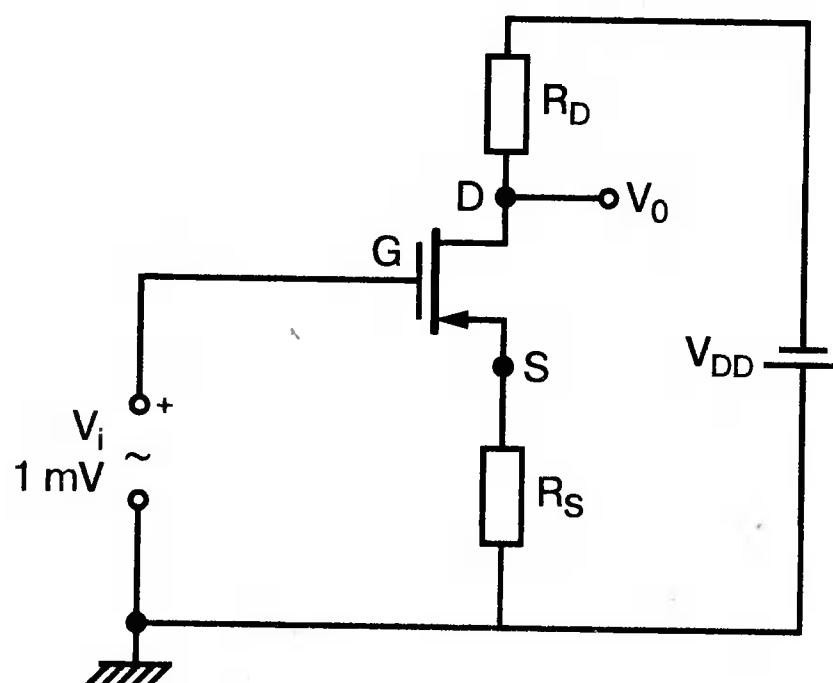
■ Рис. 3.29. Схема усилителя ОЗ, использующая упрощенную модель в z-параметрах

Вы можете легко предсказать результаты этого анализа, воспользовавшись ручным расчетом. Сравните ваши предсказания с ответами, полученными на PSpice.

Транзисторные усилители на полевых транзисторах

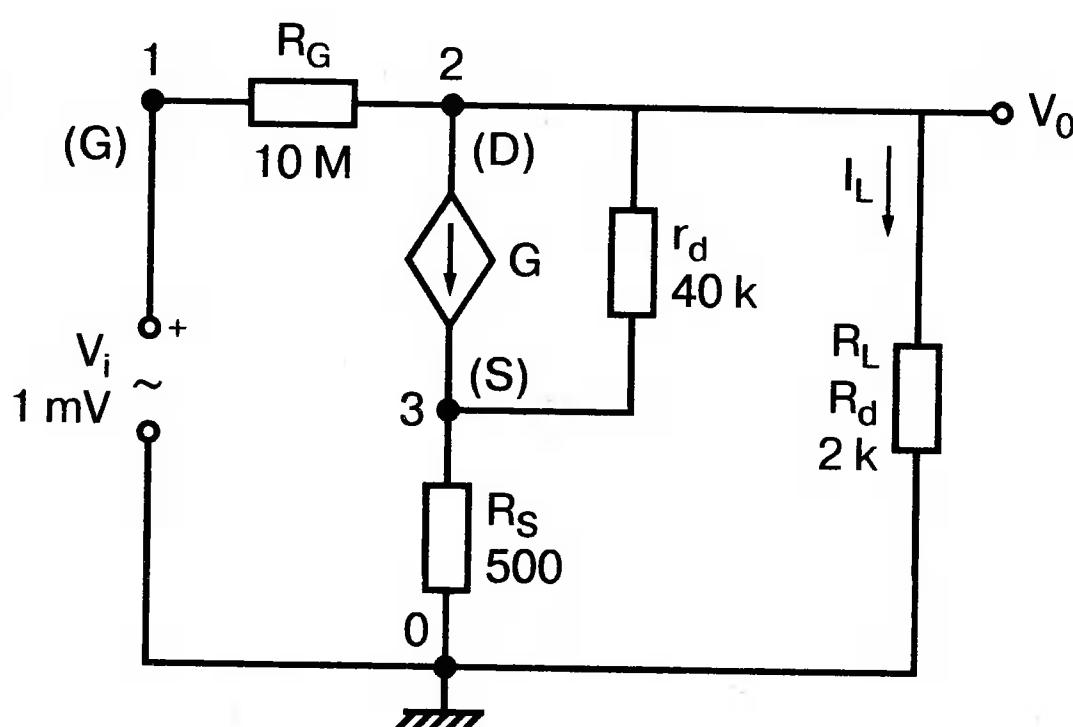


Усилитель на полевом транзисторе (*FET*) зачастую достаточно прост и не требует компьютерного анализа. Однако в тех случаях, когда в схеме имеются дополнительные резисторы (R_d или R_s), расчет усложняется. Наш первый пример относится к усилителю с общим истоком на *FET* с выходным сигналом, снимаемым с резистора R_d , включенного в цепь стока. В цепь истока включено дополнительное сопротивление — R_s . На рис. 3.30 показана схема усилителя, на рис. 3.31 — модель. На основе сведений о полевых транзисторах, полученных в теоретическом курсе, предскажите, какими будут коэффициент усиления по напряжению и ток нагрузки.



■ Рис. 3.30. Схема с общим стоком с R_s

Часто в моделях имеется «висящий» вход (управляющий электрод не подключен), но такие схемы не могут анализироваться на PSpice. Выход состоит в том, чтобы подключить высокоомный резистор между управляющим электродом и стоком. В нашем примере $R_{GD} = 10 \text{ МОм}$; $g_m = 2 \text{ мС}$; $r_d = 40 \text{ кОм}$; $R_L = 2 \text{ кОм}$; $R_s = 500 \text{ Ом}$, входное напряжение составляет 1 мВ. Входной файл принимает вид:



■ Рис. 3.31. Схема с общим стоком, содержащая R_s и модель на PSpice

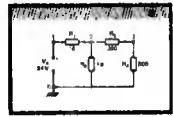
```

Common-Source FET with RS
VI 1 0 1mV
G 2 3 1 3 2mS
RD 2 3 40KB
RL 2 0 2KB
RS 3 0 500
RG 1 2 10MEG
.OP
.OPT porage
.TF V (2) VI
.END

```

После выполнения анализа убедитесь, что $V(2)/VI = -1,939$ и $R'_o = 1,95 \text{ кОм}$. С помощью вычислений покажите, что $R'_o = 79,6 \text{ кОм}$ и $I_L = -950 \text{ нА}$.

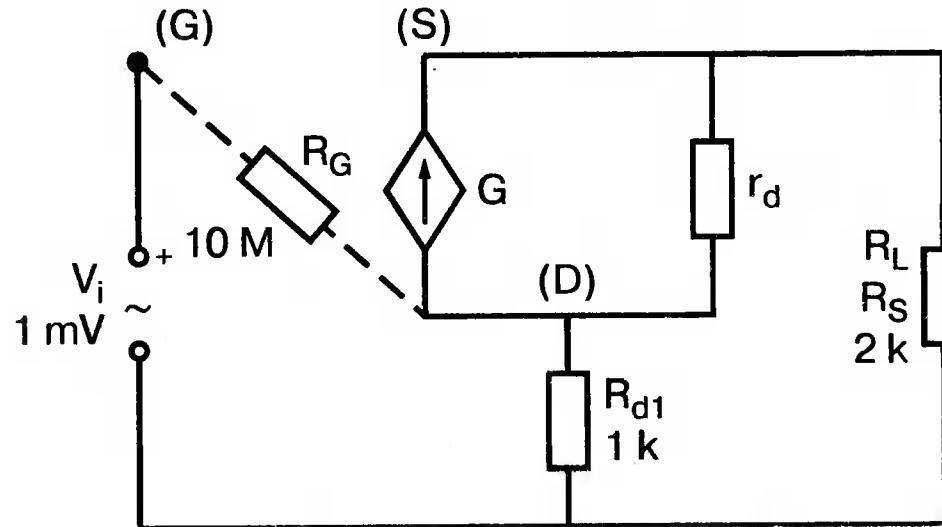
Усилители с общим стоком на полевых транзисторах с внешним резистором стока



На рис. 3.30 приведена схема усилителя с общим стоком, в которой выходной сигнал снимается с резистора R_s . Предположим, что R_d все еще включен в схему. Модель для PSpice, показанная в рис. 3.32, отражается следующим входным файлом:

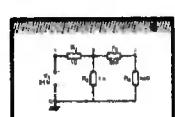
```
Common-Drain FET with Drain Resistor
VI 1 0 1mV
G 3 2 1 2 2mS
RD 2 3 40KB
RDI 3 0 1k
RS 2 0 2KB
RG 1 3 10MEG
.OP
.OPT nopage
.TF V (2) VI
.END
```

Попробуйте с помощью теоретического анализа предсказать величину коэффициента усиления, затем выполните анализ на PSpice и убедитесь, что $V(2)/VI = 0,7882$ и $R'_0 = 403,9$ Ом. Вычислите $R_0 = 506$ Ом и $I_L = 394$ нА.



■ Рис. 3.32. Схема усилителя на полевом транзисторе с общим стоком и резистором в цепи стока

Частотная характеристика усилителя на полевых транзисторах



При использовании усилителя на полевом транзисторе в широком диапазоне частот необходимо учитывать внутренние емкости транзисторов. На рис. 3.33 приведена модель усилителя с общим истоком (*ОИ*), включающая емкости C_{gd} , C_{gs} и C_{ds} . Обычно они малы. В нашем примере для них выбраны следующие значения: $C_{gs} = 3$ пФ; $C_{ds} = 1$ пФ; $C_{gd} = 2,8$ пФ. Другие исходные значения равны: $g_m = 1,6$ мС; $r_d = 44$ кОм; $R_s = 1$ кОм и $R_L = 100$ кГц. Для анализа на PSpice выберем частотный диапазон от 100 Гц до 100 кГц. Емкости будут влиять на процессы только на высоких частотах. Входной файл имеет следующий вид:

Common-Source Amplifier; High-Frequency Model

VI 1 0 AC 1mV

G 3 0 2 0 1.6mS

RD 3 0 44k

RL 3 0 100k

RS 1 2 1k

CGS 2 0 3pF

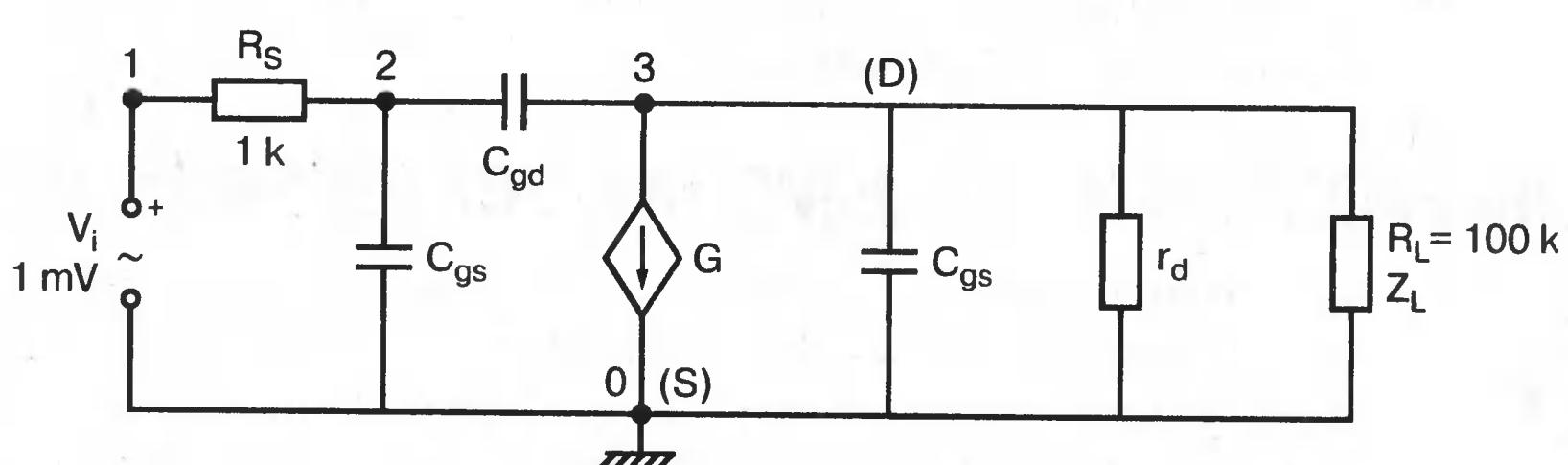
CGD 2 3 2.8pF

CDS 3 0 1pF

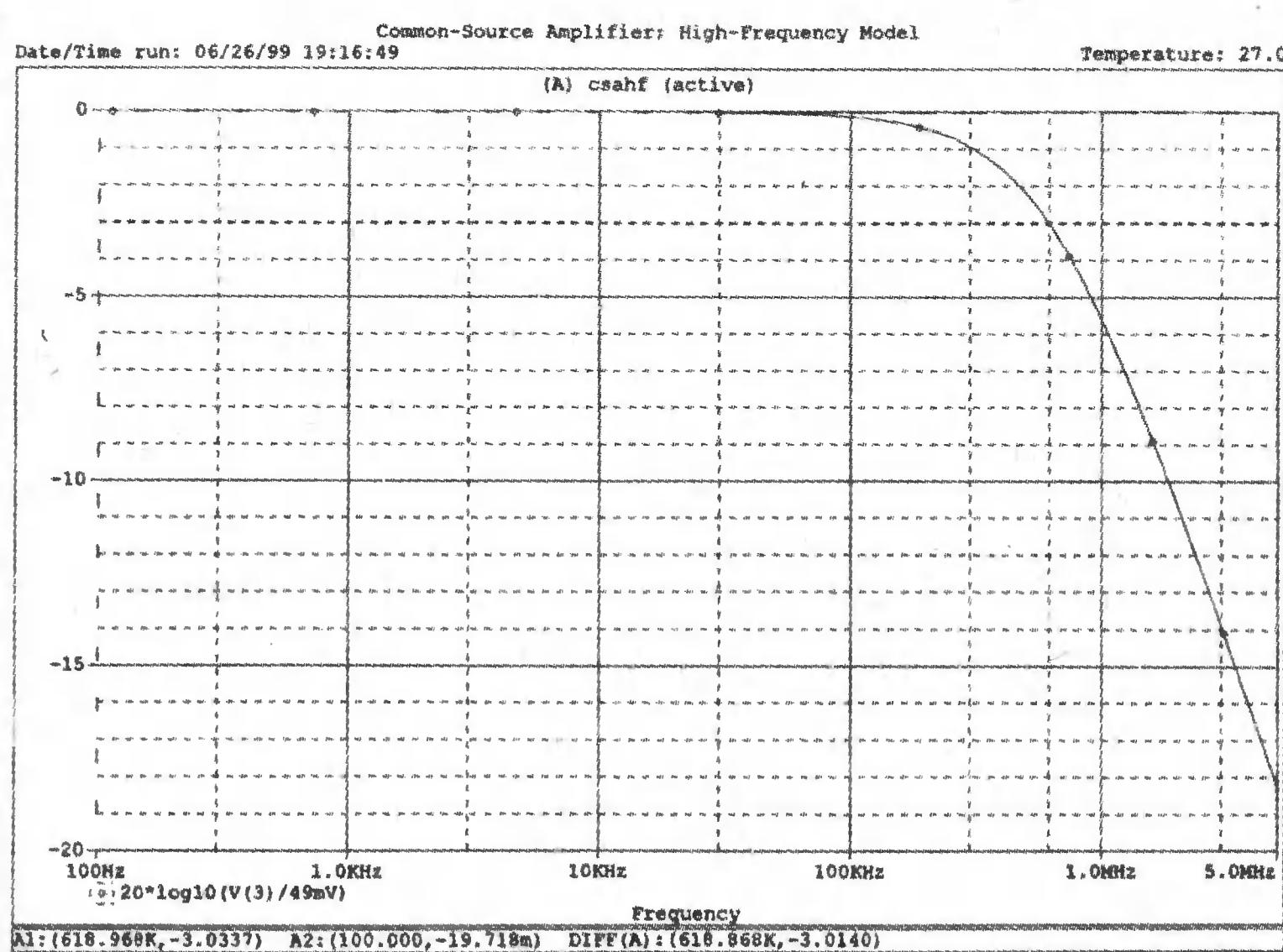
.AC DEC 2 0 100 10MEG

.PROBE

.END



■ Рис. 3.33. Высокочастотная модель усилителя ОИ



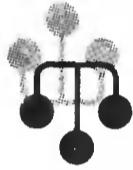
■ Рис. 3.34. Выходной файл при анализе схемы на рис. 3.33

Выполните анализ и получите распечатку результатов, проведите частотный анализ в Probe, используя логарифмическую шкалу частот по оси X и выведя $V(3)$ на оси Y . Можете ли вы установить, при какой частоте выходное напряжение существенно снижается? Поскольку это не график Боде, эту частоту трудно определить. Удалите этот график и получите новый, логарифмический, график, соответствующий уравнению

$$20 \cdot \lg (V(3) / 49 \text{ мВ}).$$

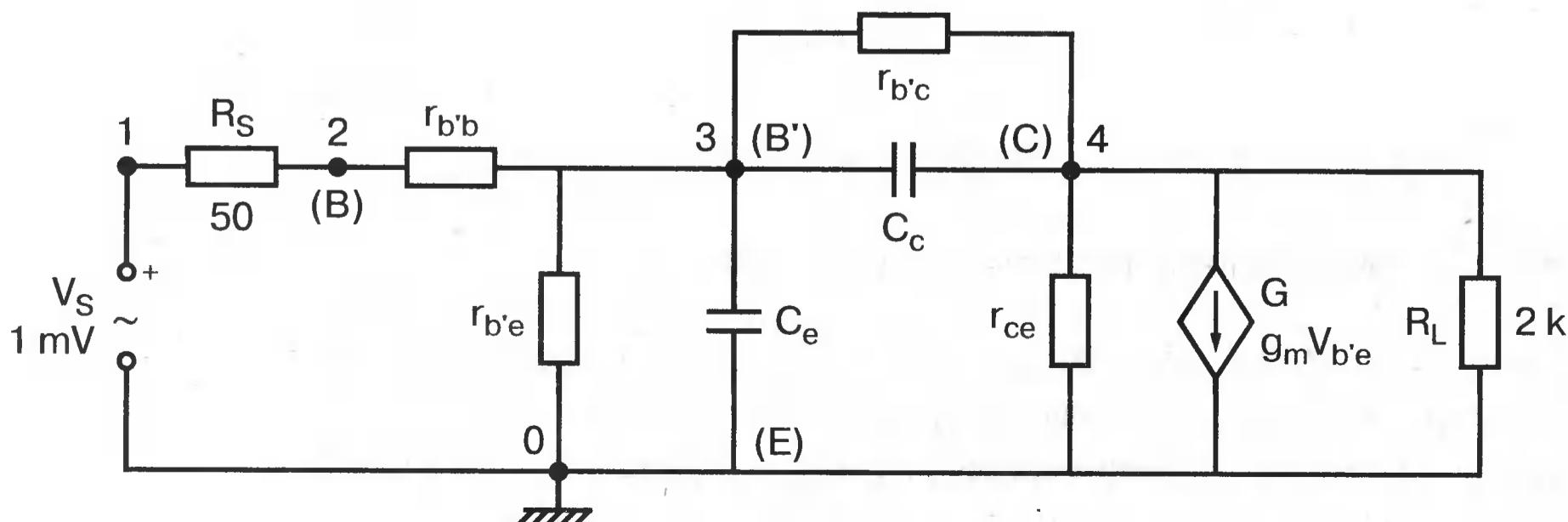
Теперь мы получили график Боде в стандартной форме. В формуле значение 49 мВ представляет собой коэффициент усиления на средних частотах, показанный на первом графике. Мы использовали это значение, чтобы нормализовать график. Вертикальная ось теперь имеет начальную отметку в верхней части шкалы и диапазон от -5 до -30. Измените шкалу по оси X , чтобы показать частотный диапазон от 100 Гц до 5 МГц. Используйте курсор, чтобы убедиться, что ослабление в 3 дБ достигается при частоте $f = 619$ кГц. Получите распечатку и проведите касательные к обеим линейным частям кривой. Координата точки, где эти линии пересекутся, будет соответствовать значению 3 дБ. График приведен на рис. 3.34.

МОДЕЛЬ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА ДЛЯ ВЫСОКИХ ЧАСТОТ



Для анализа схем ОЭ мы часто используем гибридную π -модель. На рис. 3.35 показана эта модель с внешними компонентами V_s , R_s и R_L . В эту модель введен дополнительный узел B' , чтобы отразить поведение транзистора на высоких частотах. Элементы, используемые в этой модели: резисторы r_{ce} , $r_{bb'}$, $r_{b'e}$ и $r_{b'c}$ и конденсаторы C_c и C_e . Коэффициент усиления представляется источником тока, управляемым напряжением (ИТУН), $g_m V_{b'e}$. На рис. 3.35 показаны значения, используемые в этом примере. Они соответствуют следующему входному файлу:

```
High-Frequency Model of Bipolar-Junction Transistor
VS 1 0 AC 1mV
G 4 0 3 0 50mS
RS 1 2 50
RBB 2 3 100
RBE 3 0 1k
RBC 3 4 4MEG
RCE 4 0 80k
RL 4 0 2k
CE 3 0 100pF
CC 3 4 3pF
.AC DEC 50 100k 10MEG
.PROBE
.END
```

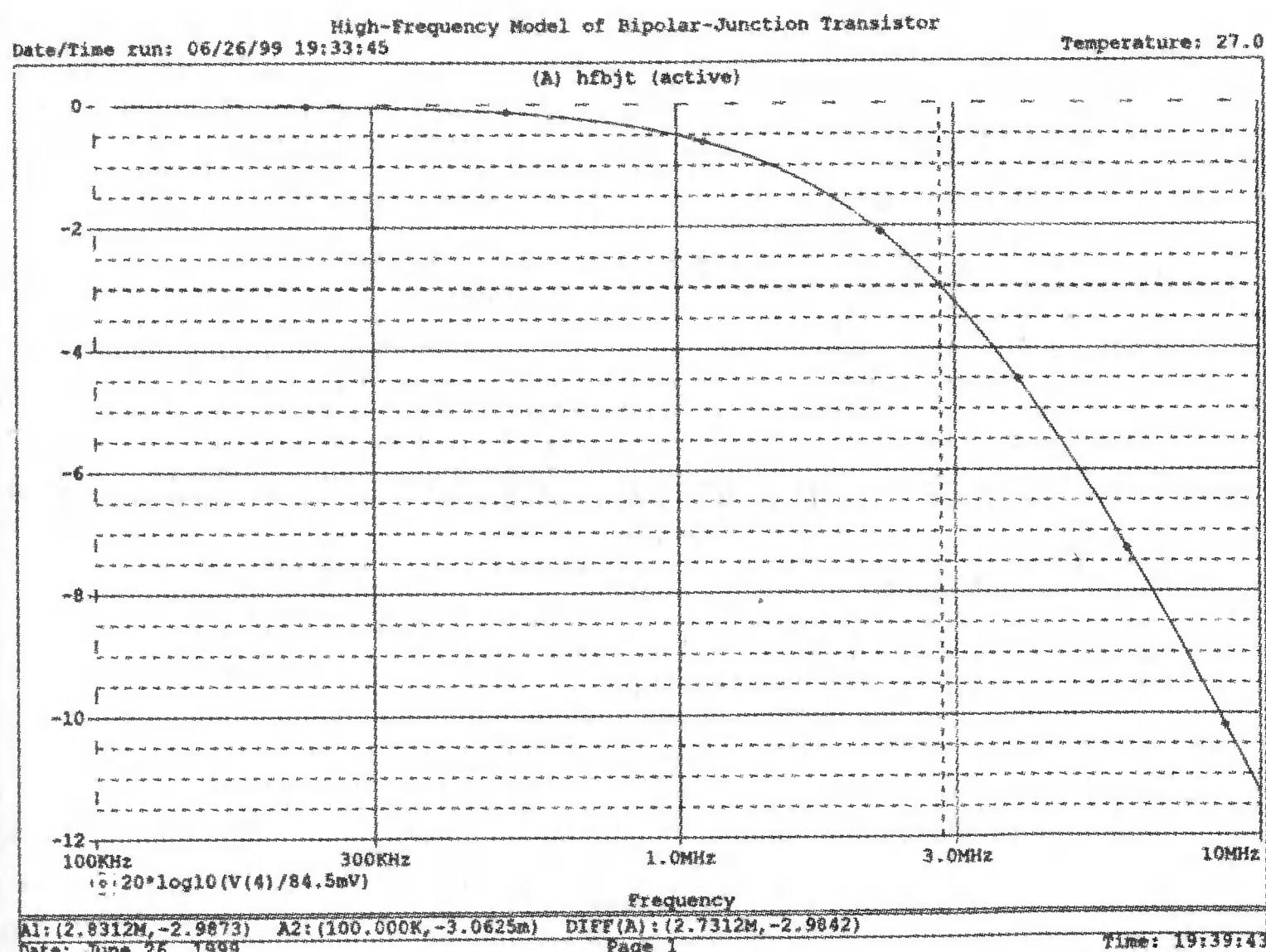


■ Рис. 3.35. Гибридная π -модель биполярного транзистора

Выполните анализ и определите выходное напряжение на средних частотах $V(4)$. Убедитесь, что оно приблизительно равно 85 мВ. Затем получите график

$$20 \cdot \lg(V(4)/84,5\text{mV}).$$

График показан на рис. 3.36. Он позволит вам найти точку, соответствующую 3 дБ. Убедитесь, что при этом частота равна $f = 2,8$ МГц.



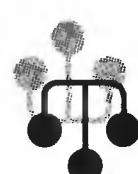
■ Рис. 3.36. Выходной файл для рис. 3.35

Трудно получить уравнения, необходимые для правильного решения задач такого типа, и решить их, поскольку схема имеет четыре независимых узла и содержит сложные элементы. В данном случае применение такого мощного инструмента, как PSpice, совершенно оправдано. Если нет необходимости в большой точности расчетов, то вместо этого часто используются более простые модели.

ЭМИТТЕРНЫЙ ПОВТОРИТЕЛЬ ПРИ РАБОТЕ НА ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ

Рассмотрим теперь другую разновидность высокочастотного анализа. Эта схема включает полное сопротивление нагрузки Z_L , состоящее из R_L и C_L . Усилитель имеет низкое выходное сопротивление и используется как драйвер для емкостной нагрузки. На рис. 3.37 показана схема с гибридной π -моделью. Отметим, что стрелка тока внутри источника G по-прежнему направлена к эмиттерному узлу. Входной файл имеет вид:

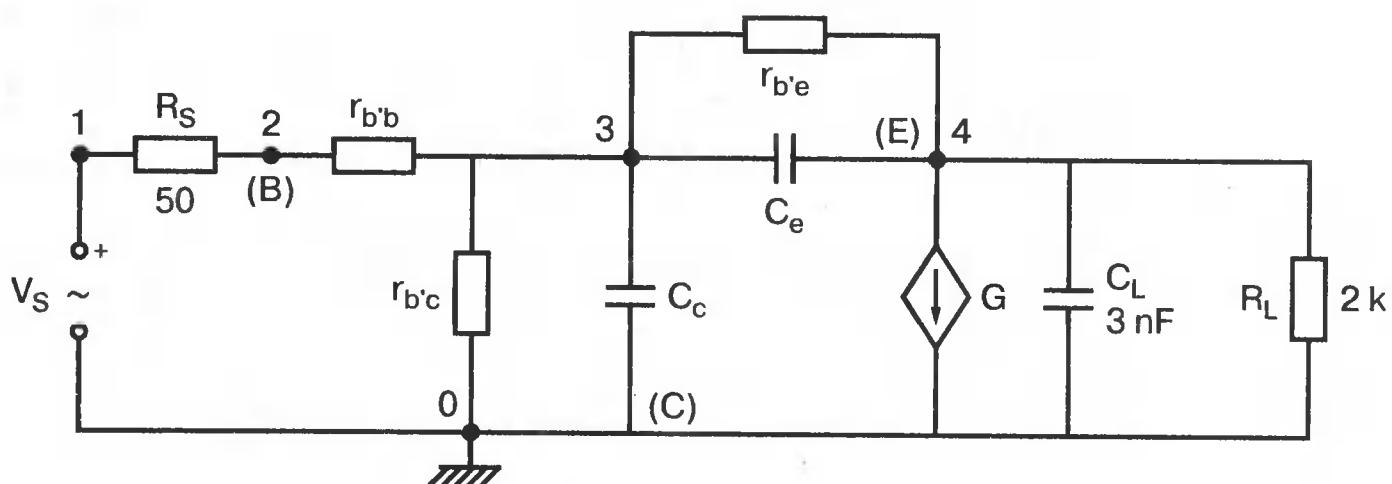
```
Emitter Follower High-Frequency Model
VS 1 0 AC 1mV
G 0 4 3 4 50mS
RS 1 2 50
```



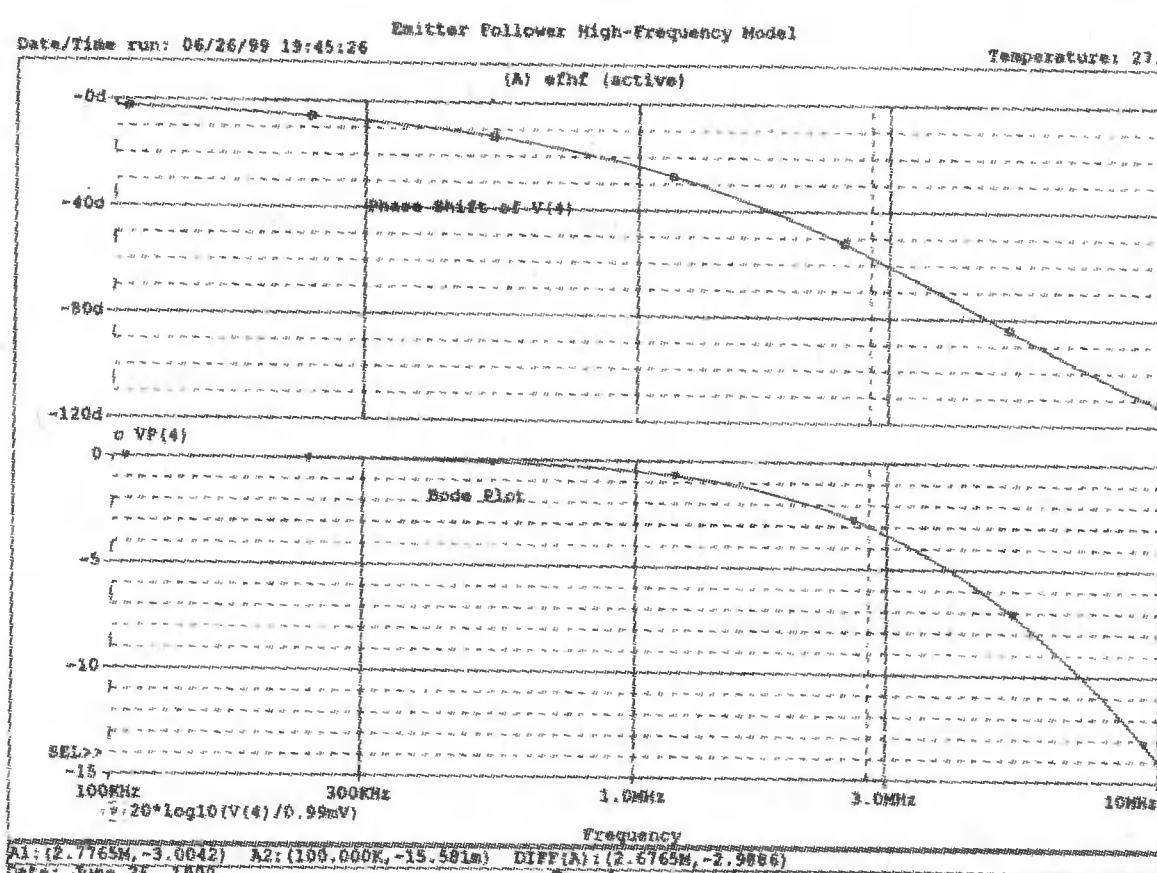
```

RBB 2 3 100
RBE 3 4 1k RBC 3 0 4MEG
RL 4 0 2k
CL 4 0 3nF
CC 3 0 3pF
CE 3 4 100pF
.AC DEC 50 100k 10MEG
.PROBE
.END

```



■ Рис. 3.37. Гибридная π -модель эмиттерного повторителя с емкостной нагрузкой



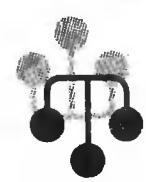
■ Рис. 3.38. Выходной файл для схемы на рис. 3.37

Выполните анализ, затем получите график для $V(4)$. Обратите внимание, что коэффициент усиления немного меньше единицы, как и ожидается для эмиттерного повторителя. Чтобы получить график Боде, используйте функцию

$$20 \cdot \lg (V(4) / 0.99\text{mV}).$$

Затем используйте курсор, чтобы проверить, что значение 3 дБ достигается при $f = 2.7$ МГц. Добавьте второй график, который является графиком фазового угла напряжения $V(4)$. Сделайте это, просто получив график $VP(4)$. Убедитесь, что при частоте, соответствующей 3 дБ, значение фазового угла приблизительно равно -57° . Обратите внимание, что при 100 кГц — самой низкой частоте, отображенной на графике, уже имеется некоторый фазовый угол из-за емкостного характера нагрузки. На рис. 3.38 показаны фазовый угол и графики Боде для этой схемы.

ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ПО ПОСТОЯННОМУ ТОКУ

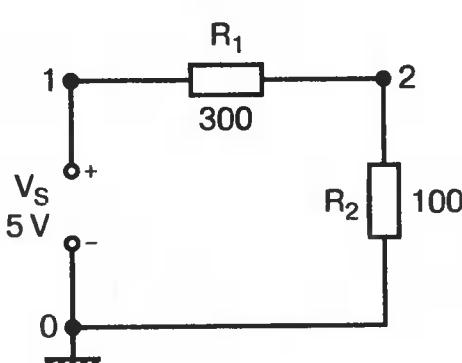


Изменения параметров элементов в таких схемах могут привести к неправильной работе устройства. В некоторых случаях ожидаемые напряжения и токи выходят за пределы приемлемых значений. В других случаях неверно выбранное смещение может привести к искажениям и так далее. При использовании PSpice чувствительность выходного напряжения к изменениям параметров может быть определена введением во входной файл команды .SENS.

Например, в последовательной цепочки, показанной на рис. 3.39, резистор R_2 представляет собой сопротивление нагрузки. Напряжение на этом резисторе составляет 1,25 В. Входной файл содержит команду, позволяющую определить чувствительность этого напряжения относительно других элементов схемы:

Sensitivity of Load Voltage in Series Circuit

```
Vs 1 0 5V
R1 1 2 300
R2 2 0 100
.sens V(2)
.end
```



■ Рис. 3.39. Схема для иллюстрации понятия чувствительности

```
**** 09/15/99 11:37:48 **** Evaluation PSpice (Nov 1998) ****
Sensitivity of Load Voltage in Series Circuit
Vs 1 0 5V
R1 1 2 300
R2 2 0 100
.sens V(2)
.end

**** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) 5.0000 ( 2) 1.2500

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME CURRENT
Vs -1.250E-02

TOTAL POWER DISSIPATION 6.250E-02 WATTS

Sensitivity of Load Voltage in Series Circuit
**** DC SENSITIVITY ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C
DC SENSITIVITIES OF OUTPUT V(2)
ELEMENT ELEMENT ELEMENT NORMALIZED
NAME VALUE SENSITIVITY SENSITIVITY
(VOLTS/UNIT) (VOLTS/PERCENT)
R1 3.000E+02 -3.125E-03 -9.375E-03
R2 1.000E+02 9.375E-03 9.375E-03
Vs 5.000E+00 2.500E-01 1.250E-02
```

■ Рис. 3.40.

Выходной файл для этого анализа представлен на рис. 3.40. Чувствительность по постоянному току выходного напряжения V_2 показана относительно различных элементов схемы. Первый из них — это резистор R_1 со значением 300 Ом. Чувствительность составляет $-3,125\text{E}-03$ В на единицу. Поскольку элемент представляет собой резистор, единицей измерения является Ом. Чувствитель-

ность составляет $-3,125\text{E-}03$ В/Ом. Чувствительность V_2 к изменениям в значении R_2 при номинальном сопротивлении в 100 Ом составляет $9,375\text{E-}03$ В/Ом. И наконец, чувствительность V_2 к изменениям в V_s равна 0,25 В/В. Попробуем понять, что означают эти величины и как найдены их значения.

Понятие чувствительности было введено Боде в работе «Network Analysis and Feedback Amplifier Design» (Анализ цепей и расчет обратных связей в усилителях). Он заинтересовался тем, как переходная функция T изменяется при изменениях в одном элементе системы. Символ S с верхним и нижним индексом представляет собой чувствительность. Верхний индекс — выходной параметр, нижний — отражает элемент, в котором происходят изменения. В нашей последовательной цепочки используется делитель напряжения, для которого

$$V_2 = V_s \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Предположим сначала, что изменения происходят в R_1 , в то время как другие элементы остаются неизменными. Например, R_1 увеличивается на малую величину ΔR_1 , производя некоторое изменение ΔV_2 в напряжении V_2 .

В пределе, $\Delta R_1 \rightarrow \Delta R_1$ и $\Delta V_2 \rightarrow \Delta V_2$. Элементная чувствительность для элемента R_1 определяется как

$$\frac{V_2}{R_1} S_{R_1}^{V_2} = \frac{V_2 \partial \ln V_2}{R_1 \partial \ln R_1} = \frac{\partial V_2}{\partial R_1},$$

$$\frac{\partial V_2}{\partial R_1} = \frac{\partial V_s}{\partial R_1} \frac{R_2}{R_2 + R_1} = \frac{V_s (-R_2)}{(R_2 + R_1)^2}.$$

В нашем примере

$$\frac{\partial V_2}{\partial R_1} = \frac{-5 (100)}{(400)^2} = -0,003125,$$

что согласуется с элементной чувствительностью, показанной в выходном файле. Чувствительность V_2 относительно R_2 определена как

$$\frac{V_2}{R_2} S_{R_2}^{V_2} = \frac{V_2 \partial \ln V_2}{R_2 \partial \ln R_2} = \frac{\partial V_2}{\partial R_2},$$

$$\frac{\partial V_2}{\partial R_2} = \frac{\partial V_s}{\partial R_2} \frac{R_2}{R_2 + R_1} = \frac{V_s R_1}{(R_2 + R_1)^2}.$$

В нашем примере

$$\frac{\partial V_2}{\partial R_2} = \frac{-5 (300)}{(400)^2} = -0,009375.$$

что также согласуется с элементной чувствительностью, показанной в выходном файле.

В последнем столбце выходного файла на рис. 3.40 показаны нормированные значения. Они найдены как произведение значения элемента и элементной чувствительности.

Теперь, когда мы видели, как находятся значения чувствительности, определим, что же они означают. Предположим, что происходит инкрементное изменение в значении R_1 , например увеличение на 1 %. Это дает $R_1 = 303$ Ом и $\Delta R_1 = 3$ Ом. Учитывая, что $\Delta V_2 / \Delta R_1 = -0,003125$, получим $\Delta V_2 = 3 (-0,003125) = -0,009375$, и новое значение $V_2 = 1,240625$ В.

Теперь предположим, что на 1 % увеличилось значение R_2 . Это дает $R_2 = 101$ Ом и $\Delta R_2 = 1$ Ом. Учитывая, что $\Delta V_2 / \Delta R_2 = 0,009375$, получим $\Delta V_2 = 0,009375$, и новое значение $V_2 = 1,259375$ В.

Но подождите, не можем ли мы найти новое значение V_2 в каждом случае по формуле делителя напряжения? Ведь если $R_1 = 303$ Ом, то

$$V_2 = V_s \frac{R_2}{R_1 + R_2} 5 - \frac{100}{403} = 1,240695 \text{ В.}$$

С другой стороны, если $R_2 = 101$ Ом, то

$$V_2 = V_s \frac{R_2}{R_1 + R_2} 5 - \frac{101}{401} = 1,25935 \text{ В.}$$

Внимательное сравнение двух методов для предсказания измененного значения V_2 показывает, что они не полностью идентичны. А при изменении, превышающем 1 %, расхождение будет еще больше. Очевидно, значения чувствительности не должны использоваться для предсказания фактических значений выходного напряжения. Их роль состоит в том, чтобы показывать, какие из элементов являются более критическими при поддержании стабильности схемы.

При сравнении нормированных чувствительностей для нашей схемы мы рассматриваем большие значения как более критические. Например, самое большое значение показано в последнем столбце на рис. 3.40 для V_s и составляет 0,0125. Таким образом, источник питания V_s является наиболее критическим элементом. Нормированные чувствительности для R_1 и R_2 одинаковы по величине. Поэтому они являются в равной степени чувствительными элементами.

ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ПО ТОКУ СМЕЩЕНИЯ

На рис. 3.41 представлена наша модель для схемы смещения для биполярного транзистора. В этом примере транзистор имеет $V_{BE} = 0,7$ В и $h_{FE} = 80$. Выходным напряжением считается напряжение коллектор-эмиттер $V(3,2)$. Это напряжение будет предметом анализа чувствительности. Входной файл для такого анализа:

Sensitivity of Model Transistor-Biasing Circuit

VCC 4 0 12V

VA 1 2 0.7V

F 3 2 VA 80

R1 4 1 40k

R2 1 0 5k

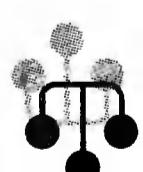
RC 4 3 1k

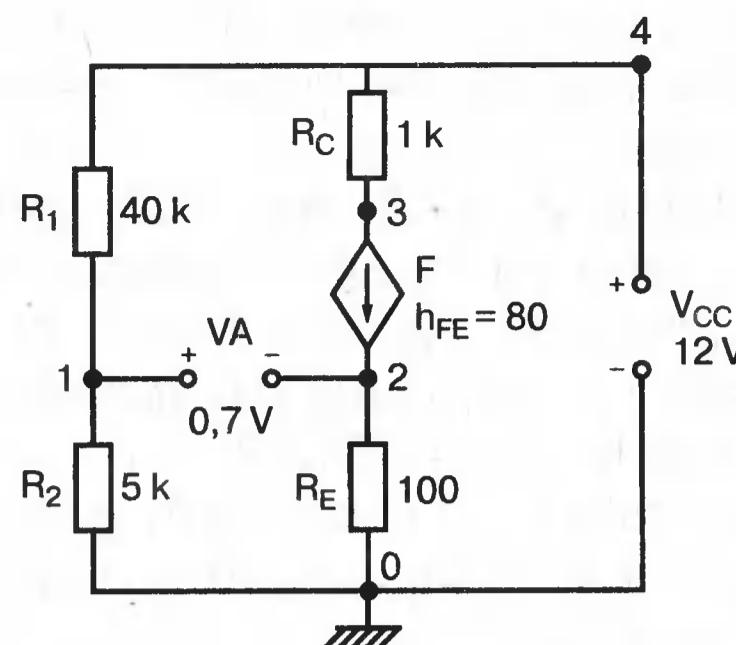
RE 2 0 100

.OPT porage

.SENS V(3,2)

.END





■ Рис. 3.41. Простая модель для исследования чувствительности биполярного транзистора

Проведем анализ и рассмотрим значения для элементной чувствительности в выходном файле, который приведен на рис. 3.42. Убедитесь, что при увеличении V_{CC} на 0,12 В, $V(3,2)$ увеличится на 0,02636 В, а из всех резисторов схемы, наиболее чувствительным в отношении $V(3,2)$ является резистор R_1 .

```
**** 09/15/99 11:57:07 **** Evaluation PSpice (Nov 1998) ****
Sensitivity of Model Transistor Bias Circuit

VCC 4 0 12V
VA 1 2 0.7V
F 3 2 VA 80
R1 4 1 40k
R2 1 0 5k
RC 4 3 1k
RE 2 0 100
.SENS V(3,2)
.OPT nopage
.END

***** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) 1.1089 ( 2) .4089 ( 3) 7.9610 ( 4) 12.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME CURRENT
VCC -4.311E-03
VA 5.049E-05

TOTAL POWER DISSIPATION 5.17E-02 WATTS

***** DC SENSITIVITY ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C
DC SENSITIVITIES OF OUTPUT V(3,2)

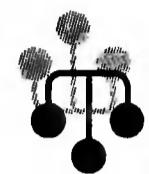
ELEMENT ELEMENT ELEMENT NORMALIZED
NAME VALUE SENSITIVITY SENSITIVITY
(VOLTS/UNIT) (VOLTS/PERCENT)
R1 4.000E+04 2.125E-04 8.499E-02
R2 5.000E+03 -1.385E-03 -6.923E-02
RC 1.000E+03 -4.039E-03 -4.039E-02
RE 1.000E+02 2.463E-02 2.463E-02
VCC 1.200E+01 2.197E-01 2.636E-02
VA 7.000E-01 7.023E+00 4.916E-02
```

■ Рис. 3.42. Выходной файл с результатами анализа схемы на рис. 3.41

Как упражнение используйте элементные значения чувствительности, чтобы аппроксимировать $V(3,2)$, когда сначала на 1 % увеличивается R_1 и затем, когда R_2 увеличивается на 1 %. Не забудьте, что результаты, полученные этим методом, будут приблизительны и применяются только к инкрементным изменениям в элементных значениях.

БИБЛИОТЕКА ЭЛЕМЕНТОВ PSPICE

Библиотека элементов PSpice содержит тысячи компонентов, которые могут использоваться в аналоговых или цифровых схемах. Для выбора этих элементов вы можете воспользоваться приложением E. Обратите внимание, что четыре типа биполярных транзисторов доступны в версии PSpice. Для этого примера мы выберем биполярный транзистор Q2N2222 типа *npn*.



Чтобы получить доступ к содержимому этой библиотеки, вы должны знать путь. На компьютере автора он отражается как:

E:\Program Files\OrCAD Demo\Capture\library\PSpice\eval\lib

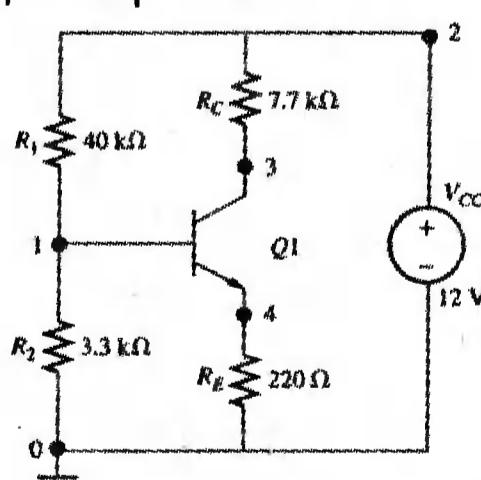
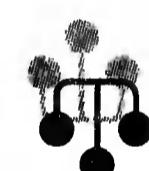
Можно найти этот файл, используя Проводник Windows. При этом вы должны дважды нажать на соответствующий значок (который должен показать Adobe Acrobat Reader). При этом программа PSpice активизируется и отображает библиотеку. Если Вы предпочитаете находить файлы, применяя набор команд Start–Run–winfile, вы сможете увидеть следующий путь:

e:\progra~1\orcadd\capture\library\pspice\eval.lib

(Ваш драйвер жесткого диска расположен, скорее всего, на диске c, а не на e.)

ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ ИЗ БИБЛИОТЕКИ PSPICE

Когда при анализе чувствительности используется модель биполярного транзистора из библиотеки PSpice, чувствительность выходной переменной к изменениям в значениях параметров транзистора задана также в исходной информации. Как пример мы используем схему, показанную на рис. 3.43, где в качестве Q_1 выбран транзистор типа Q2N2222 из библиотеки PSpice. Мы хотим получить чувствительность $V(3,4)$, напряжения коллектор-эмиттер. Входной файл приведен на рис. 3.44.



■ Рис. 3.43. Встроенная модель для анализа чувствительности

Выходной файл, показанный на рис. 3.44, дает чувствительность по постоянному току для $V(3,4)$ по отношению не только к внешним компонентам, но также и к параметрам транзистора. Для Q_1 при анализе чувствительности приняты следующие обозначения: R_B — сопротивление базы (внутреннее), R_C — омическое сопротивление коллектора, R_E — омическое сопротивление эмиттера и так далее. Особый интерес представляет чувствительность относительно прямого коэффициента усиления по постоянному току B_F .

***** 09/16/05 07:08:47 ***** Evaluation PSpice (Nov 1999) *****

Sensitivity of BJT Biasing Circuit

```
VCC 2 0 12V
R1 2 1 40k
R2 1 0 3.3k
RC 2 3 7.7k
RE 4 0 220
Q1 3 1 4 Q2N2222
.SENS V(3,4)
.LIB EVAL.LIB
.END
```

Unable to find index file EVAL.ind for library file EVAL.LIB
 Making new index file EVAL.ind for library file EVAL.LIB
 Index has 344 entries from 1 file(s).

**** BJT MODEL PARAMETERS

Q2N2222
 NPN
 IS 14.340000E-15
 BF 255.9

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	.8926	(2)	12.0000	(3)	3.4815	(4)	.2450

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME CURRENT

VCC -1.384E-03

TOTAL POWER DISSIPATION 1.66E-02 WATTS

**** DC SENSITIVITY ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C

DC SENSITIVITIES OF OUTPUT V(3,4)

ELEMENT NAME	ELEMENT VALUE	ELEMENT SENSITIVITY (VOLTS/UNIT)	NORMALIZED SENSITIVITY (VOLTS/PERCENT)
R1	4.000E+04	6.263E-04	2.505E-01
R2	3.300E+03	-7.395E-03	-2.440E-01
RC	7.700E+03	-1.086E-03	-8.363E-02
RE	2.200E+02	3.186E-02	7.009E-02
VCC	1.200E+01	-1.274E+00	-1.529E-01
Q1			
RB	1.000E+01	2.127E-04	2.127E-05
RC	1.000E+00	2.020E-05	2.020E-07
RE	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
BF	2.559E+02	-1.586E-03	-4.059E-03
I _{SE}	1.434E-14	2.022E+13	2.899E-03
BR	6.092E+00	3.790E-11	2.309E-12
I _{SC}	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
IS	1.434E-14	-6.888E+13	-9.878E-03
NE	1.307E+00	-4.250E+00	-5.555E-02
NC	2.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
I _{KF}	2.847E-01	-1.831E-02	-5.213E-05
I _{KR}	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00
V _{AF}	7.403E+01	6.382E-04	4.725E-04
VAR	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00

■ Рис. 3.44. Выходной файл с результатами анализа схемы на рис. 3.43

Обратите внимание, что выходной файл содержит запись:

```
Unable to find index file EVAL.ind for library file
EVAL.LIB Making new index file EVAL.ind for library file
EVAL.LIB Index has 344 entries from 1 file(s).
```

Что в переводе означает:

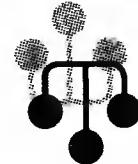
«Невозможно найти индексный файл EVAL.IND для библиотечного файла EVAL.LIB Создайте новый индексный файл EVAL.IND для библиотечного файла EVAL.LIB Индекс имеет 344 входа из 1 файла (ов)».

Этот индексный файл будет автоматически создан, если вы сначала вызовете библиотеку Evaluation Library. Она будет содержать информацию, необходимую для выполнения анализа.

ОБЗОР НОВЫХ КОМАНД PSPICE, ПРИМЕНЯЕМЫХ В ДАННОЙ ГЛАВЕ

E [имя] <+узел> <-узел> <+управляющий узел> <-управляющий узел>

Например, запись



E 6 5 2 1 13

указывает, что ИНУН включен между узлами 6 и 5. Он зависит от напряжения между узлами 2 и 1 и имеет коэффициент усиления по напряжению, равный 18. Эта команда (наряду с командами *F* и *G*) была приведена в главе 1; описание ее повторено здесь, так как ИНУН одновременно основной элемент при моделировании усилителей и некоторые из примеров и задач в этой главе требуют его использования.

Подобно другим зависимым источникам, он может быть представлен в форме POLY, когда зависимость задается полиномом. Обратите внимание, что коэффициентом усиления в данном случае является безразмерный коэффициент трансформации.

F [имя] <+узла> <-узел> <+управляющий узел> <-управляющий узел>

Например,

F A 3 VA 80

указывает, что ИТУТ включен между узлами 4 и 3. Стрелка, указывающая направление тока, направлена к узлу 3. Ток через зависимый источник в 80 раз больше, чем ток через V_A . Источник напряжения V_A может быть реальным источником или фиктивным источником с напряжением 0 В. Фиктивный источник часто необходим, чтобы замкнуть путь для тока управления.

Использования команды *F* требует, например, модель транзистора в *h*-параметрах. Коэффициент усиления h_{fe} является безразмерным. Другие транзисторные модели, использующие коэффициент усиления β , также требуют команды *F*.

G [имя] <+узла> <-узел> <+управляющий узел> <-управляющий узел>

Например, запись

`G 8 7 5 3 20mS`

указывает, что ИТУН включен между узлами 8 и 7. Стрелка тока направлена к узлу 7. Ток через зависимый источник является функцией напряжения между узлами 5 и 3 с крутизной 20 мС. Это означает, например, что если $v_{53} = 10$ мВ, то $i_{87} = (10 \text{ мВ}) \cdot (20 \text{ мС}) = 200 \text{ мкА}$.

КОМАНДЫ, НАЧИНАЮЩИЕСЯ С ТОЧКИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В ДАННОЙ ГЛАВЕ



.TF <выходная переменная> <входной источник>

Например, запись

`.TF V(4) VS`

даст коэффициент усиления малого сигнала V_4/V_s , если команда используется с моделью в h -параметрах, как в этой главе. Это возможно, когда мы используем напряжения переменного тока в схемах, где пассивные компоненты являются чисто резистивными. В PSpice анализ может проводиться для переменного или постоянного тока.

.LIB <имя файла>

Например, запись

`.LIB EVAL.LIB`

указывает, что модели, используемые во входном файле, будут разыскиваться в библиотеке *EVAL.LIB*. В примере, посвященном определению чувствительности схемы смещения для биполярного транзистора Q_1 , использовалась модель для $Q2N2222$. Эта модель была найдена в библиотеке *EVAL.LIB*, которая поставляется с рабочей версией PSpice.

.SENS <переменная вывода>

Например,

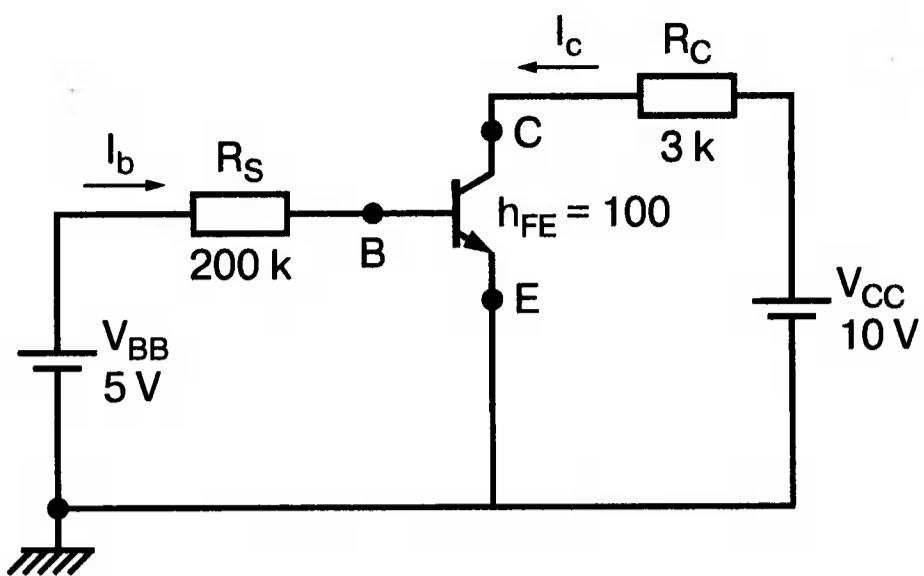
`.SENS V(2)`

указывает, что будет вычислена чувствительность по постоянному току s для выходного напряжения $V(2)$ относительно различных элементов схемы.

ЗАДАЧИ

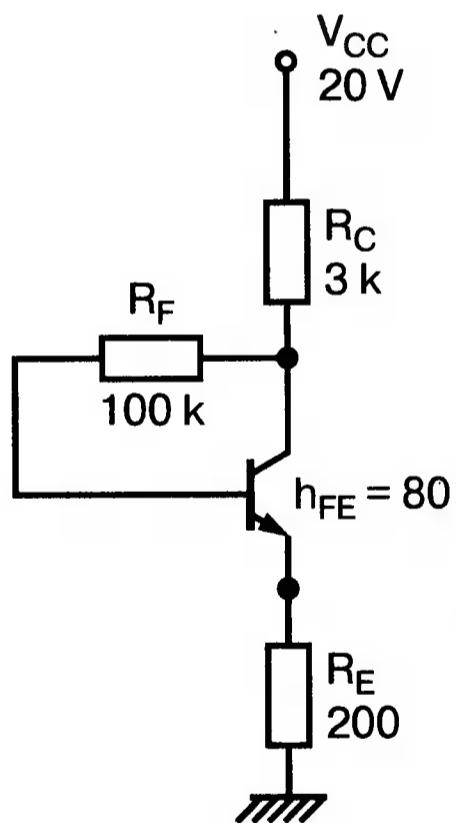


- Схема смещения для кремниевого транзистора с $h_{FE} = 100$ показана на рис. 3.45. При $V_{BE} = 0,7$ В найдите токи I_B и I_C и напряжение смещения V_{ce} . Ваши результаты должны показать $I_B = 21,5$ мкА; $I_C = 2,15$ мА и $V_{ce} = 3,55$. Работает ли транзистор в активной области?

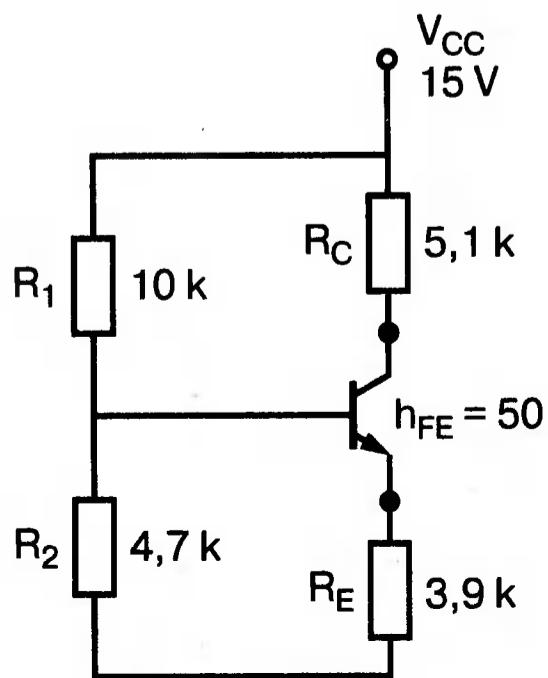


■ Рис. 3.45

- 3.2. Измените значение R_B в задаче 3.1 до 50 кОм. Оставив все другие значения неизменными, используйте PSpice, чтобы найти I_B , I_C , и V_{ce} . Внимательно рассмотрите полученные результаты и объясните, почему значения неверны. Подсказка: Вспомните, что относительно большие значения тока базы могут смещать транзистор в область насыщения.
- 3.3. Используя модели смещения PSpice при $V_{BE} = 0,7$ В, найдите I_B , I_C , и V_{ce} в схеме на рис. 3.46. Работает ли транзистор в активной области?

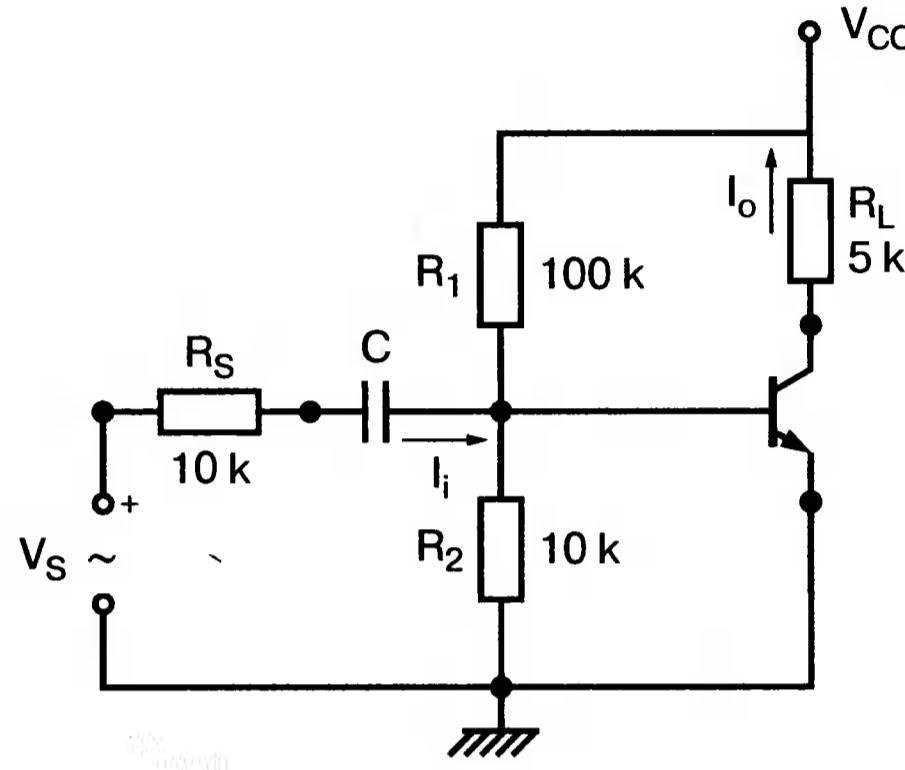


■ Рис. 3.46

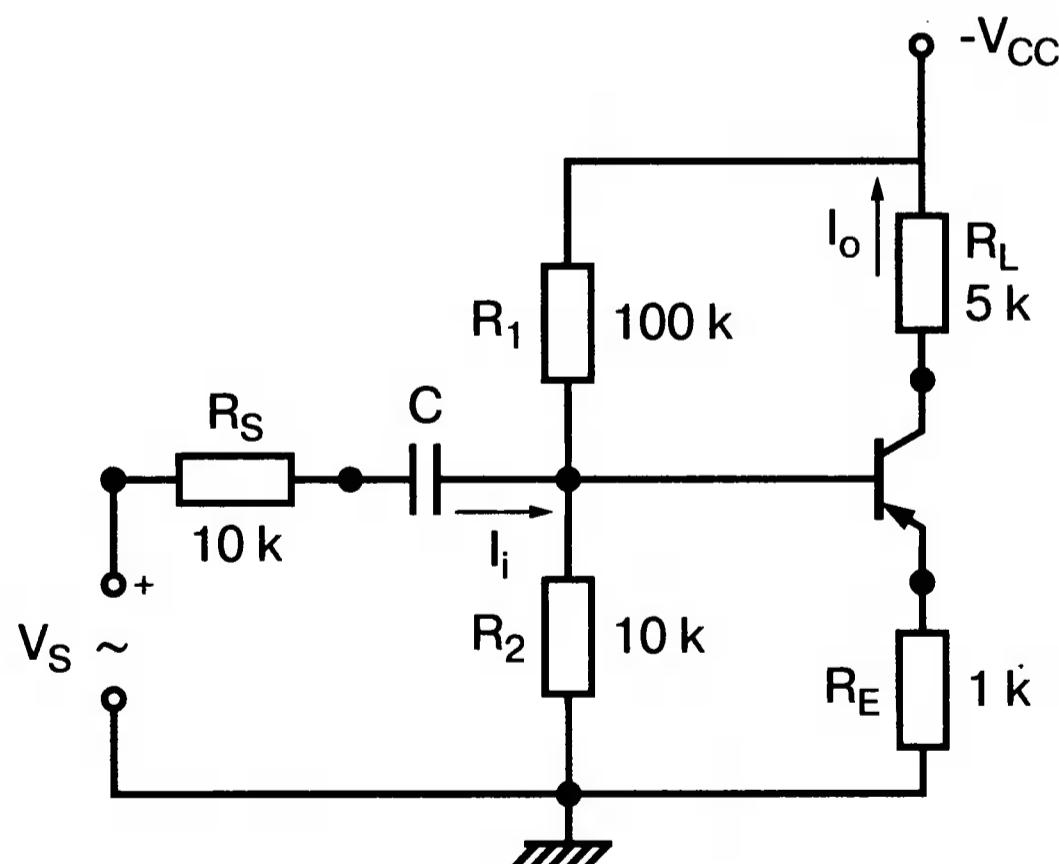


■ Рис. 3.47

- 3.4. Из модели смещения PSpice с $V_{BE} = 0,7$ В определите I_B , I_C и V_{ce} в схеме на рис. 3.47. Примечание: Используйте h -параметры, заданные на рис. 3.47, для каждой из следующих задач, где необходим анализ в h -параметрах.
- 3.5. Используйте модель PSpice, основанную на полном наборе h -параметров, чтобы решить эту задачу. Для схемы на рис. 3.48 найдите $A_I = I_o/I_i$, $A_V = V_C/V_B$, и $A_{Vs} = V_C/V_s$. Подсказка: для низкочастотного анализа при малом сигнале конденсатор может быть заменен коротким замыканием.

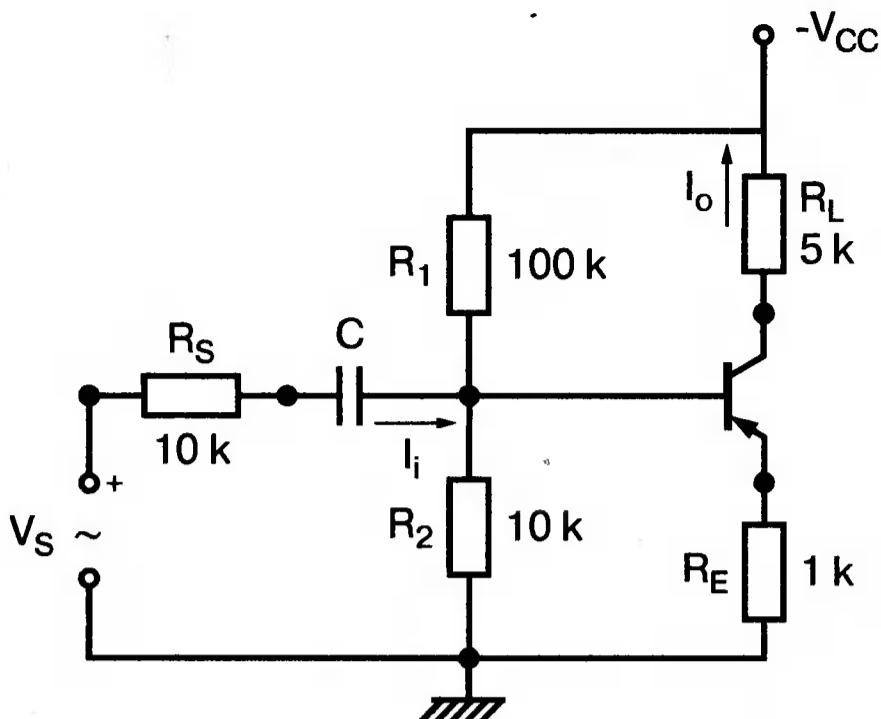


■ Рис. 3.48



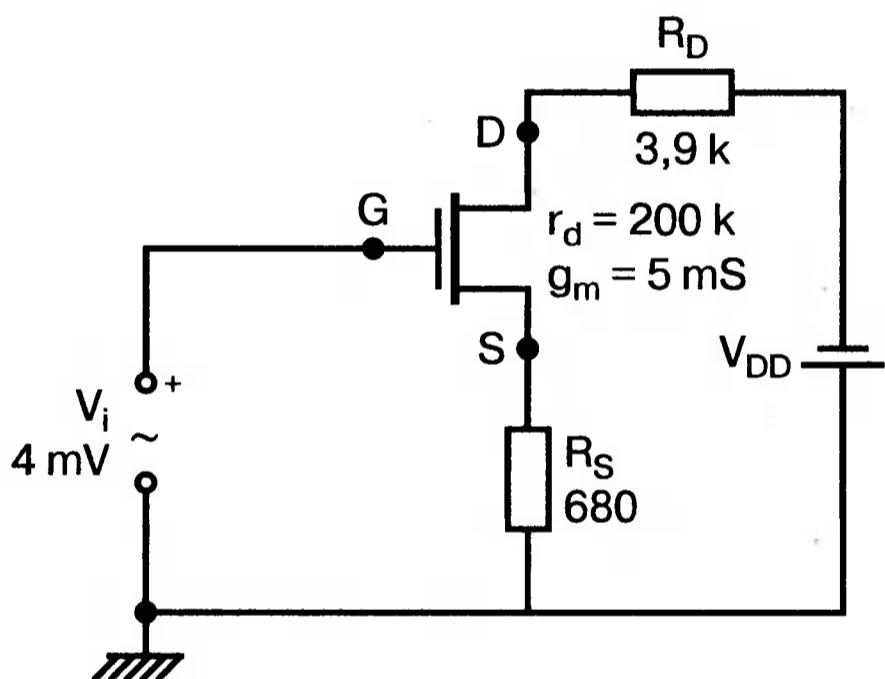
■ Рис. 3.49

- 3.6. Используйте ту же модель для PSpice, что и в задаче 3.5. Для схемы, показанной на рис. 3.49, с R_E найдите A_I , A_V и A_{Vs} .
- 3.7. Для каждого из усилителей задач 3.5 и 3.6 найдите входное сопротивление со стороны источника, используя PSpice.
- 3.8. Пользуясь моделью, основанной на полном наборе h -параметров, найдите A_I , A_V , и R_i для схемы на рис. 3.50.



■ Рис. 3.50

- 3.9. Усилитель с общим истоком на полевом транзисторе показан на рис. 3.51. Каким будет выходное напряжение сток-земля при входном напряжении $V_i = 4 \text{ мВ}$? Каков коэффициент усиления усилителя по напряжению? Положителен он или отрицателен? Что это означает?



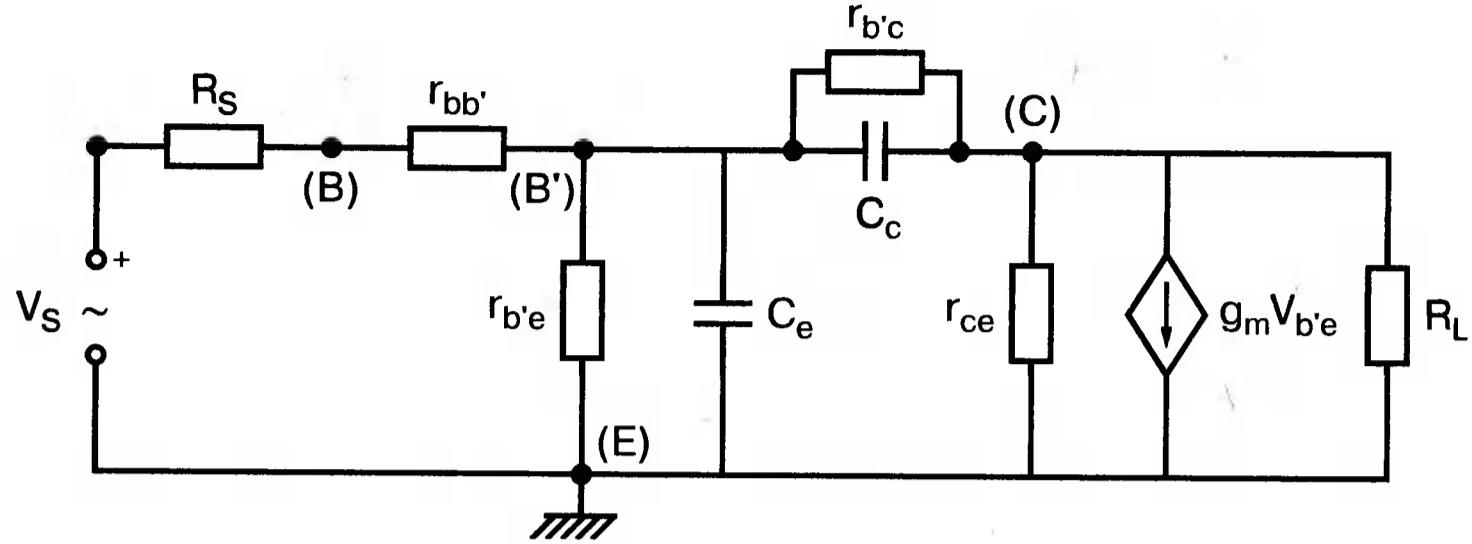
■ Рис. 3.51

- 3.10. Когда в задаче 3.9 выходное напряжение усилителя снимается с истока, он является усилителем с общим стоком (CD). При использовании тех же значений каково будет выходное напряжение исток-земля? Каков коэффициент усиления по напряжению усилителя? Является он положительным или отрицательным?

- 3.11. Усилитель с общим истоком на полевом транзисторе должен использоваться в широком диапазоне частот. Параметры элементов: $R_s = 1 \text{ к}\Omega$; $C_{gs} = 2 \text{ пФ}$; $C_{gd} = 3 \text{ пФ}$; $C_{ds} = 1,5 \text{ пФ}$; $R_L = 48 \text{ к}\Omega$; $g_m = 3 \text{ мС}$ и $r_d = 100 \text{ к}\Omega$. Проведите анализ на PSpice и получите график частотной характеристики для усилителя. Найдите частоту снижения из 3 дБ. Каков коэффициент усиления усилителя на средней частоте?

- 3.12. На рис. 3.52 показан усилитель ОЭ. Он имеет следующие параметры: $g_m = 70 \text{ мС}$; $R_{ce} = 100 \text{ к}\Omega$; $r_{bb'} = 120 \text{ Ом}$; $r_{b'e} = 1100 \text{ Ом}$; $r_{b'c} = 2 \text{ М}\Omega$; $C_c = 2,5 \text{ пФ}$ и $C_e = 80 \text{ пФ}$. Во внешней схеме $R_s = 1050 \text{ Ом}$; $R_L = 2,4 \text{ к}\Omega$ и $V_s = 5 \text{ мВ}$. Проведите анализ на PSpice, чтобы определить частотную характеристику.

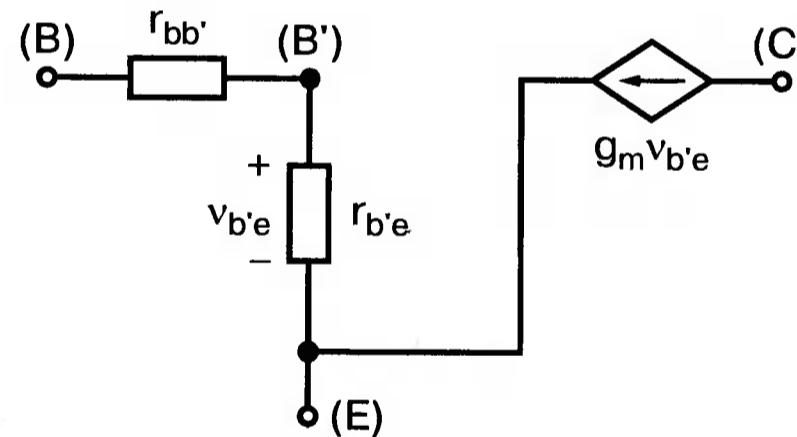
Определите среднечастотные выходное напряжение и коэффициент усиления по напряжению. Найдите частоту снижения на 3 дБ.



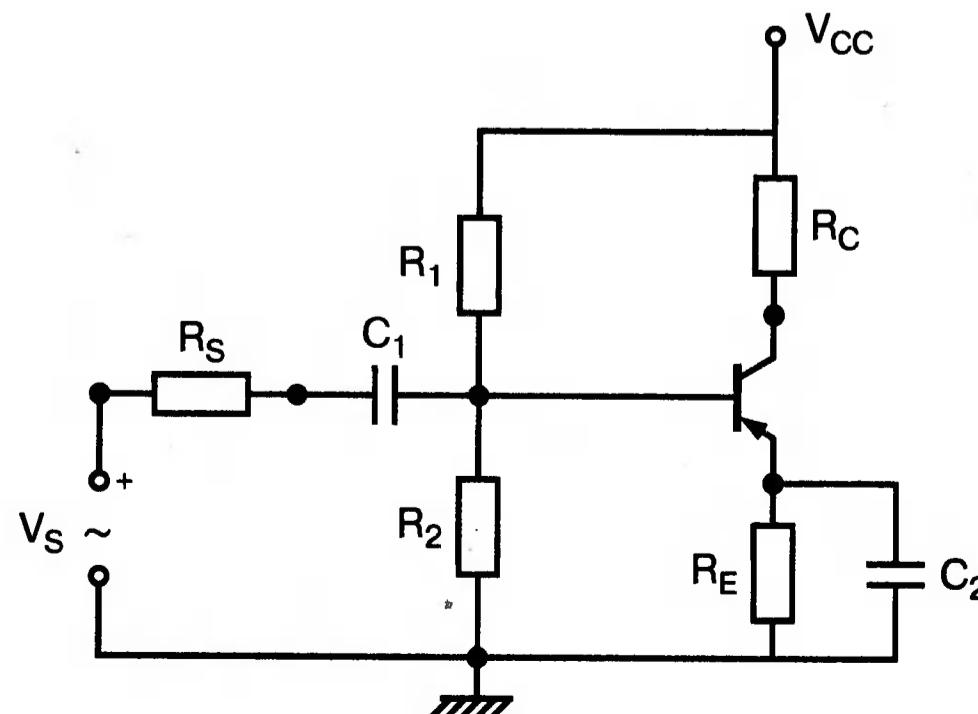
■ Рис. 3.52

3.13. Проведите анализ усилителя из задачи 3.12 в программе Probe, чтобы определить полное входное сопротивление на частоте $f = 50$ кГц.

3.14. Вместо упрощенной модели в h -параметрах для биполярного транзистора используйте эквивалентную модель на рис. 3.53, для которой $r_{bb'} + r_{b'e} = h_{ie}$ и $g_m v_{b'e} = h_{fe} i_b$. Параметры элементов: $h_{fe} = 100$; $h_{ie} = 1200$ Ом и от $r_{bb'} = 100$ Ом. Пользуясь этой моделью, найдите среднечастотный коэффициент усиления (от источника до коллектора) для усилителя, показанного на рис. 3.54. На этом рисунке: $R_1 = 20$ кОм; $R_2 = 10$ кОм; $R_c = 4,8$ кОм и $R_e = 800$ Ом. Замените C_1 и C_2 на короткое замыкание.



■ Рис. 3.53



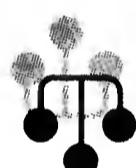
■ Рис. 3.54

Многокаскадные усилители, частотные характеристики и цепи обратной связи

Эта глава охватывает ряд тем, касающихся исследования частотных характеристик. Мы рассмотрим, как частота влияет на выходное напряжение на графиках Боде, поговорим о записи различных величин в децибелах и о высокочастотных моделях для биполярных и полевых транзисторов. Будет исследовано также влияние обратной связи в однокаскадных и многокаскадных усилителях.

ФИЛЬТРЫ НИЗКИХ ЧАСТОТ

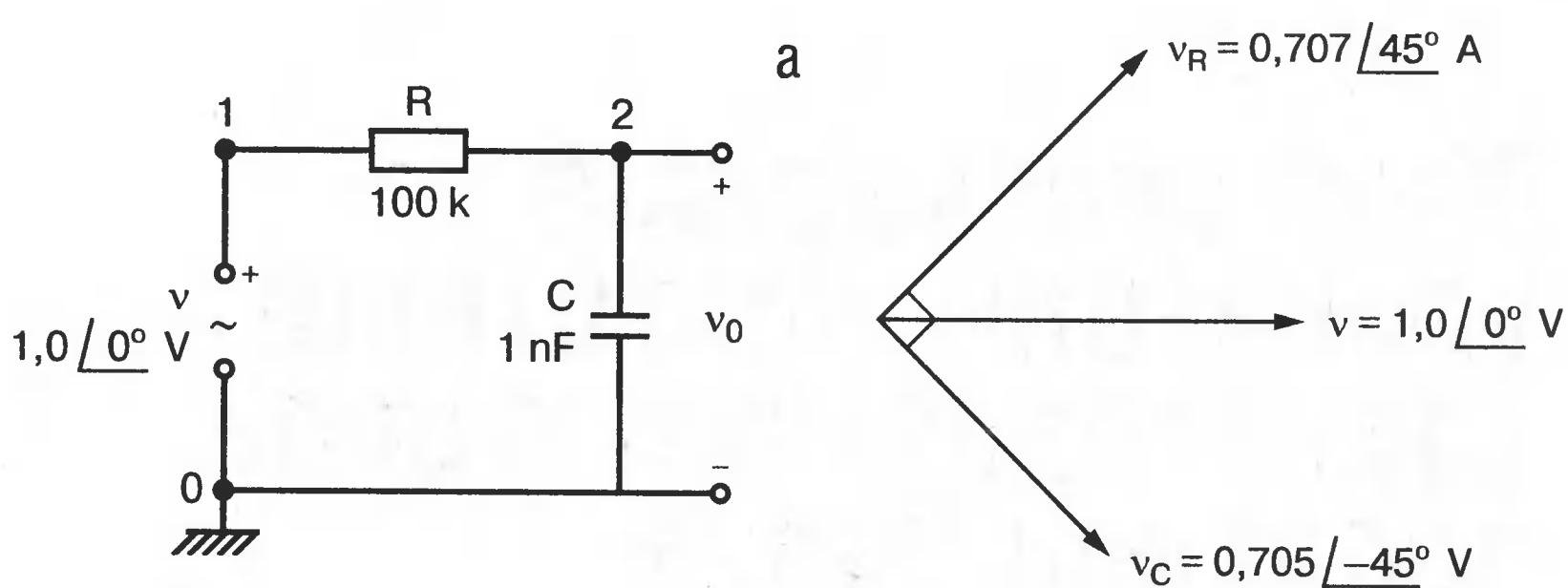
В качестве небольшого вступительного обзора рассмотрим RC -фильтр низкой частоты, показанный на рис. 4.1, а. Параметры элементов: $R = 100 \text{ к}\Omega$, $C = 1 \text{ нФ}$ и $V = 1\angle 0^\circ \text{ В}$. Выходной сигнал $V(2)$ снимается с конденсатора. Входной файл для этой схемы предусматривает построение графика в Probe в диапазоне от 1 Гц до 1 МГц:



```
High-Frequency Response of Simple Filter
V 1 0 AC IV
R 1 2 100k
N 2 0 1nF
.AC DEC 20 1HZ 1MEG
.PROBE
.END
```

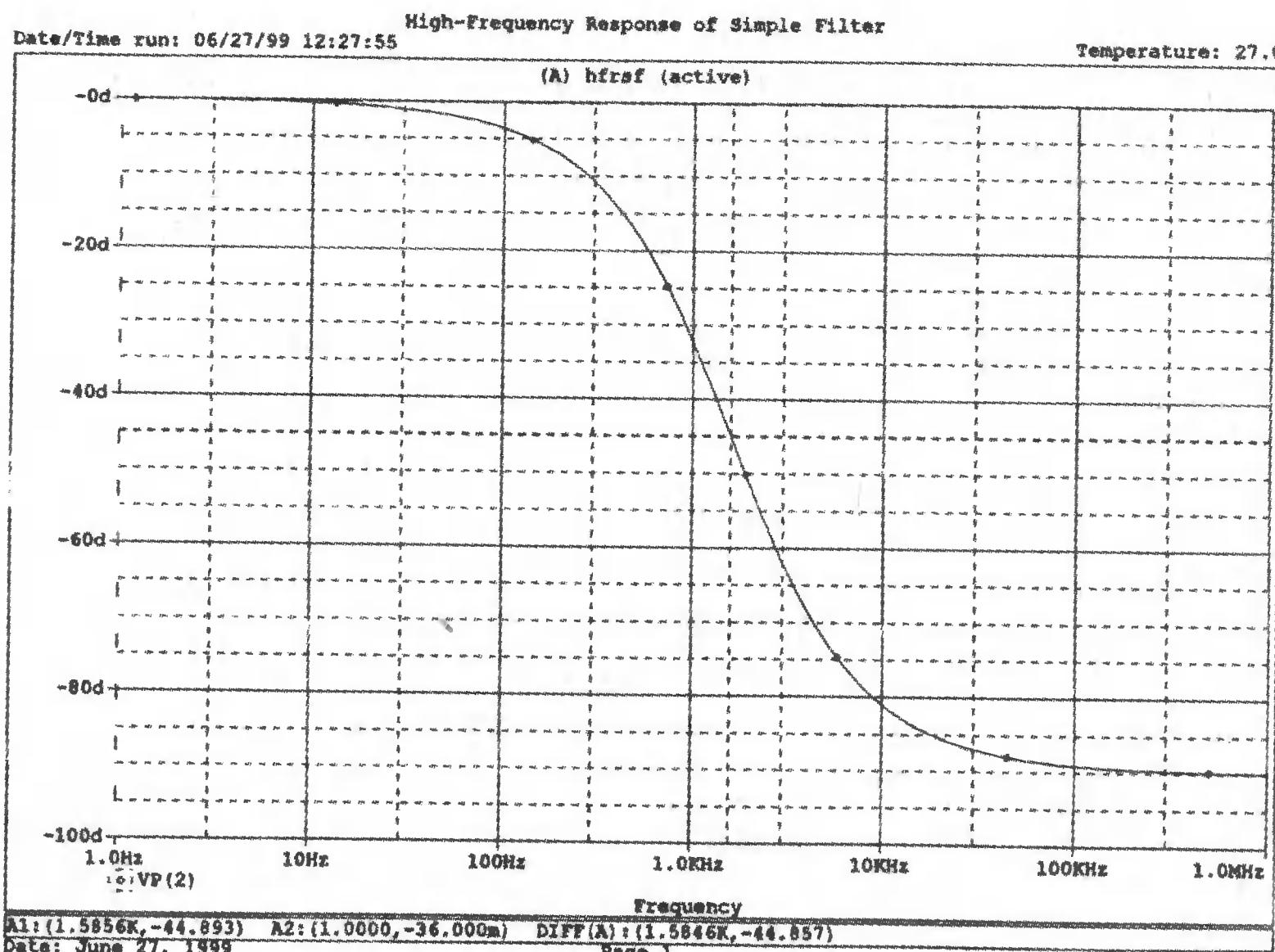
Выполним анализ, затем потратим некоторое время на различные аспекты полученных результатов. Сначала получим график $V(2)$ и рассмотрим форму кривой. Уровень выходного сигнала изменяется от 1 В при частоте $f = 1 \text{ Гц}$ почти до 0 В при частоте $f = 1 \text{ МГц}$. Когда частота низка, значения X велики, что позволяет большей части входного напряжения в 1 В пройти на выход (узел 2). При увеличении частоты реактивное сопротивление X становится меньше и $V(2)$ уменьшается. Каково будет значение каждого напряжения при $|V_R| = |V_C|$? Не забудьте, что вы имеете дело с векторами и что эти два напряжения всегда сдвинуты на 90° , как показано на рис. 4.1, б. Когда два напряжения равны по модулю, $v_c = 0,707\angle 45^\circ \text{ В}$.

Используйте экран программы Probe и курсор, чтобы найти частоту, при которой $V(2) = 0,707 \text{ В}$. Убедитесь, что она равна $f = 1,591 \text{ кГц}$. Результат расчета по простейшей формуле $f_H = 1/(2\pi RC)$ совпадает с полученным в PSpice.



■ Рис. 4.1. К анализу низкочастотного RC-фильтра:
а) схема и б) векторная диаграмма

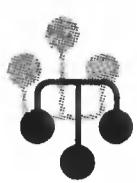
Получите график $\text{VP}(2)$ и убедитесь, что при $f = 1,591 \text{ кГц} \theta \approx -45^\circ$. Это было бы точное равенство $\theta = -45^\circ$, при большем числе точек на графике. Измените границы по оси Y так, чтобы она могла показывать значения от -90 до 0° и найдите в середине оси Y отметку -45° . Снова обратите внимание, что $f = 1,591 \text{ кГц}$ и что это соответствует точке перегиба на графике фазового угла. На рис. 4.2 показан график Боде для фазового угла.



■ Рис. 4.2. График Боде для фазового угла выходного напряжения схемы на рис. 4.1

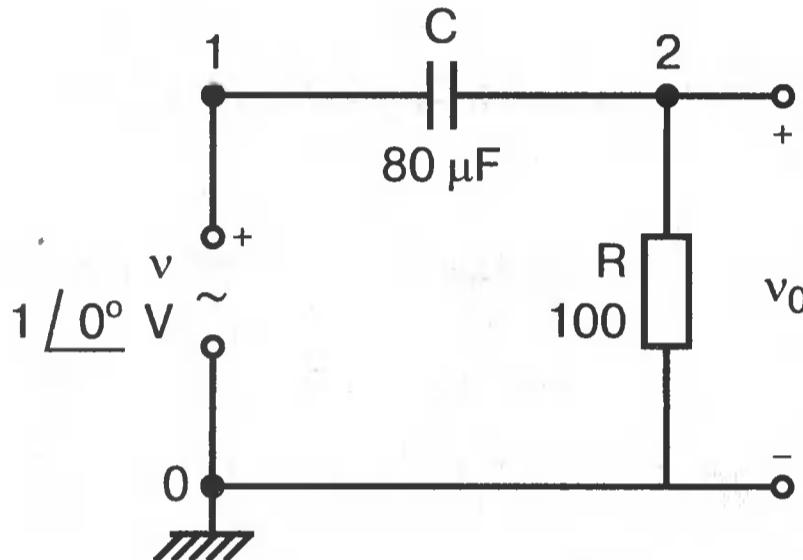
НИЗКОЧАСТОТНАЯ РЕАКЦИЯ RC-ФИЛЬТРА ВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Цепь высокочастотного *RC*-фильтра, показанная на рис. 4.3, является дуальной по отношению к фильтру низких частот, рассмотренному в предыдущем примере. Это снова *RC*-цепочка, но здесь выходной сигнал снимается с резистора *R*. Параметры элементов: $R = 100 \text{ Ом}$; $C = 80 \mu\text{F}$ и $V = 1,0 \angle 0^\circ$. Входной файл для этой схемы:

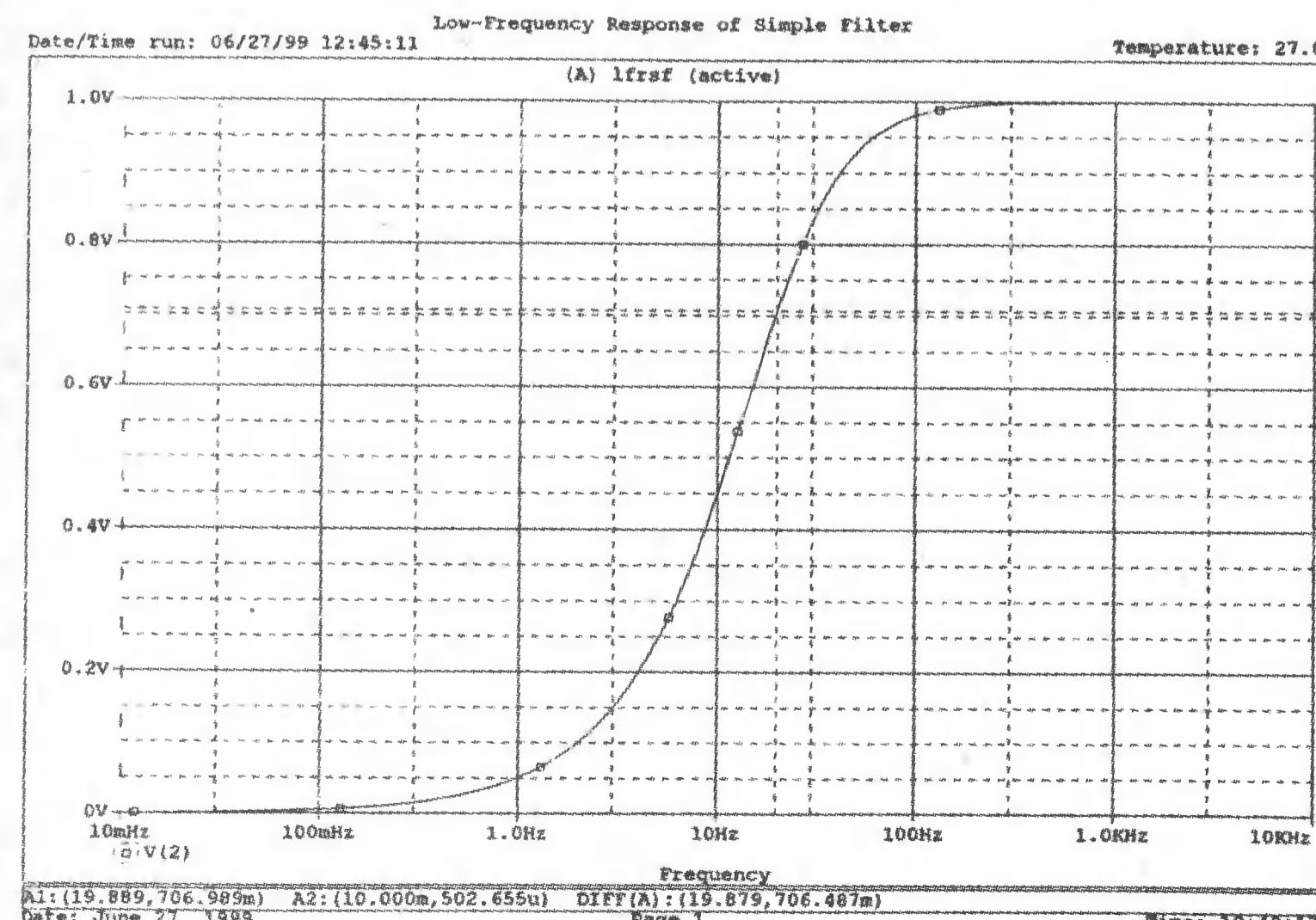


Low-Frequency Response of Simple Filter

```
V 1 0 AC 1V
R 2 0 100
N 1 2 80uF
.AC DEC 20 0.01Hz 10kHz
.PROBE
.END
```



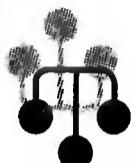
Выполните анализ; затем получите график $V(2)$. Находясь в режиме курсора, найдите частоту, при которой выходное напряжение уменьшается на 3 дБ. Убедитесь, что при $V(2) = 0,707 \text{ В}$, $f = 19,89 \text{ Гц}$. На рис. 4.4 показана кривая, из которой можно найти ответ. Обратите внимание, что она не является графиком Боде, поскольку масштаб по оси Y не логарифмический.



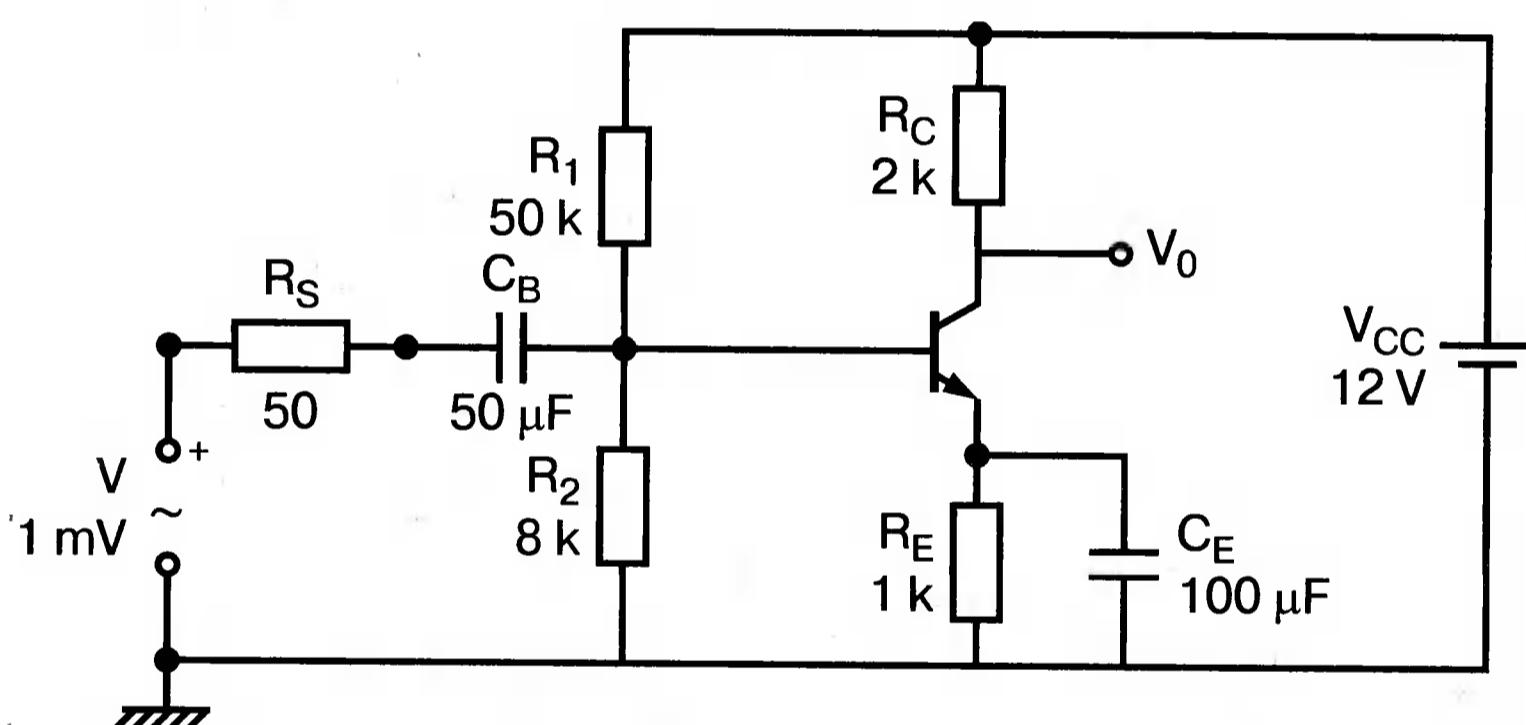
■ Рис. 4.4. Амплитудно-частотная характеристика для схемы на рис. 4.3

Удалите график $V(2)$ и получите график $VP(2)$. При использовании диапазона фазы от 0 до 90° , найдите отметку 45° . Вы увидите, что при $\theta = 45^\circ$ частота $f = 19,89$ Гц. Получите вместо графика $VP(2)$ график $I(R)$. Убедитесь, что при $f = 19,89$ Гц $I = 7,07 \angle 45^\circ$ мА. Эти значения при желании легко проверить ручным расчетом схемы на переменном токе.

УСИЛИТЕЛЬ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ И ШУНТИРУЮЩИМ КОНДЕНСАТОРОМ



Обычно в усилителе с общим эмиттером (ОЭ) используют шунтирующий конденсатор, подобный C_e на рис. 4.5, включенный параллельно R_e , что позволяет увеличить коэффициент усиления по напряжению. Проблема состоит в том, чтобы выбрать достаточно большое значение для C_e так, чтобы при самой низкой используемой частоте снижение коэффициента усиления не превышало 3 дБ (и, следовательно, сдвиг фазы из-за подключения Z_e был не больше, чем 45°).



■ Рис. 4.5. Усилитель с общим эмиттером и шунтирующим конденсатором

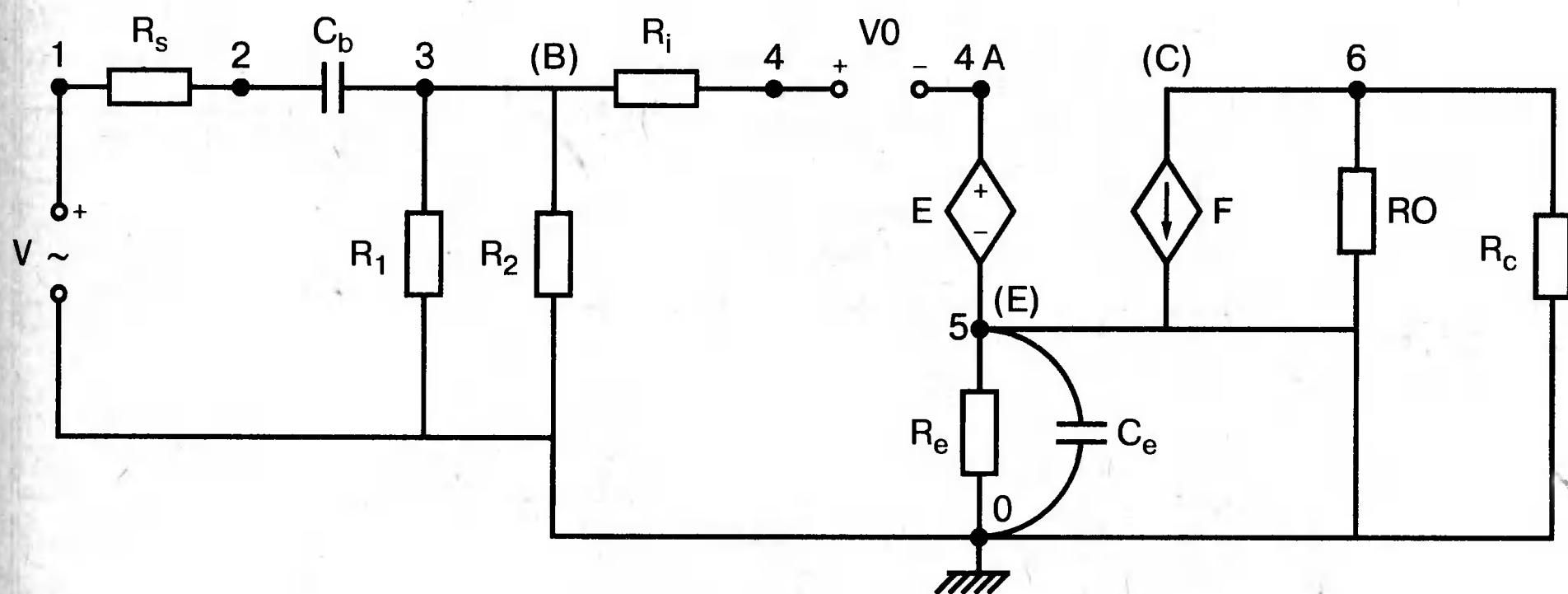
Анализ для переменного тока проводится на модели, показанной в рис. 4.6. Значения h -параметров, используемые здесь, такие же, как и в примерах главы 3, относящихся к анализу усилителей ОЭ. Значения параметров элементов: $R_s = 50$ Ом; $R_1 = 50$ кОм; $R_2 = 8$ кОм; $R_e = 1$ кОм; $R_c = 2$ кОм; $C_b = 50$ пФ; $C_e = 100$ мКФ и $V = 1$ мВ. Анализ проводится для частот от 0,01 Гц до 10 кГц со следующим входным файлом:

```
Common-Emitter Amplifier with Emitter-Bypass Capacitor
V 1 0 AC 1m
V0 4 4A 0
E 4A 5 6.5 2.5E-4
F a 5 V0 50
R5 1 2 50
R1 3 0 50k
R2 3 0 8k
RI 3 4 1.1k
RE 5 0 1K
RO 6 5 40k
RC 6 0 2k
```

```

CB 2 3 50uF
CE 5 0 100uF
.AC DEC 20 0.01Hz 10kHz
.PROBE -END

```



■ Рис. 4.6. Модель для усилителя с общим эмиттером и шунтирующим конденсатором

Выполните анализ и в окне Probe получите график выходного напряжения $V(6)$. Он должен быть похож на кривую на рис. 4.3. Используйте режим курсора, чтобы определить среднечастотное выходное напряжение. Убедитесь, что при $f = 5$ кГц выходное напряжение $V(6) = 83,99$ мВ.

Теперь выразим значения напряжения по оси Y в децибелях. Удалите выведенный график и замените его графиком зависимости

$$20 \cdot \lg (V(6)/84\text{mV}).$$

Вы вдруг обнаружите, что график выглядит странно. Информация, которая не была видна на линейном графике, при логарифмическом масштабе проявилась. Обратимся к рис. 4.7, на котором приведен этот график. В какой области частот размещены две изогнутые части, и почему они появляются? Для ответа необходимы дальнейшие исследования.

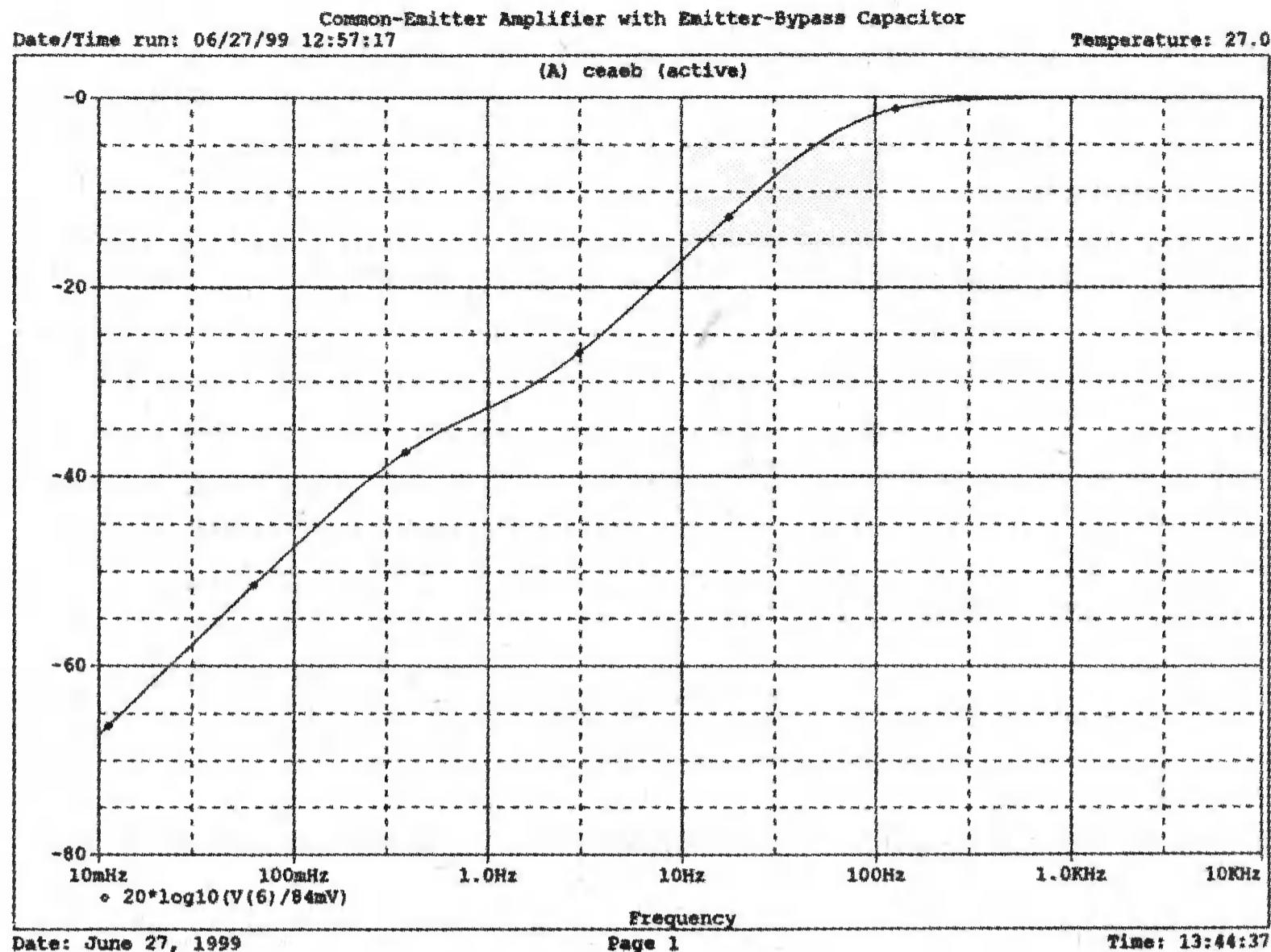
Установите по оси Y диапазон от -20 до 0 , а по оси $X =$ от 1 Гц до 10 кГц. Используйте курсор, чтобы найти значение -3 дБ. Проверьте, что оно соответствует частоте $f = 74$ Гц. Эта частота называется частотой полюса, но поскольку схема имеет и другой конденсатор (C_b), появляется и второй полюс при более низкой частоте.

Чтобы сконцентрировать исследование только на влиянии C_e , измените ваш входной файл, исключив из него C_b . Это легко сделать, заменив команду, вводящую CB , на

```
RB 2 3 0.001
```

Внесите это изменение и снова выполните анализ. В Probe, как и прежде, получите график

$$20 \cdot \lg (V(6) / 84\text{mV}).$$



■ Рис. 4.7. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (график Боде) для схемы на рис. 4.6

Убедитесь, что вблизи отметки -3 дБ частота $f = 69,8$ Гц. Таким образом, присутствие C_b почти не изменяет расположение первого полюса. Имеется также нуль в этой схеме, при частоте, соответствующей возрастанию сигнала от нижнего уровня до 3 дБ.

С помощью курсора определите ослабление при $f = 1$ Гц. Оно должно составлять $31,47$ дБ. Убедитесь, что прибавив к этому значению 3 дБ, получим значение $-28,47$ дБ, соответствующее частоте $f = 2,12$ Гц. Таким образом, нуль достигается при частоте приблизительно $2,1$ Гц.

Если вас интересует, что случится, когда не будет полюса, определяемого конденсатором C_e , просто установите значение сопротивления R_e в $0,001$ Ом и повторно запустите анализ, восстановив C_b . В результате вы получите одиночный полюс при $f = 3,26$ Гц.

ДВУХКАСКАДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ НА ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ



Упрощенная гибридная π -модель двухкаскадного усилителя с общим эмиттером показана на рис. 4.8. Значения параметров элементов: $V = 1$ мВ; $R_s = 50$ Ом; $R_{L1} = R_{L2} = 2$ кОм; $r_{bb'} = 100$ Ом; $r_{b'e} = 1$ кОм; $g_m = 50$ мС; $C_e = 100$ пФ и $C_c = 3$ пФ. Входной файл для этого случая:

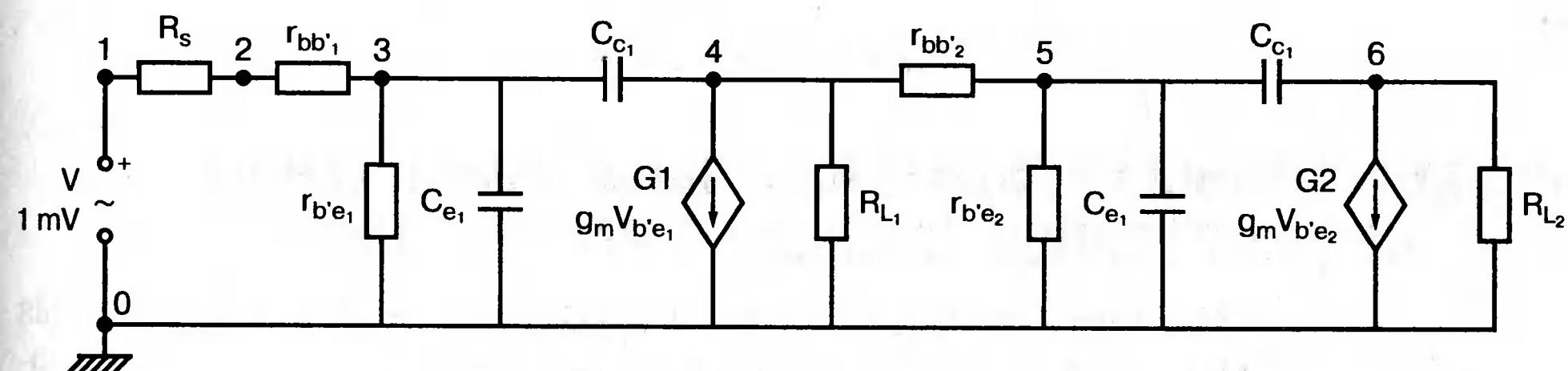
```
Two-Stage CE Amplifier at High Frequencies
V 1 0 AC 1mV
G1 4 0 3 0 50mS
G2 6 0 5 0 50mS
RS 1 2 50
```

```

RBB1 2 3 100
RBE1 3 0 1k
RL1 4 0 2k
RBB2 4 5 100
RBE2 5 0 1k
RL2 6 0 2k
NA1 3 0 100pF
CC1 3 4 3pF
CE2 5 0 100pF
CC2 5 6 3pF
.AC DEC 20 100Hz 1MEG
.PROBE
.END

```

$$\begin{aligned}
 g_m &= 50 \text{ mS} & r_{bb'} &= 100 \Omega \\
 C_e &= 100 \text{ pF} & r_{b'e} &= 1 \text{ k}\Omega \\
 C_c &= 3 \text{ pF}
 \end{aligned}$$

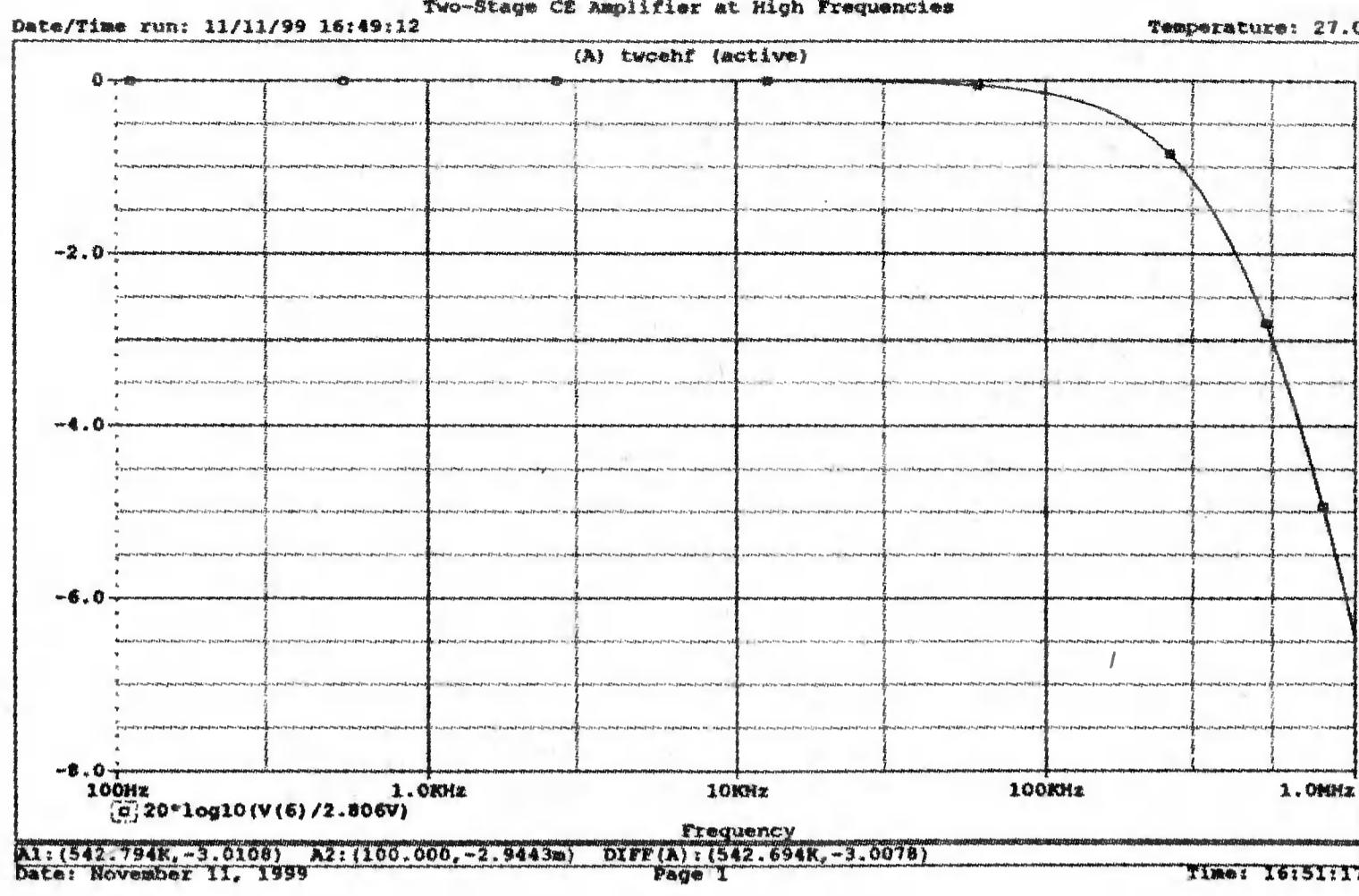


■ Рис. 4.8. Модель для анализа двухкаскадного усилителя на высоких частотах

Выполните анализ и в Probe получите график $V(6)$. С помощью курсора проверьте, что среднечастотное значение $V(6) = 2,805$ В. Вместо этого графика получите график

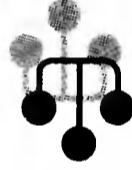
$$20 \cdot \lg (V(6) / 2,806\text{В}).$$

Используйте режим курсора, чтобы показать, что отметка -3 дБ соответствует частоте $f = 542,8$ кГц. Вы обратите внимание, что график не имеет точной линейной области, необходимой, чтобы найти отметку -3 дБ по методике Боде. Это объясняется тем, что усилитель имеет более одного полюса. Имеется полюс для каждого конденсатора, то есть всего четыре полюса. В цепях такого типа они обычно расположены близко друг от друга. Когда один полюс доминирует, он будет близок к отметке -3 дБ. С практической точки зрения более важно найти частоту, соответствующую 3 дБ, чем положение всех полюсов. График Боде для этой схемы приведен на рис. 4.9. Получите, кроме него, график $VP(6)$ и покажите в завершение анализа, что при $f = 541,3$ кГц угол $\theta = -48^\circ$.

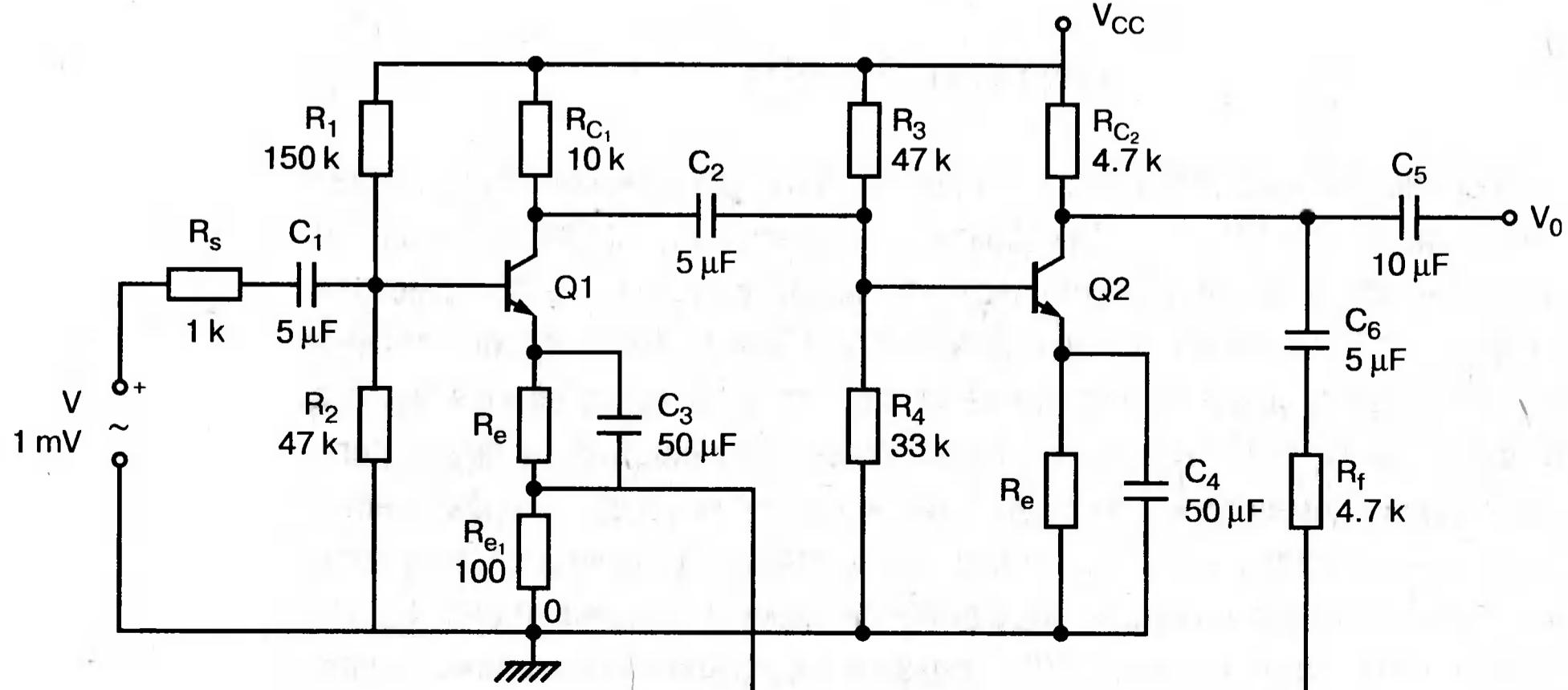


■ Рис. 4.9. График Боде для схемы на рис. 4.8

ДВУХКАСКАДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ СВЯЗЬЮ ПО НАПРЯЖЕНИЮ



Анализ схемы на рис. 4.10, в которой используется стандартная обратная связь, вызывает некоторые затруднения. Необходимость применения полного набора h -параметров при анализе приводит к сложному набору расчетных формул. И в этом случае анализ с помощью PSpice значительно проще. При изучении малосигнальной схемы примем, что емкости всех конденсаторов были выбраны настолько большими, что они представляют короткое замыкание для выбранного диапазона частот. Это дает модель схемы, показанную на рис. 4.11.



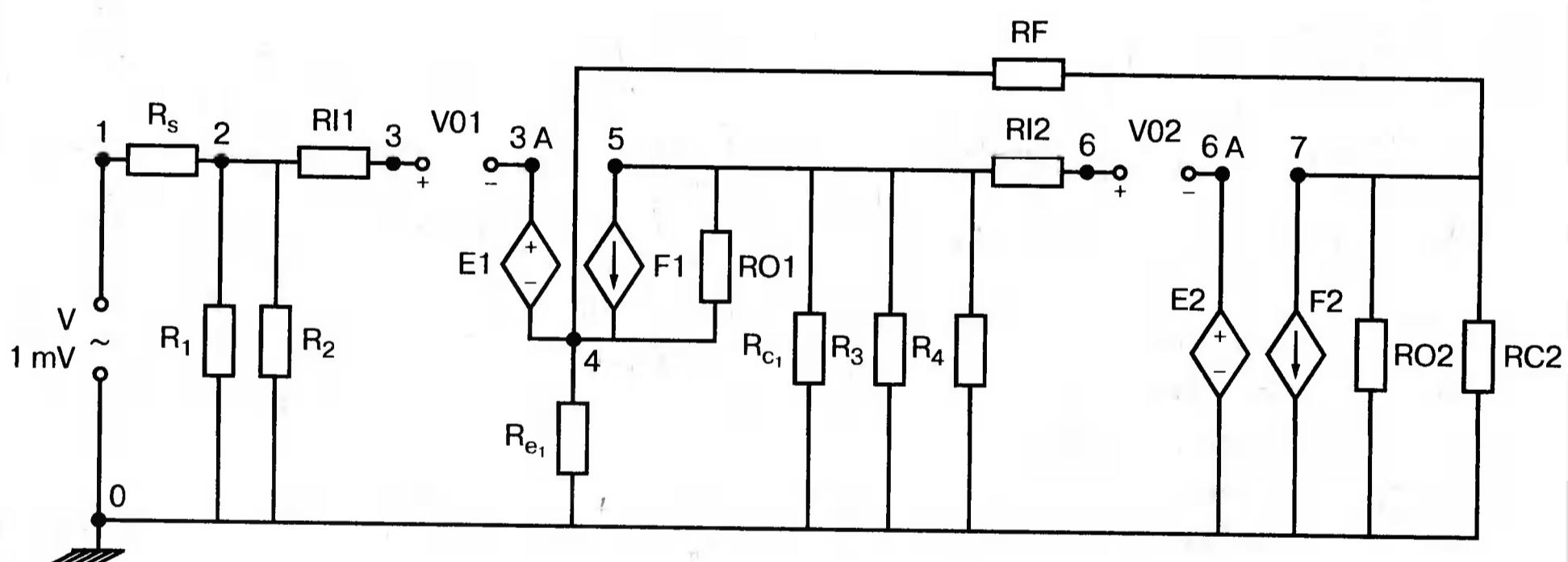
■ Рис. 4.10. Двухкаскадный усилитель ОЗ с последовательной обратной связью по напряжению

Найдем коэффициент усиления по напряжению, R_i и R_o . Разметьте узлы и затем создайте входной файл. Сравните ваш файл с приведенным далее:

```

E2 6A 0 7 I 2.5A-4
F1 5 4 V01 50
F2 7 0 V02 50
RS 1 2 1k
R1 2 0 150k
R2 2 0 47k
RI1 2 3 1.1k
RE1 4 0 100
RO1 5 4 40k
RC1 5 0 10k
R3 5 0 47k
R4 5 0 33k
RI2 5 6 1.1k
RO2 7 0 40k
RC2 7 0 4.7k
RF 7 4 4.7k
.TF V(7) V
.OP
.OPT nopage
.END

```



■ Рис. 4.11. Малосигнальная низкочастотная модель для усилителя, представленного на рис. 4.10

Выполните анализ и распечатайте выходной файл, убрав лишние строки, чтобы результаты поместились на одной странице. Сравните ваши результаты с рис. 4.12. Анализ показывает, что полный коэффициент усиления по напряжению $V(7)/V = 43,58$, $R'_o = 148,6$ Ом. Убедитесь, что в отсутствие нагрузки $R_o = 153,5$ Ом. Убедитесь, что с учетом результата в выходном файле $R'_I = 27,29$ кОм входное сопротивление относительно базы первого транзистора $R_i = 99,01$ кОм.

Как будут различаться результаты анализа для схемы с обратной связью и результаты для схемы без обратной связи, когда резистор R_f удален? Просто выполните анализ снова, исключив команду, вводящую RF . В результате вы получите $V(7)/V = 1223$, $R_o = 42,9$ кОм и $R_i = 6,06$ кОм (см. рис. 4.13).

***** 09/16/05 11:02:16 ***** Evaluation PSpice (Nov 1999) *****

Small-signal Model Voltage-series Feedback, CE Pair

```

V 1 0 1mV
V01 3 3A 0
V02 6 6A 0
E1 3A 4 5 4 2.5E-4
E2 6A 0 7 0 2.5E-4
F1 5 4 V01 50
F2 7 0 V02 50
RS 1 2 1k
R1 2 0 150k
R2 2 0 47k
RI1 2 3 1.1k
RE1 4 0 100
RO1 5 4 40k
RC1 5 0 10k
R3 5 0 47k
R4 5 0 33k
RI2 5 6 1.1k
RO2 7 0 40k
RC2 7 0 4.7k
RF 7 4 4.7k
.TF V(7) V
.OP
.OPT nopage
.END

```

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	.0010	(2)	963.4E-06	(3)	952.7E-06	(4)	953.0E-06
(5)	-416.6E-06	(6)	10.89E-06	(7)	.0436	(3A)	952.7E-06
(6A)	10.89E-06						

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
V	-3.664E-08
V01	9.719E-09
V02	-3.886E-07

TOTAL POWER DISSIPATION 3.66E-11 WATTS

***** VOLTAGE-CONTROLLED VOLTAGE SOURCES

NAME	E1	E2
V-SOURCE	-3.424E-07	1.089E-05
I-SOURCE	9.719E-09	-3.886E-07

***** CURRENT-CONTROLLED CURRENT SOURCES

NAME	F1	F2
I-SOURCE	4.860E-07	-1.943E-05

***** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

$V(7)/V = 4.358E+01$

INPUT RESISTANCE AT V = 2.729E+04

OUTPUT RESISTANCE AT V(7) = 1.486E+02

***** 09/16/05 11:23:10 ***** Evaluation PSpice (Nov 1999) *****

Small-signal Model Voltage-series Feedback, CE Pair

***** CIRCUIT DESCRIPTION

```
V 1 0 1mV
V01 3 3A 0
V02 6 6A 0
E1 3A 4 5 4 2.5E-4
E2 6A 0 7 0 2.5E-4
F1 5 4 V01 50
F2 7 0 V02 50
RS 1 2 1k
R1 2 0 150k
R2 2 0 47k
RI1 2 3 1.1k
RE1 4 0 100
RO1 5 4 40k
RC1 5 0 10k
R3 5 0 47k
R4 5 0 33k
RI2 5 6 1.1k
RO2 7 0 40k
RC2 7 0 4.7k
;RF 7 4 4.7k
.TF V(7) V
.OP
.OPT nopage
.END
```

***** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	.0010	(2)	838.3E-06	(3)	686.3E-06	(4)	688.0E-06
(5)	-.0061	(6)	305.9E-06	(7)	1.2235	(3A)	686.3E-06
(6A)	305.9E-06						

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
V	-1.617E-07
V01	1.382E-07
V02	-5.818E-06

TOTAL POWER DISSIPATION 1.62E-10 WATTS

***** VOLTAGE-CONTROLLED VOLTAGE SOURCES

NAME	E1	E2
V-SOURCE	-1.695E-06	3.059E-04
I-SOURCE	1.382E-07	-5.818E-06

***** CURRENT-CONTROLLED CURRENT SOURCES

NAME	F1	F2
I-SOURCE	6.911E-06	-2.909E-04

***** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

$V(7)/V = 1.223E+03$

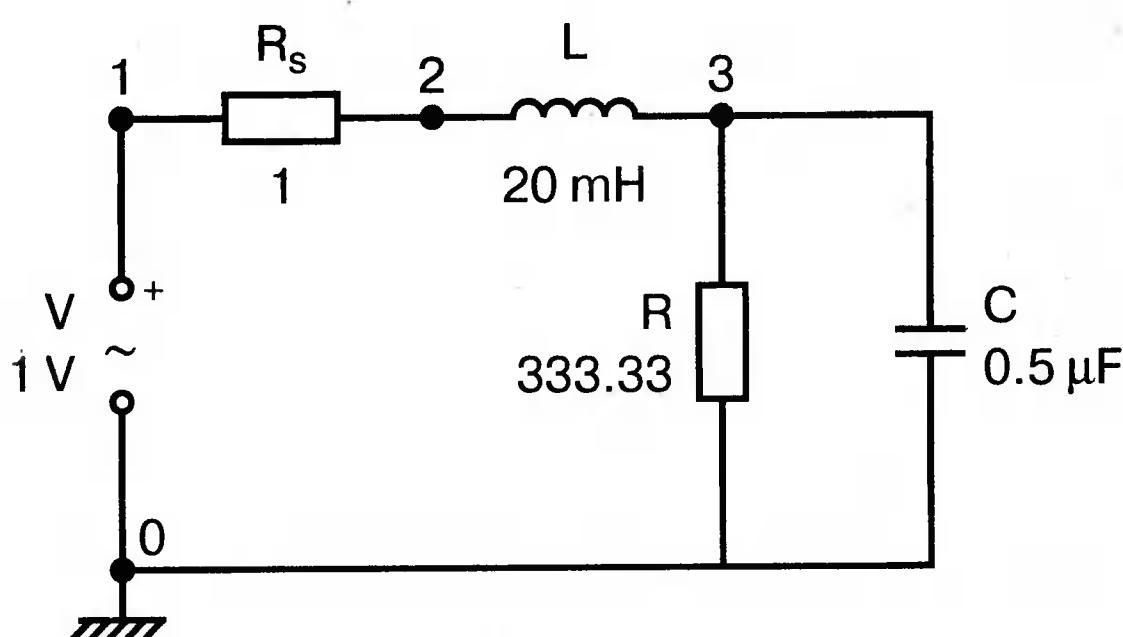
INPUT RESISTANCE AT V = 6.186E+03

OUTPUT RESISTANCE AT V(7) = 4.236E+03

КОЛЕБАТЕЛЬНЫЙ КОНТУР КАК МОДЕЛЬ ДВУХПОЛЮСНОГО УСИЛИТЕЛЯ С ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ



Продолжая тему, связанную с анализом частотных характеристик на PSpice, рассмотрим простую схему на рис. 4.14. Схема, состоящая из сопротивления, катушки индуктивности и конденсатора может использоваться для иллюстрации важных свойств двухполюсного усилителя с обратной связью. Хотя схема физически не содержит активных устройств, связанных с усилителями, она, тем не менее, имеет ту же самую частоту, фазу и переходную характеристику, что и усилитель. На примере этой схемы проще понять многие свойства его частотных и переходных характеристик.



■ Рис. 4.14. Двухполюсная модель замещения для усилителя с обратной связью

Начнем анализ, используя элементы со следующими параметрами: $V = 1 \text{ В}$; $R_s = 1 \Omega$; $L = 20 \text{ мГн}$; $R = 333,33 \Omega$ и $C = 0,5 \mu\text{Ф}$. Если не учитывать затухание, резонансная частота этой схемы определяется из выражения:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 1,59 \text{ кГц.}$$

Угловая частота

$$\omega_o = 2\pi f_o = 10 \text{ град/с.}$$

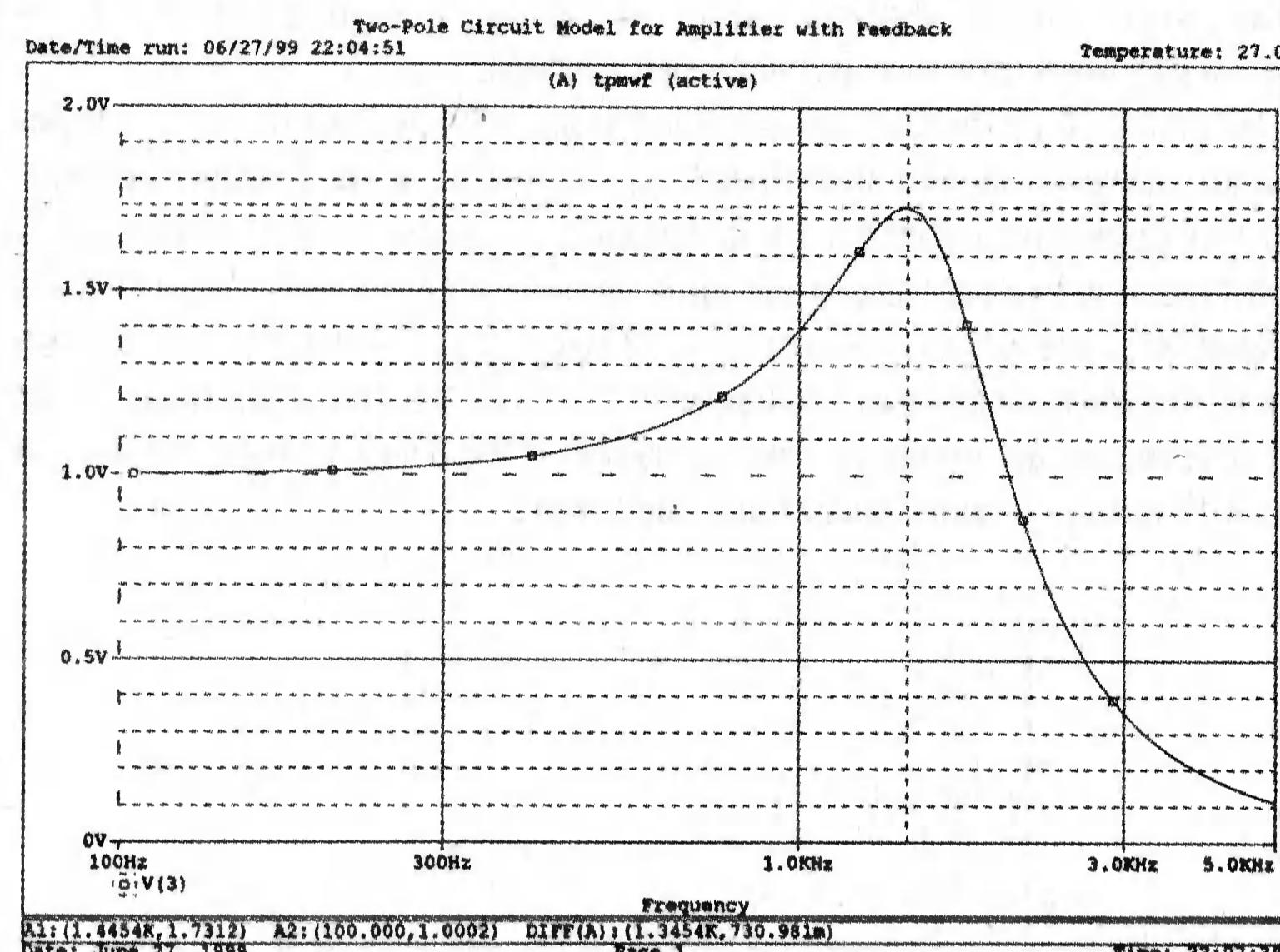
Другие величины, представляющие интерес: добротность $Q = R/(\omega_0 L)$ и $k = -1/2Q$ (коэффициент затухания). В дальнейшем мы будем исследовать влияние k , изменяя R , однако сначала проведем анализ при $R = 333,33 \Omega$ и $k = 0,3$. Интересно рассмотреть частотную характеристику этой двухполюсной схемы, имея в виду, что она ведет себя так же, как усилитель с обратной связью. Входной файл:

```
Two-Pole Circuit Model for Amplifier with Feedback
V 1 0 AC 1
RS 1 2 1
L 2 3 20mH
R 3 0 333.33
N 3 0 0.5uF
.AC DEC 50 100 10kHz
.PROBE
.END
```

Проведите анализ и получите график $V(3)$ в диапазоне от 100 Гц до 5 кГц. График показывает, что в некотором диапазоне частот выходное напряжение $V(3)$ превышает входное напряжение 1 В. Из переходной функции можно найти, что пик приходится на угловую частоту и $\omega_0 = \omega_0 \sqrt{1-2k^2}$ напряжение в этой точке (пиковое значение) равно:

$$V_p = \frac{1}{2k\sqrt{1-k^2}}.$$

Вычислите эти значения по формулам; затем, используя режим курсора в Probe, проверьте их. График, подобный приведенному на рис. 4.15, должен показать следующие координаты пика напряжения: $f = 1,445$ кГц и $V_p = 1,73$ В.



■ Рис. 4.15. Амплитудно-частотная характеристика схемы на рис. 4.14

В следующей части анализа используем ступенчатое входное напряжение, чтобы оценить степень колебательности, или перерегулирования, при заданном значении k . Для того чтобы задать ступеньку напряжения, изменим команду, вводящую V , чтобы применить импульсный источник PWL . Значения в круглых скобках — это пары значений времени и напряжения. Таким образом, запись $(0,0)$ в начале команды свидетельствует, что в нулевой момент времени, напряжение равно нулю. Следующая запись $(0,01ms, 1)$ означает, что через 0,01 мс, напряжение становится равным 1 В. Нарастание в этом временном интервале происходит линейно. Напряжение остается равным 1 В до момента $t = 2$ мс. Команда $.TRAN$ использует два значения, первое из которых задает интервал печати (для получения и распечатки графика) и может игнорироваться при работе Probe. Второе значение представляет конечное время (1,5 мс). Таким образом, входной файл имеет вид:

Transient Response of Two-Pole Circuit Model for Amplifier with Feedback

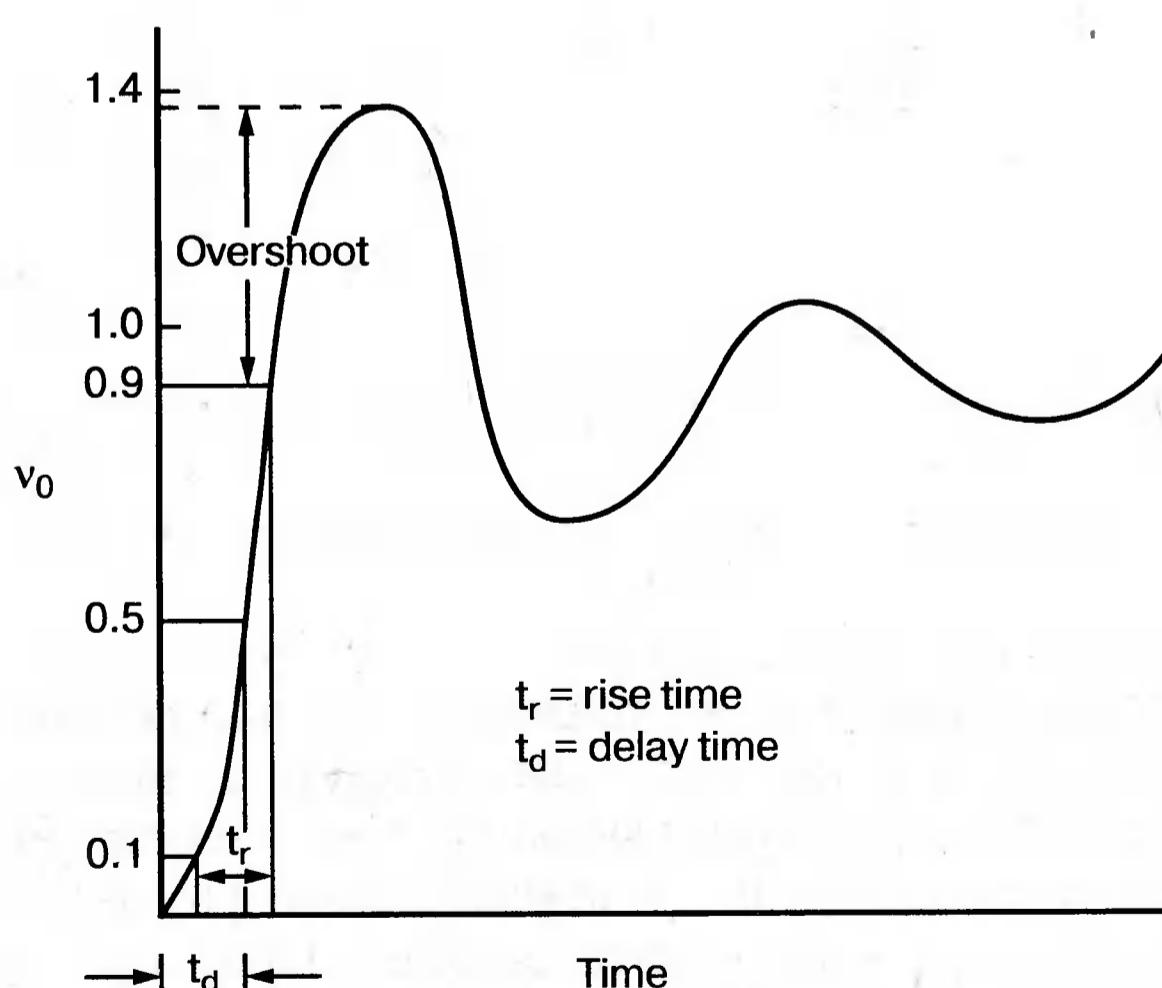
```

V 1 0 PWL (0, 0 0.01ms, 1 2ms, 1)
RS 1 2 1
R 3 0 333.33
L 2 3 20mH
N 3 0 0.5UF
.TRAN 0.0 5ms 1.5ms
.PROBE
.END

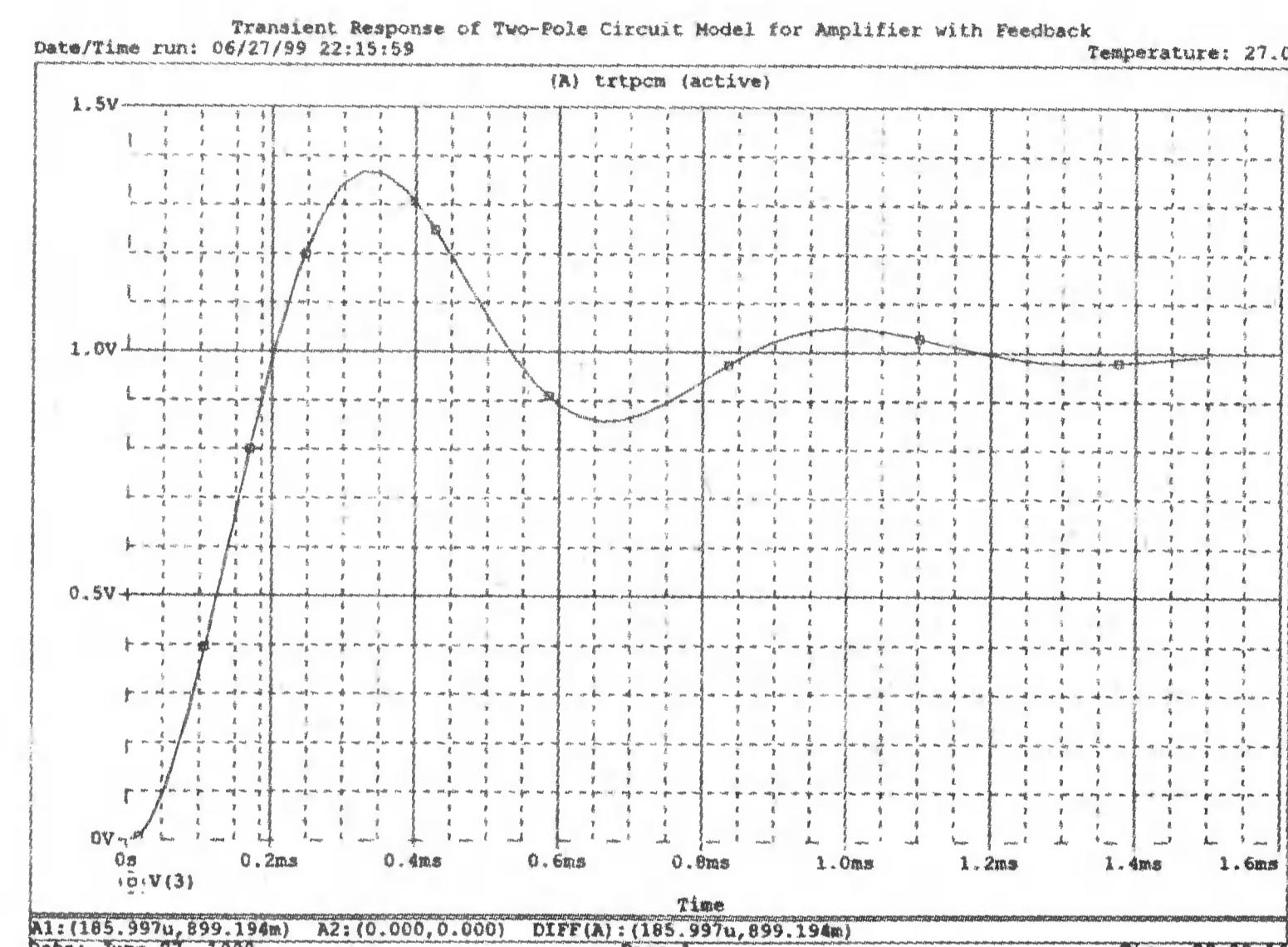
```

Выполните анализ и получите график V(3) в Probe. Поскольку мы вызвали анализ переходного процесса (transient analysis), по оси X откладывается время. Верхняя граница шкалы времени равна 1,5 мс. График напряжения отражает перерегулирование при затухающем колебательном процессе в колебательном контуре. Имеется несколько важных моментов времени, которые вы можете найти, используя режим курсора.

На рис. 4.16 приведены характерные моменты времени и соответствующие им значения напряжения. Время $t_{0,1}$ — момент, когда реакция достигает 0,1 от установившегося значения, время $t_{0,5}$ — момент, когда реакция достигает 0,5 от установившегося значения (время задержки) и т. д. При использовании курсора, убедитесь, что $t_{0,1} = 52$ мкс, $t_{0,5} = 124$ мкс и $t_{0,9} = 186$ мкс. При этом время нарастания составляет $(t_{0,9} - t_{0,1}) = 134$ мкс. Убедитесь также, что напряжение достигает пикового значения 1,368 В в момент $t = 326$ мкс. На рис. 4.17 показана переходная характеристика.



В равной степени важно, что теперь мы можем быстро изменить значение и снова выполнить анализ. Возвратитесь к входному файлу для частотной характеристики и задайте новое значение сопротивления $R = 141,41 \text{ Ом}$. При этом будет выполняться условие $2k^2 > 1$, соответствующее отсутствию максимума в частотной характеристике. При $R = 141,41 \text{ Ом}$ коэффициент $k = 0,707$. Выполните частотный анализ для этого значения R , и убедитесь, что график не достигает максимума, а снижение начинается при более низких частотах. При желании вы можете продолжить анализ для других значений k . Не забудьте, что при больших значениях R (меньших значениях k) в частотной характеристике появится максимум. Проведите анализ для значений $k = 0,4$ и $k = 0,6$.

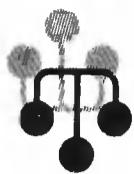


■ Рис. 4.17. Реакция двухполюсной цепи на ступенчатый импульс, полученная в Probe

Анализ переходных процессов для каждого значения k также должен быть исследован. Мы провели анализ переходных процессов при $k = 0,3$. Покажите, что при $k = 0,707$, хотя и не имеется максимума в частотной характеристике, все еще наблюдается некоторое перерегулирование и колебательность в переходной характеристике при подаче ступеньки напряжения. Согласно теории, при $k = 1$, когда будет достигнуто критическое затухание, перерегулирование исчезнет. Это будет также означать, что частотная характеристика пройдет ниже (то же самое ослабление будет достигаться при более низких частотах). Выполните анализ при $k = 1$ и убедитесь, что $t_{0,1} = 59 \text{ мкс}$, $t_{0,5} = 173 \text{ мкс}$ и $t_{0,9} = 403 \text{ мкс}$. Покажите также, что для 3 дБ (для $V = 0,707 \text{ В}$) частота составляет $f = 1,016 \text{ кГц}$.

Итак, мы рассмотрели частотные и переходные характеристики колебательного контура, сходные с аналогичными характеристиками усилителя с обратной связью. Внимательно изучив результаты, вы должны получить ясное представление о роли Q , k , R , L и C в исследуемых процессах.

УСИЛИТЕЛЬ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

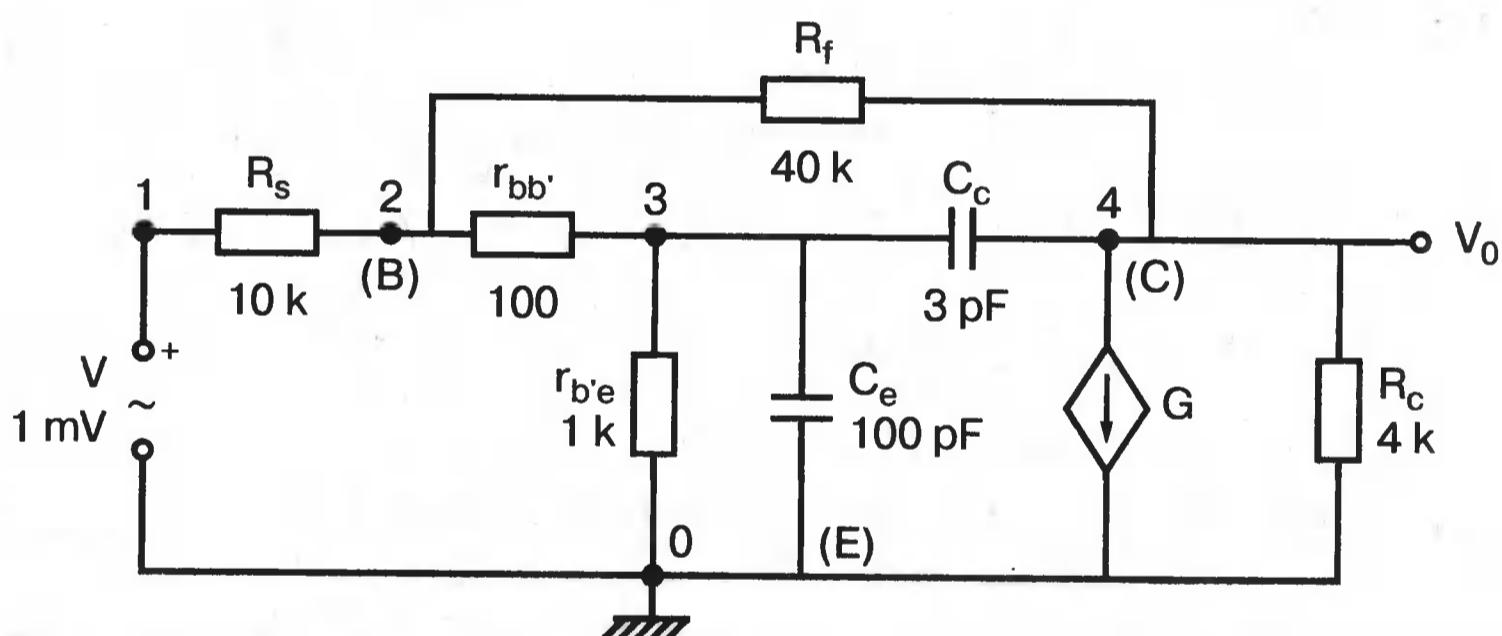


В качестве примера, относящегося уже не к колебательному контуру, а к усилителю, на рис. 4.18 показана упрощенная гибридная π -модель для усилителя ОЭ с параллельной обратной связью по напряжению.

Так как нас интересует реакция на высоких частотах, используем анализ на переменном токе в диапазоне частот от 1 кГц до 10 МГц. Входной файл:

```
CE Amplifier with Voltage-Shunt Feedback
V 1 0 AC 1mV
G 4 0 3 0 50mS
RS 1 2 10k
RBB 2 3 100
RBE 3 0 1k
RF 2 4 4 0k
RC 4 0 4k
CE 3 0 100pF
CC 3 4 3pF
.AC DEC 40 1kHz 10MEGHZ
.PROBE
.END
```

$$g_m = 50 \text{ mS}$$



■ Рис. 4.18. Упрощенная гибридная π -модель для усилителя ОЭ с параллельной обратной связью по напряжению

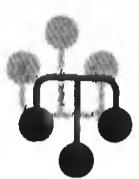
Выполните анализ; затем убедитесь, используя режим курсора, что $V(4) = 3,199$ мВ соответствует среднечастотному значению. Затем удалите этот график и получите вместо него график

$$20 \cdot \lg (V(4)/3,2\text{mV}).$$

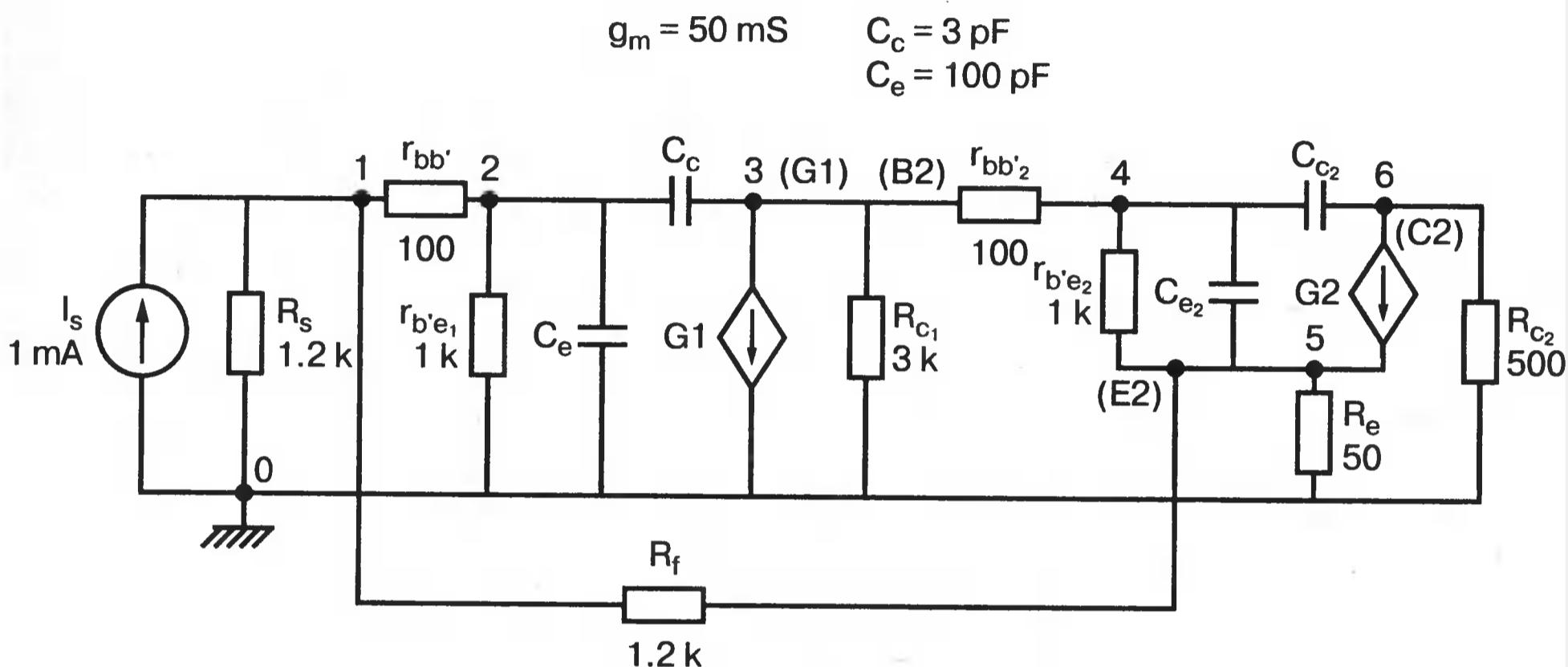
Используйте курсор, чтобы найти отметку, соответствующую снижению на 3 дБ при $f = 1,37$ МГц.

Чтобы показать влияние R_f на процессы в схеме, удалите во входном файле команду, вводящую R_f и снова выполните анализ. Убедитесь, что при удалении R_f среднечастотное значение $V(4) = 18,02$ мВ и что отметка 3 дБ соответствует частоте $f = 246$ кГц. Как и ожидалось из теоретического анализа обратной связи, включение в схему R_f стабилизирует ее режим, приводя к более низкому коэффициенту усиления по напряжению и расширению полосы частот.

ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО ТОКУ В ДВУХКАСКАДНОМ УСИЛИТЕЛЕ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ



Для дальнейшей иллюстрации влияния обратной связи на диапазон частот на рис. 4.19 показана модель двухкаскадной схемы ОЭ с параллельной обратной связью по току. Мы снова выбрали упрощенную гибридную π -модель, включив при этом резистор $R_f = 1,2 \text{ к}\Omega$ между эмиттером Q_2 и базой Q_1 .



■ Рис. 4.19. Модель двухкаскадной схемы ОЭ с параллельной обратной связью по току

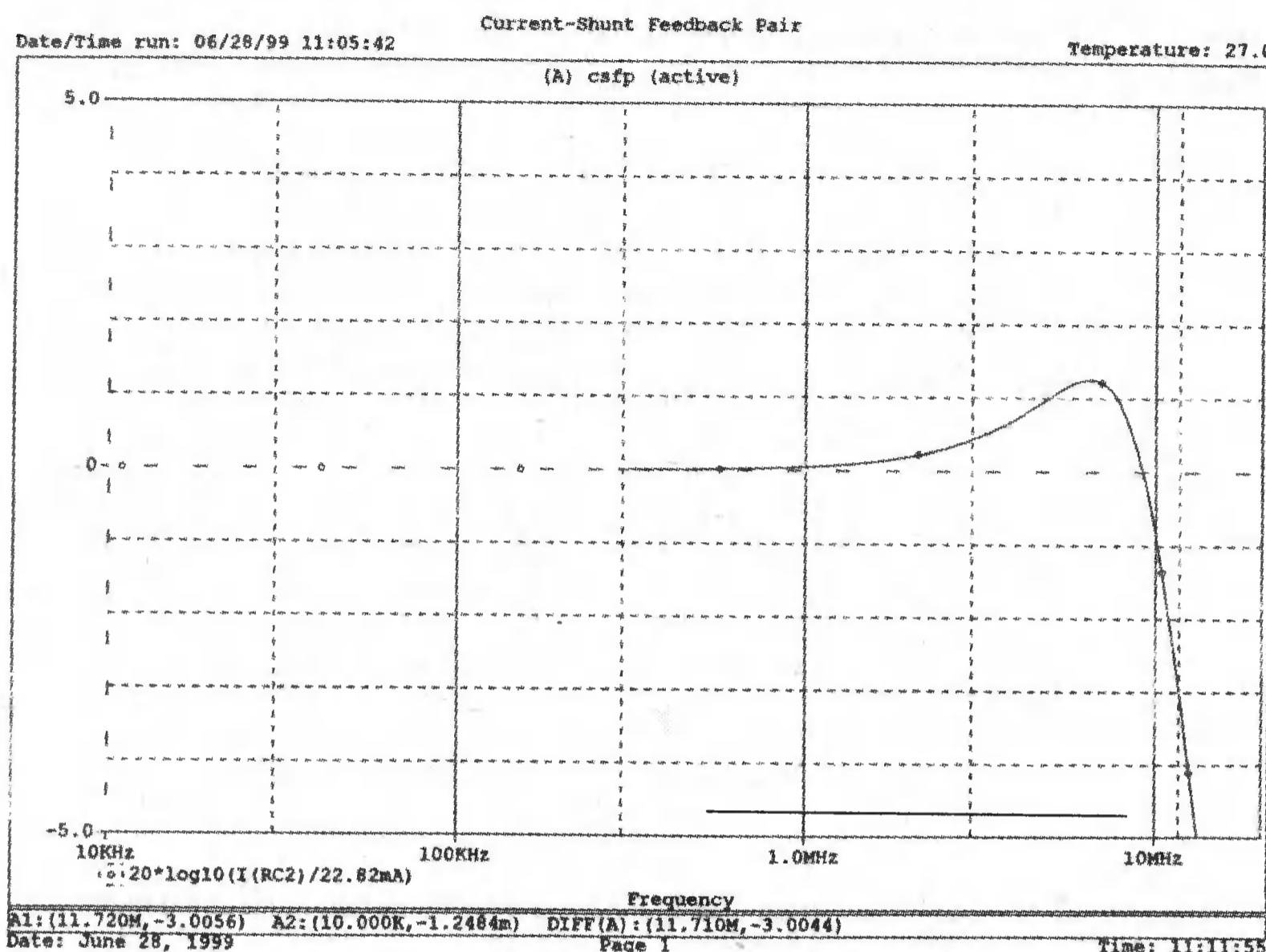
Используйте для анализа следующий входной файл:

```
Current-Shunt Feedback Pair
I 0 1 AC 1mA
G1 3 0 2 0 50mS
G2 6 5 4 5 40mS
RS 1 0 1.2k
RBB 1 2 100
RBE 2 0 1k
RC1 3 0 3k
RBB2 3 4 100
RBE2 4 5 1k
RE 5 0 50
RC2 6 0 500
RF 5 1 1.2k
CE 2 0 100pF
CC 2 3 3pF
CE2 4 5 100pF
CC2 4 6 3pF
.AC DEC 40 10kHz 100MEGHz
.PROBE
.END
```

Проверьте в Probe, что среднечастотное значение тока $I(RC2) = 22,82 \text{ мA}$ (что на 27,16 дБ выше I_S) и максимум тока 26,35 мА появляется при частоте $f = 6,68 \text{ МГц}$. Затем используйте выражение

$$20 \cdot \lg (I(RC2) / 22,82 \text{ мA}),$$

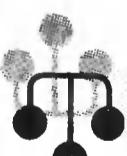
чтобы получить график выходного тока в децибелах. Чтобы яснее увидеть пик тока, установите диапазон по оси X в пределах от 10 кГц до 20МГц и диапазон по оси Y от -5 до 5. Используйте курсор, чтобы проверить, что отметка в 3 дБ соответствует $f = 11,72$ МГц. График должен быть похож на приведенный ниже (рис. 4.20).



■ Рис. 4.20. Характеристика Боде для схемы на рис. 4.19

Выполните анализ при удаленном из схемы R_f , чтобы показать, что в отсутствие обратной связи среднечастотное значение тока $I(RC2) = 508,9$ мА.

АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДЛЯ ТРЕХКАСКАДНОГО УСИЛИТЕЛЯ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

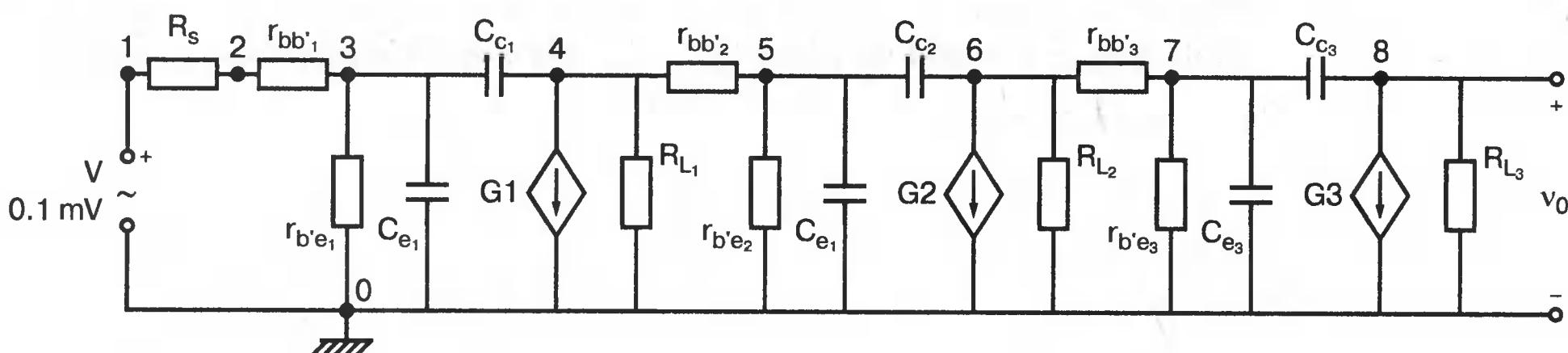


Рассмотрим теперь трехкаскадный усилитель с общим эмиттером. Анализировать эту схему без использования компьютера слишком трудно. Здесь также приходит на помощь PSpice, позволяя провести глубокий анализ схемы при различных параметрах. После этого мы введем в схему резистор обратной связи, включив его между коллектором последнего каскада и базой первого. В заключение мы рассмотрим, какие корректиры должны быть внесены, чтобы убрать большой максимум в характеристике усилителя с обратной связью. Модель усилителя представлена на рис. 4.21. Мы снова используем упрощенную гибридную π -модель для каждого транзистора. Для простоты резистор нагрузки каждого каскада выбран равным 2 кОм. Фактически резистор нагрузки каждого из первых двух каскадов представляет параллельное соединение коллекторного и смещающего резисторов. И напряжение источника $V = 0,1$ мВ при $R_s = 50$ Ом.

Входной файл:

Three-Stage CE Amplifier Frequency Response
V 1 0 AC 1mV
G1 4 0 3 50mS
G2 6 0 5 50mS
G3 8 0 7 50mS
RS 1 2 50
RBB1 2 3 100
RBE1 3 0 1k
RL1 4 0 2e
RBB2 4 5 100
RBE2 5 0 1k
RL2 6 0 2k
RBB3 6 7 100
RE3 7 0 1k
RL3 8 0 2k
CE1 3 0 100pF
NN1 3 4 3pF
CE2 5 0 100pF
CC2 5 6 3pF
CE3 7 0 100pF
CC3 7 8 3pF
.AC DEC 20 10kHz 1MEGHZ
.PROBE
.END

$$\begin{array}{lll} g_m = 50 \text{ mS} & C_c = 3 \text{ pF} & R_s = 50 \Omega \\ r_{b'e} = 1 \text{ k}\Omega & C_e = 100 \text{ pF} & R_{L_1} = 2 \text{ k}\Omega \\ r_{bb'} = 100 \Omega & & R_{L_2} = 2 \text{ k}\Omega \\ & & R_{L_3} = 2 \text{ k}\Omega \end{array}$$

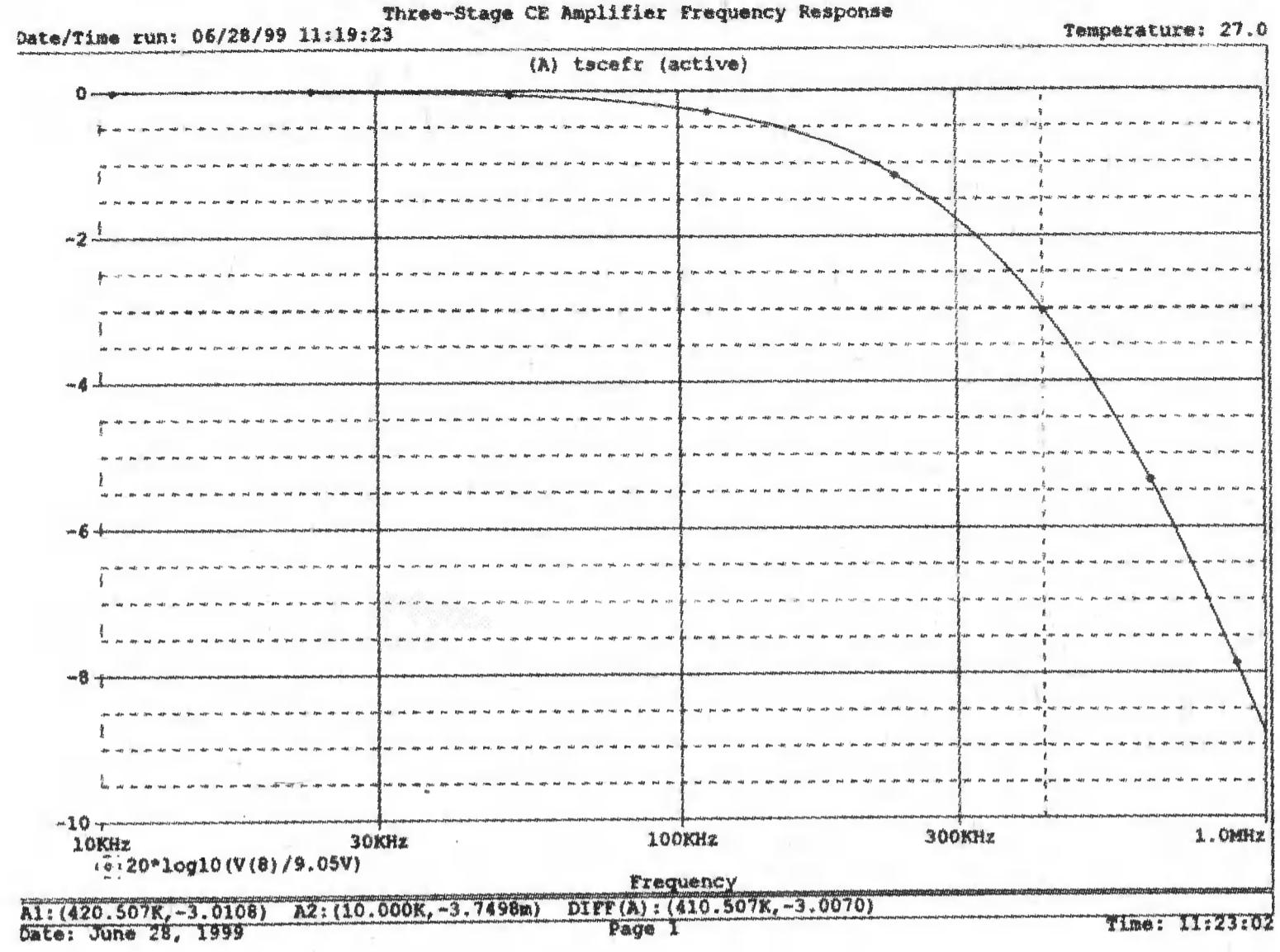


■ Рис. 4.21. Модель трехкаскадного усилителя ОЭ

Проведите анализ, показав, что среднечастотное значение $V(8) = 9,046 \text{ В}$.
Затем получите график

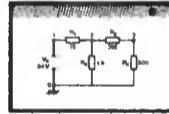
$$20 \cdot \lg (V(8)/9,05V)$$

и выясните, что отметка в 3 дБ соответствует частоте $f = 420 \text{ кГц}$. Коэффициент усиления, вероятно, значительно больше необходимого, и частотная характеристика немного не умещается в диапазоне в отличие от характеристики для схемы с обратной связью. Сравните ваши результаты с кривой на рис. 4.22.



■ Рис. 4.22 Характеристика Боде для схемы на рис. 4.21

Влияние нагрузки на частотную характеристику



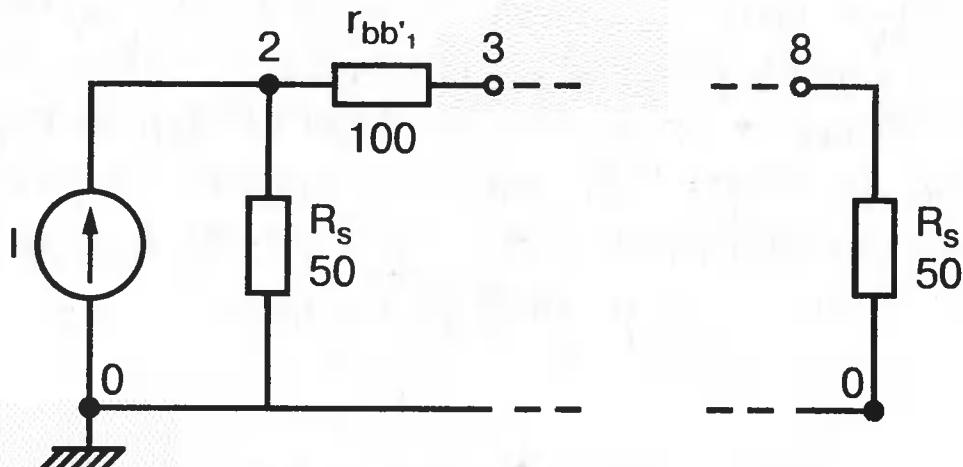
Вторая часть анализа будет выполняться с несколько измененной схемой. Замените источник напряжения источником тока по теореме Нортонна и установите сопротивление нагрузки $R_{L3} = 50 \Omega$. После модификации входной файл приобретает вид:

```
I 2 0 AC 2uA
RS 2 0 50
RL3 8 0 50
.AC DEC 20 10kHz 10MEGHZ
```

Обратите внимание, что, как показано на рис. 4.23, узел 1 был удален и, соответственно, была изменена команда R_S . Проведите анализ и убедитесь, что среднечастотное значение $I(RL3) = 4,52 \text{ mA}$. Затем используйте уравнение

$$20 \cdot \lg I((R_{L3}) / 4,53\text{mA}),$$

чтобы получить график в децибелах. Убедитесь, что отметка в 3 дБ соответствует частоте $f = 776 \text{ кГц}$. Это показывает, что уменьшение значения R_L расширяет полосу частот.



■ Рис. 4.23. Модификация схемы трехкаскадного усилителя

Трехкаскадный усилитель с параллельной обратной связью по напряжению

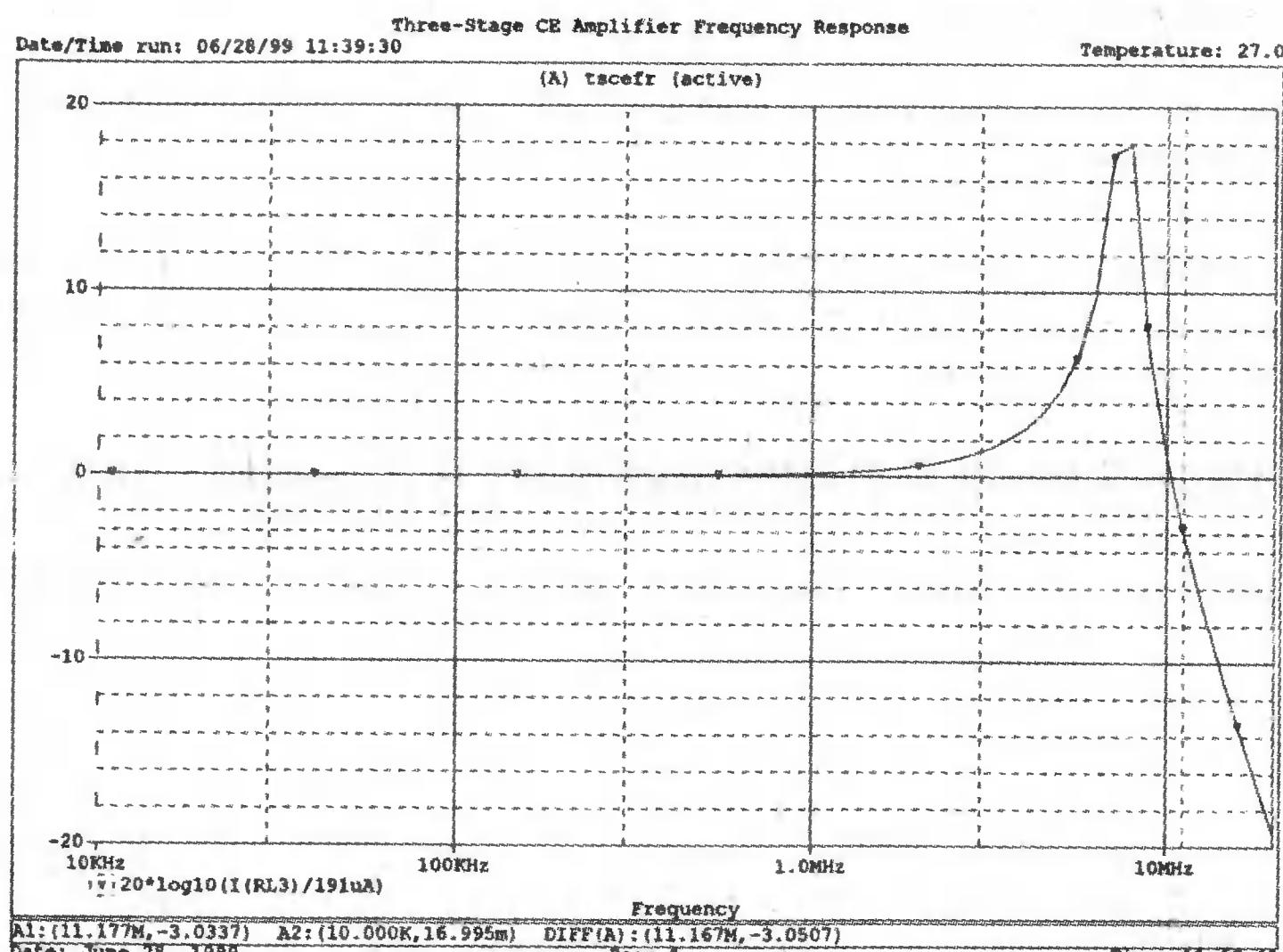
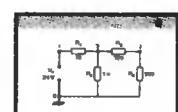
Теперь рассмотрим более значительное изменение. Включим резистор обратной связи $R_f = 5 \text{ кОм}$ между узлами 8 и 2 (то есть между коллектором последнего и базой первого каскадов). Это приведет к созданию параллельной обратной связи по напряжению, как в предыдущих примерах. Изменим входной файл, добавив команду для введения R_f :

```
RF 8 2 5k
```

Теперь выполните анализ для $f = 20 \text{ МГц}$, убедившись, что среднечастотное значение $I(R_{L3}) = 191 \text{ мкА}$. С учетом этого график Боде следует строить по уравнению

$$20 \cdot \lg I(R_{L3}) / 191 \text{ мкА}.$$

Скорректируйте диапазон значений по оси Y , чтобы иметь возможность работать от -20 до 20 дБ. Убедитесь, что максимум тока достигается при $17,89$ дБ и соответствует частоте $f_p = 7,94 \text{ МГц}$. Покажите также, что отметка -3 дБ достигается при $f = 11,18 \text{ МГц}$. Этот график показан на рис. 4.24.

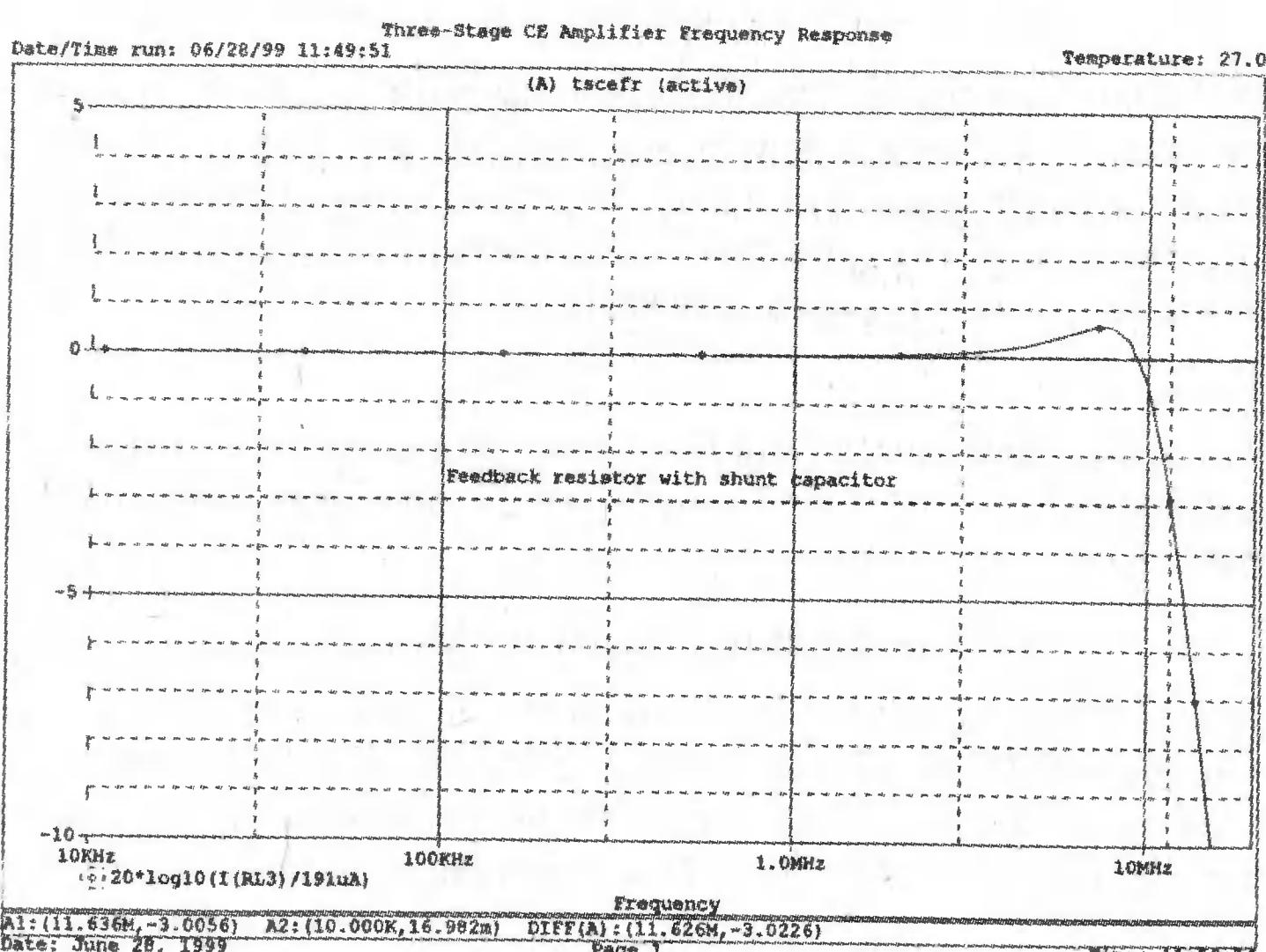


■ Рис. 4.24. График Боде для схемы на рис. 4.23

Внезапный резкий взлет выходной характеристики, конечно, нежелателен. Избежать его можно, подключив подходящий конденсатор параллельно резистору обратной связи R_f . Конденсатор добавляет еще один нуль в выражение для коэффициента усиления. Очевидно, что этот нуль соответствует частоте f_p , что достигается при $C_f = 1/2\pi R_f f_p$. При $f_p = 8$ МГц получим $C_f = 4$ пФ. Вставьте во входной файл команду

```
CF 8 2 4pF
```

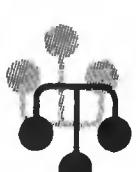
и снова запустите анализ. График в Probe должен показать плоскую кривую, которая при частоте $f = 7,9$ МГц формирует локальный максимум со значением 0,652 дБ, а при частоте $f = 11,18$ МГц — отметку -3 дБ. Этот график показан на рис. 4.25.



■ Рис. 4.25. График Боде для схемы на рис. 4.23 с конденсатором, подключенным параллельно R_f

Потратьте еще некоторое время на внимательное изучение полученных результатов. Важно понять, что без компьютера трудно было бы провести подобные исследования.

ОБЗОР НОВЫХ КОМАНД PSPICE, ПРИМЕНЯЕМЫХ В ДАННОЙ ГЛАВЕ



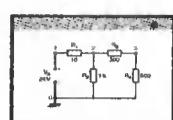
V[имя] <+узел> <-узел> [параметры анализа переходного процесса]

Например, запись

```
V 1 0 PWL (Ous OV lus IV Is IV)
```

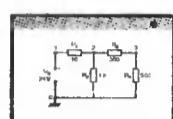
означает, что источник напряжения включен между узлами 1 и 0, форма выходного напряжения описывается кусочно-линейной функцией (piecewise linear — *PWL*). В момент $t = 0$, напряжение также нулевое; затем в момент $t = 1$ мкс $V = 1$ В и в момент $t = 1$ с $V = 1$ В. Между соседними точками временная диаграмма представляет собой отрезки прямой.

Различные виды задания формы выходного сигнала источников



В PSpice доступны не только независимые источники постоянного или синусоидального тока и напряжения. При исследовании переходных процессов могут быть заданы различные формы выходного сигнала, описываемые в спецификациях источников независимого напряжения или тока. Опишем подробно доступные источники, приводя простые примеры для каждого из них.

Экспоненциальные источники



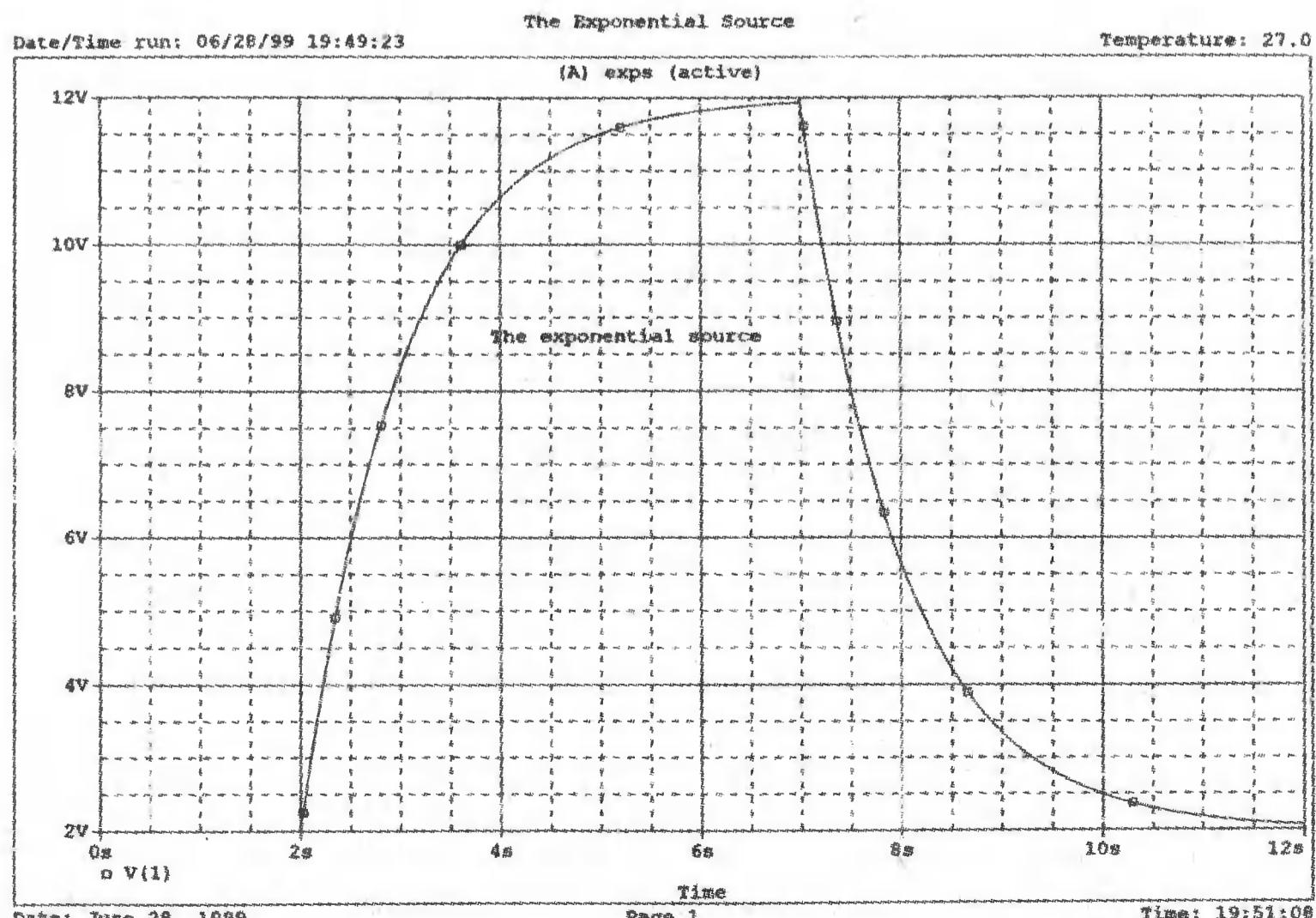
Выходное напряжение таких источников описывается в следующей форме:

$\exp(v1 \ v2 \ td1 \ t1 \ td2 \ t2)$,

где $v1$ — начальное значение напряжения;
 $v2$ — максимальное значение напряжения;
 $td1$ — время нарастания;
 $t1$ — постоянная времени нарастания τ_1 ;
 $td2$ — время спада;
 $t2$ — постоянная времени спада τ_2 .

Рассмотрим в качестве примера следующий входной файл:

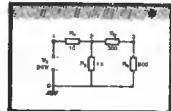
```
The Exponential Source
V 1 0 exp(2V 12V 2s 1s 7s 1s)
R 1 0 1
.tran 0.1s 12s
.probe
.end
```



■ Рис. 4.26. Форма напряжения для экспоненциального источника (exp)

На рис. 4.26 показано выходное напряжение $v(1)$, полученное в программе Probe. График показывает $V = 2$ В в качестве начального значения; затем в момент $t = 2$ с напряжение начинает экспоненциально нарастать до 12 В при времени нарастания $\tau_1 = 1$ с. В момент $t = 7$ с, напряжение начинает спадать по экспоненте к начальному напряжению с постоянной времени спада $\tau_2 = 1$ с. Отметим, что $td1$ и $td2$ определены относительно начального момента $t = 0$.

Импульсные источники



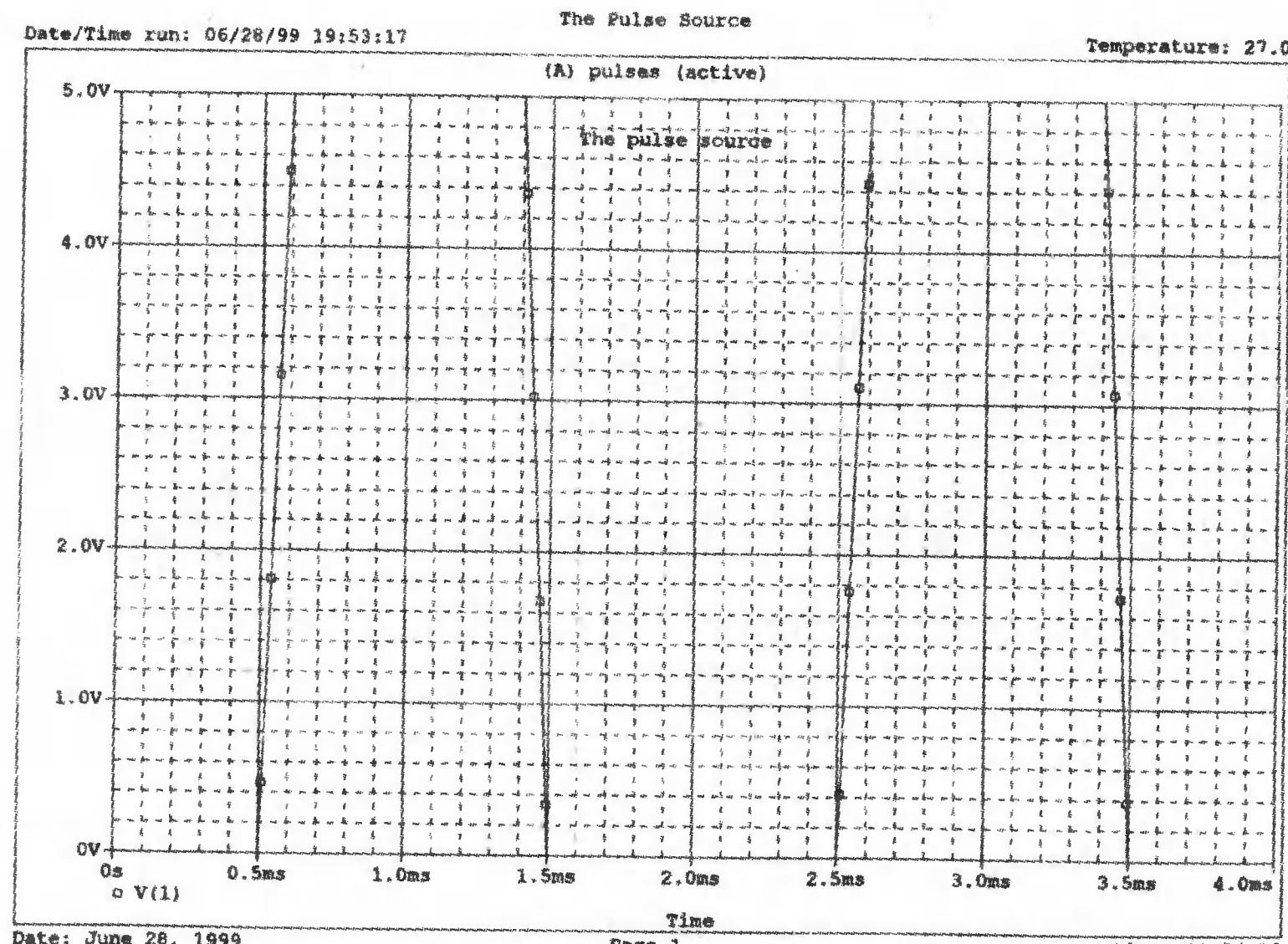
Форма выходного напряжения описывается в виде:

pulse < $v1$ > < $v2$ > < td > < tr > < tf > < pw > < per >,

где $v1$ — начальное напряжение;
 $v2$ — напряжение в импульсе;
 td — время задержки;
 tr — время нарастания;
 tf — время спада;
 pw — ширина импульса;
 per — период следования импульсов.

Рассмотрим, например, следующий входной файл:

```
The Pulse Source
V 1 0 pulse (0 5V .5ms 0.1ms 0.1ms 0.8ms 2ms)
R 1 0 1
.tran 0.02ms 4ms
.probe
.end
```

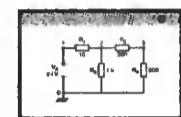


■ Рис. 4.27. Форма напряжения для импульсного источника (pulse)

На рис. 4.27 показано выходное напряжение $v(1)$, полученное в программе Probe. График показывает $V = 0$ В до момента 0,5 мс (задержка времени); затем напряжение повышается до 5 В за время нарастания 0,1 мс. Ширина импульса составляет 0,8 мс, время спада 0,1 мс. Через время периода 2 мс импульс повторяется. Обратите внимание на наклон на фронте и срезе импульса, который наблюдается из-за конечного времени спада и нарастания в 0,1 мс.

Источники с широтно-импульсной модуляцией

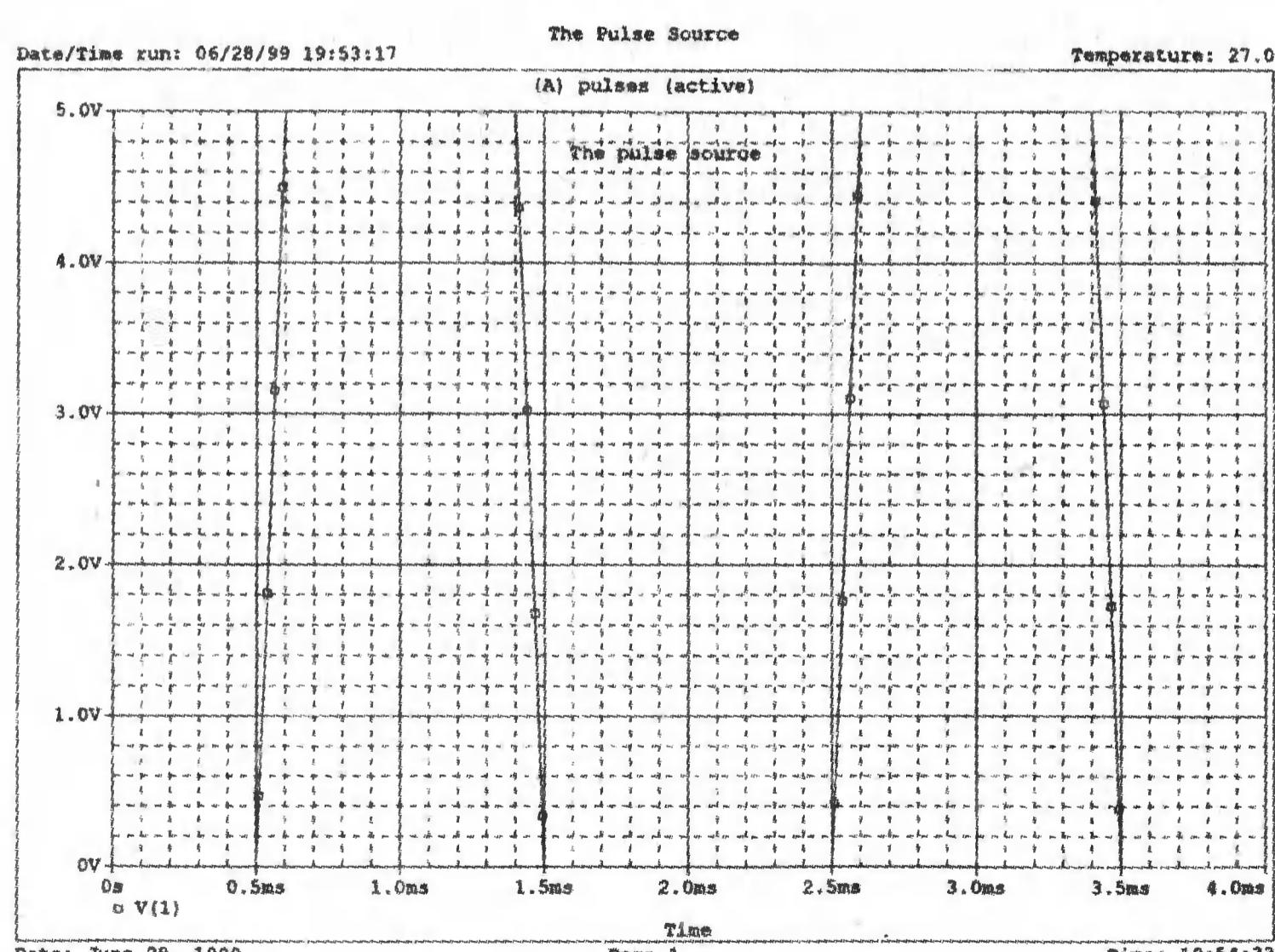
Форма выходного напряжения для источников с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) описывается в виде:



PWL(<t1> <v1><t2><v2> ... <tn> <vn>),

где $t1$ - время, связанное с напряжением $v1$, $t2$ - время, связанное с напряжением $v2$ и т. д. Движение от одного уровня напряжения до другого, происходит по линейному закону, мы как бы соединяя точки отрезками прямых. Рассмотрим в качестве примера следующий входной файл:

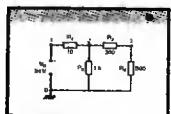
```
The Piecewise-Linear Source
V 1 0 PWLf0s OV 0.2s 3V 0.4s 5V 0.6s -5V 0.8s -3V 1s OV)
R 1 0 1
.tran 0.01s Is
.probe
.end
```



■ Рис. 4.28. Форма напряжения для источника с кусочно-линейным напряжением (PWL)

На рис. 4.28 показано выходное напряжение $v(t)$, полученное в программе Probe. Обратите внимание, что в команде *PWL* сначала задаются моменты времени, которые затем сопровождаются соответствующими им напряжениями. Моменты времени задаются с нарастающими значениями; напряжения могут иметь положительные или отрицательные значения.

Источники с частотной модуляцией



Форма выходного напряжения описывается в виде:

$$\text{SFFM}(<vo> <va> <fc> <m> <fs>),$$

где vo — напряжение смещения;

va — амплитуда напряжения;

fc — несущая частота;

m — коэффициент модуляции;

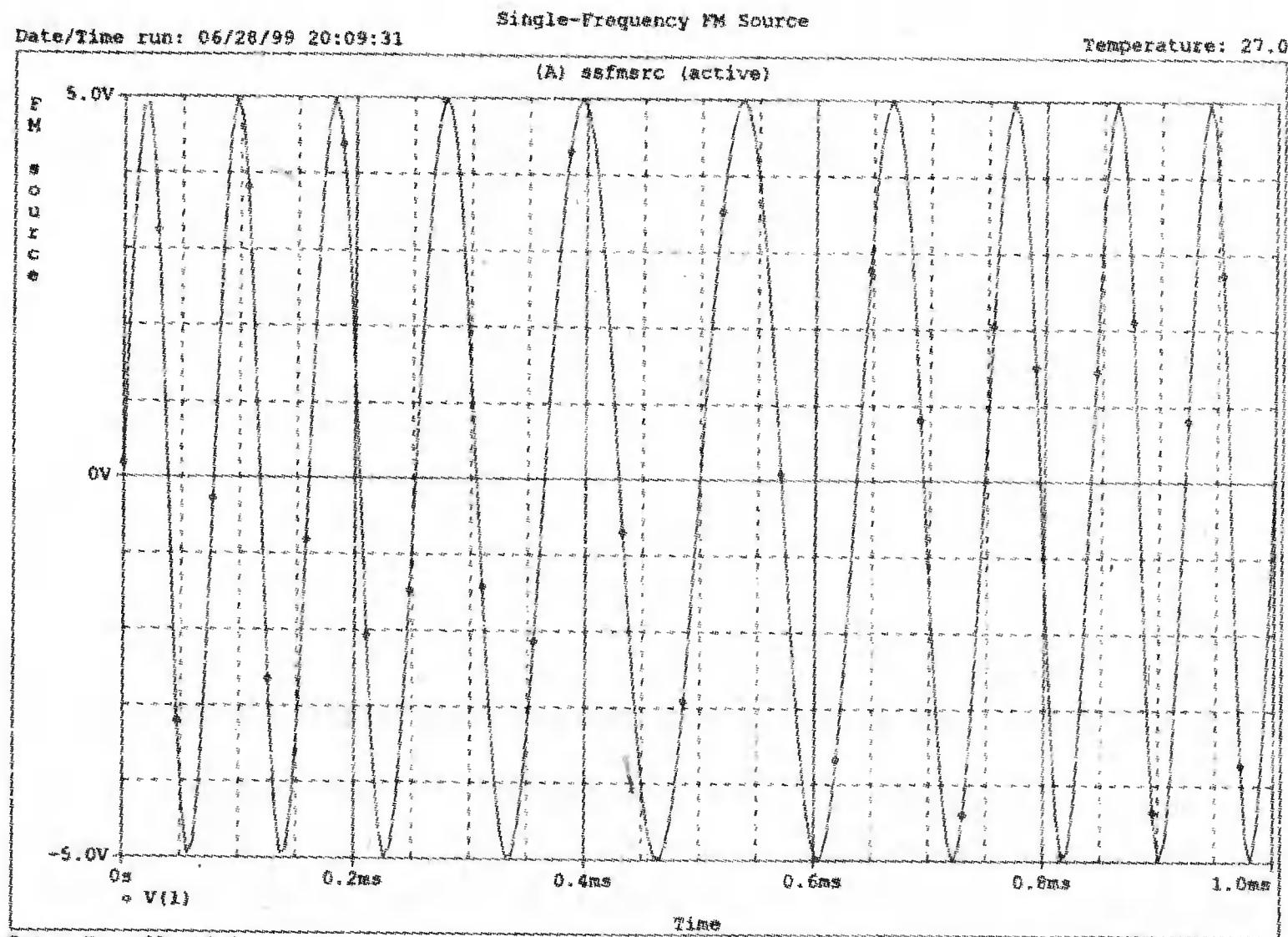
fs — частота сигнала.

Рассмотрим, например, такой файл введения:

```
Single-Frequency FM Source
V 1 0 sffmf(OV 5V 10kHz 3 1kHz)
R 1 0 1
.trail 0.005ms 1ms
.probe
.end
```

На рис. 4.29 показано выходное напряжение $v(1)$, полученное в программе Probe. Поскольку несущая частота $f_c = 10$ кГц, на оси X отложено время, соответствующее 10 периодам несущей частоты (1 мс). Несущая частота модулируется по закону, определяемому частотой сигнала и коэффициентом модуляции. Обратите внимание на увеличение периода в центре графика. Когда используется малое значение m , смещение несущей частоты менее заметно. При большем m смещение становится больше.

Надпись «FM source» на оси Y создана путем выбора последовательности команд Plot, Axis Settings и набора с клавиатуры на появившемся табло Y -axis в поле Axis Title этой надписи. В качестве упражнения выполните анализ для источника с модулируемой частотой (SFFM) при $m = 6$ и сравните результаты с приведенными на рис. 4.29.

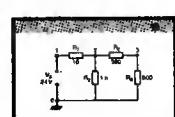


■ Рис. 4.29. Форма напряжения для источника с частотной модуляцией (SFFM)

Синусоидальные источники

Форма выходного напряжения описывается в виде:

$\sin(<vo> <va> <f> <td> <df> <phase>)$,



где v_o — напряжение смещения;
 v_a — амплитуда напряжения;
 f — частота;
 td — запаздывание;
 df — коэффициент затухания;
 $phase$ — фаза синусоидального напряжения.

Поясним эту запись на примере:

```
The Sine-Wave Source
V 1 0 sin(0.3V IV 500Hz 0 500 0)
R 1 0 1
.tran 0.06ms 6ms
.probe
.end
```

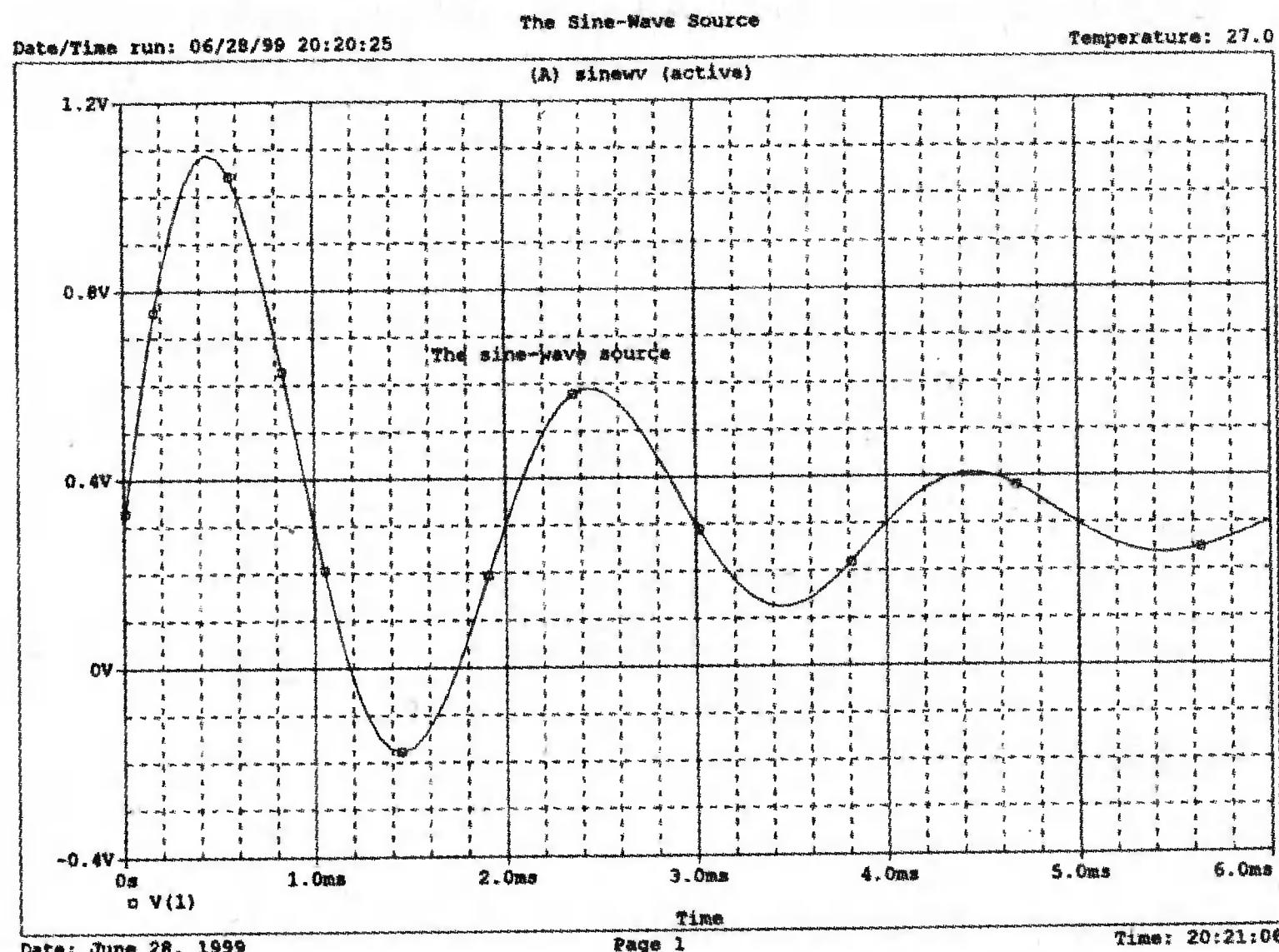
Результат приведен на рис. 4.30. Временная зависимость для $v(1)$ получена на интервале в 6 мс и представляет собой три периода затухающей синусоиды. Затухание происходит по экспоненциальному закону

$$e^{-at},$$

где a — коэффициент затухания, который в нашем примере равен 500. Обратите внимание, что при $t = 2$ мс выражение приобретает вид

$$e^{-1}.$$

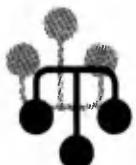
Очевидно, при меньших значениях a меньше будет и затухание, а при $a = 0$ мы получим незатухающее колебание.



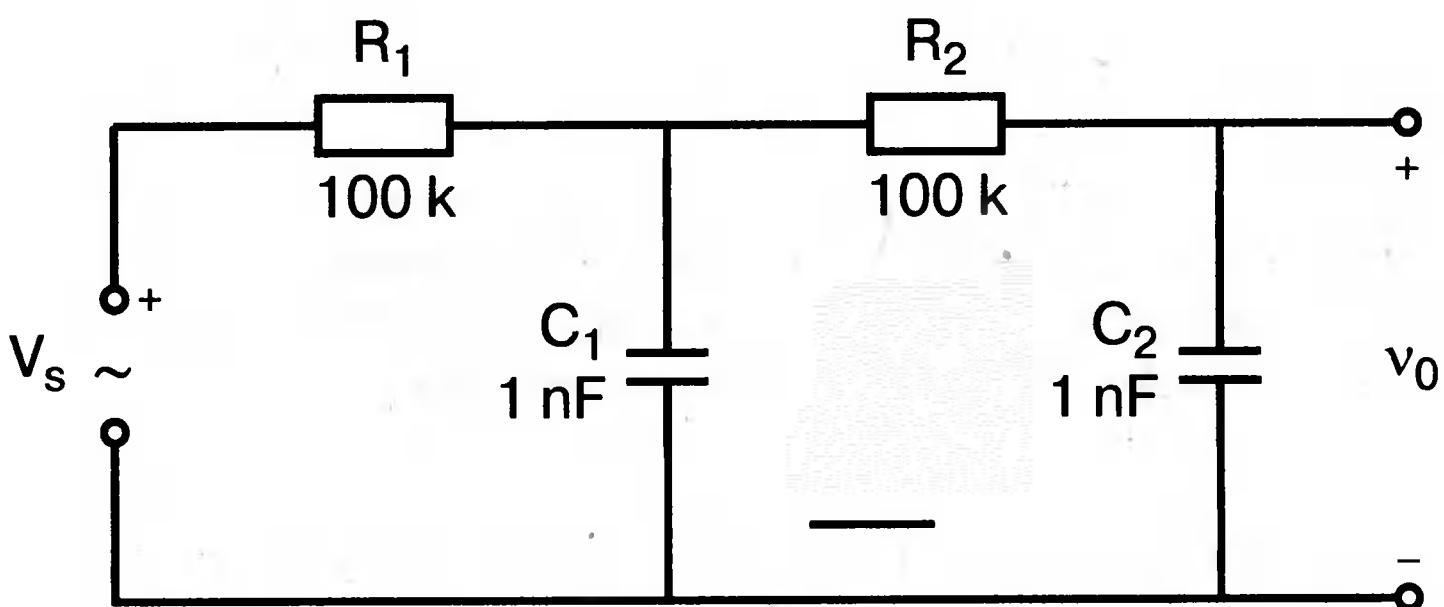
■ Рис. 4.30. Форма напряжения для источника с синусоидальным затухающим напряжением (sin)

Подводя итог, отметим, что выходной сигнал независимых источников напряжения или тока может быть задан различными способами. Такие способы описания применяются для расчетов переходных процессов, требующих использования команды *.tran* во входном файле.

ЗАДАЧИ

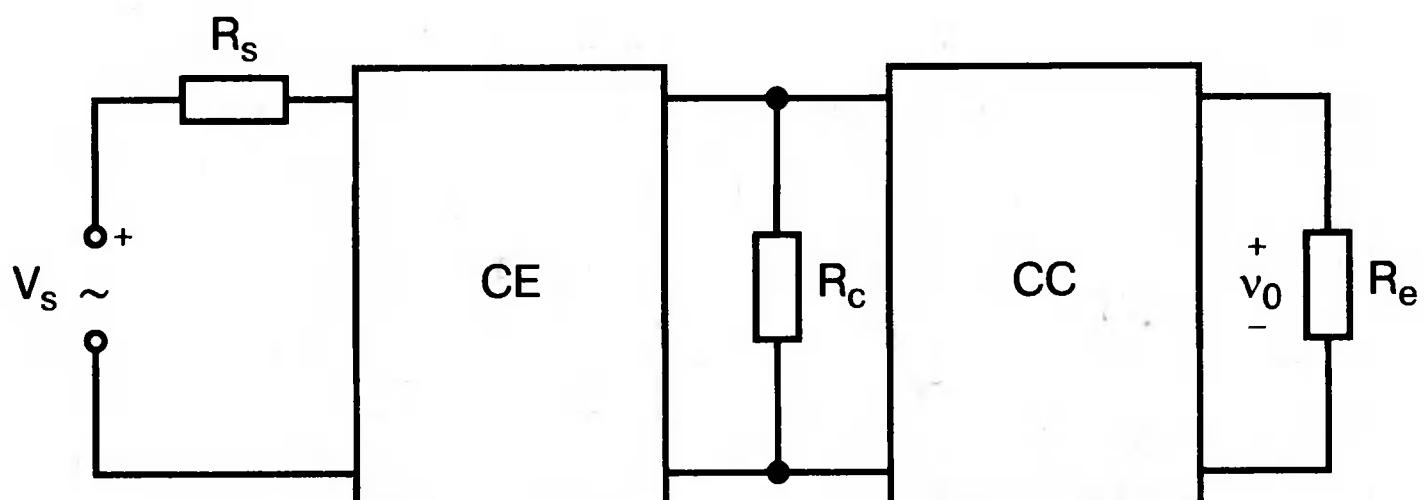


- 4.1. В качестве модификации фильтра нижних частот (показанного на рис. 4.1) на рис. 4.31 приведена схема с двумя резисторами и двумя конденсаторами. При использовании PSpice анализа получите график, показывающий частотные зависимости амплитуды и фазы выходного напряжения. Идентифицируйте частоту, соответствующую амплитуде в 3 дБ.



■ Рис. 4.31

- 4.2. Проведите анализ усилителя ОЭ, приведенного на рис. 4.5, пользуясь упрощенной моделью в *h*-параметрах. Сравните результаты с полученными при использовании полной модели в *h*-параметрах.

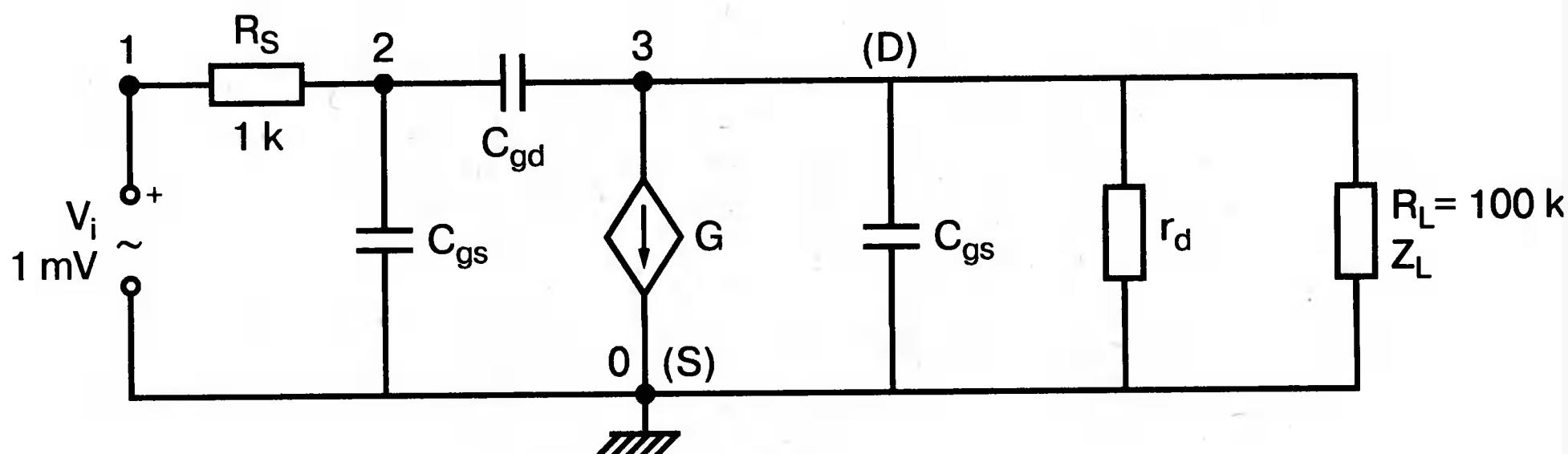


■ Рис. 4.32

- 4.3. Воспользуйтесь упрощенной моделью в *h*-параметрах при $h_{ie} = 1,1 \text{ кОм}$ и $h_{fe} = 80$ для каждого из двух каскадов усилителя, показанного на рис. 4.32.

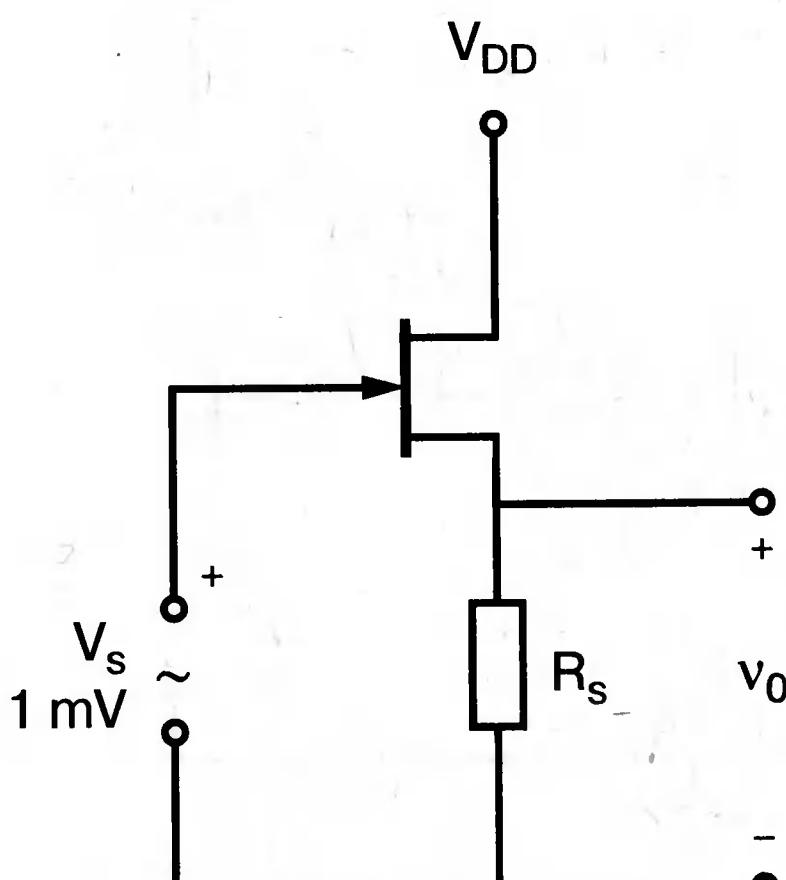
Обратите внимание, что первый каскад представлен усилителем ОЭ, а второй — усилителем с общим коллектором ОК. Параметры элементов: $R_s = 100 \Omega$; $R_c = 4 \Omega$; $R_e = 2 \text{ к}\Omega$; $V_s = 2 \text{ мВ}$. Найдите выходное напряжение на средних частотах.

- 4.4. Каскадный усилитель часто используется для высокочастотных устройств. Для схемы на рис. 4.33, примите, что оба полевых транзистора имеют $g_m = 5 \text{ мС}$; $r_d = 50 \text{ к}\Omega$; $C_{gs} = 5 \text{ пФ}$; $C_{gd} = 4 \text{ пФ}$; $C_{ds} = 0,5 \text{ пФ}$; $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 50 \text{ мкФ}$; $R_1 = 470 \text{ к}\Omega$; $R_2 = 100 \text{ к}\Omega$; $R_3 = 180 \text{ к}\Omega$; $R_s = 800 \Omega$ и $R_d = 4 \text{ к}\Omega$. Найдите коэффициент усиления на средних частотах и большее из значений частоты, соответствующей 3 дБ, проведя анализ на PSpice.



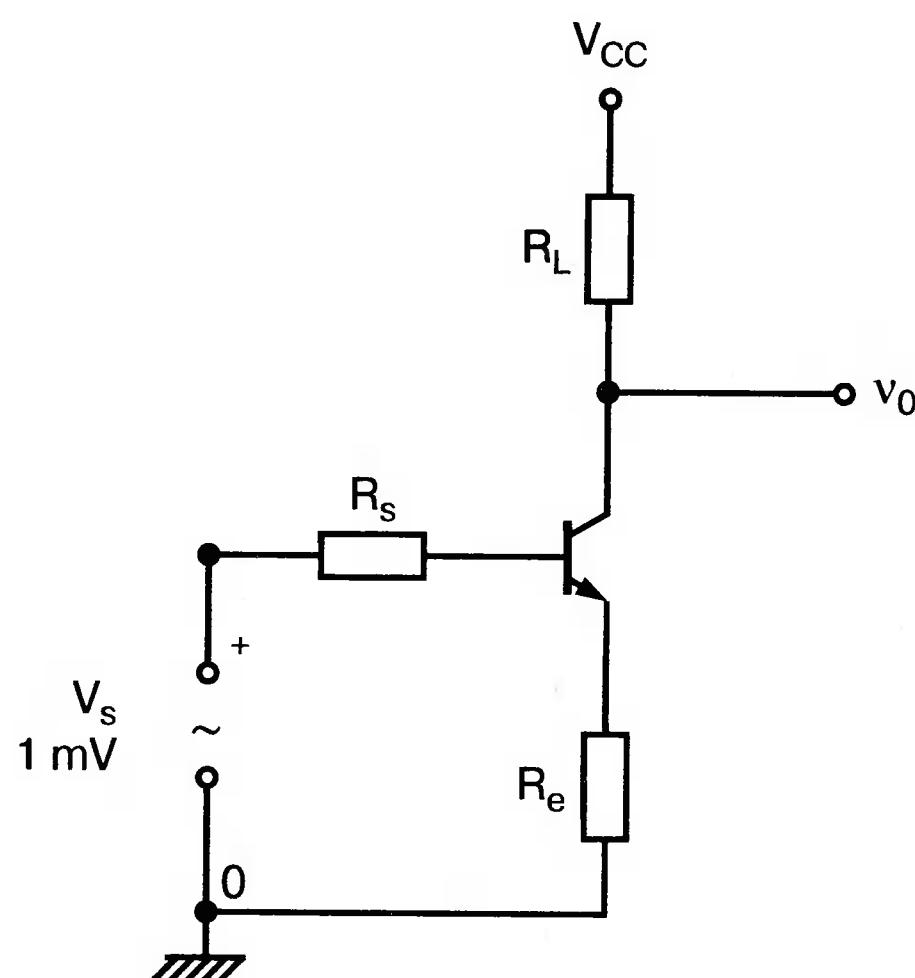
■ Рис. 4.33

- 4.5. Используйте высокочастотную модель полевого транзистора при $C_{gs} = 5 \text{ пФ}$; $C_{gd} = 3 \text{ пФ}$; $C_{ds} = 0,4 \text{ пФ}$; $g_m = 6 \text{ мС}$ и $r_d = 500 \text{ к}\Omega$. Исходный повторитель показан на рис. 4.34. При использовании $V_s = 1 \text{ мВ}$, получите график частоты, показывающий верхнюю отметку снижения на 3 дБ при: а) $R_s = 2 \text{ к}\Omega$ и б) $R_s = 10 \text{ к}\Omega$.

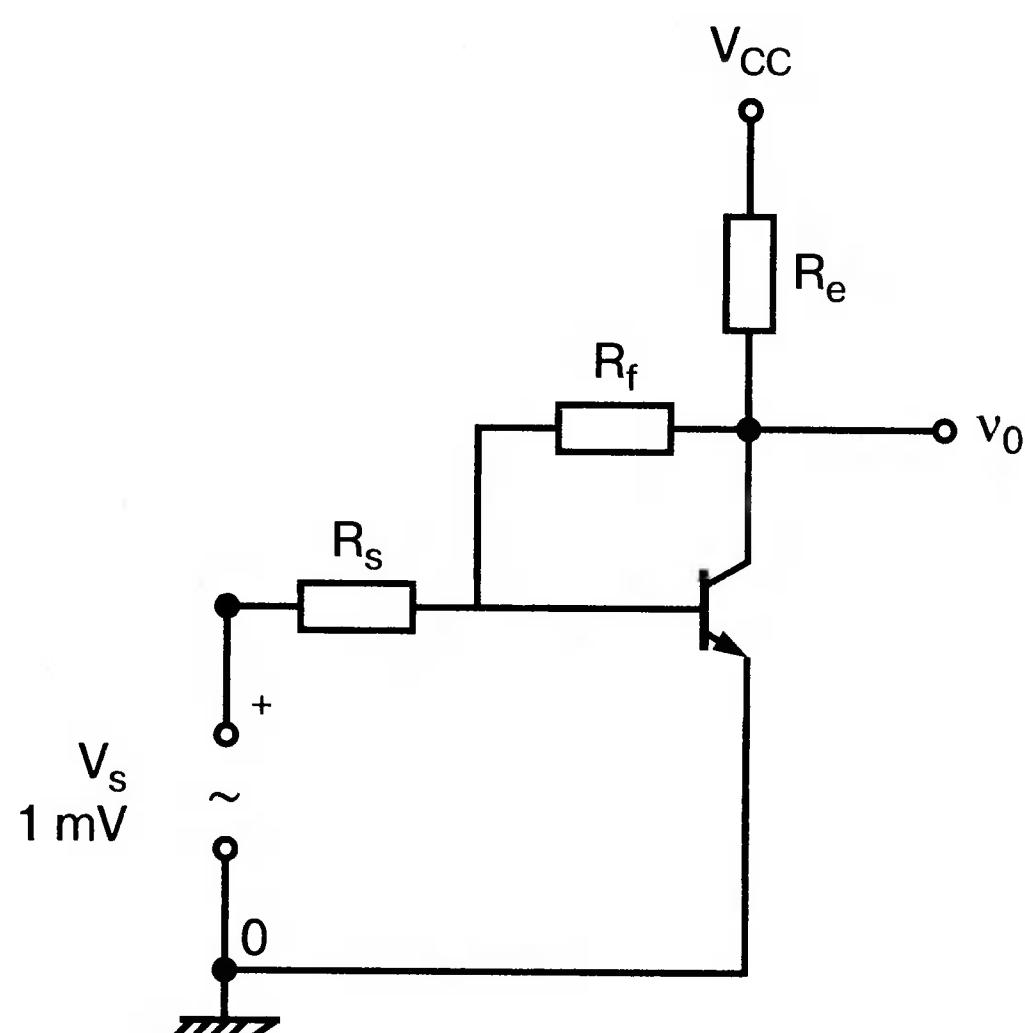


■ Рис. 4.34

- 4.6. Используйте гибридную π -модель для усилителя с обратной связью на полевом транзисторе, показанного на рис. 4.35. Параметры элементов: $g_m = 50 \text{ мС}$; $r_{bb'} = 100 \Omega\text{м}$; $r_{b'e} = 1 \text{ кОм}$; $C_c = 4 \text{ пФ}$; $C_e = 80 \text{ пФ}$ и $r_{ce} = 80 \text{ кОм}$. При $R_s = 500 \text{ кОм}$; $V_s = 1 \text{ мВ}$ и $R_L = 4 \text{ кОм}$, получите амплитудно-частотную характеристику при: а) $R_e = 300 \Omega\text{м}$ и б) $R_e = 500 \Omega\text{м}$.

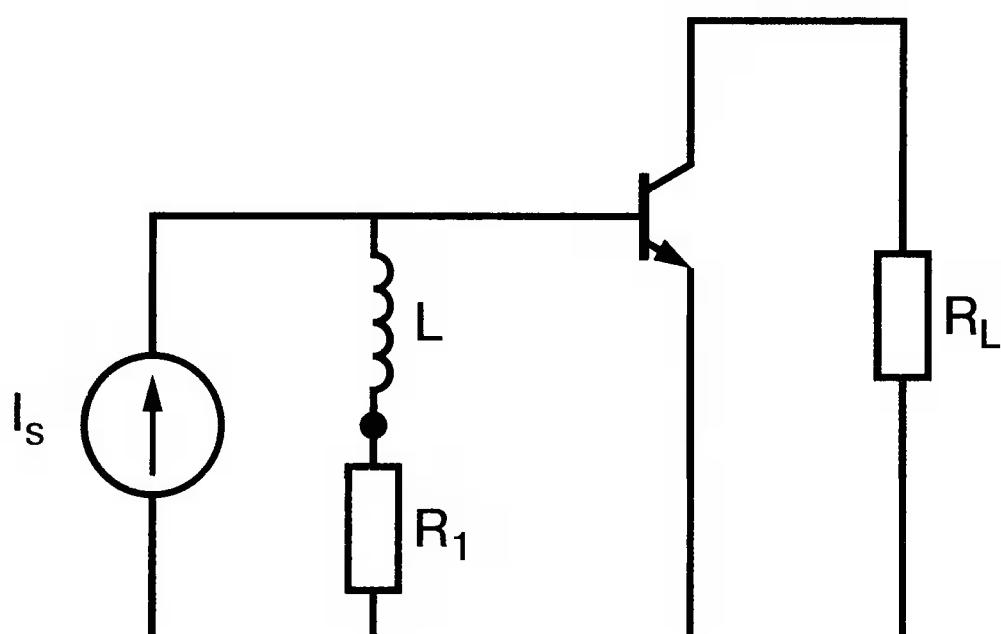


■ Рис. 4.35

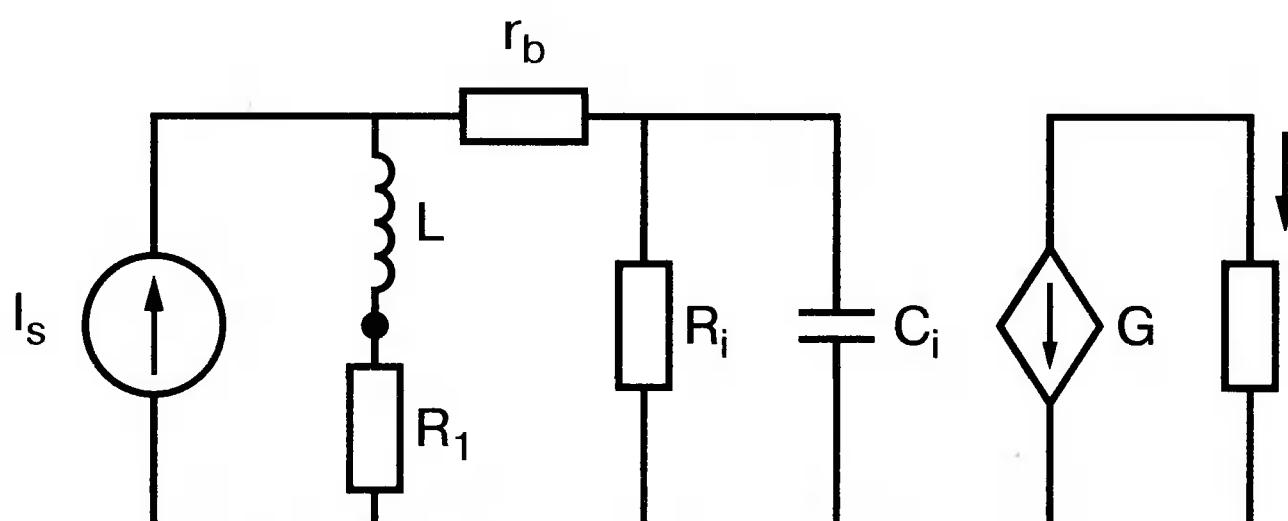


■ Рис. 4.36

- 4.7. На рис. 4.36 приведен пример усилителя с параллельной обратной связью по напряжению. Используйте упрощенную модель в h -параметрах при $c_{hfe} = 100$ и $h_{ie} = 1,1 \text{ кОм}$. При $R_s = 500 \text{ Ом}$; $R_e = 4 \text{ кОм}$ и $V_s = 1 \text{ мВ}$ найдите коэффициент усиления по напряжению на средней частоте, входное и выходное сопротивления для случаев: а) $R_f = 27 \text{ кОм}$ и б) $R_f = 40 \text{ кОм}$.
- 4.8. Для расширения частотного диапазона на входе усилителя ОЭ включена шунтирующая катушка, сглаживающая характеристику на высоких частотах (рис. 4.37, а). Модель, использующая теорему Миллера, показана на рис. 4.37, б. Параметры элементов: $R_L = 500 \text{ Ом}$; $R_i = 100 \text{ Ом}$; $R_f = 1,1 \text{ кОм}$; $L = 5 \text{ мГн}$; $g_w = 0,2 \text{ мС}$; $r_b = 100 \text{ Ом}$; $C_c = 5 \text{ пФ}$ и $C_e = 100 \text{ пФ}$. Убедитесь, что емкость $C_i = 605 \text{ пФ}$. Создайте входной файл для PSpice, чтобы определить частотную характеристику схемы. Найдите среднечастотный коэффициент усиления. Сравните верхнюю частоту, соответствующую 3 дБ, для случаев со сглаживающей катушкой и без нее.

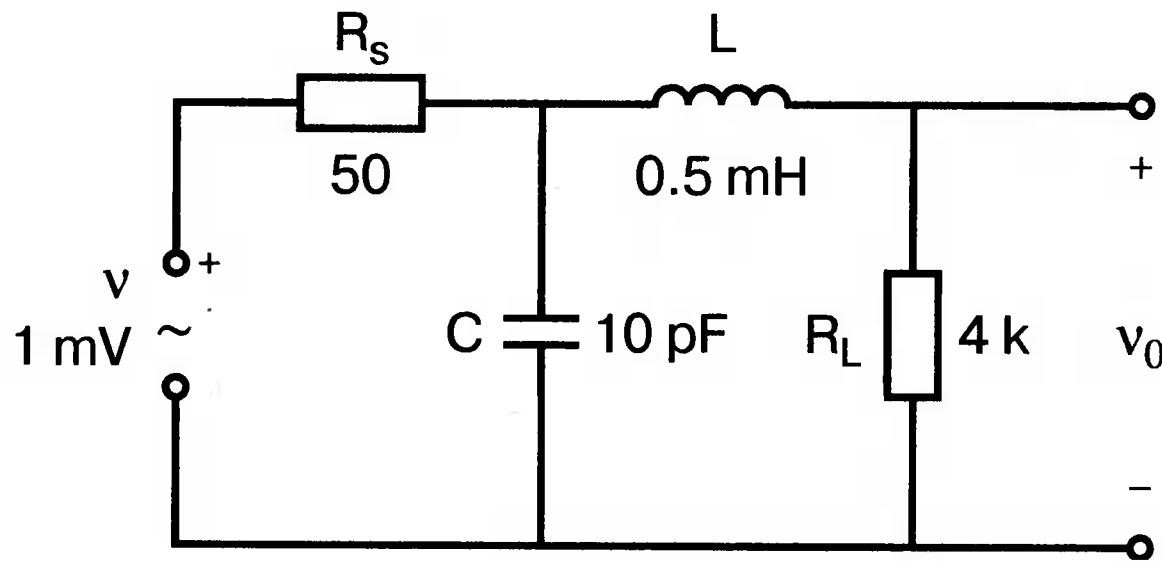


a



b

4.9. Соединительные проводники в схеме обладают паразитной индуктивностью, которая влияет на частотную характеристику усилителя. На рис. 4.38 показана упрощенная модель усилителя, включающая последовательную индуктивность $L = 0,5 \text{ мГн}$, учитывающую этот эффект. Проведите анализ на PSpice, чтобы определить частотную характеристику схемы. Задав $v = 1 \text{ мВ}$, найдите v_0 для частотного диапазона от 100 Гц до 10 МГц. Для сравнения примите, что L пренебрежимо мала, и выполните анализ снова.



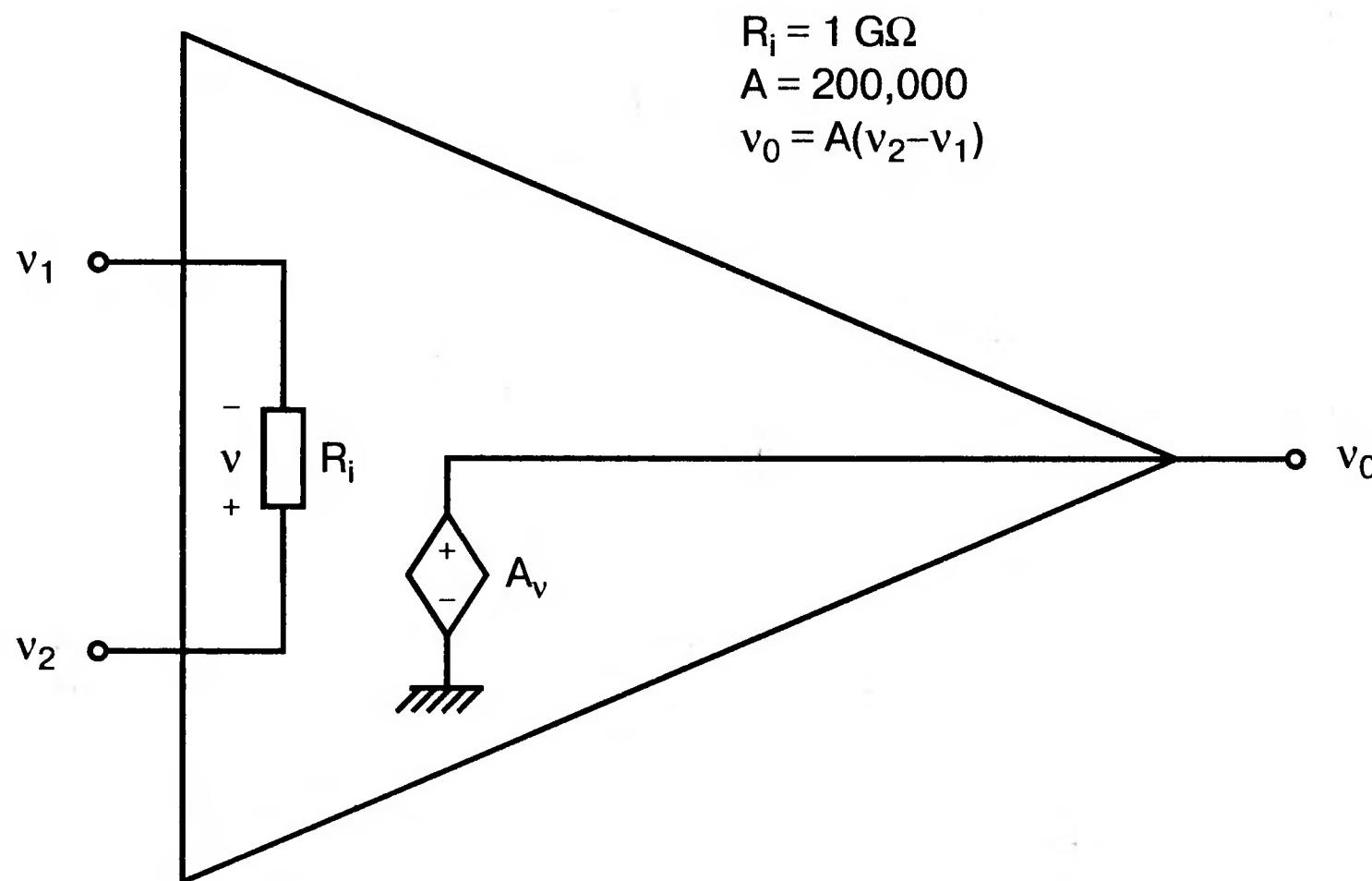
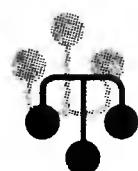
■ Рис. 4.38

Операционные усилители

Операционный усилитель (ОУ), или op amp, представляет собой интегральную схему, широко используемую в электронике. Реальная схема усилителя сложна и нет необходимости отражать все ее свойства в нашей модели. Мы начнем с модели идеального ОУ, содержащей лишь наиболее существенные компоненты.

ИДЕАЛЬНЫЙ ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

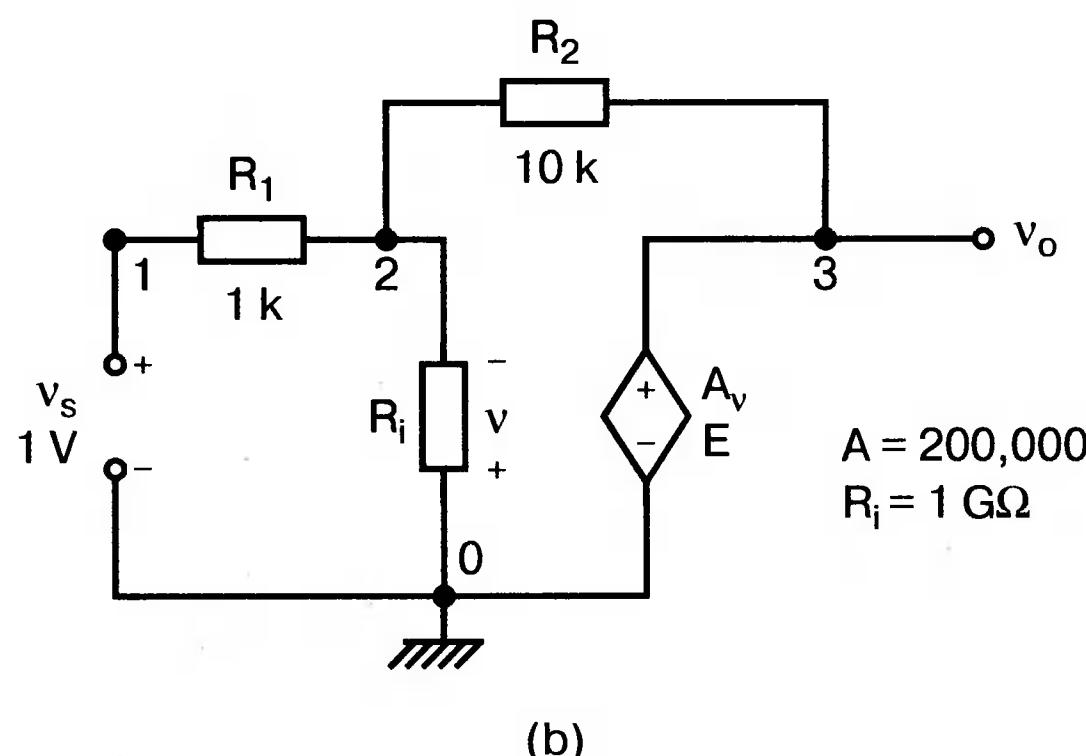
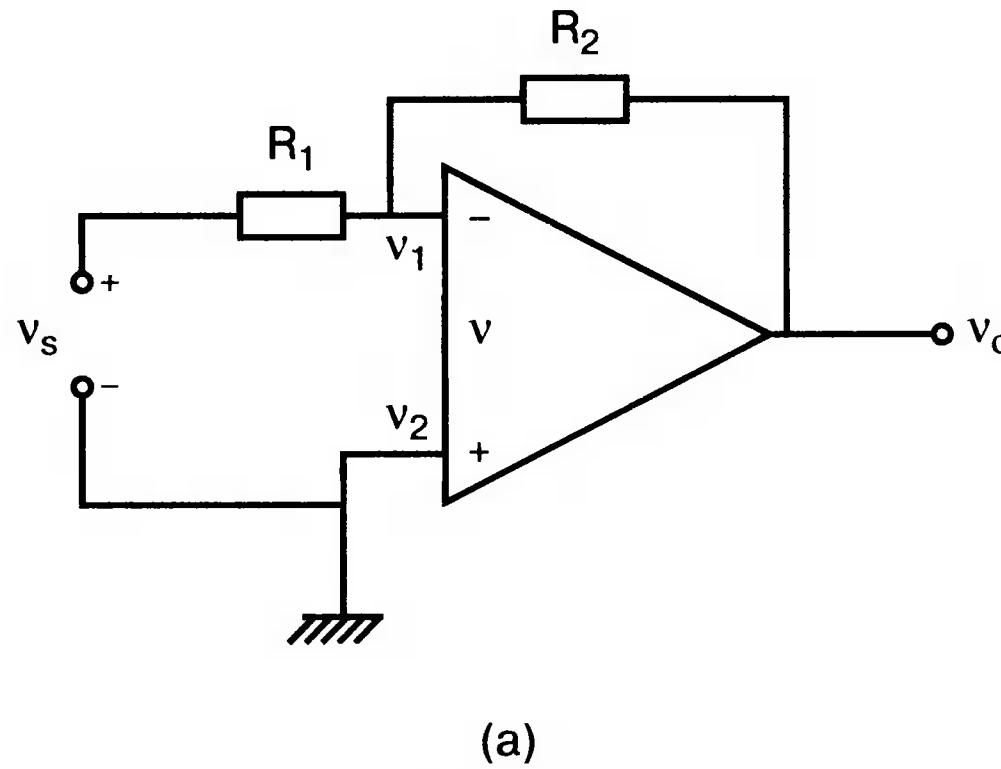
Идеальный ОУ будет смоделирован для PSpice как усилитель с высоким входным сопротивлением, нулевым выходным сопротивлением и высоким коэффициентом усиления по напряжению. Типичные значения этих параметров показаны на рис. 5.1, где $R_i = 1 \text{ Г}\Omega$; $A = 200000$ и $v_0 = A(v_2 - v_1)$. Обратите внимание, что напряжение v_1 относится к инвертирующему входу, а v_2 — к неинвертирующему. Эта модель будет служить для анализа на постоянном токе и при низкой частоте. При необходимости мы будем изменять модель, учитывая другие свойства ОУ.



■ Рис. 5.1. Идеальный операционный усилитель

Хотя в применении PSpice для анализа простых схем на ОУ нет необходимости, желательно посмотреть, какую информацию дает программа даже в этих ситуациях. Имеются также некоторые ограничения, которые заслуживают нашего внимания.

На рис. 5.2, а показана схема включения ОУ с использованием отрицательной обратной связи по напряжению. Резистор обратной связи R_2 включен между выходом и инвертирующим входом, при этом неинвертирующий вход заземлен. На рис. 5.2, б приведен вариант такой схемы для PSpice.



■ Рис. 5.2. Усилитель с отрицательной связью по напряжению на базе идеального ОУ: а) схема усилителя; б) модель усилителя для PSpice

Входной файл для анализа схемы:

```

Ideal Operational Amplifier
VS 1 0 1V
E 3 0 0 2 200E3
R1 2 0 1G
R1 1 2 1k
R2 3 2 10k
.OP
.OPT nolog
.TF V(3) VS
.END

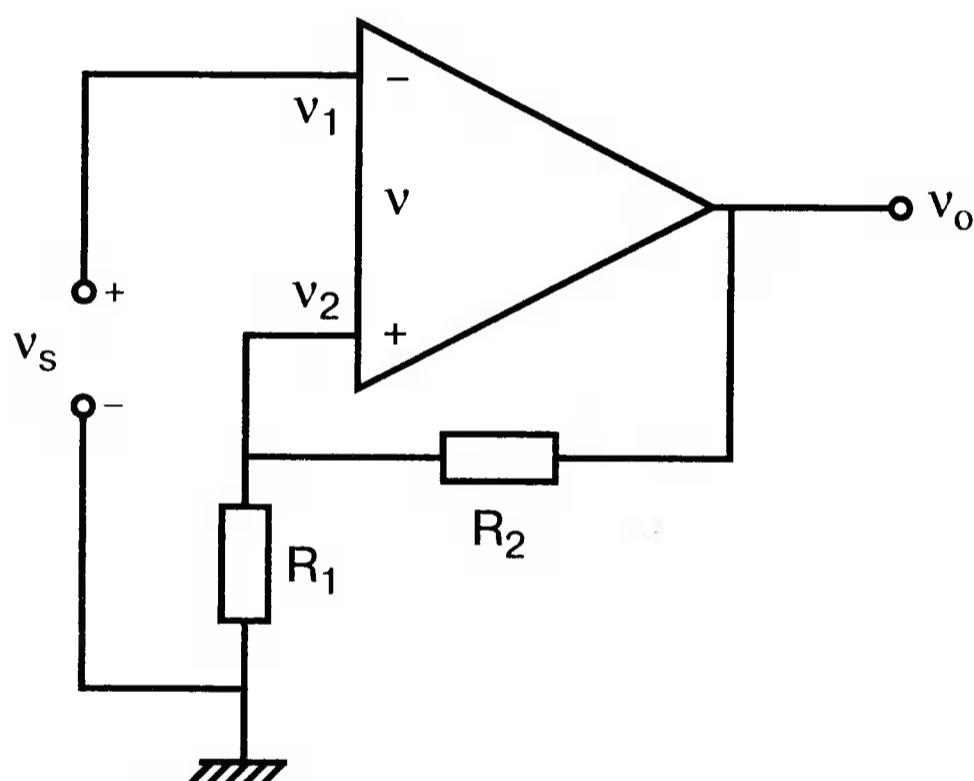
```

Проведите анализ и рассмотрите результаты, полученные в выходном файле. Убедитесь, что $V(3)/VS = -9,999$. Коэффициент усиления очень близок к -10 и может быть приближенно аппроксимирован выражением $v_0/v_s = -R_2/R_1$. Используя метод узловых потенциалов, запишите уравнения, необходимые, чтобы получить значение v_0/v_s . Убедитесь, что результаты зависят от значения A и что аппроксимация верна только тогда, когда A приближается к бесконечному значению.

В результате анализа должно получиться значение входного сопротивления $R_{in} = 1 \text{ к}\Omega$. Можете вы это объяснить? Не забудьте, что мы можем считать оба входа ОУ заземленными, и при этом входное сопротивление оказывается равным R_1 .

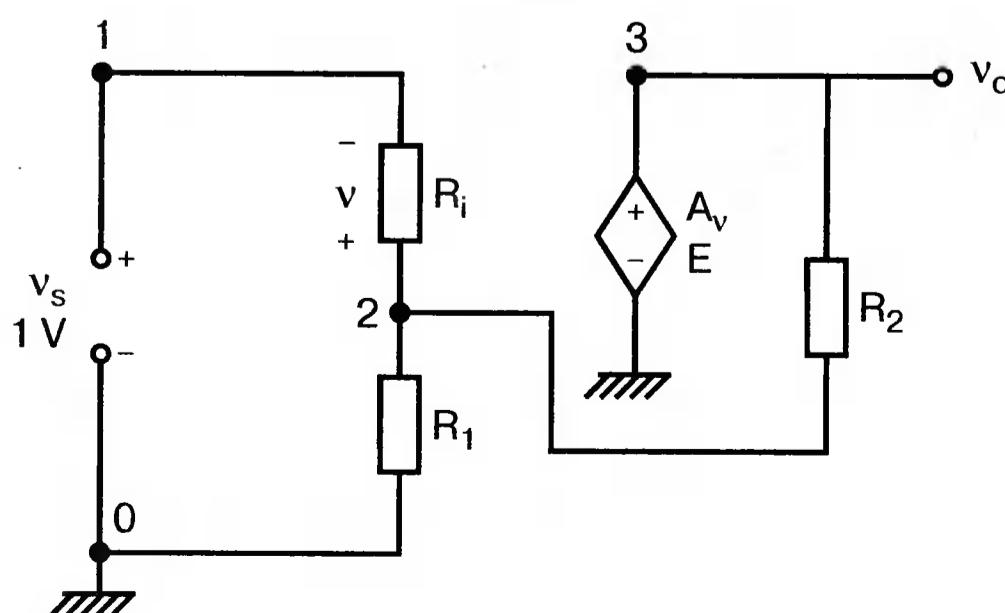
НЕИНВЕРТИРУЮЩИЙ ИДЕАЛЬНЫЙ ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

На рис. 5.3 показана другая простая схема на ОУ. В ней напряжение v_s подключено к неинвертирующему (+) входу. На рис. 5.4 показана модель и приведены параметры элементов.



■ Рис. 5.3. Неинвертирующий усилитель на базе идеального ОУ

$$\begin{aligned}A &= 200,000 \\R_1 &= 1 \text{ k}\Omega \\R_2 &= 9 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$



■ Рис. 5.4. Модель неинвертирующего усилителя на базе идеального ОУ

Входной файл для этого случая:

```
Ideal Operational Amplifier, Noninverting
VS 1 0 IV
E 3 0 1 2 200E3
RI 1 2 1G
R1 2 0 U
R2 3 2 9k
.OP
.OPT porage
.TF V(3) VS
.END
```

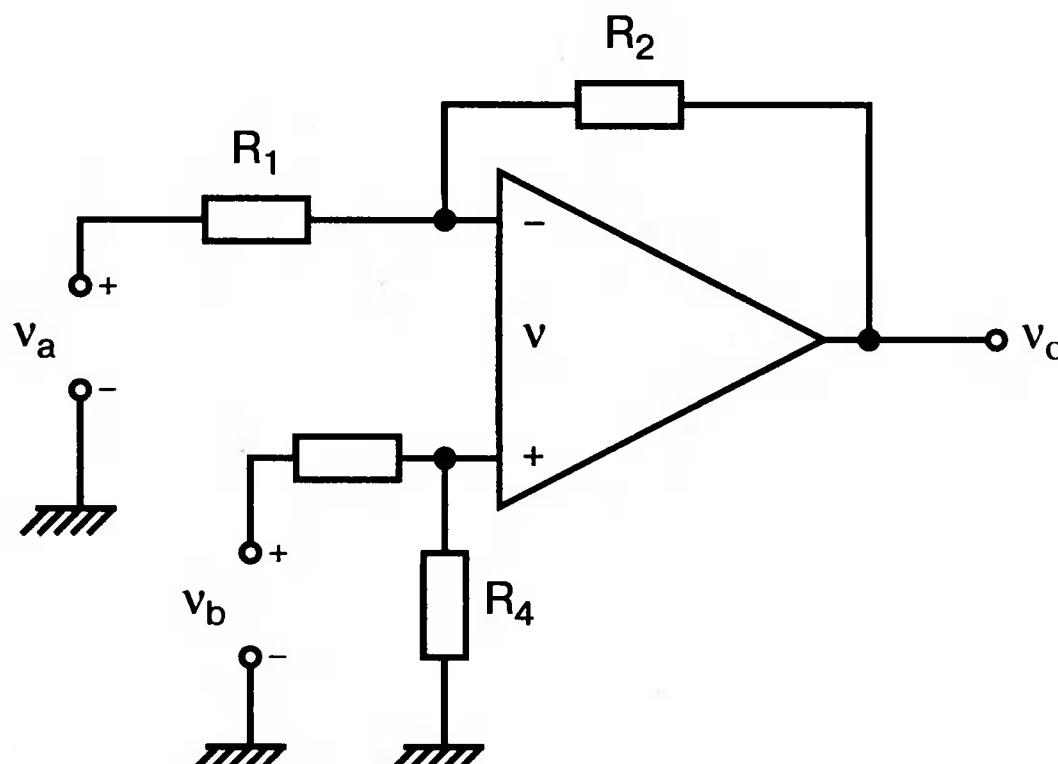
Убедитесь, что $V(3)/VS = 10$ в соответствии с формулой $v_o/v_s = -R_2/R_1$ и $R_{in} = 2,0E13$. Почему настолько велико входное сопротивление? Так как идеальный ОУ почти не потребляет тока, источник сигнала v_s работает практически в режиме холостого хода.

ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМ ВХОДОМ

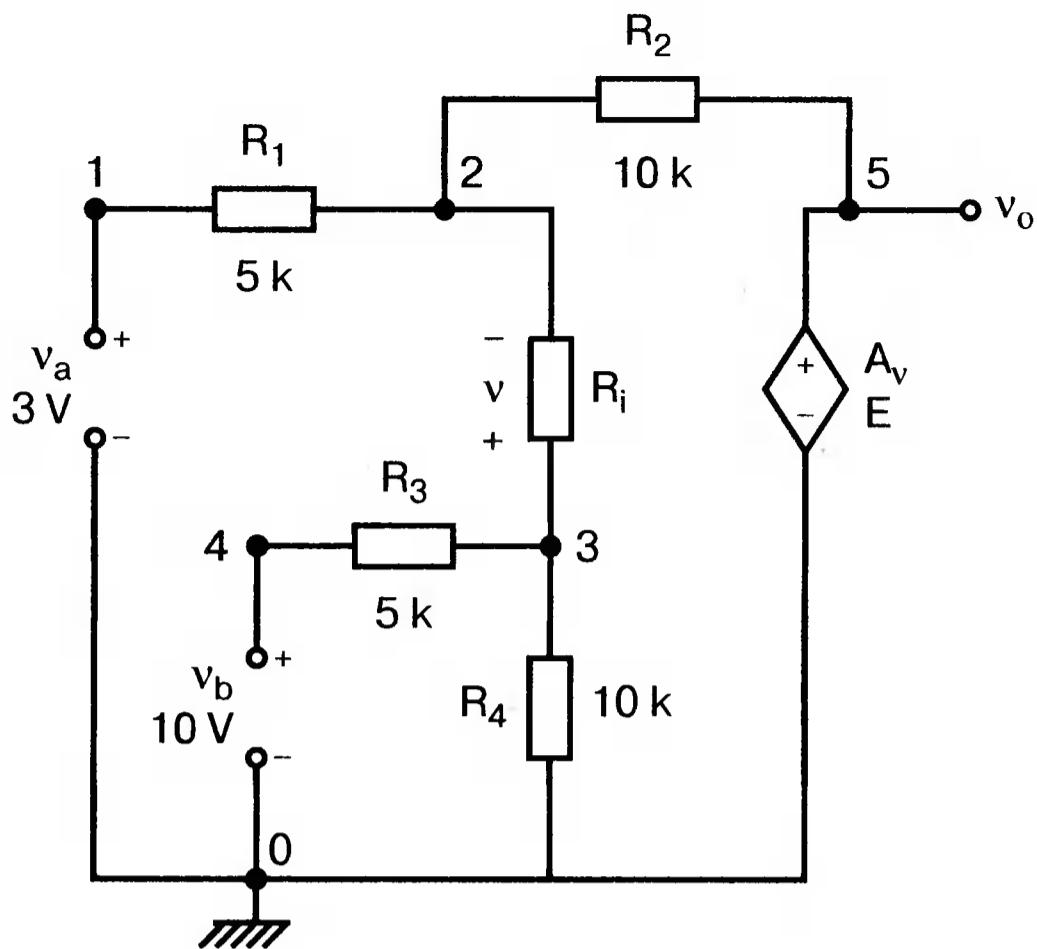


Если входной сигнал подается между инвертирующим и неинвертирующим входами, на выходе ОУ получается усиленная разность входных напряжений. Чтобы упростить анализ, примем, что на рис. 5.5 $R_1 = R_3 = 5 \text{ к}\Omega$ и $R_2 = R_4 = 10 \text{ к}\Omega$. Модель PSpice для идеального ОУ с внешними элементами приведена на рис. 5.6. Входной файл имеет вид:

```
Op Amp Giving Voltage Difference Output
VA 1 0 3V
VB 4 0 10V
E 5 0 3 2 200E3
RI 2 3 1G
R1 1 2 5k
R2 5 2 10k
R3 4 3 5k
R4 3 0 10k
.OP
.OPT porage
.TF V(5) VB
.END
```



■ Рис. 5.5. Усилитель с дифференциальным входом на базе идеального ОУ



■ Рис. 5.6. Модель усилителя с дифференциальным входом на базе идеального ОУ

Анализ показывает, что выходное напряжение $V(5) = 14$ В. Используя метод узловых потенциалов для анализа идеального ОУ, убедитесь, что

$$v_0 = \frac{R_2 (v_b - v_a)}{R_1} .$$

согласуется с нашими результатами. Вычисления, проведенные вручную, помогут лучше понять работу схемы. Начните с определения напряжения на неинвертирующем входе ОУ. Его легко определить, если вы вспомните, что входы ОУ не потребляют тока. Напряжение v_b подается на делитель напряжения и на его выходе получается напряжение $v^+ = 6,667$ В, это означает, что v^- также составляет 6,667 В (фактически PSpice дает 6,666 В). При использовании этого напряжения вы можете легко найти токи через R_1 и R_2 . Выходной файл показан на рис. 5.7.

```
**** 07/02/99 16:11:55 **** Evaluation PSpice (Nov 1998) ****
Op Amp Giving Voltage Difference Output
*****
CIRCUIT DESCRIPTION
VA 1 0 3V
VB 4 0 10V
E 5 0 3 2 200E3
RI 2 3 1G
R1 1 2 5k
R2 5 2 10k
R3 4 3 5k
R4 3 0 10k
.OP
```

```

.OPT porage
.TF V(5) VB
.END
***** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG N
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) 3.0000 ( 2) 6.6666 ( 3) 6.6667 ( 4) 10.0000
( 5) 14.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME CURRENT
VA 7.333E-04
VB -6.667E-04

TOTAL POWER DISSIPATION 4.47E-03 WATTS

***** VOLTAGE-CONTROLLED VOLTAGE SOURCES

NAME E
V-SOURCE1 1.400E+01
I-SOURCE -7.333E-04

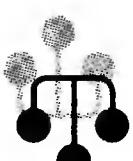
***** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS
V{5}/VB = 2.000E+00
INPUT RESISTANCE AT VB = 1.500E+04
OUTPUT RESISTANCE AT V<5> = 0.000E+00

```

■ Рис. 5.7. Выходной файл с результатами анализа схемы на рис. 5.6

Не забывайте, что PSpice не должен использоваться просто для получения численного результата. Надеемся, что после решения у вас возникнет много вопросов, анализ которых поможет вам больше узнать о работе исследуемых устройств.

АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ



При получении частотных характеристик ОУ следует использовать модель, учитывающую изменение его параметров при увеличении частоты. Для ОУ с типовыми характеристиками мы предлагаем модель, представленную на рис. 5.8. Исследуем модель, которая включает $R_{in} = 1 \text{ Мом}$; $R_0 = 50 \text{ Ом}$; $R_{i1} = 1 \text{ кОм}$; $C = 15,92 \text{ мкФ}$ и EG с коэффициентом усиления по напряжению $A_0 = 100000$. Последний параметр представляет собой низкочастотный коэффициент усиления или коэффициент усиления по постоянному току при разомкнутой обратной связи. При использовании этих значений, получим выходное напряжение на частоте $f_c = 10 \text{ Гц}$, при которой выходное напряжение снижается на 3 дБ.

Чтобы проверить расчет, нам необходимо получить коэффициент усиления при разомкнутой обратной связи. Это означает, что резистор обратной связи R_2 должен быть удален из схемы, но так как узел 5 должен иметь два элемента, связанных с ним, включим между узлом 5 и «землей» типовой резистор нагрузки $R_L = 22 \text{ кОм}$ (см. рис. 5.9):

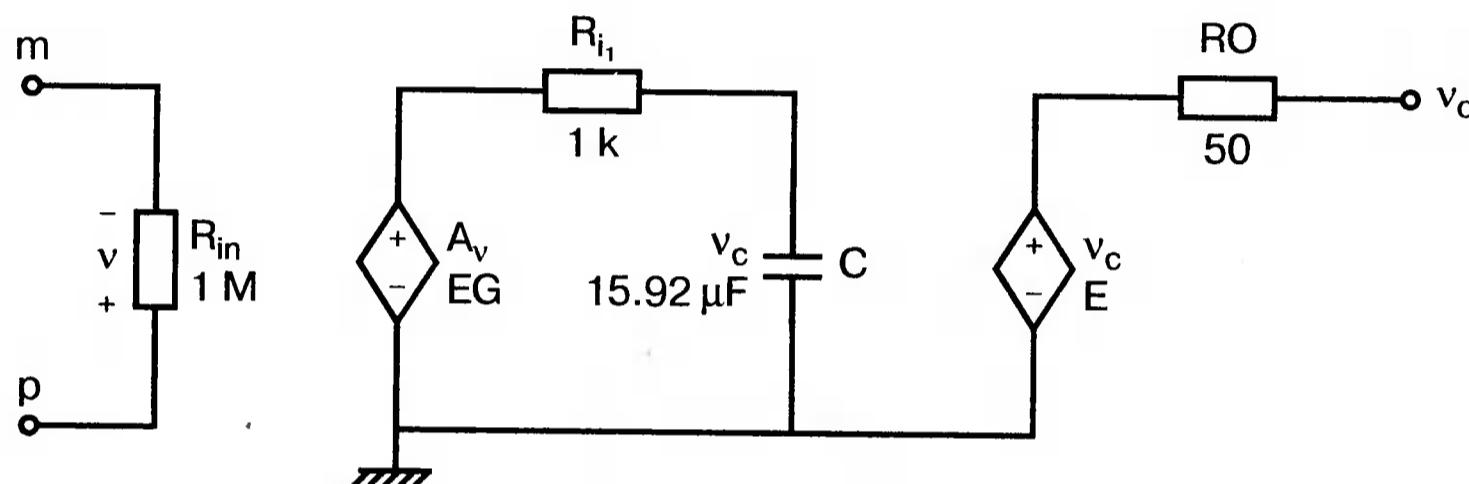
```

0p Amp Model with 3- Frequency at 10 Hz for Open-Loop Gain
VS 2 0 AC 1mV
EG 3 0 2 1 1E5
E 6 0 4 0 1
RI1 3 4 1k
RO 6 5 50
R1 0 1 10k
RL 5 0 22k
RIN 1 2 1MEG
N 4 0 15.92uF
.AC DEC 4 0 1 1MEG
.PROBE
.END

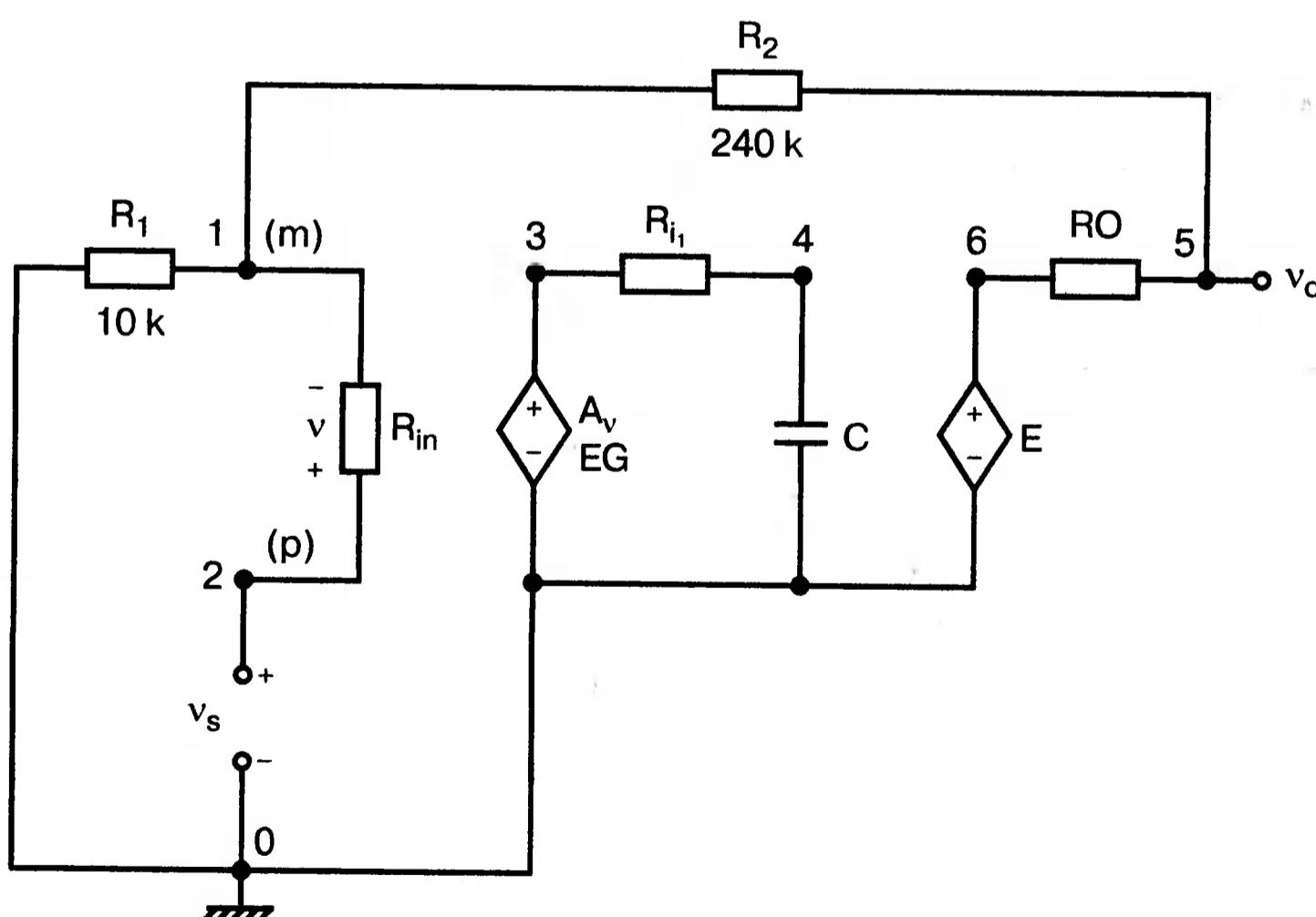
```

$$A_o = 100,000$$

$$f_t = A_o f_c = 1 \text{ MHz}$$



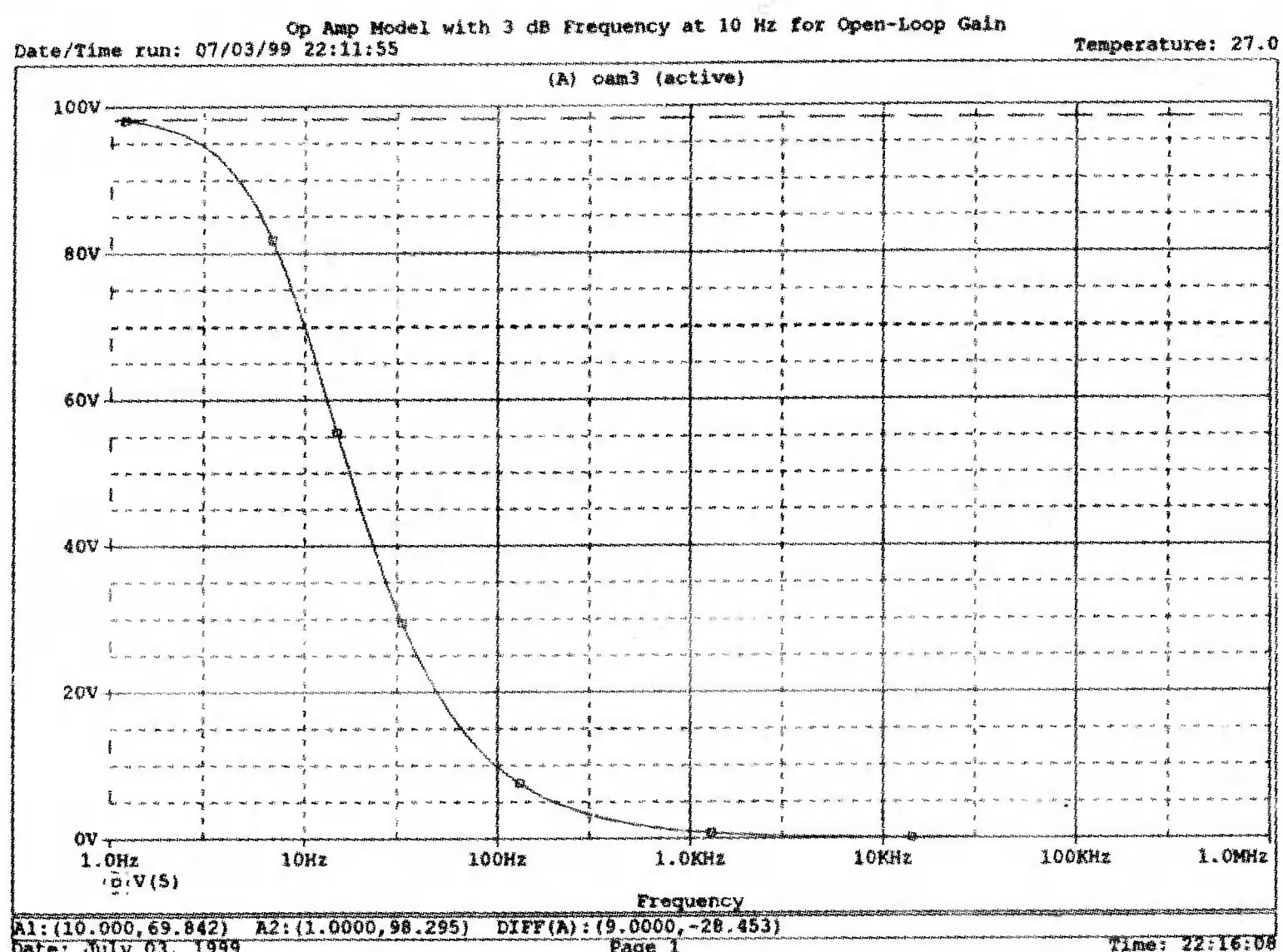
■ Рис. 5.8. Модель ОУ при частоте 10 Гц



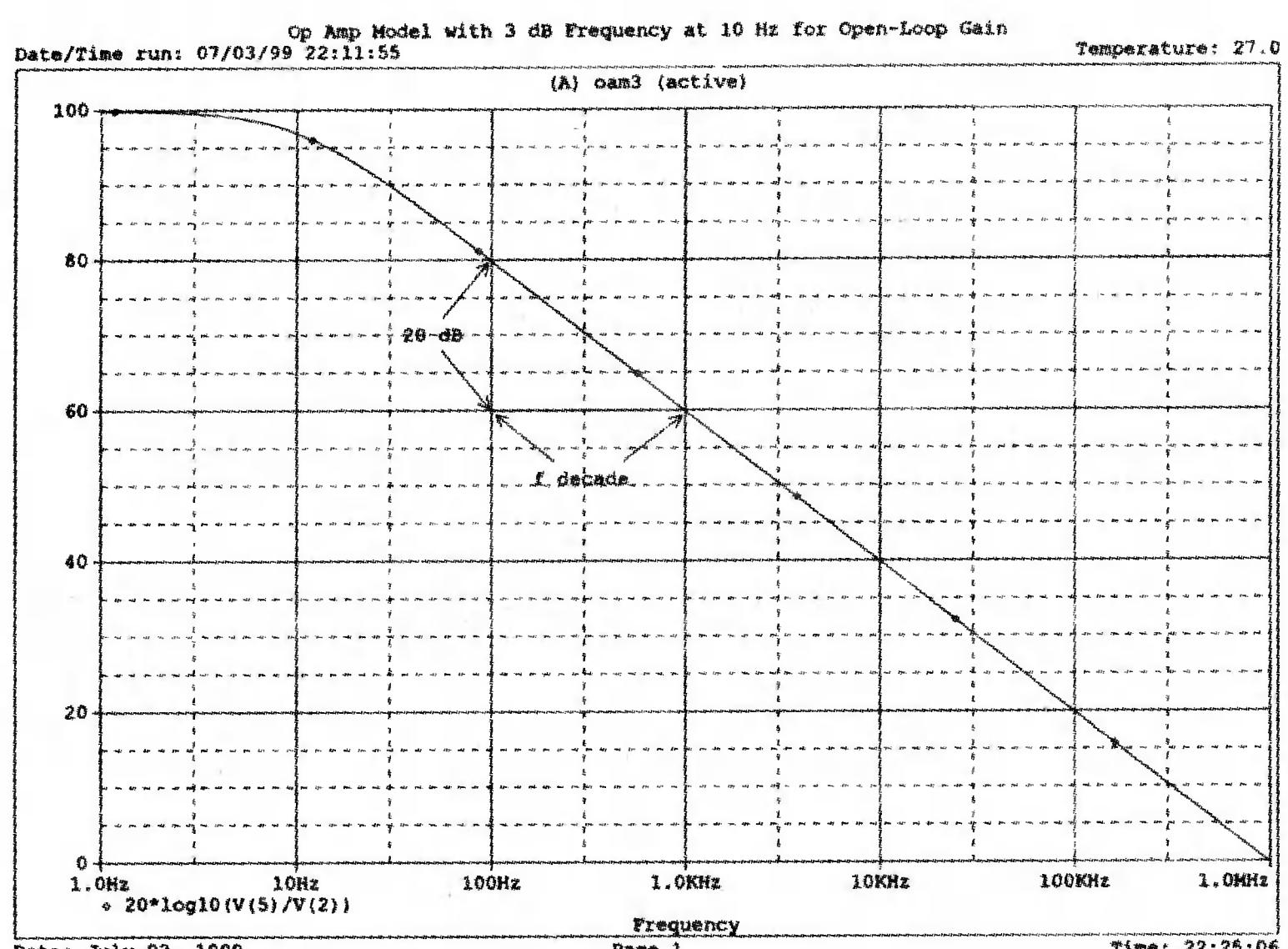
■ Рис. 5.9. Использование модели на рис. 5.8 для получения АЧХ усилителя с обратной связью

Выполните моделирование и получите в Probe график частотной характеристики выходного напряжения V(5), показанный на рис. 5.10. Как и бы-

ло предсказано, выходное напряжение падает от $v_0 = 100$ В при $f = 1$ Гц до $v_0 = 70$ В при $f = 10$ Гц, частоте, при которой коэффициент усиления падает на 3 дБ. Она представляется символом f_c . Выходное напряжение около 100 В соответствует коэффициенту усиления при разомкнутой обратной связи $A_0 = 100000$.



■ Рис. 5.10. АЧХ усилителя без обратной связи



■ Рис. 5.11. Характеристика Боде для схемы на рис. 5.9

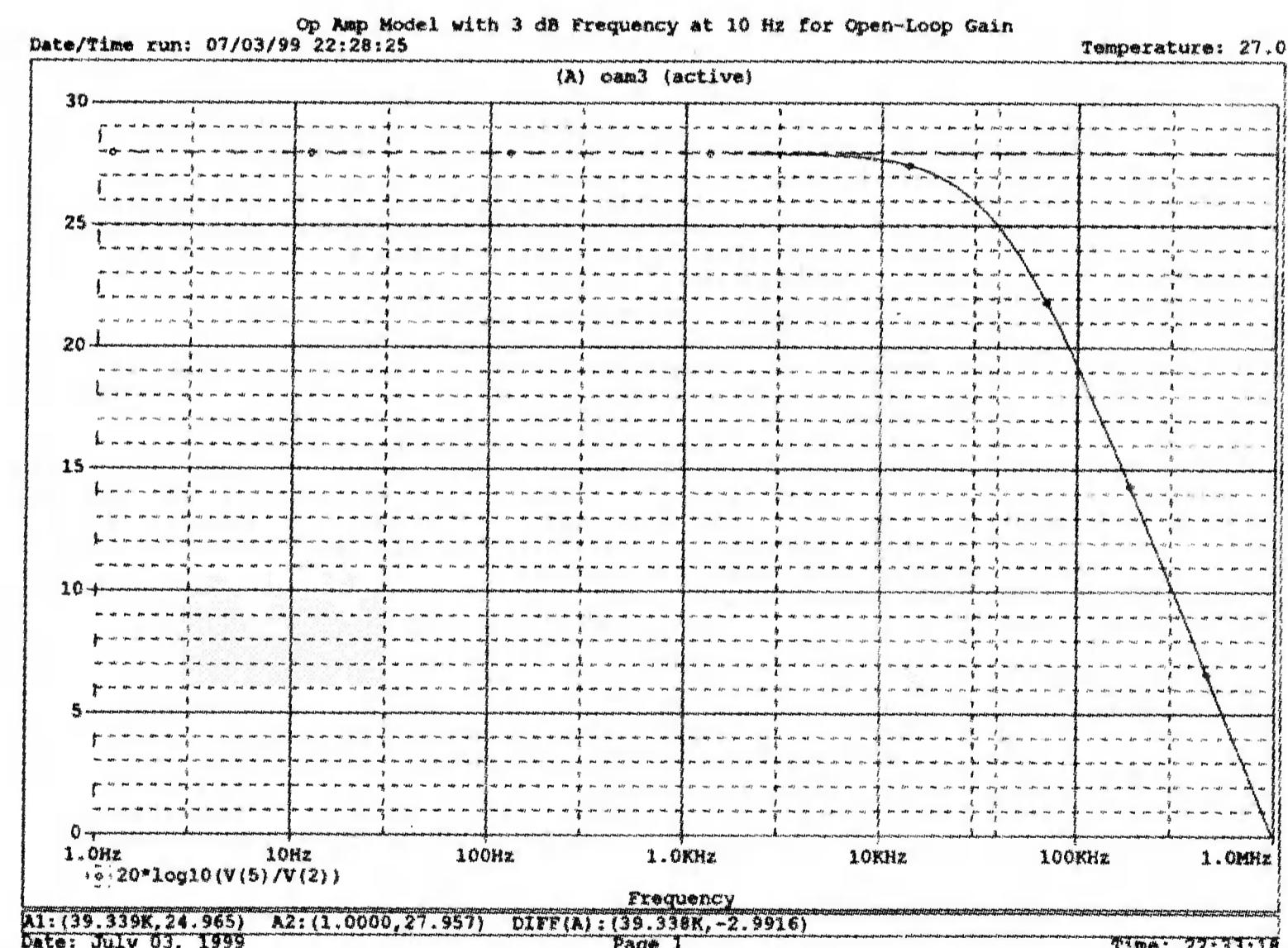
Для анализа другой особенности модели ОУ, удалите график $V(5)$ и постройте график зависимости

$$20 \cdot \lg (V(5) / V(2)).$$

Из этого графика (рис. 5.11) ясно видно, что спад частотной характеристики составляет 20 дБ/дек. Возвратитесь входному файлу и добавьте следующую строку для введения в схему резистора R_2 :

R2 5 1 240k

При этом получается практическая схема с выходным напряжением, ограниченным приемлемым значением. В Probe получается график v_0 со среднечастотным значением, близким к 25 мВ. Получите график Боде для отношения выходного напряжения к входному, как вы уже делали для схемы без обратной связи. Результаты показаны на рис. 5.12.



■ Рис. 5.12. График Боде для усилителя с обратной связью

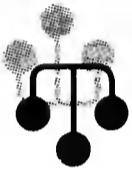
Убедитесь, что коэффициент усиления на средних частотах равен $A_{mid} = 27,96$ дБ и снижается на 3 дБ при $f = 39,3$ кГц. Чтобы проверить правильность этих значений, вспомните, что коэффициент усиления равен единице при частоте $f_t = A_0 \cdot f_c$. В модели задано типичное значение частоты $f_t = 1$ МГц. При этом также принимается, что $f_c = 10$ Гц, что дает $A_0 = 1E5$. Значение f_c установлено при $R_{i1} = 1$ кОм и $C = 15,92$ мкФ.

Обратите внимание, что ширина полосы частот при замкнутой обратной связи $CLBW = f_t \beta$, а

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

В нашем примере $\beta = 10/250 = 0,04$ и $f_t\beta = 40$ кГц. Это приближенное значение находится в хорошем согласии с нашей моделью, которая дала $f_t = 39,33$ кГц для частоты, при которой происходит снижение на 3 дБ. В качестве дальнейшего исследования модели измените значение резистора обратной связи на $R_2 = 15$ кОм, и снова проведите анализ. Убедитесь, что значение $A_{mid} = 7,959$ дБ и $f_{3dB} = 393,6$ кГц. А какое значение для f_{3dB} даст использование приближенной формулы и нового значения β ?

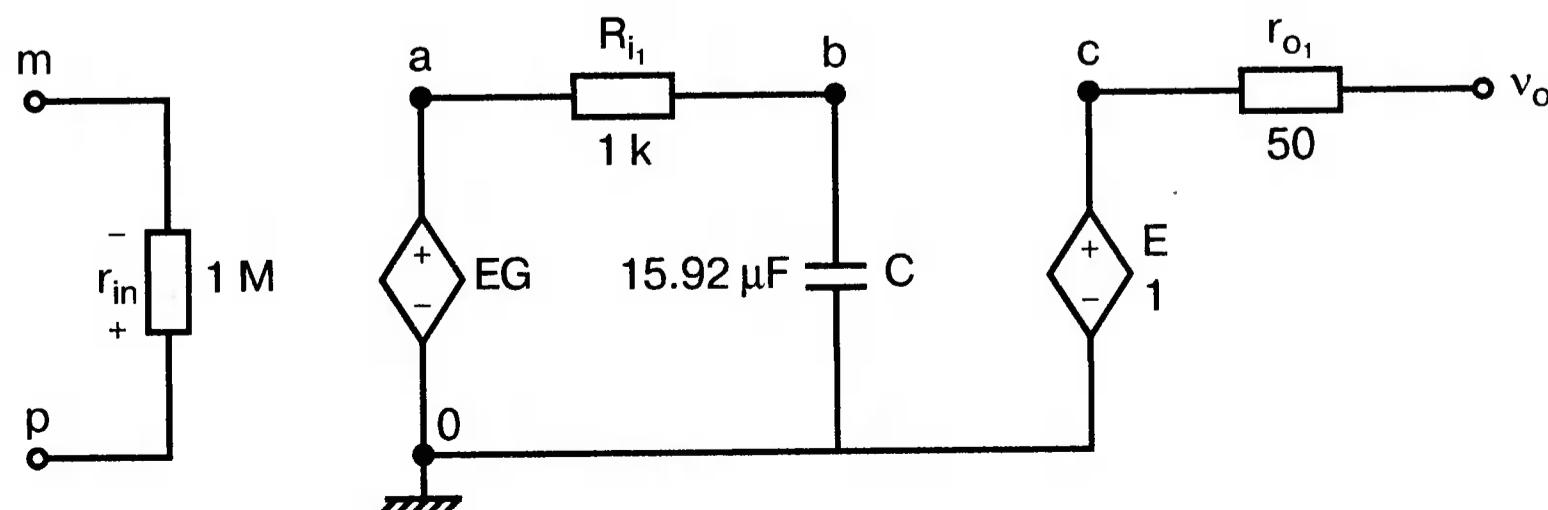
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОДСХЕМ ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ



Модель, которую мы использовали для ОУ в предыдущем примере, содержит достаточно много элементов, поэтому целесообразно оформить ее в виде подсхемы (subcircuit). При этом мы одновременно познакомимся с этим инструментом PSpice. Модель показана на рис. 5.13.

Отметим, что узлы и элементы маркованы с использованием символов нижнего регистра. Это условие не обязательно, так как PSpice не учитывает регистра. То есть верхний и нижний регистры могут взаимозаменяться. Однако чтобы проще было идентифицировать подсхему и ее элементы, мы выбрали для меток узлов нижний регистр. Мы назначили номера и символы таким образом, чтобы не путать внутренние узлы подсхемы с внешними. Подсхема задается как независимая часть входного файла, но не является законченным входным файлом сама по себе. Команды описания подсхемы будут следующими:

```
.subckt opamp m p vo
Eg a 0 p m 1e5
en 0 b 0 I
rin m p lraeg
ril a b Ik
cb 0 15.92uf
rol c vo 5 0
.ends
```



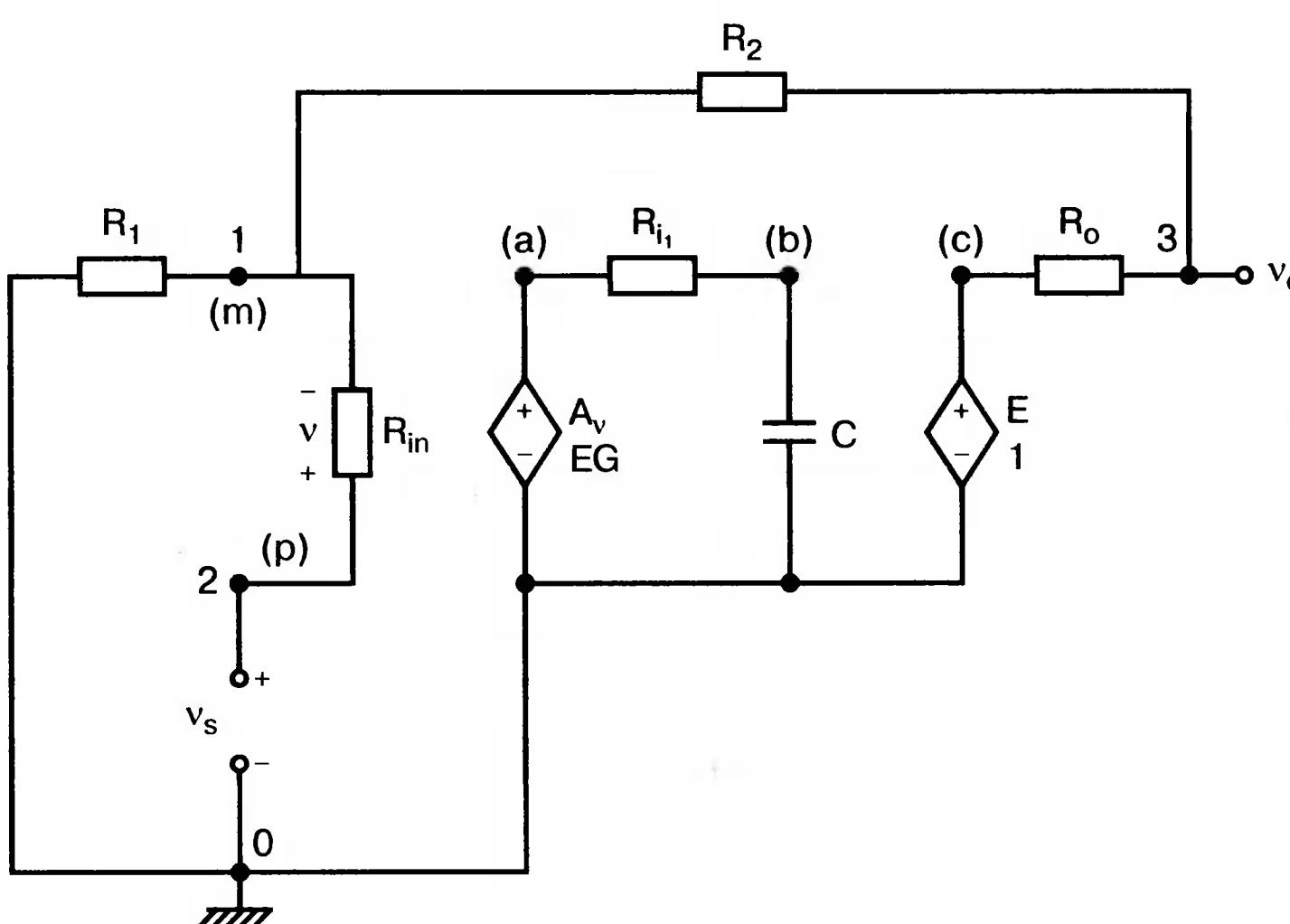
■ Рис. 5.13. Подсхема ОУ с обозначением узлов

Описание любой подсхемы начинается с команды `.subckt`. Первым элементом списка является имя подсхемы, которое в данном случае записано как *opamp*. Оно сопровождается набором узлов, которые связывают подсхему с остальной частью входного файла. Вы можете думать о них как об узлах, доступных для внешней части схемы. В данном примере – это узлы *m*, *p* и *v_o*. Опорный узел всегда обозначается как *0*, и его не обязательно включать в перечень узлов.

Элементы в подсхеме задаются обычным способом. Так как подсхема не является законченным входным файлом, она может содержать «висячие» узлы. Команды ввода элементов выровнены для упрощения их идентификации, но это не обязательно. Команда `.ends` отмечает конец описания подсхемы.

Теперь мы готовы рассмотреть новую версию анализа ОУ с использованием подсхемы. Законченная схема показана на рис. 5.9 и повторена на рис. 5.14. После приобретения некоторого опыта вы, возможно, захотите рисовать подсхему в виде прямоугольника или треугольника. Как видно из рисунка, узлы *m*, *p* и *v_o* имеют новые обозначения. Они получили метки 1, 2 и 3 соответственно. Чтобы использовать подсхему, основной входной файл должен содержать команду ввода подсхемы:

X 1 2 3 opamp



■ Рис. 5.14. Модель, показывающая подсхему в составе общей схемы для вызова

Здесь *X* обозначает обращение к подсхеме. Узлы 1, 2 и 3 приводятся в порядке, соответствующем узлам *m*, *p* и *v_o* в подсхеме. Это позволяет подсхеме получать обозначение узла, передаваемое от основного схемного файла. Инструкция также содержит имя подсхемы *opamp*. Теперь рассмотрим весь входной файл:

Op Amp Analysis Using Subcircuit

VS 2 0 AC 1mV

R1 1 0 10k

R2 3 1 240k

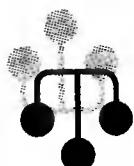
```

x 1 2 3 opamp
.AC DEC 40 100 1MEG
.PROBE
.subckt opamp m p vo
eg a 0 p m 1e5
e c 0 b 0 1
rin m p 1meg
ril a b 1k
c b 0 15.92uf
rol c vo 50
.ends
.END

```

Выполните анализ и убедитесь, что он дает тот же результат, что и предыдущий анализ, в котором подсхема не использовалась.

ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИЕ СХЕМЫ НА БАЗЕ ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ



Дифференцирующая схема, построенная на базе идеального ОУ, показана на рис. 5.15, а. Поскольку инвертирующий вход заземлен, $v_c = v$. Легко показать, что при $R = 0,5 \text{ Ом}$

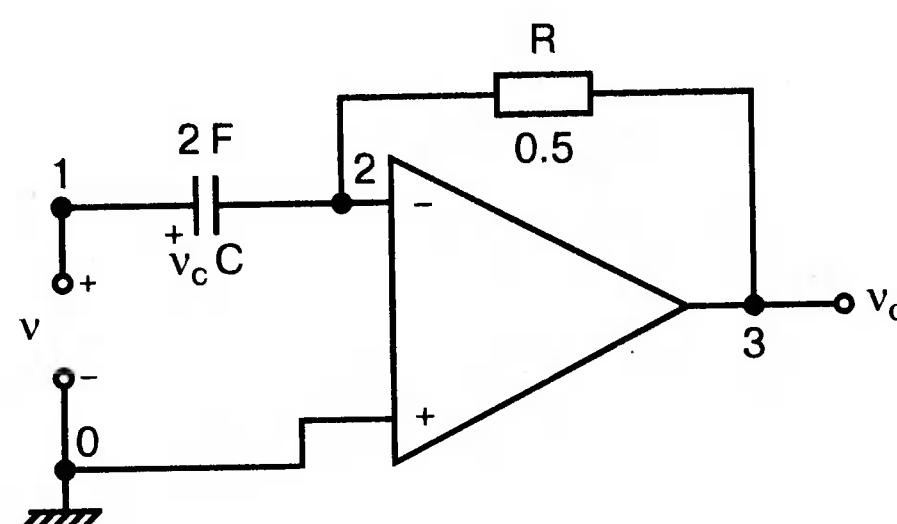
$$v_o = -\frac{-dv}{dt}.$$

Таким образом, когда входное напряжение имеет форму треугольника, выходное напряжение должно быть прямоугольным (рис. 5.15, б). Используйте приведенный ниже входной файл, чтобы проверить этот вывод:

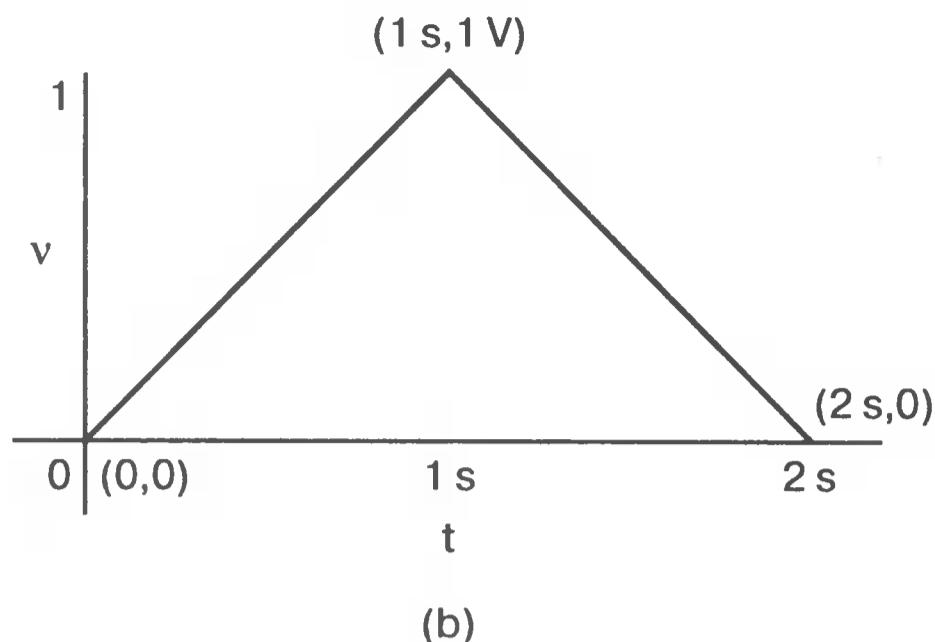
```

Differentiator Circuit
v 1 0 PWL (0, 0 1s, 1V 2s, 0)
C 1 2 2
R 2 3 0.5
X 2 0 3 iop
.subckt iop m p vo
ri m p 1meg
e vo 0 p m 2e5
.ends
.TRAN 0.05s 2s
.PROBE
.END

```



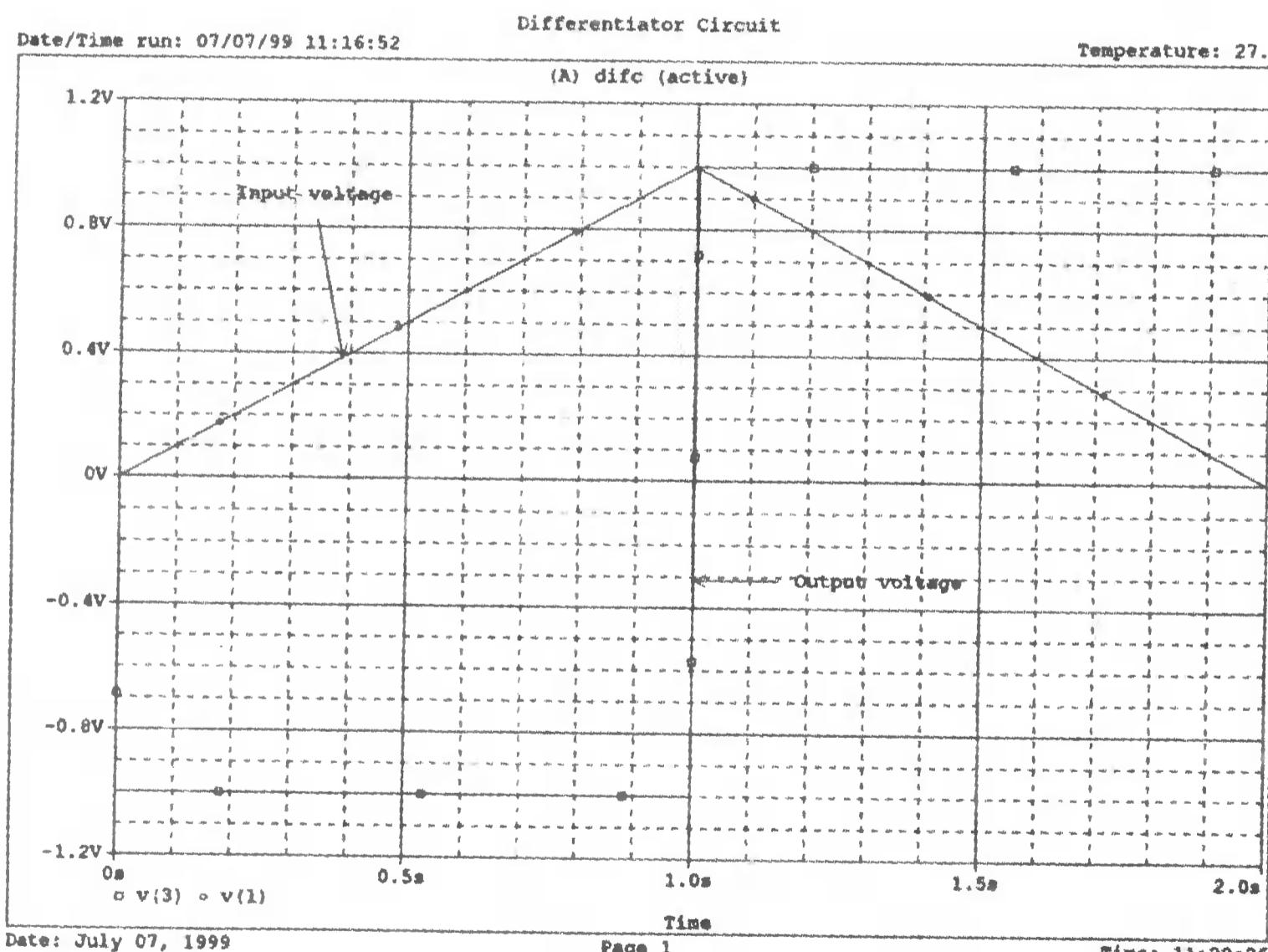
(a)



■ Рис. 5.15. Схема дифференциатора на базе ОУ

Выполните анализ и убедитесь, что выходное напряжение имеет прямоугольную форму с чередующейся полярностью и значениями напряжения от -1,0 В до +1 В. Эта инверсия происходит также и в ОУ. Постройте на одном графике временные зависимости для $v(3)$ и $v(1)$. Сравните ваши результаты с рис. 5.16. Обратите внимание, что команда входного файла для введения C не должна быть задана как

`C 1 2 2F`

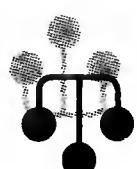


■ Рис. 5.16. График входного и выходного напряжений в схеме на рис. 5.15

В этом случае символ F будет восприниматься программой не как фарада, а как префикс и команда будет задавать значение 2 fF (фемтофарады). Если вы хотите, чтобы в записи всегда отражались единицы измерения, то вы можете использовать альтернативную форму записи:

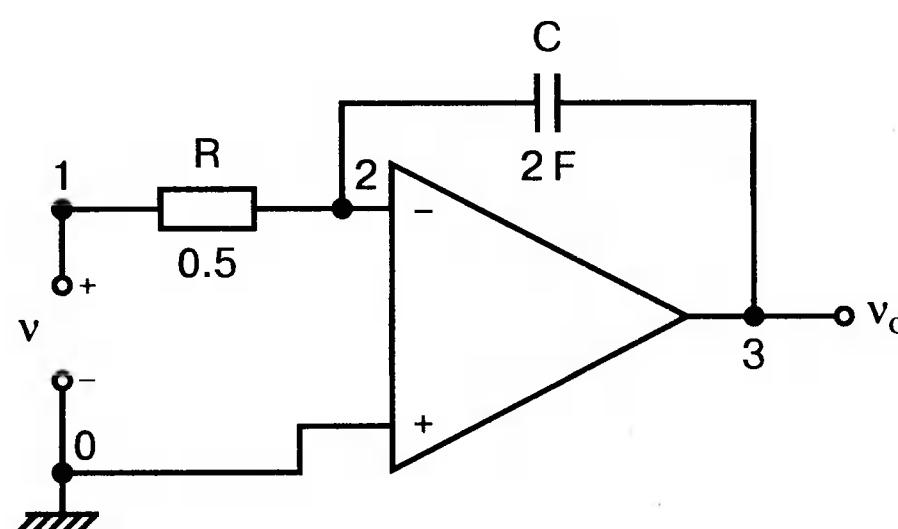
`C 1 2 2E6UF`

ИНТЕГРИРУЮЩИЕ СХЕМЫ НА БАЗЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

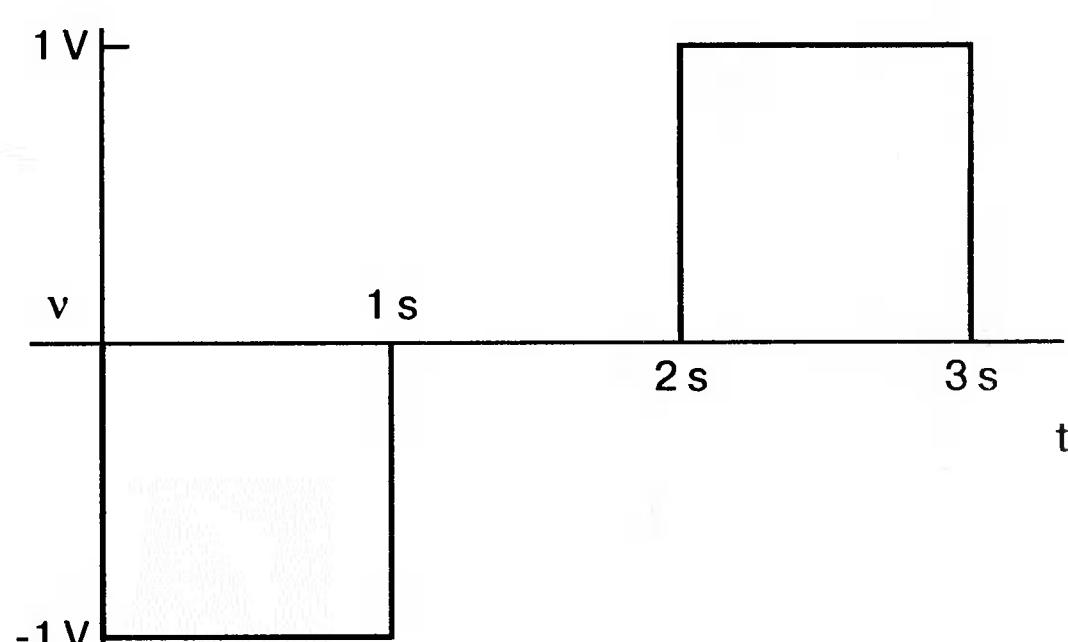


Устройства, дуальные дифференцирующим схемам, называются интегрирующими схемами. На рис. 5.17, а резистор R и конденсатор C поменялись местами относительно рис. 5.15, а. Новая схема и есть интегратор (инвертирующий). Чтобы проверить его свойства, используйте входное напряжение (форма которого показана на рис. 5.17, б) и входной файл:

```
Integrator Circuit
v 1 0 PWL (0 0 0.01ms, -1V 1s, -1V 1000.01ms, 0V 2s, 0V
2000.01ms, 1V
+ 3s, 1V)
R 1 2 0.5
C 2 3 2
X 2 0 3 iop
.subckt iop m p vo
ri m p 1meg
evo0pm2e5
.ends
.tran 0.05s 3s
.probe
.end
```



(a)

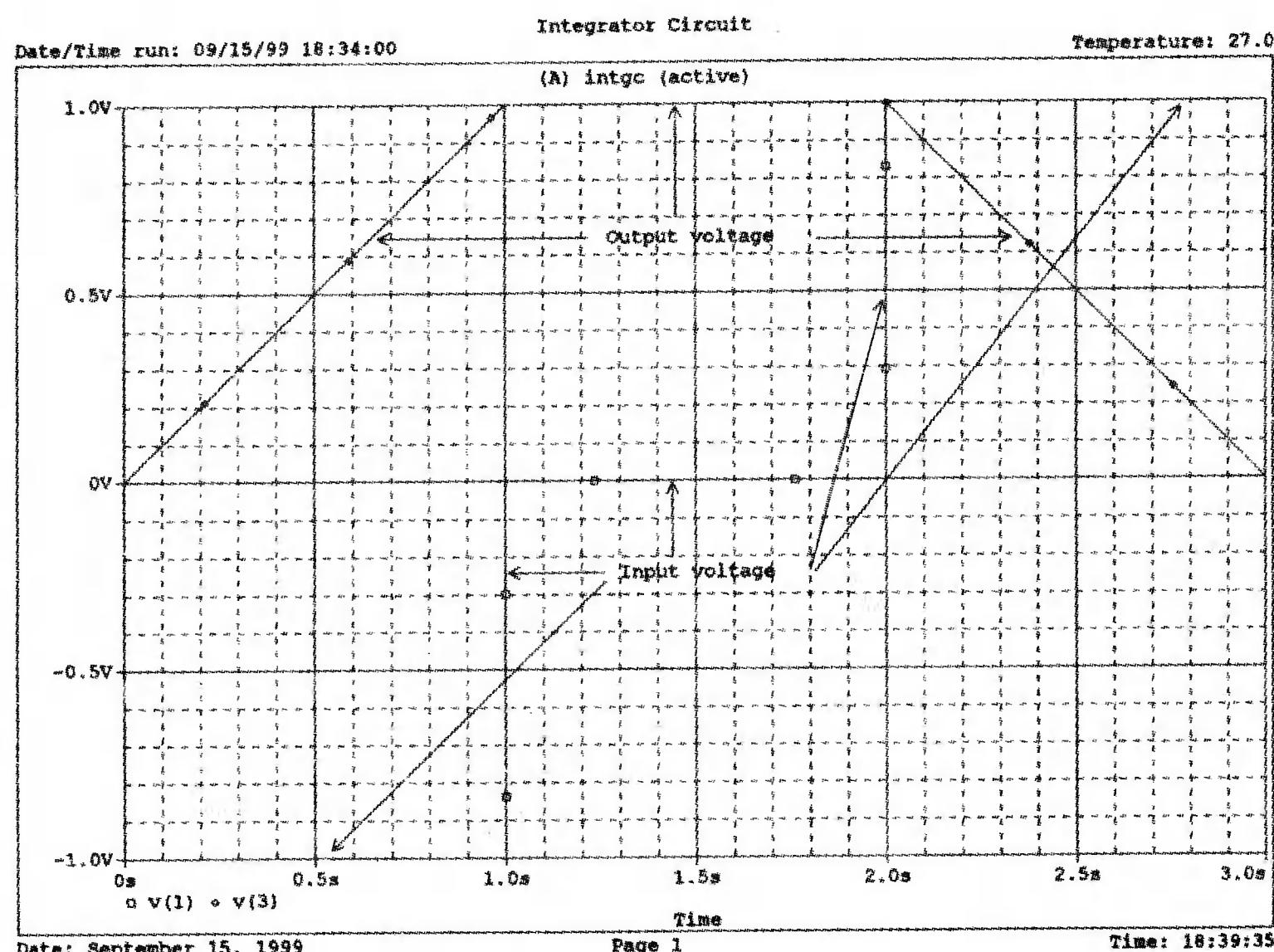


(b)

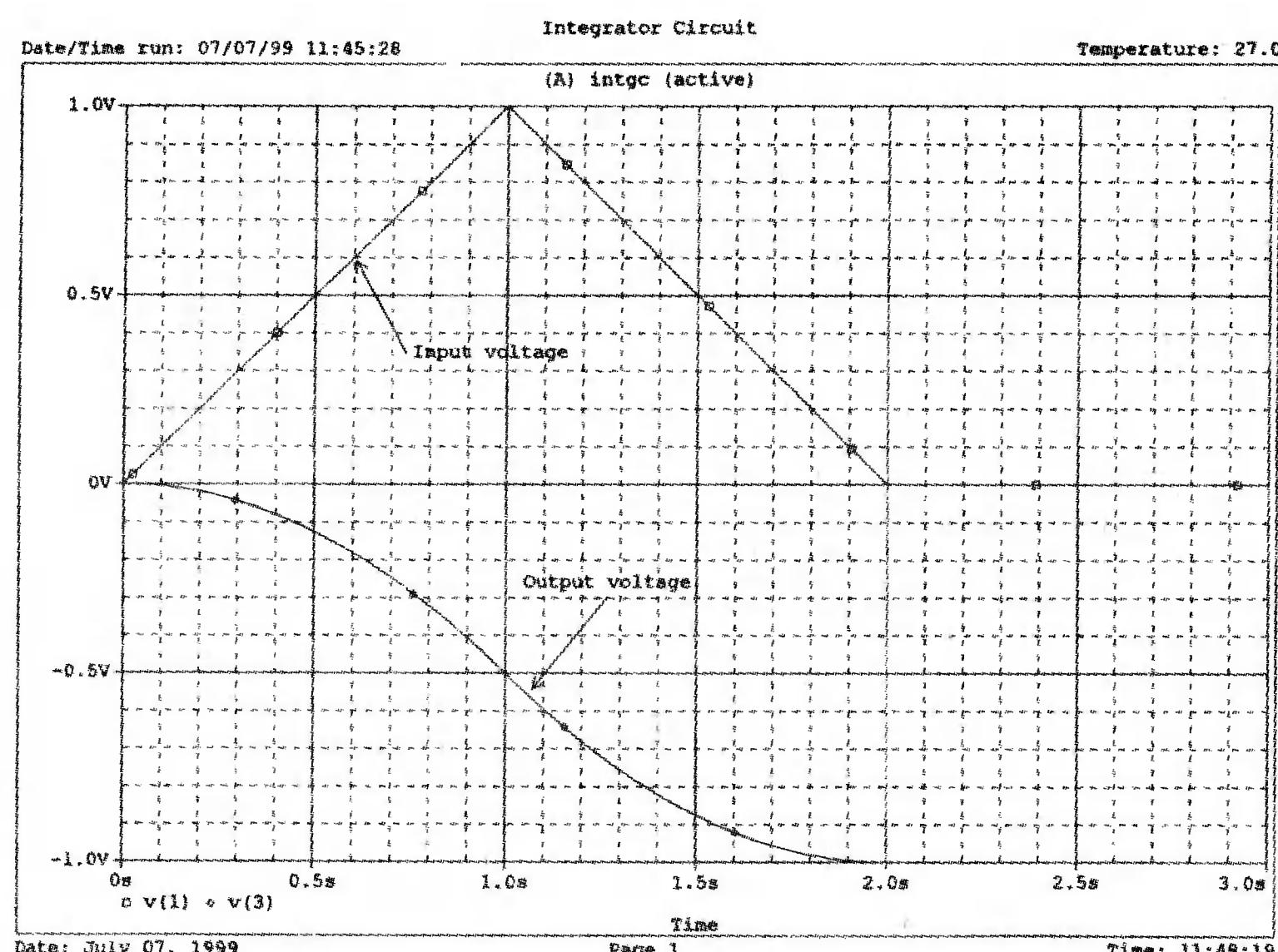
■ Рис. 5.17. Схема интегратора на базе ОУ

Обратите внимание, что «+» на строке 3 файла схемы указывает на продолжение команды, обычно длинной, которую необходимо перенести на следующую строку для удобства чтения.

Выполните анализ и получите график $v(1)$ вместе с графиком $v(3)$. Убедитесь, что выходное напряжение начинается в момент фронта входного сигнала, линейно изменяется до максимального напряжения в 1 В, затем линейно спадает, достигая нуля между 2-й и 3-й с. Сравните ваши результаты с рис. 5.18.



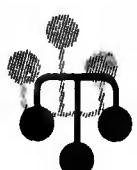
■ Рис. 5.18. График входного и выходного напряжений в схеме на рис. 5.17



■ Рис. 5.19. График входного и выходного напряжений в схеме на рис. 5.17 при треугольной форме входного воздействия

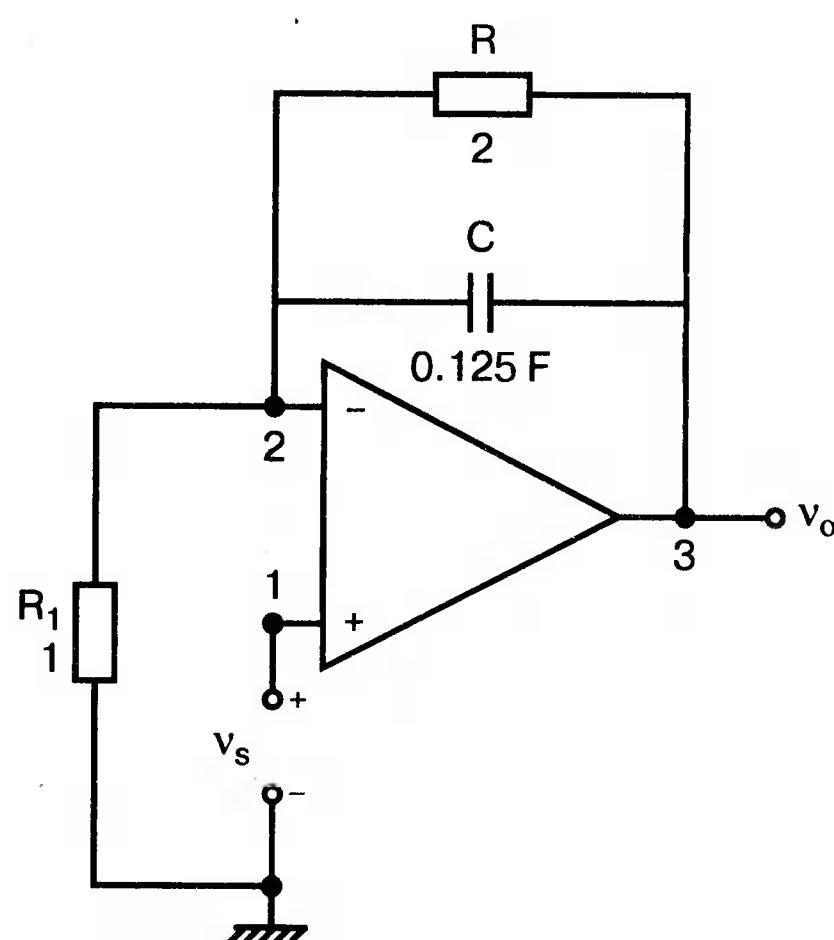
В качестве дополнительного упражнения, используйте входное напряжение такой же формы, как в задаче, посвященной дифференциатору, и найдите вид выходного напряжения. Проверьте, что этот график имеет форму параболы с установившимся значением –1 В, приведенную на рис. 5.19.

ОТКЛИК НА ЕДИНИЧНУЮ ФУНКЦИЮ

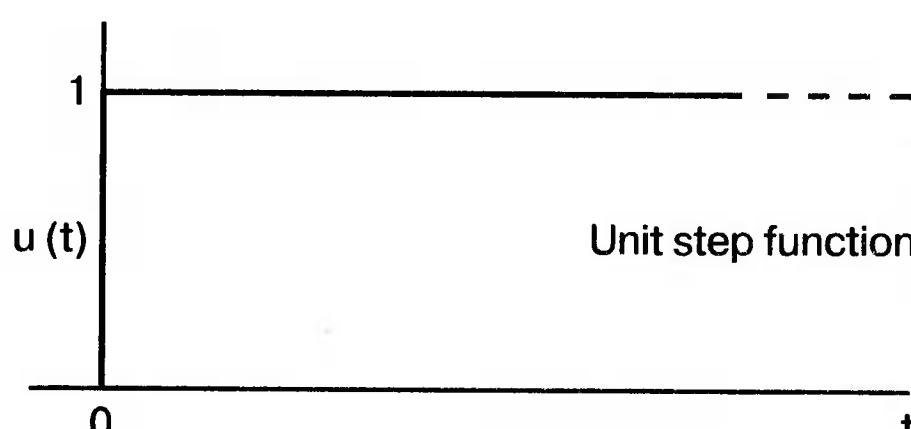


Единичная ступенчатая функция показана на рис. 5.20, б. По определению она остается нулевой до $t = 0$, а начиная с этого момента становится равной 1 В. Параметры элементов для схемы, показанной на рис. 5.20, а: $R = 2\text{ Ом}$, $R_1 = 1\text{ Ом}$ и $C = 0,125\text{ Ф}$. Анализ схемы показывает, что

$$v_o(t) = (3 - 2e^{-4t})u(t).$$



(a)



(b)

■ Рис. 5.20. Исследование реакции схемы с одним накопителем на ступенчатое воздействие: а) схема; б) временная зависимость входного воздействия

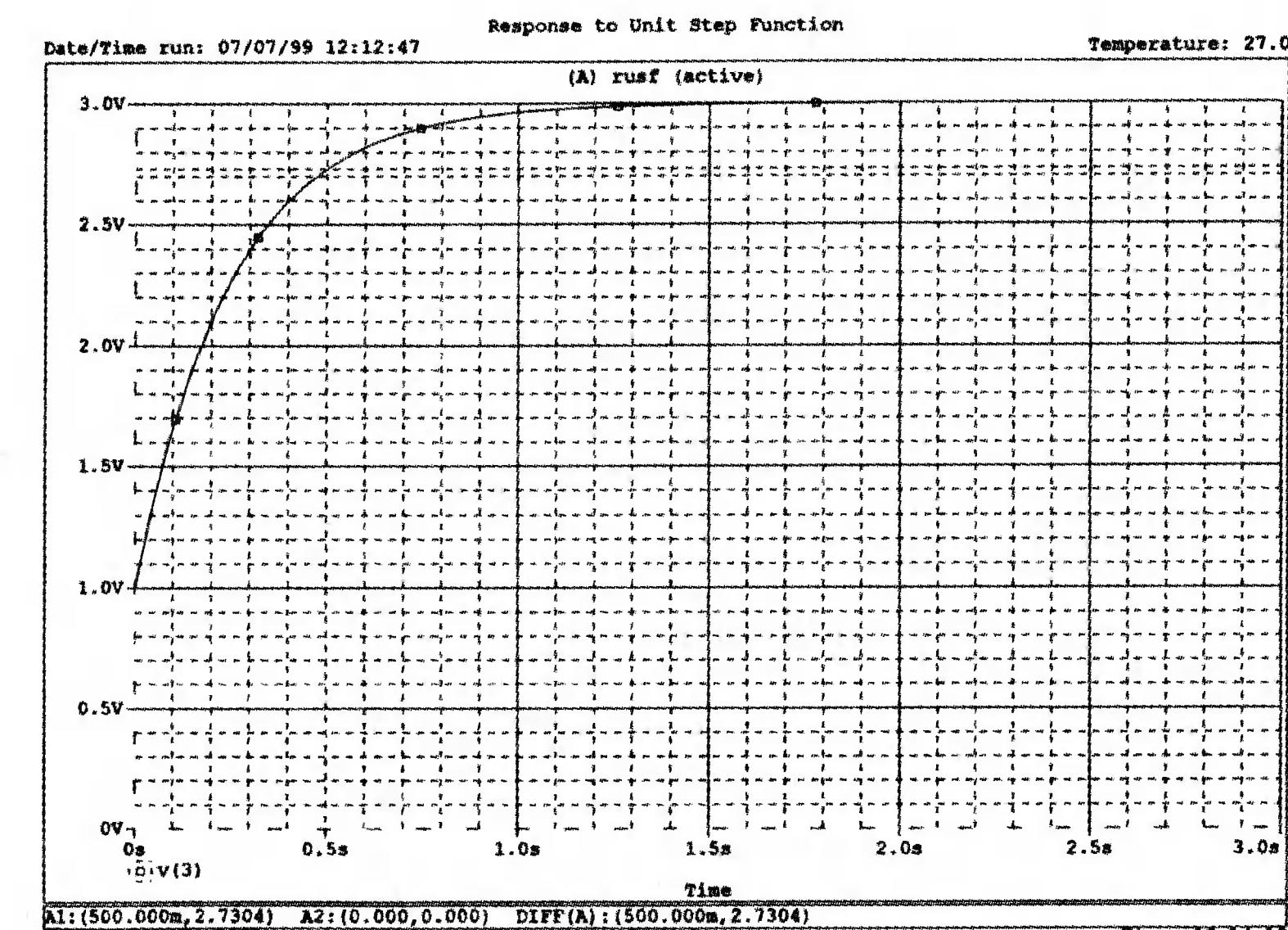
Перед началом анализа на PSpice полезно нарисовать график этой временной зависимости, чтобы представлять себе форму искомого напряжения. Входной файл:

```

Response to Unit Step Function
vs i 0 PWL(0,0 1us,1V 5s,1V)
C 2 3 0.125
R 2 3 2
R1 2 0 1
X 2 1 3 iop
.subckt iop m p vo
ri m p 1meg
e vo 0 p m 2e5
.ends
.TRAN 0.05s 3s
.PROBE
.END

```

После запуска анализа в программе Probe используем курсор, чтобы убедиться, что при $t = 0,5$ с, $V_0 = 2,73$ В. Это соответствует значению, вычисленному из приведенного выше уравнения. Результаты анализа приведены на рис. 5.21.



■ Рис. 5.21. Результат анализа схемы на рис. 5.20, а

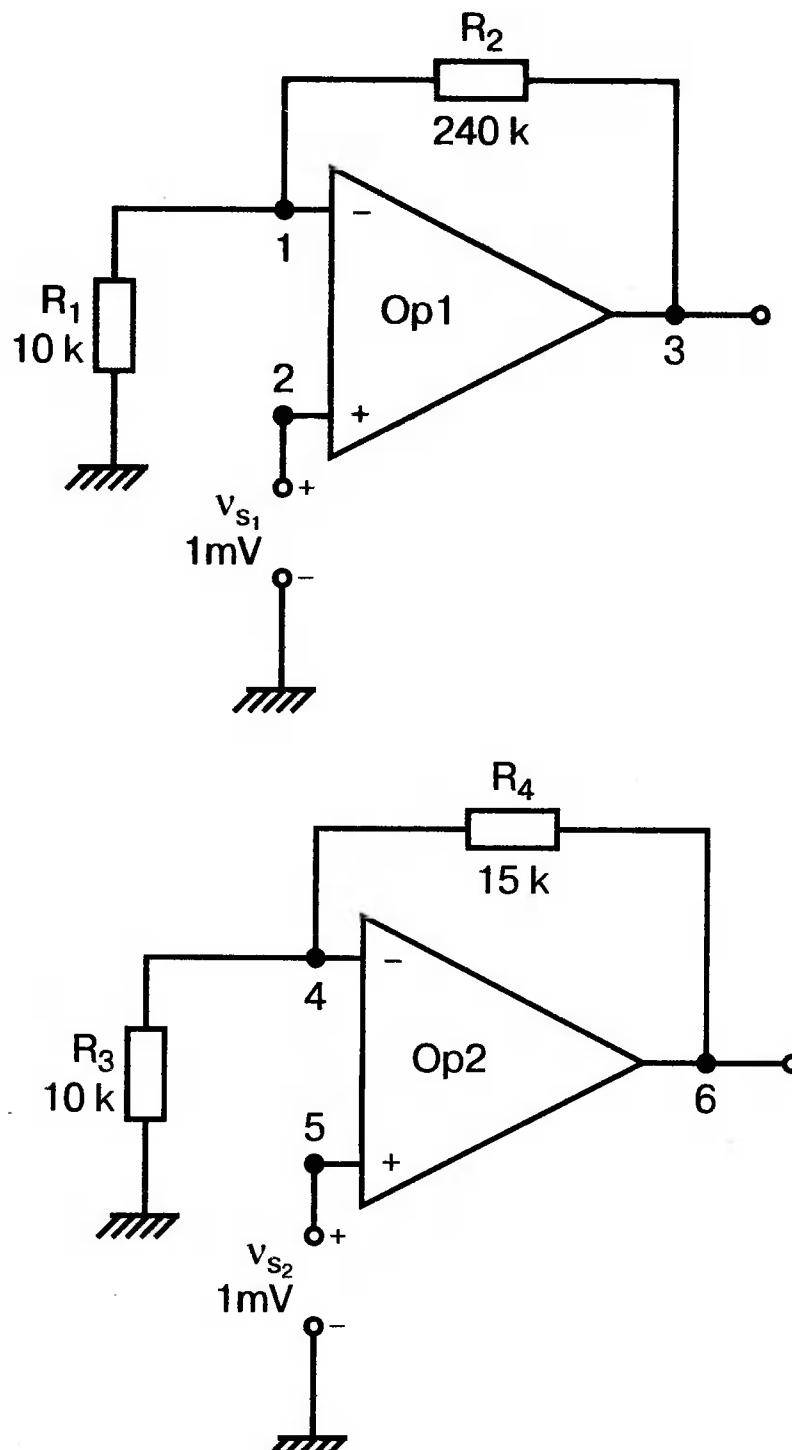
ЦЕПИ С ДВУМЯ ОДНОТИПНЫМИ ОПЕРАЦИОННЫМИ УСИЛИТЕЛЯМИ

Когда в схеме имеется несколько однотипных устройств, намного проще работать, представив их в виде подсхем. Предположим, что мы собираемся сравнить частотные характеристики для двух ОУ, схемы которых мы предварительно рассмотрели (в разделе «Амплитудно-частотные характеристики операционного усилителя»). Вспомним, что схемы были подобны за исключением того, что в первом случае $R_2 = 240$ Ом, а во втором случае $R_2 = 15$ Ом. Их частотные характеристики удобнее сравнивать на общем графике.



Чтобы добиться этого, схему просто расширяют так, чтобы оба случая были исследованы одновременно. Мы определим ОУ подсхемой и используем рис. 5.22, чтобы обеспечить простую идентификацию узлов. Усилители *Op1* и *Op2* показаны просто в виде треугольников, поскольку вы уже знакомы с их моделью, нет необходимости повторять внутренние подробности. Теперь легко получить входной файл:

```
Double Op Amp Circuit for Gain-Bandwidth Analysis
VS1 2 0 AC 1raV
R1 1 0 10k
R2 3 1 240k
XI 1 2 3 opamp
VS2 5 0 AC 1mV
R3 4 0 10k
R4 6 4 15k
X2 4 5 6 OPAMP
.AC DEC 40 100 10MEG
.PROBE
.subckt opamp m p vo
eg a 0 p m 1e5
e c 0 b 0 1
rin m p 1meg
ril a b 1k
c b 0 15.92uf
rol c vo 50
.ends
.END
```



■ Рис. 5.22. Схема с двумя ОУ

Подсхема описывается так же, как и прежде. После создания подсхемы вы можете просто скопировать ее в любой входной файл, где она необходима. В данном случае она вызывается дважды — сначала командой *X1*, а затем командой *X2*. Список узлов, используемых в каждом случае, такой же, как на рис. 5.22.

Выполните анализ и затем получите графики

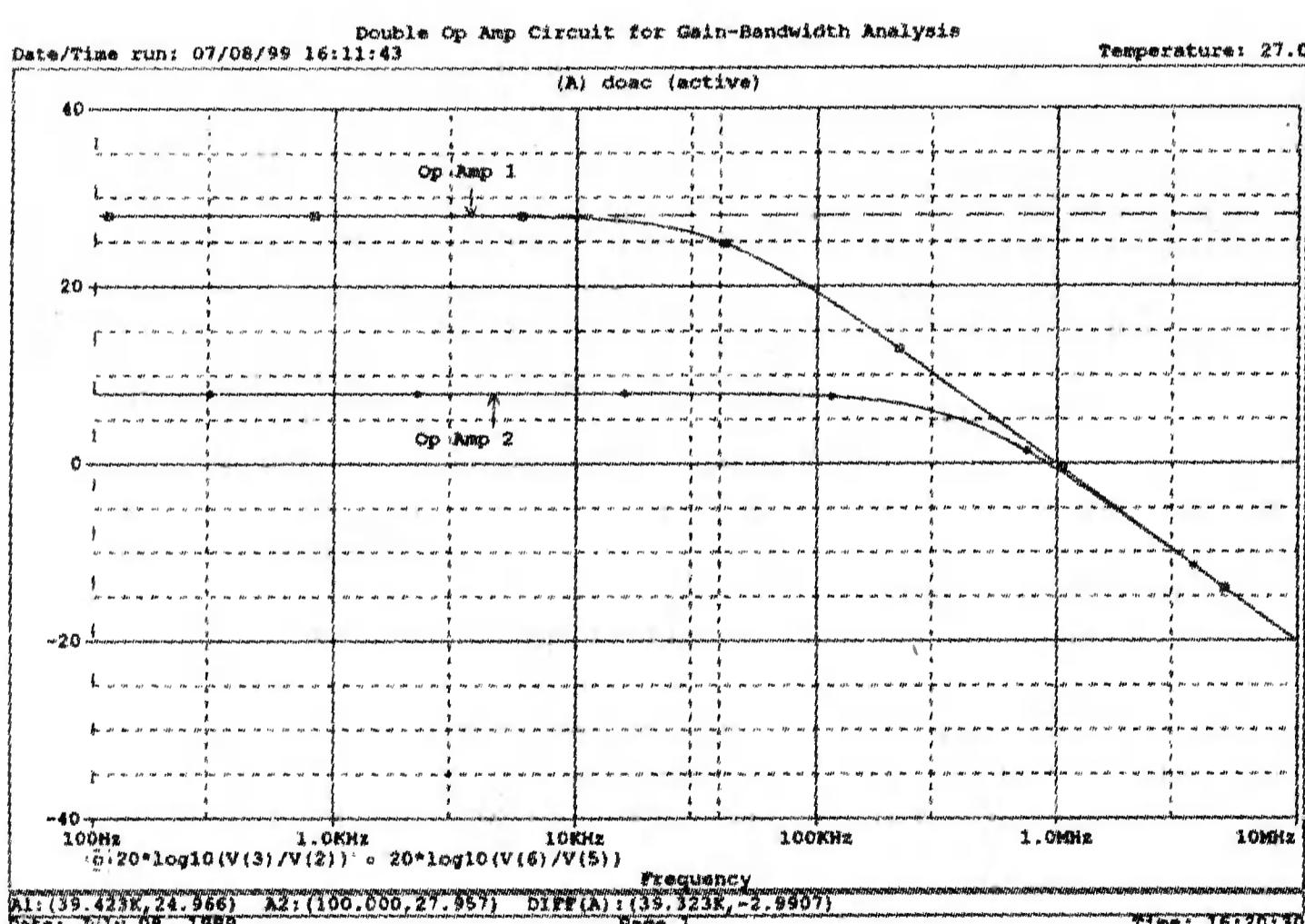
$$20 \cdot \lg(V(3)/V(2)),$$

и

$$20 \cdot \lg(V(6)/V(5)).$$

Используйте режим курсора, чтобы найти отметку 3 дБ для первого графика. Обратите внимание, что при включении режима курсора автоматически выбирается первый график. Убедитесь, что $A_{mid} = 27,96$ дБ и $f_{3dB} = 39,4$ кГц.

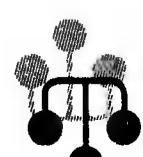
Исследуйте теперь второй график. Нажмите *Ctrl* и → (стрелку вправо), чтобы перевести курсор на второй график. Затем двигайтесь по второму графику, пока не достигнете нужной точки. Обратите внимание, что второй график показывает $A_{mid} = 7,96$ дБ, что на 20 дБ меньше, чем у первого. Искомая частота будет соответствовать коэффициенту усиления 4,96 дБ ($7,96 - 3,00$). Убедитесь, что это дает $f_{3dB} = 394$ кГц. Эти результаты соответствуют полученным в предыдущих примерах. Сравните полученный вами двойной график с рис. 5.23.



■ Рис. 5.23. Результат анализа схемы с двумя ОУ

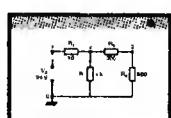
АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Для получения более крутых границ полосы пропускания, чем у простых однополосных фильтров, содержащих, например, только один конденсатор, могут применяться высокочастотные, низкочастотные и полосовые активные фильтры. Классическим примером таких устройств являются фильтры Баттервортта.



ОУ часто используются при разработке активных фильтров, поскольку получить усилители с высокими добротностями на базе ОУ достаточно просто. Мы не будем касаться теории фильтров в нашем обсуждении. Если вы изучаете активные фильтры впервые, обратитесь к другим источникам, чтобы лучше оценить элегантность и простоту этих схем.

Низкочастотный фильтр Баттерворта второго порядка



Воспользуемся таблицами нормированных многочленов Баттерворта, чтобы найти коэффициенты для фильтра второго порядка:

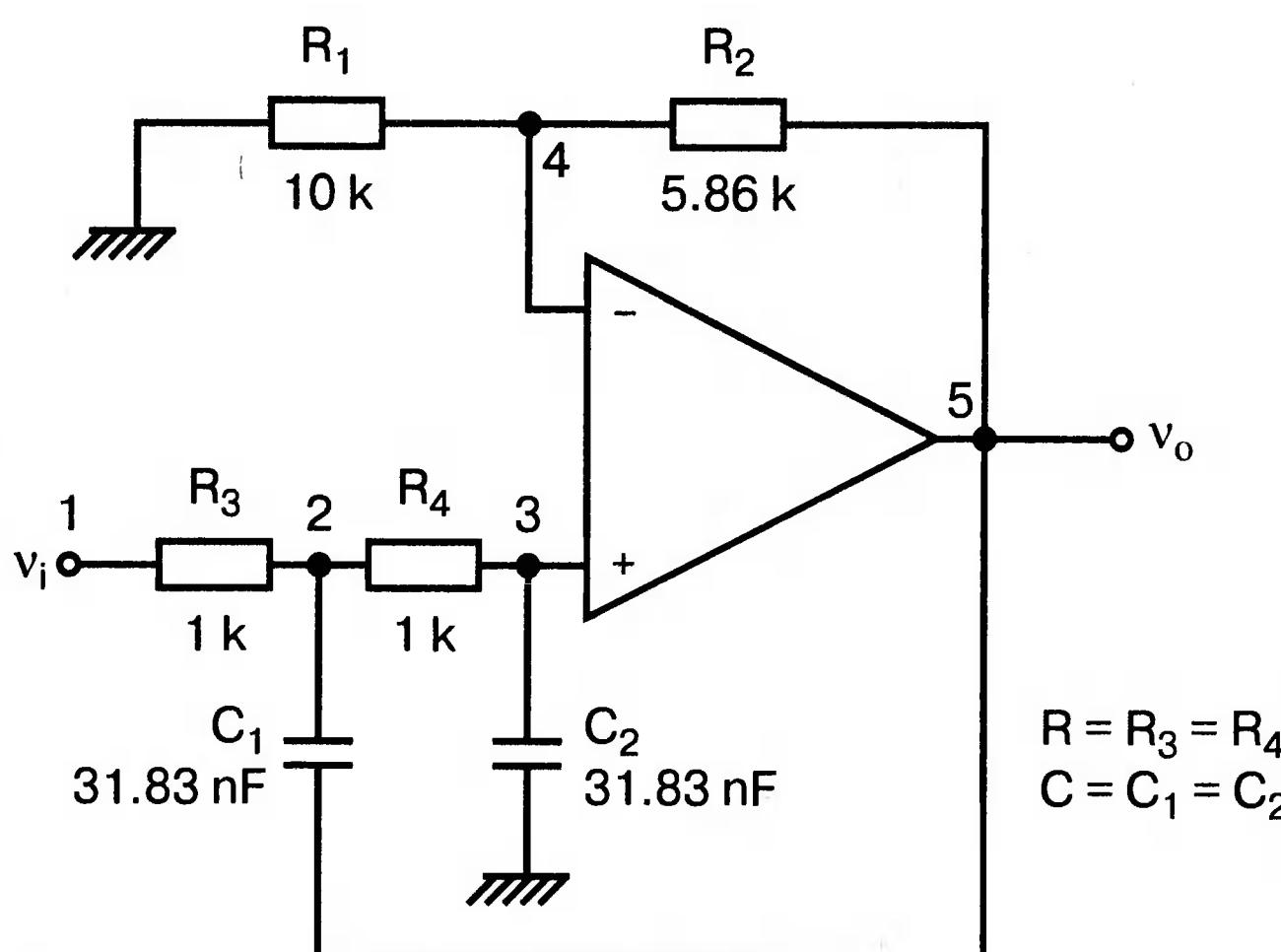
$$s^2 + 1,414s + 1.$$

Фильтр второго порядка показан на рис. 5.24. Для вводного примера найдем элементы R_1 , R_2 , R и C для фильтра Баттерворта с частотой среза $f_c = 5$ кГц. Как обычно, в качестве частоты среза принимается частота, при которой характеристика снижается на 3 дБ. Согласно теории, низкочастотный коэффициент усиления задается выражением:

$$A_{vo} = 3 - 2k,$$

где k представляет собой коэффициент затухания, определенный как половина коэффициента при s^2 из таблицы полиномов Баттерворда (см. Hillburn and Johnson. Manual of Active Filter Designs, McGraw-Hill, 1973). Для этого примера $k = 0,707$ и

$$A_{vo} = 3 - 1,414 = 1,586.$$



■ Рис. 5.24. Низкочастотный фильтр Баттерворта второго порядка

Допустим, что $R_1 = 10$ кОм. Из выражения

$$A_{v0} = \frac{R_1 + R_2}{R_1},$$

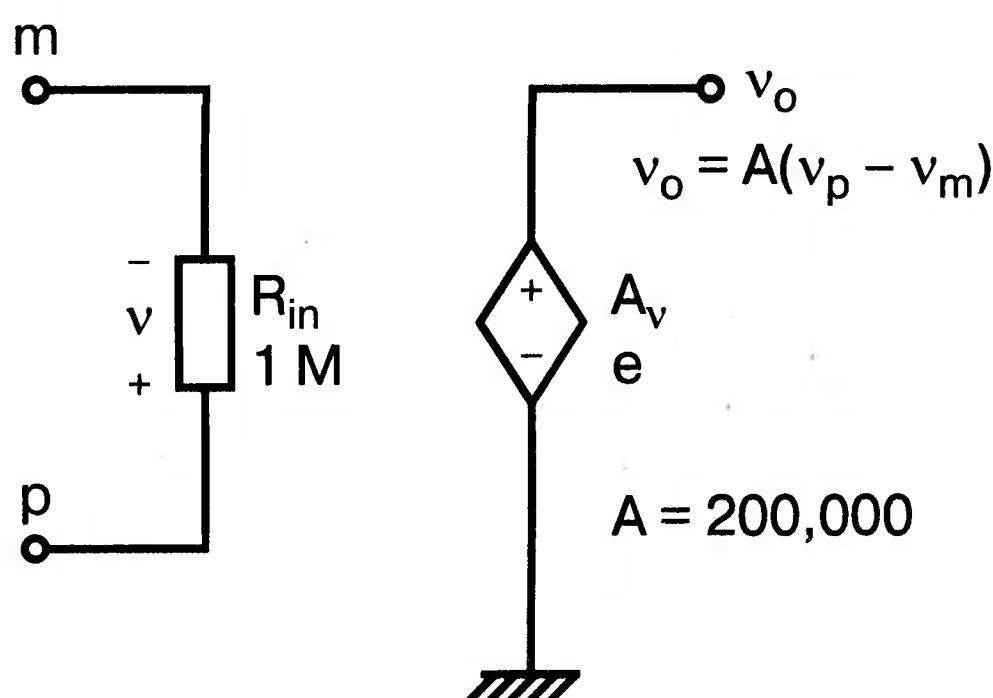
получаем $R_2 = 5,86 \text{ кОм}$. Если положить $R = 1 \text{ кОм}$, из выражения $f_c = 1/(2\pi RC)$ найдем $C = 31,83 \text{ нФ}$. Чтобы проверить теорию Баттервортса, используем идеальную модель ОУ в качестве подсхемы, как показано на рис. 5.25. Для этого создайте следующий входной файл:

Second-Order Butterworth Filter

```

VI 1 0 AC 1mV
R3 1 2 1k
R4 2 3 1k
R1 4 0 10k
R2 5 4 5.86k
C1 2 5 31.83nF
C2 3 0 31.83nF
X 4 3 5 iop
.AC DEC 40 1 100kHz
.PROBE
.subckt iop m p vo
e vo 0 p m 2e5
rin m p 1meg
.ends
.END

```

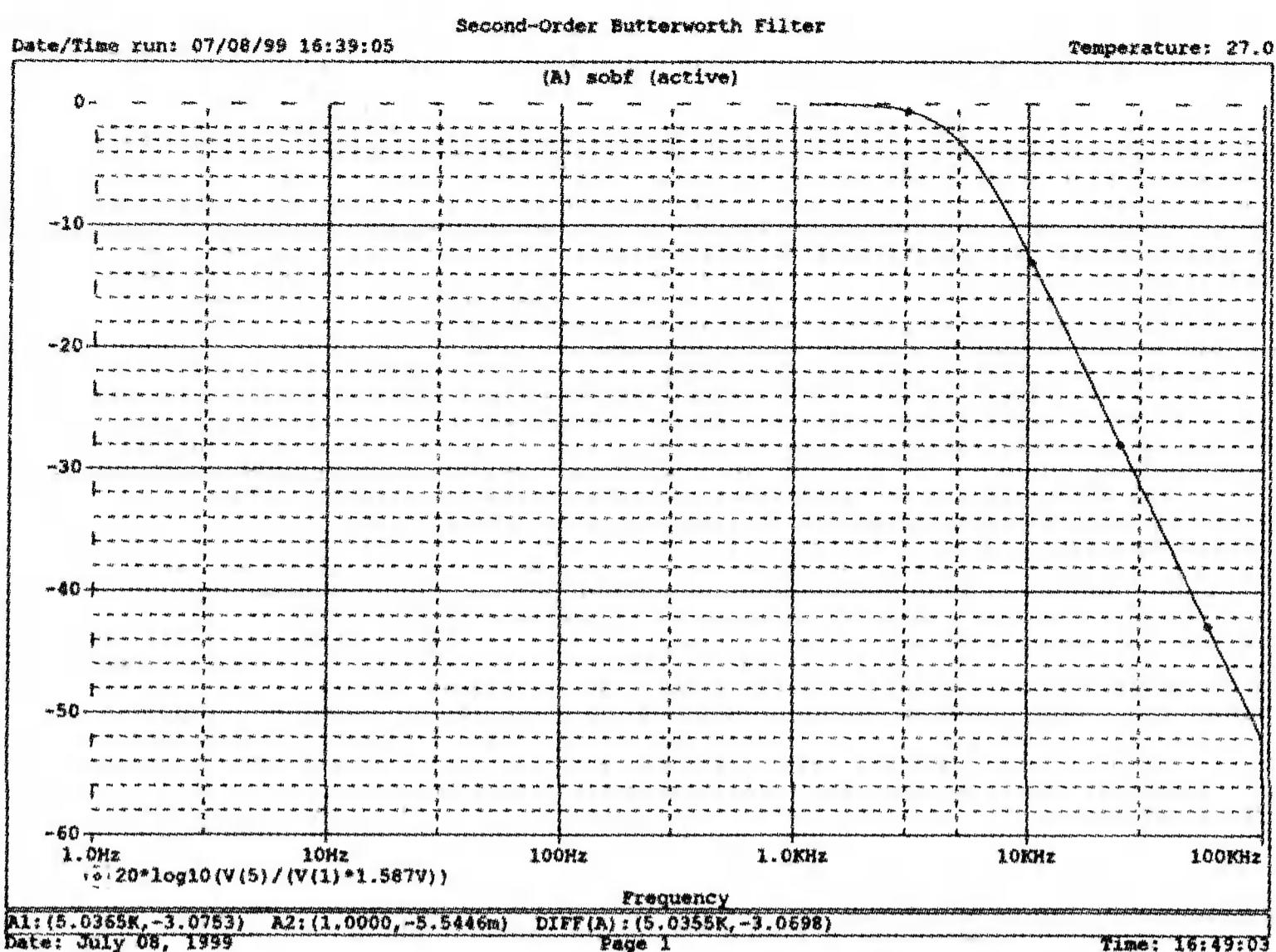


■ Рис. 5.25. Подсхема для идеального ОУ

Проведите анализ и получите график $V(5)/V(1)$. Выясните, что $A_{v0} = 1,586$, что соответствует нашему расчету. Затем удалите этот график и получите график зависимости

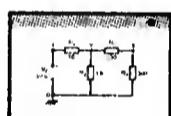
$$20 \cdot \lg (V(5) / (V(1) \cdot 1,587B)).$$

Убедитесь, что $f_c = 5 \text{ кГц}$. Этот фильтр второго порядка должен иметь вдвое большую крутизну спада, чем фильтр первого порядка. Вспомним, что фильтр первого порядка имеет скорость спада 20 дБ/дек. Убедитесь, что при $f = 10 \text{ кГц} A_v = 12,31 \text{ дБ}$, а при $f = 100 \text{ кГц} A_v = 52,05 \text{ дБ}$, что составляет приблизительно 40 дБ/дек. Этот график показан на рис. 5.26.



■ Рис. 5.26. График Боде для низкочастотного фильтра Баттервортса второго порядка

Низкочастотный фильтр Баттервортса четвертого порядка —



В качестве другого примера рассмотрим фильтр Баттервортса четвертого порядка, предназначенный для работы на частоте $f_c = 1$ кГц. Из таблицы полиномов находим коэффициенты:

$$(s^2 + 0,765s + 1)(s^2 + 1,848s + 1).$$

Коэффициент затухания k равен половине коэффициента при s в каждом квадратном уравнении, давая $k_1 = 0,383$ и $k_2 = 0,924$:

$$A_{v1} = 3 - 2k_1 = 3 - 0,765 = 2,235 \text{ и } A_{v2} = 3 - 2k_2 = 1,152.$$

Для первого каскада примем $R_1 = 10$ кОм и с помощью уравнения

$$A_{v1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1},$$

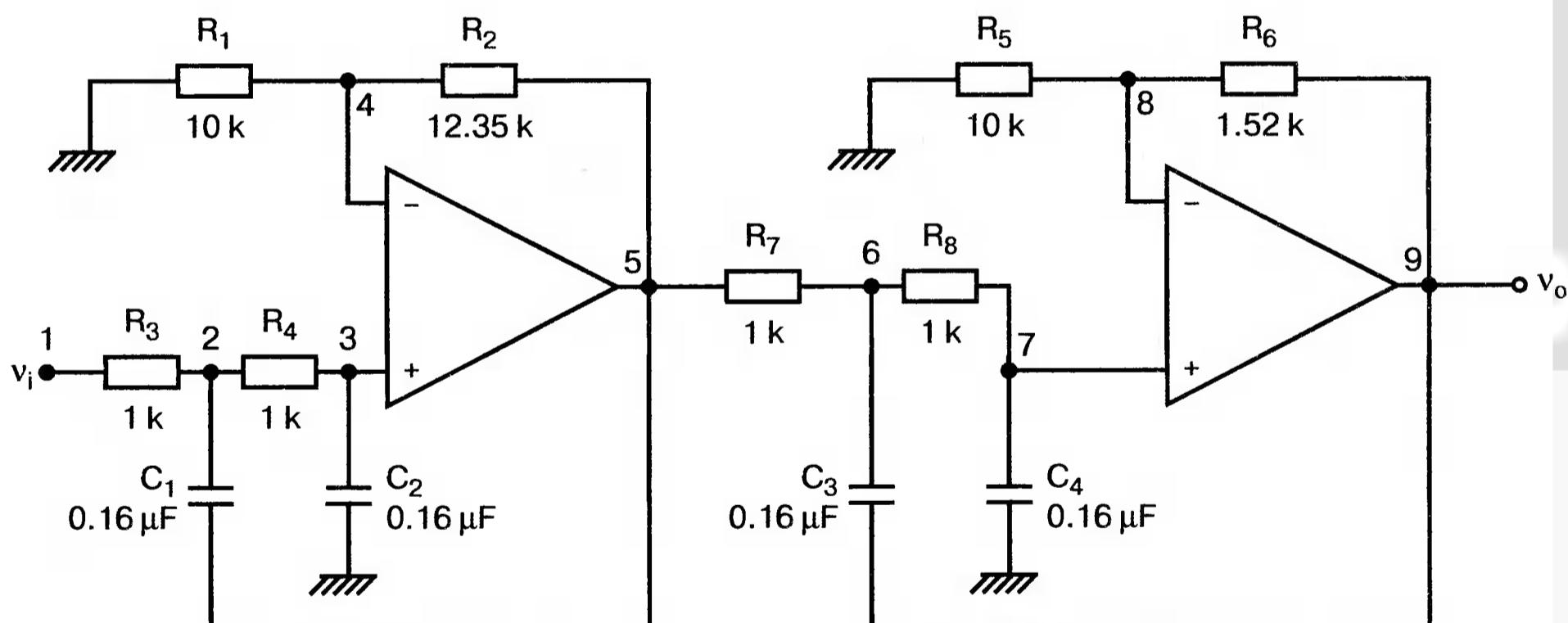
найдем $R_2 = 12,35$ кОм. Приняв для второго каскада $R_1 = 10$ кОм, получим $R_2 = 1,52$ кОм. При $f_c = 1$ кГц, если положить $R = 1$ кОм, $C = 0,16$ мкФ. Схема показана на рис. 5.27. Поскольку каждый элемент должен иметь уникальное обозначение, вычисленные здесь значения R и C относятся к соответствующим резисторам и конденсаторам каждого из каскадов. Входной файл при этом:

Fourth-Order Butterworth Filter

```

VI 1 0 AC 1mV
R3 1 2 1k
R4 2 3 1k
R1 4 0 10k
R2 5 4 12.35k
R7 5 6 1k
R8 6 7 1k
R5 8 0 10k
R6 9 8 1.52k
C1 2 5 0.16uF
C2 3 0 0.16uF
C3 6 9 0.16uF
C4 7 0 0.16uF
.AC DEC 40 1 10kHz
.PROBE
.subckt iop m p vo
E vc N
i p m 2e5
rin m p 1meg
.ends
XI 4 3 5 iop
X2 8 7 9 iop
.END

```



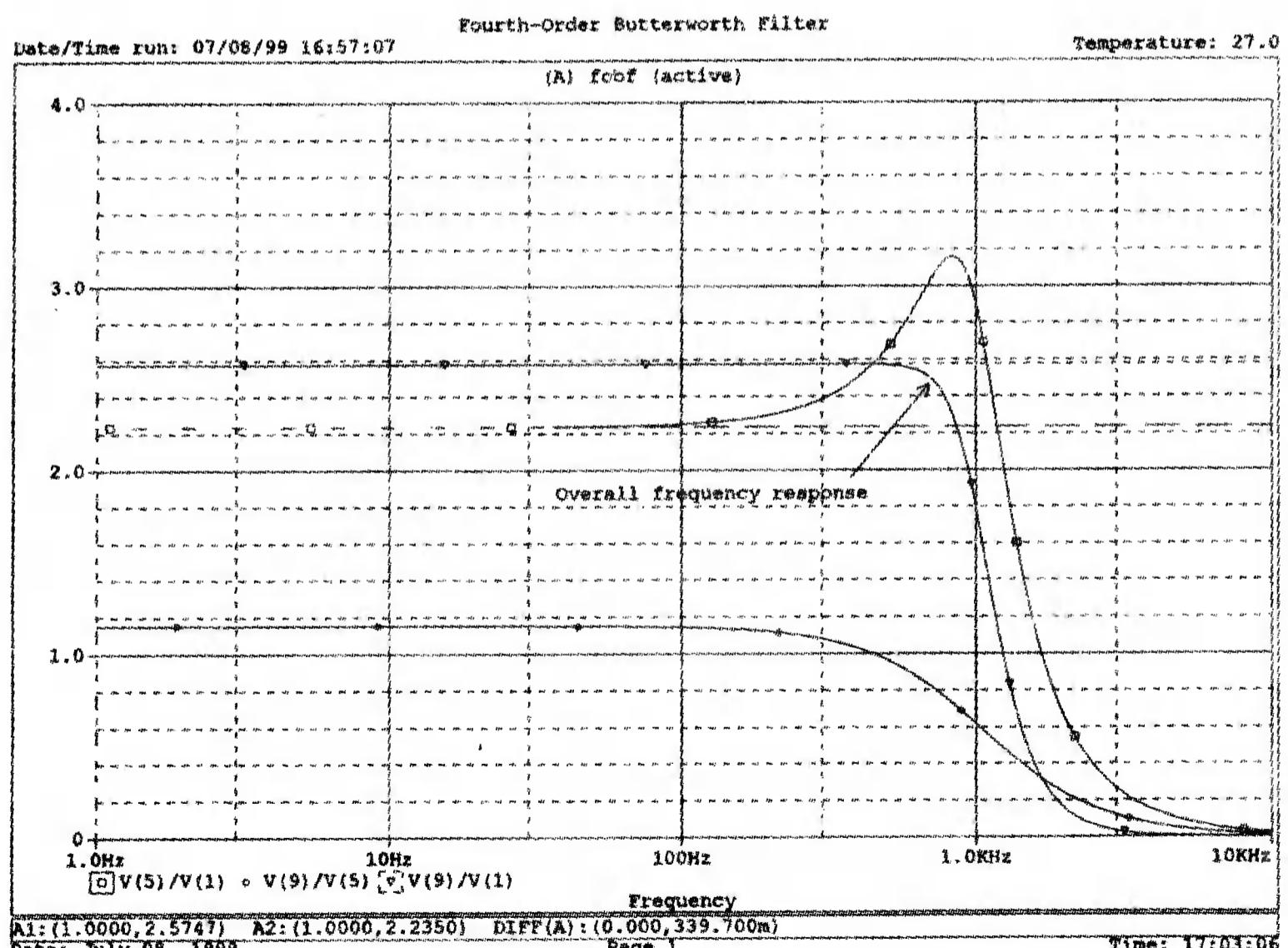
■ Рис. 5.27. Полосовой фильтр Баттерворт четвертого порядка

Выполните анализ и затем получите совместный график для $V(5)/V(1)$, $(V)9/V(5)$, и $V(9)/V(1)$. Они представляют собой коэффициенты усиления первого и второго каскадов и полный коэффициент усиления соответственно. Так как они выражены не в децибелях, вы легко сможете проверить, что $A_{v1} = 2,235$, $A_{v2} = 1,152$, а общий коэффициент усиления $A_v = A_{v1} \cdot A_{v2} = 2,575$. Вы можете найти эти значения, используя режим курсора при низких частотах. Нажмайте *Ctrl* и \rightarrow , чтобы выбрать нужный график. Сравните полученные вами графики с представленными на рис. 5.28.

Получите распечатку результатов анализа, включая все три графика для дальнейшего изучения. Обратите внимание на интересный пик на графике A_{v1} . Он компенсируется провалом на графике A_{v2} , поэтому график полного коэффициента усиления становится плоским почти на всей полосе пропускания, круто падая при частоте, близкой к 1 кГц.

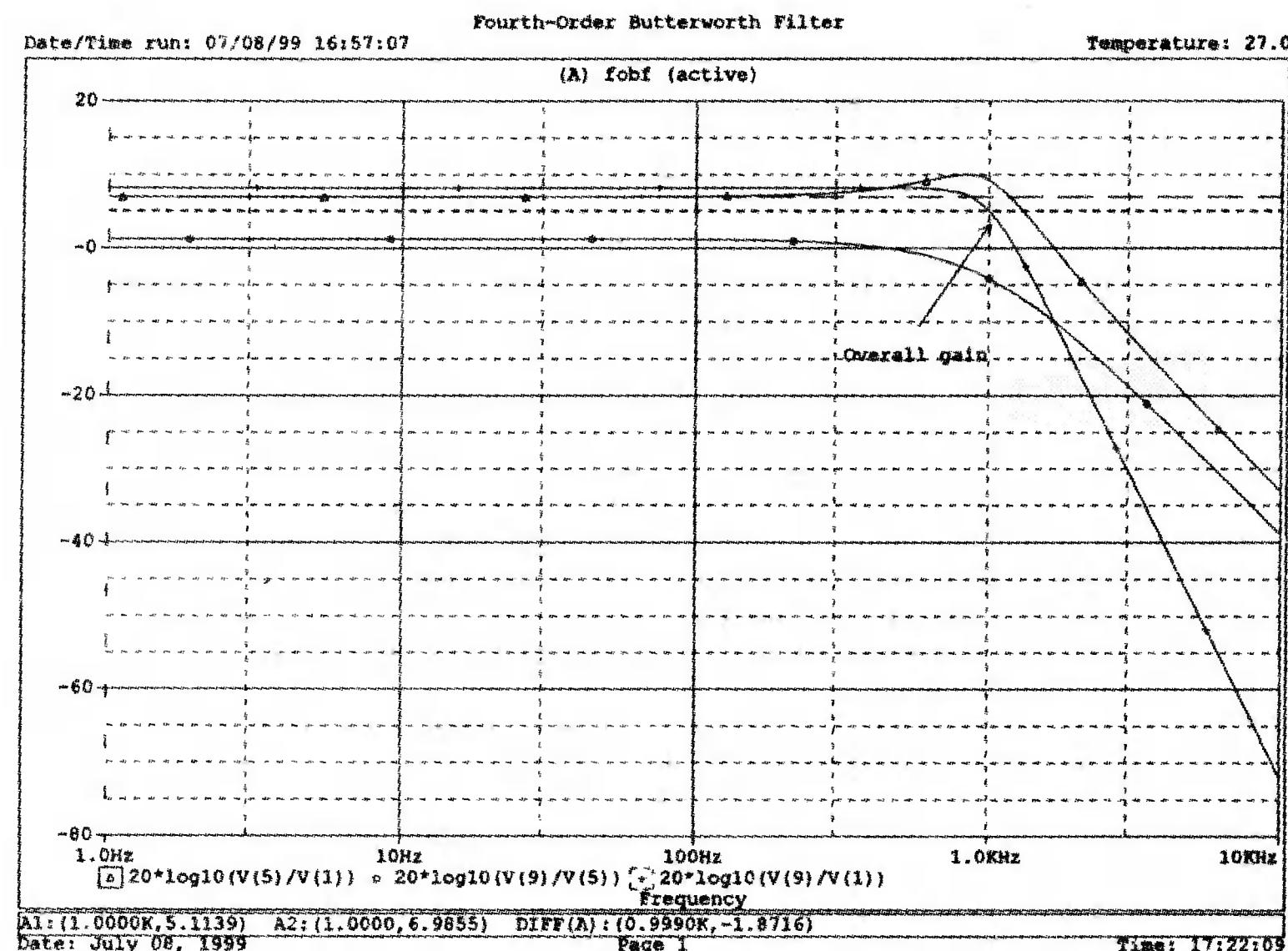
Крутизну легче определить из графика в децибелах. Используйте характеристику $20 \cdot \lg(V(9)/V(1))$ и так далее, заменив три графика логарифмическими характеристиками. Убедитесь, что для полной схемы, $f_c = 1$ кГц. Также проанализируйте скорость спада для каждого из трех графиков. Вы сможете показать, что для каждого из двух каскадов, крутизна спада составляет приблизительно 10 дБ/дек по сравнению с приблизительно с 20 дБ/дек для общей характеристики. Разве не вызывает восхищения простота восприятия основных идей при передаче их графическим способом. Вы должны также оценить, сколько времени и усилий сэкономлено при использовании такого мощного вычислительного инструмента, как PSpice. Сравните кривые представленные на рис. 5.29, с полученными графиками.

Мы можем показать одно дополнительное свойство фильтра Баттерворта, слегка модифицировав предыдущий входной файл. Сравните фильтры второго и четвертого порядков. Будут необходимы некоторые вычисления, поскольку мы не имеем данных для двухкаскадного фильтра при $f = 1$ кГц.



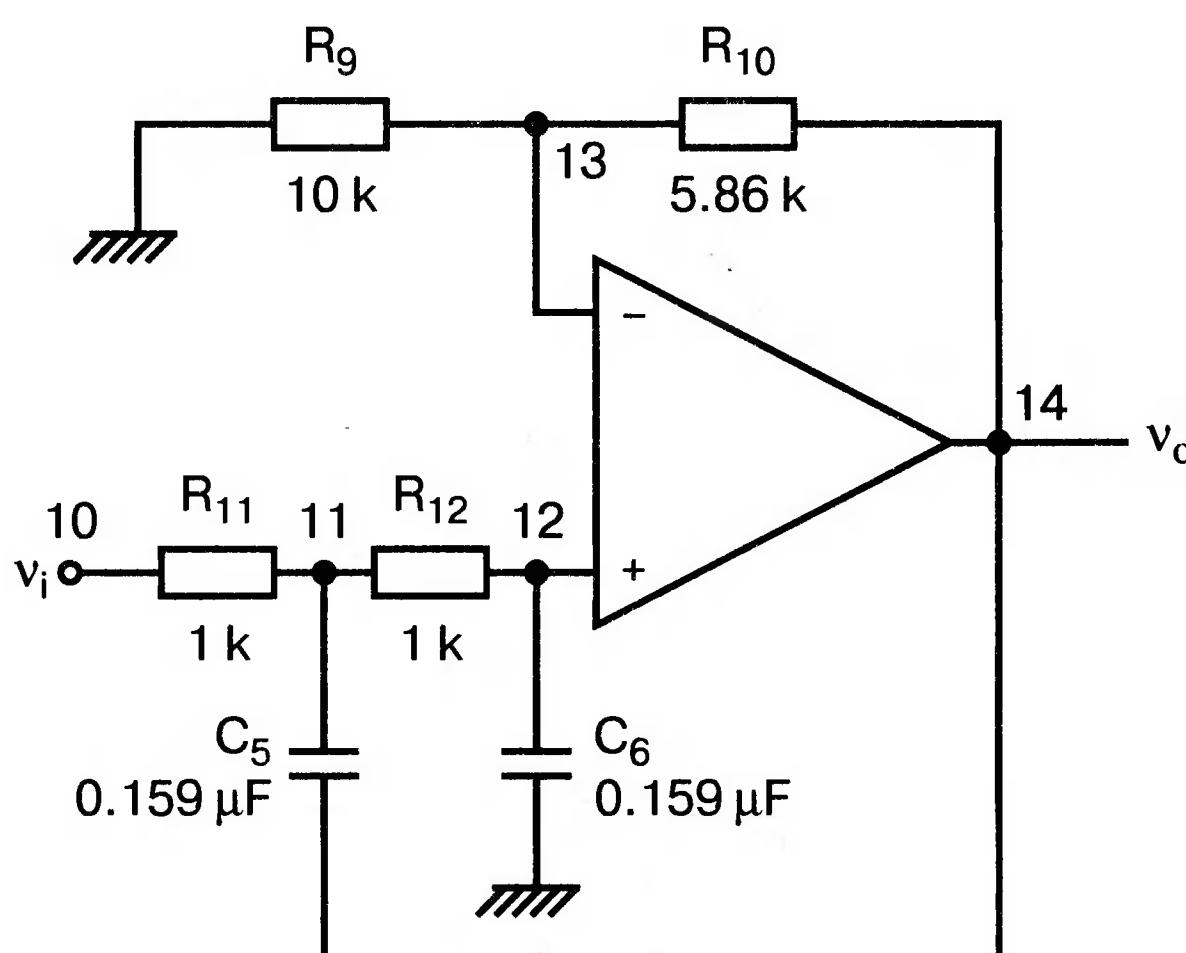
■ Рис. 5.28. АЧХ фильтра Баттерворта четвертого порядка

Низкочастотный коэффициент усиления будет таким же, как вычисленный ранее для фильтра второго порядка, а именно: $A_v = 1,586$. Положив $R_1 = 10$ кОм, получим $R_2 = 5,86$ кОм.



■ Рис. 5.29. Логарифмические АЧХ (ЛАЧХ) фильтра Баттервортта четвертого порядка

При $R = 1 \text{ кОм}$ найдем, что $C = 0,159 \text{ мкФ}$. Дополнение к схеме на рис. 5.27, позволяющее включить в схему фильтр второго порядка, показано на рис. 5.30. Отметим, что это дополнение имеет номера узлов большие, чем приведенные на рис. 5.27. Этот фильтр имеет собственный вход и физически не связан с четырехкаскадным фильтром. Если дополнить входной файл соответствующей информацией, он примет вид:



■ Рис. 5.30. Дополнение к схеме на рис. 5.27, позволяющее включить в схему фильтр второго порядка

```

Fourth-Order      Butterworth      Filter      Compared      with
Second-Order
VI 1 0 AC 1mV
R3 1 2 1k
R4 2 3 1k
R1 4 0 10k
R2 5 4 12.35k
R7 5 6 1k
R8 6 7 1k
R5 8 0 10k
R6 9 8 1.52k
C1 2 5 0.16uF
C2 3 0 0.16uF
C3 6 9 0.16uF
C4 7 0 0.16uF
VII 10 1 AC imV
R9 13 0 10k
R10 14 13 5.36k
R11 10 11 1k
R12 11 12 1k
C5 11 14 0.159uF
C6 12 0 0.159uF
XI 4 3 5 iop
X2 8 7 9 iop
X3 13 12 14 iop
.AC DEC 40 1 10kHz
.PROBA
.subckt iop m p vc
VC 0pm 2e5
ein m p 1meg
.ends
.END

```

Выполните анализ и получите графики в децибелах $V(9)/V(1)$ для фильтра четвертого порядка и $V(14)/V(10)$ для фильтра второго порядка. Вы должны получить $A_v = 4,006$ дБ (второй порядок) и $A_v = 8,214$ дБ (четвертый порядок). Мы хотим показать их при сравнимой базе, поэтому построим графики

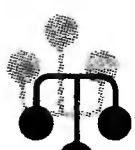
$$20 \cdot \lg (V(14)/V(10)),$$

и

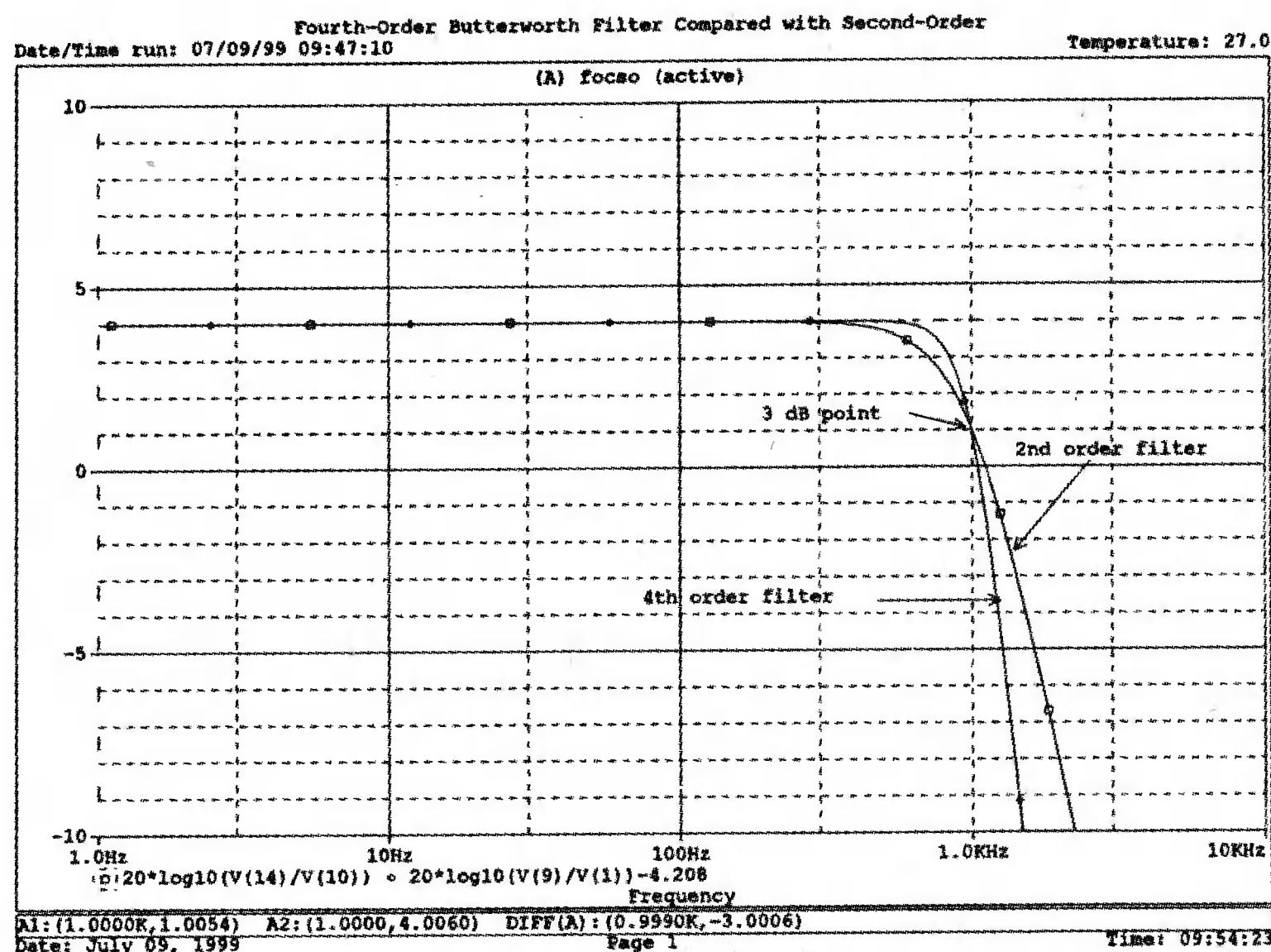
$$20 \cdot \lg (V(9)/V(1)) - 4,208.$$

Значение 4,208 представляет смещение второго графика относительно первого, нормализующего второй график относительно первого. Эти графики (рис. 5.31) с накладывающимися в низкочастотном диапазоне траекториями ясно показывают, что оба фильтра Баттерворта имеют одинаковую частоту $f_c = 1$ кГц. Это относится к фильтрам Баттерворта всех порядков.

АКТИВНЫЙ РЕЗОНАНСНЫЙ ПОЛОСОВОЙ ФИЛЬТР



В простой резонансной схеме резонансные свойства RLC -цепи используются для создания крутого спада характеристики на границах полосы пропускания. На рис. 5.32 показан входной колебательный контур, содержащий V_s , R , L и C . Выберем параметры элементов, обеспечивающие необходимую ширину полосы частот B и добротность Q .

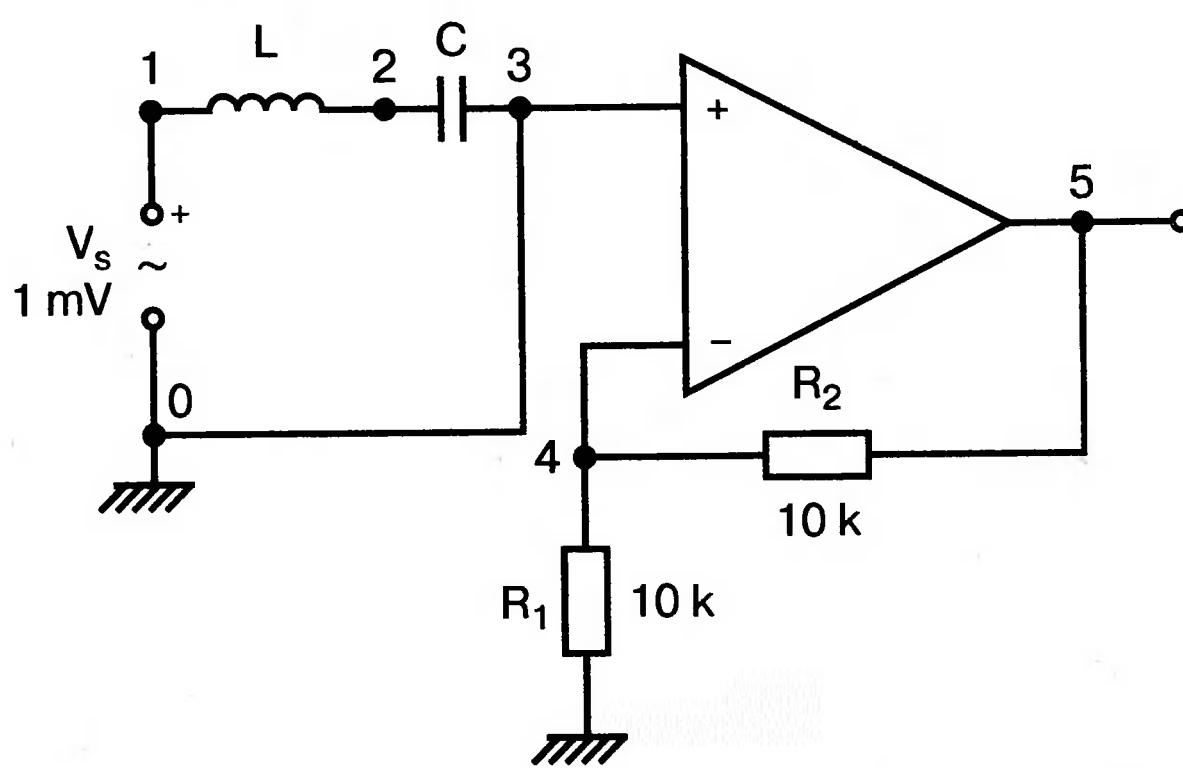


■ Рис. 5.31. Логарифмических АЧХ для фильтров Баттервортса второго и четвертого порядков

Центральная частота принимается равной частоте резонанса LC -контура:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

for $Q = 2$ $L = 0,289 \text{ H}$
 $R = 10 \text{ k}$ $C = 0,724 \text{ nF}$



■ Рис. 5.32. Активный резонансный полосовой фильтр с добротностью $Q = 2$

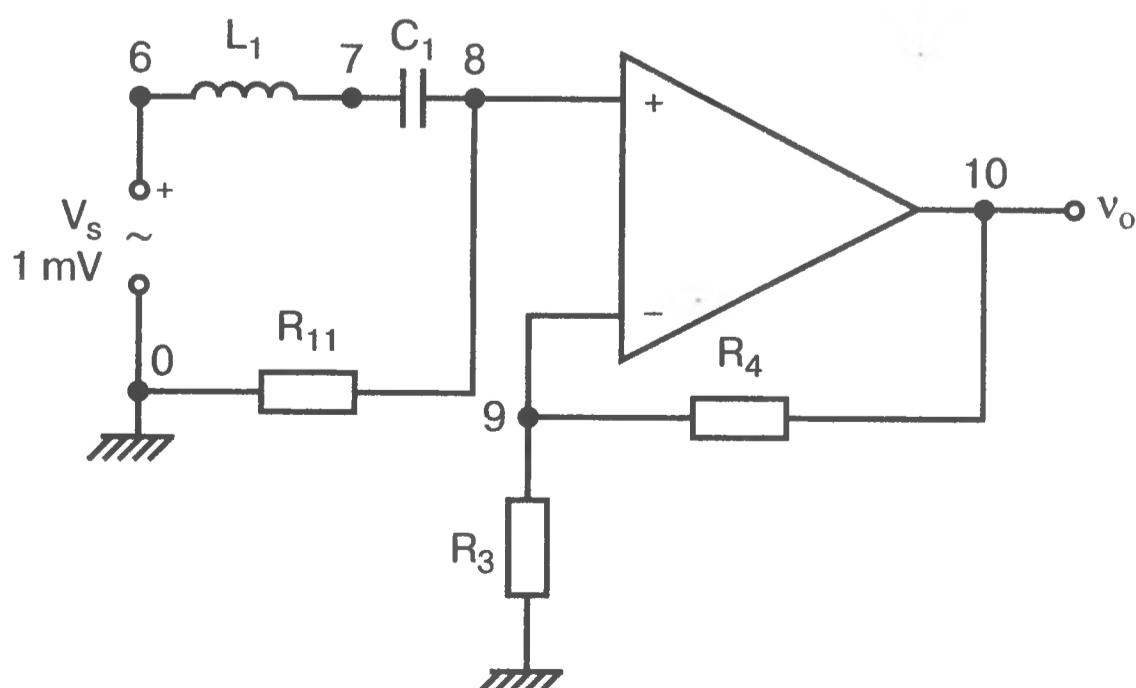
Добротность Q определяется по формуле $Q = \omega_0 L / R$. В таком фильтре $B = f_0/Q = R/2\pi L$. Например, выберем добротность $Q = 2$, $f_0 = 11$ кГц и $R = 10$ кОм. При этом $L = 0,289$ Гн и $C = 0,724$ нФ. В завершение выберем $R_1 = 10$ кОм, чтобы обеспечить необходимое значение A_v этого неинвертирующего усилителя. Входной файл:

```
Active Resonant Band-Pass Filter
vsl o AC 1mv
R 3 0 10k
R1 4 0 10k
R2 5 4 10k
L 1 2 0.289n
C 2 3 0.724nF
X 4 3 5 iop
.AC DEC 40 1kHz 100kHz
.PROBE
.subckt iop m p vo
e vo 0 p m 2e5
rin m p 1meg
.ends
.END
```

Проведите анализ и получите график отношения выходного напряжения к входному ($V(5)/V(1)$) в логарифмическом масштабе. Проверьте центральную частоту и ширину полосы частот. Значения частот спада на 3 дБ составляют $f_1 = 8,6$ кГц и $f_2 = 14,1$ кГц, что обеспечивает полосу пропускания $B = 5,5$ кГц. При этом центральная частота оказывается равной приблизительно 11,2 кГц.

Получим также график $VP(5)$, чтобы наблюдать, как фазовый угол изменяется вблизи резонансной частоты. Он равен нулю при $f = 11$ кГц. Интересно сравнить две схемы этого типа, которые имеют различные значения добротности. Мы получили результаты при добротности $Q = 2$, а теперь исследуем другую схему при $Q = 5$. На рис. 5.33 показана соответствующая схема. Ширина полосы частот $B = 2,2$ кГц, и сохраняя значение $R = 10$ кОм, получим $L = 0,723$ Гн и $C = 0,289$ нФ.

for $Q = 5$ $L_1 = 0,723$ Гн
 $R_{11} = 10$ к Ω $C_1 = 0,289$ нФ



■ Рис. 5.33. Схема дополнения, позволяющая исследовать полосовой фильтр с добротностью $Q = 5$

Узлы пронумерованы таким образом, чтобы схемой можно было дополнить первоначальный входной файл. Это позволит нам получить АЧХ для обеих схем на одном графике. Добавьте следующие команды к предыдущему входному файлу:

```
VS1 6 0 AC 1mV
R11 8 0 10k
R3 9 0 10k
R4 10 9 10k
LI 6 7 0.723H
C1 7 8 0.289nF
X1 9 8 10 iop
```

Выполните анализ и получите в одном окне графики

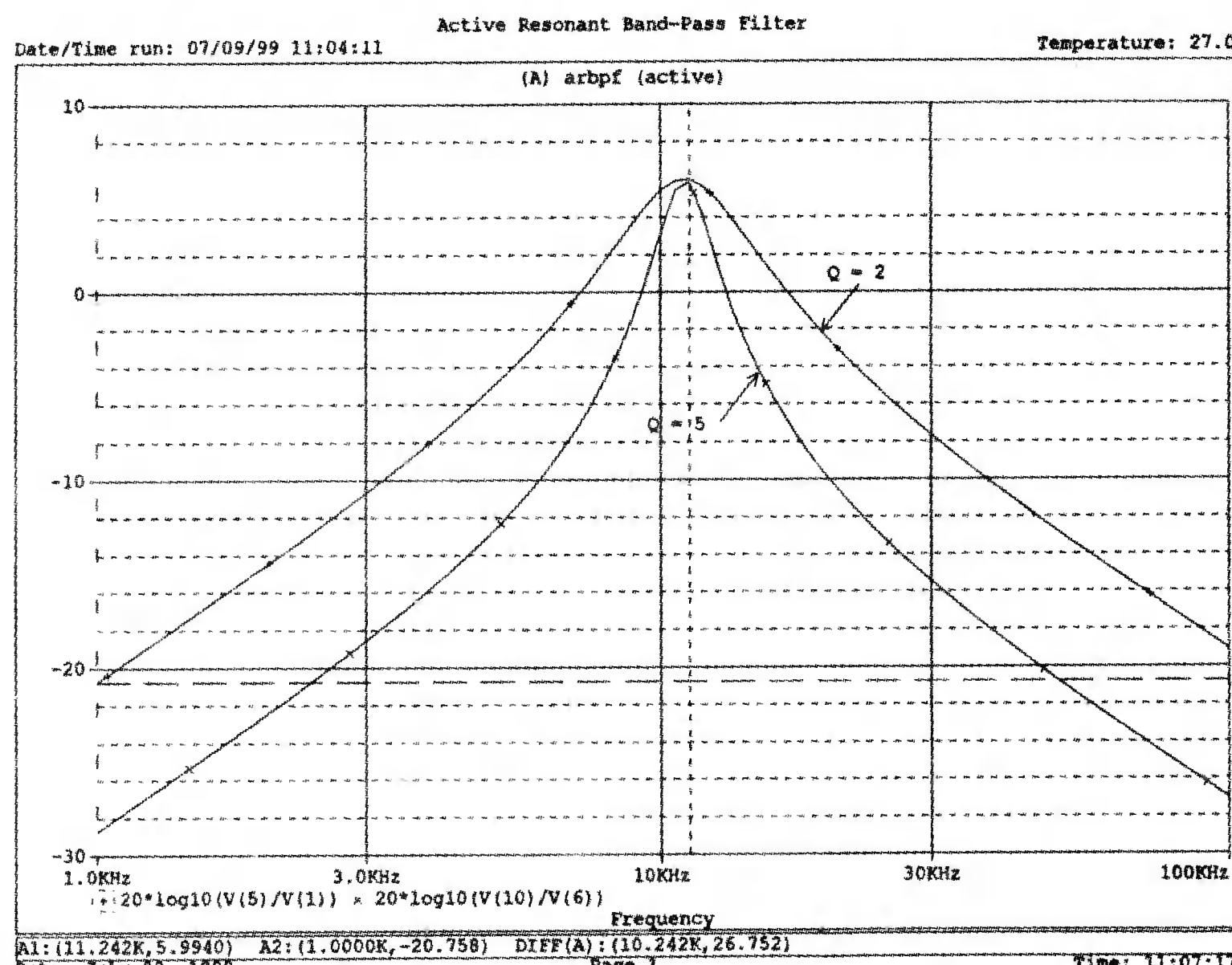
$$20 \cdot \lg(V(5)/V(1)),$$

и

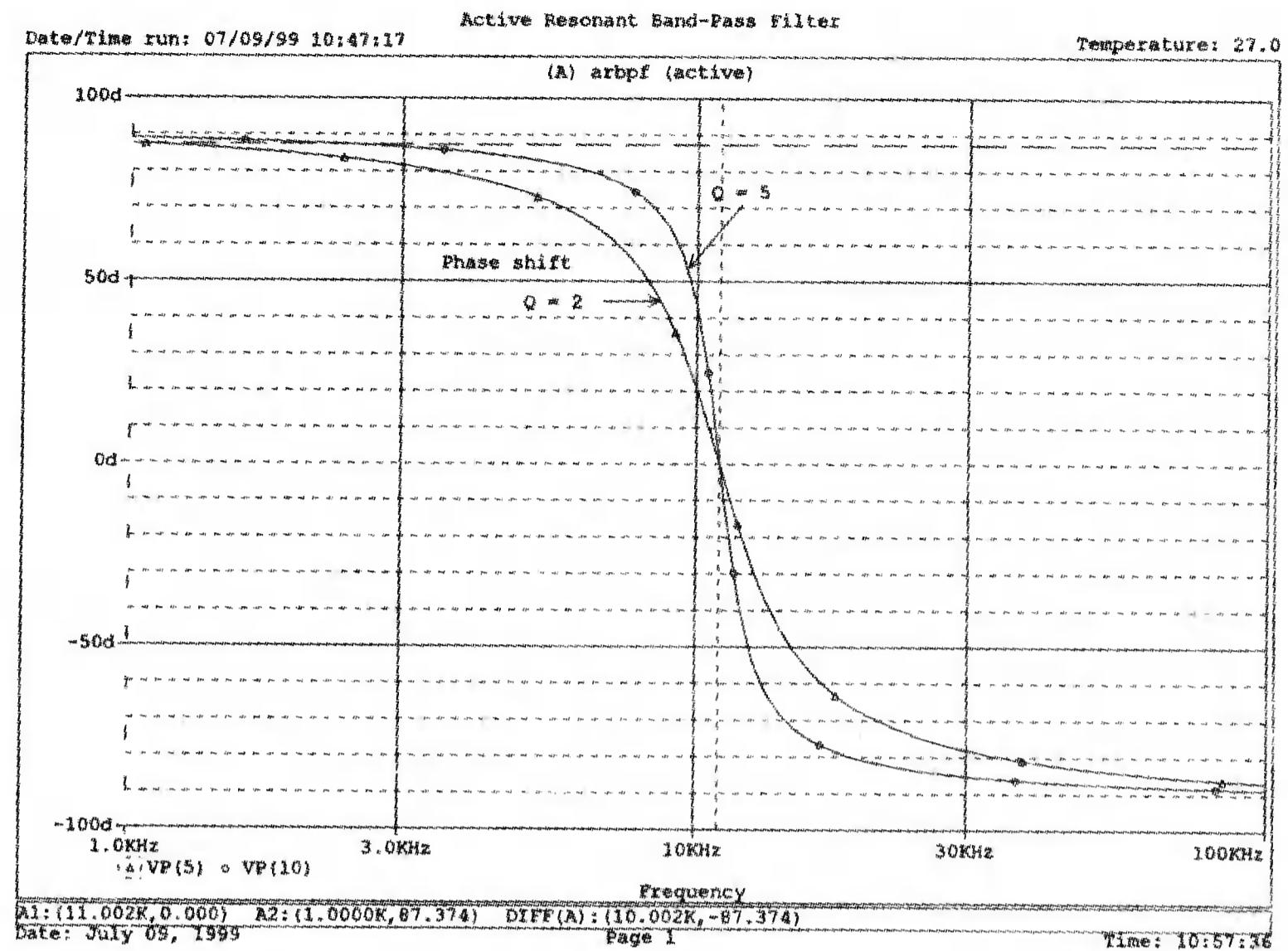
$$20 \cdot \lg(V(10)/V(6)).$$

Посмотрите влияние добротности на форму графиков при $Q = 5$ и $Q = 2$. С помощью курсора проверьте ширину полосы частот при $Q = 5$. Она должна быть почти точно $B = 2,2$ кГц. Эти кривые показаны на рис. 5.34.

Получите другой график, используя VP(5) для одной кривой и VP(10) для другой. Это покажет сравнение сдвигов фазы для двух случаев. Сравните результат с полученным на рис. 5.35.



■ Рис. 5.34. Графики Боде для сравнения АЧХ при добротностях $Q = 2$ и $Q = 5$



■ Рис. 5.35. Графики Боде для сравнения фазочастотных характеристик при добротностях $Q = 2$ и $Q = 5$

АКТИВНЫЙ RC ПОЛОСОВОЙ ФИЛЬТР



Использование катушки индуктивности в полосовом фильтре не всегда желательно, тем более что в некоторых случаях значение индуктивности очень велико. На рис. 5.36 представлена схема, в которой для обеспечения заданной полосы пропускания используются только конденсаторы и резисторы.

Для определения параметров элементов можно использовать следующие формулы:

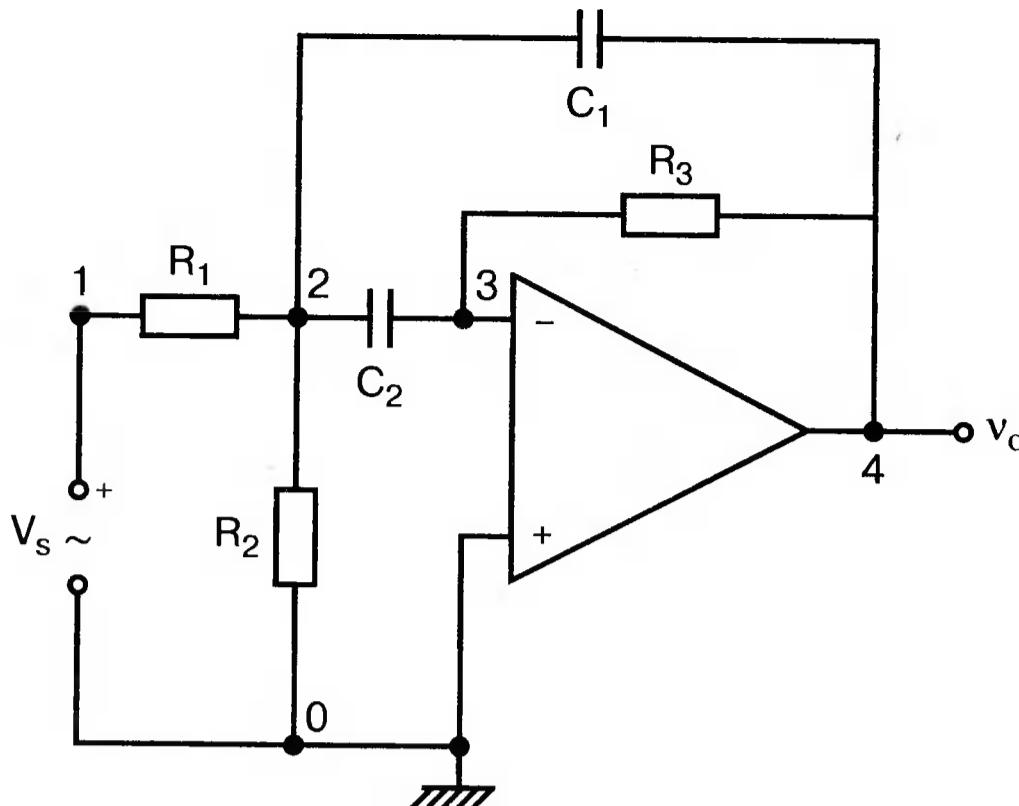
$$R_1 = \frac{Q}{A_0 \omega_0 C_1} ;$$

$$R_3 = \frac{Q}{\omega_0 C_1 C_2} ;$$

$$\frac{C_1 + C_2}{C_1}$$

$$R_p = R_1 \parallel R_2 = \frac{1}{\omega_0^2 R_3 C_1 C_2} .$$

Для примера мы выберем $A_0 = 50$, $f_0 = 160$ Гц и $B = 16$ Гц. Для удобства примем $C_1 = C_2 = 0,1$ мкФ. Выражение для добротности $Q = f_0/B$. Теперь найдите R_1 , R_2 и R_3 . Сравните ваши ответы с приведенными в последующих результатах анализа на PSpice. Обратите внимание, что значения сопротивления были немного округлены. Входной файл:



■ Рис. 5.36. Активный полосовой RC-фильтр

Active RC Band-Pass Filter

```

VS1 6 0 an 1mv
R1 1 2 2k
R2 2 0 667
R3 4 3 200k
C1 2 4 0.1uF
C2 2 3 0.1uF
X 3 0 4 iop
.AC DEC 100 1 1MHz
.PROBE
.subckt iop m p vo
e vo 0 p m 2e5
rin m p Imeg
.ends

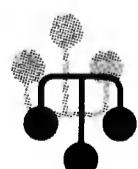
```

Проведите анализ и получите график $V(4)/V(1)$, показывающий $A_0 = 50$ при $f_0 = 158$ Гц. Удалите этот график и постройте новый в логарифмическом масштабе, чтобы найти полосу пропускания. Убедитесь, что $f_1 = 151$ Гц и $f_2 = 167$ Гц, что дает $B = 16$ Гц. На рис. 5.37 показан результат с курсором в одной из точек, соответствующих снижению на 3 дБ.

ОБЗОР НОВЫХ КОМАНД PSPICE, ПРИМЕНЯЕМЫХ В ДАННОЙ ГЛАВЕ

X[*name*] [<*node*>]* <*sname*>

Например, запись



X1 9 8 10 iop

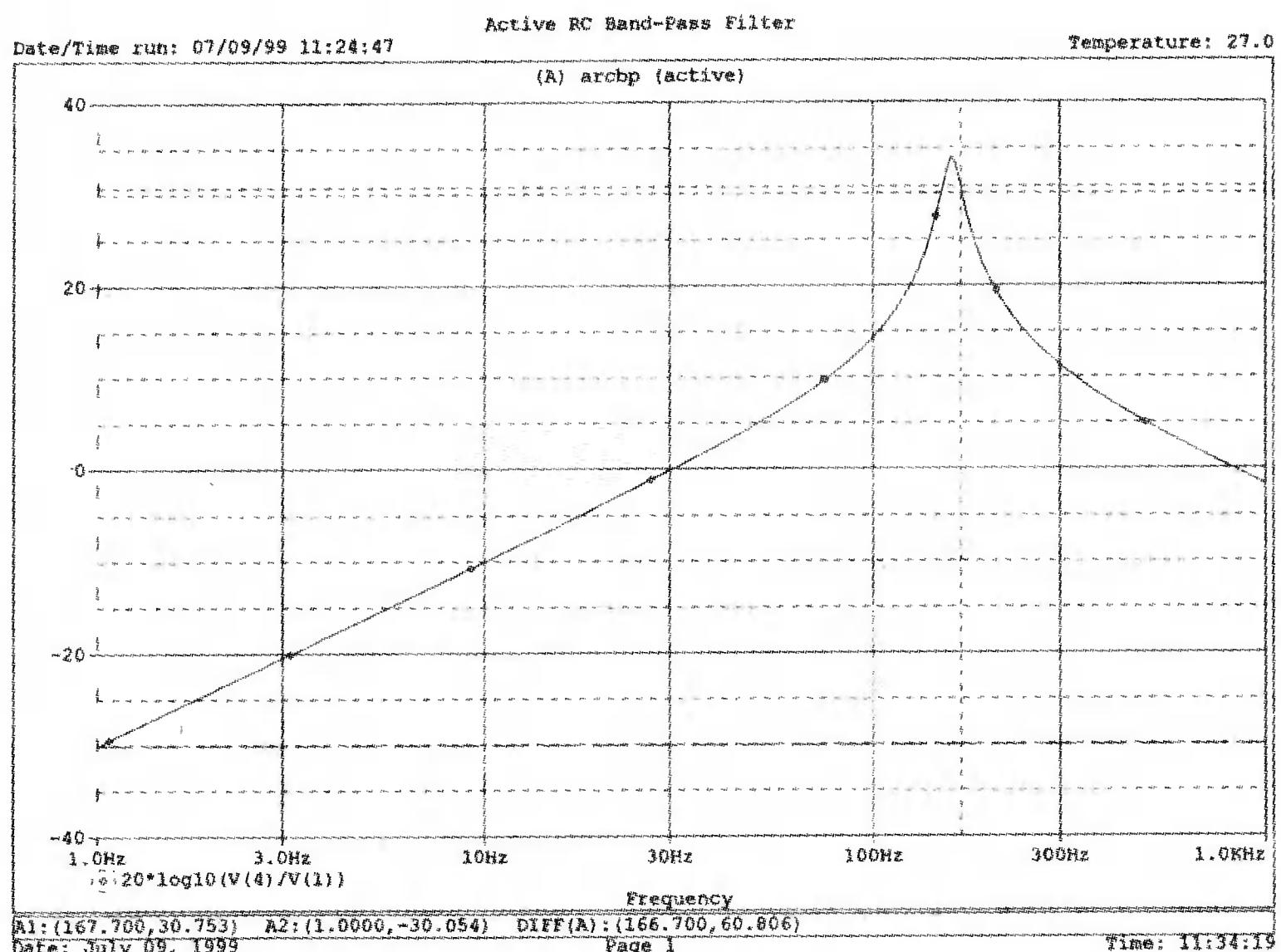
указывает, что подсхема подключена в узлах 9, 8 и 10 к основной схеме. Имя подсхемы — *iop*. Входной файл содержит описание подсхемы. Он мог бы иметь, например, такой вид:

```

.subckt iop 1 2 3
...
.ends

```

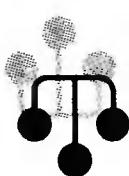
где запись *iop* идентифицирует подсхему, в которой узлы подсхемы 1, 2 и 3 подключаются к внешним узлам 8, 9 и 10 соответственно команде *X*. Стока *.ends* показывает конец описания подсхемы.



■ Рис. 5.37. Характеристика Боде для схемы на рис. 5.36

Использование подсхем наиболее удобно, когда во входном файле необходимо использовать устройство, модель или группу элементов более одного раза. Например, все команды *X1*, *X2* и *X3* могли бы обращаться к одному и тому же устройству: *iop*.

ЗАДАЧИ



- 5.1. Идеальный инвертирующий ОУ, показанный на рис. 5.2, имеет следующие параметры элементов: $R_1 = 2 \text{ кОм}$; $R_2 = 15 \text{ кОм}$; $A = 100000$ и $R_i = 1 \text{ Мом}$. Проведите PSpice анализ, чтобы определить коэффициент усиления по напряжению, входное и выходное сопротивления. Значение 1 МОм для R_i встречается на практике. Какие различия в результатах вы получите, если выполнить анализ на PSpice для $R_i = 1 \text{ ГОм}$?
- 5.2. Рассчитайте идеальный неинвертирующий ОУ, показанный на рис. 5.3, таким образом, чтобы иметь коэффициент усиления по напряжению, равный 20. Выберите значения для R_1 и R_2 , и выполните PSpice анализ, чтобы проверить ваш расчет.
- 5.3. Идеальный ОУ, показанный на рис. 5.5, должен использоваться при значениях входных сигналов $v_a = 3 \text{ В}$ и $v_b = 10 \text{ В}$. При $R_1 = 5 \text{ кОм}$, $R_2 = 10 \text{ кОм}$, $R_3 = 10 \text{ кОм}$ и $R_4 = 5 \text{ кОм}$, найдите выходное напряжение, используя PSpice. Сравните результаты с теми, что получили в примере из текста

(с. 000) при $R_1 = R_3$ и $R_2 = R_4$. Определите роль R_3 и R_4 в определении коэффициента усиления по напряжению.

- 5.4. Для модели ОУ, приведенной на рис. 5.8, $f_t = 1 \text{ МГц}$ и $f_c = 10 \text{ Гц}$. Пересмотрите модель, чтобы учесть $f_t = 2 \text{ МГц}$ и $f_c = 10 \text{ Гц}$. Используйте $R_1 = 10 \text{ кОм}$ и $R_2 = 240 \text{ кОм}$. Найдите коэффициент усиления на средних частотах и верхнее значение частоты для снижения на 3 дБ. Сравните ваши результаты с приведенными в текстовом примере.
- 5.5. На рис. 5.15 произведение RC составляет 1 с. Покажите, что использование чаще применяемых на практике значений $C = 50 \text{ мкФ}$ и $R = 20 \text{ кОм}$ в том же входном файле должно привести к тем же результатам, что и в текстовом примере. Затем при использовании $C = 50 \text{ мкФ}$ и $R = 10 \text{ кОм}$ выполните анализ снова. Объясните различие между этим и предыдущим результатами.
- 5.6. Используя схему на рис. 5.17 при $C = 50 \text{ мкФ}$ и $R = 20 \text{ кОм}$, выполните на PSpice анализ с тем же входным сигналом, что и на рисунке. Сравните полученные результаты с рис. 5.18. Затем при использовании $C = 50 \text{ мкФ}$ и $R = 10 \text{ кОм}$ выполните анализ снова. Объясните различие между этим и предыдущим результатами.
- 5.7. На рис. 5.38 показан ОУ первого порядка, у которого

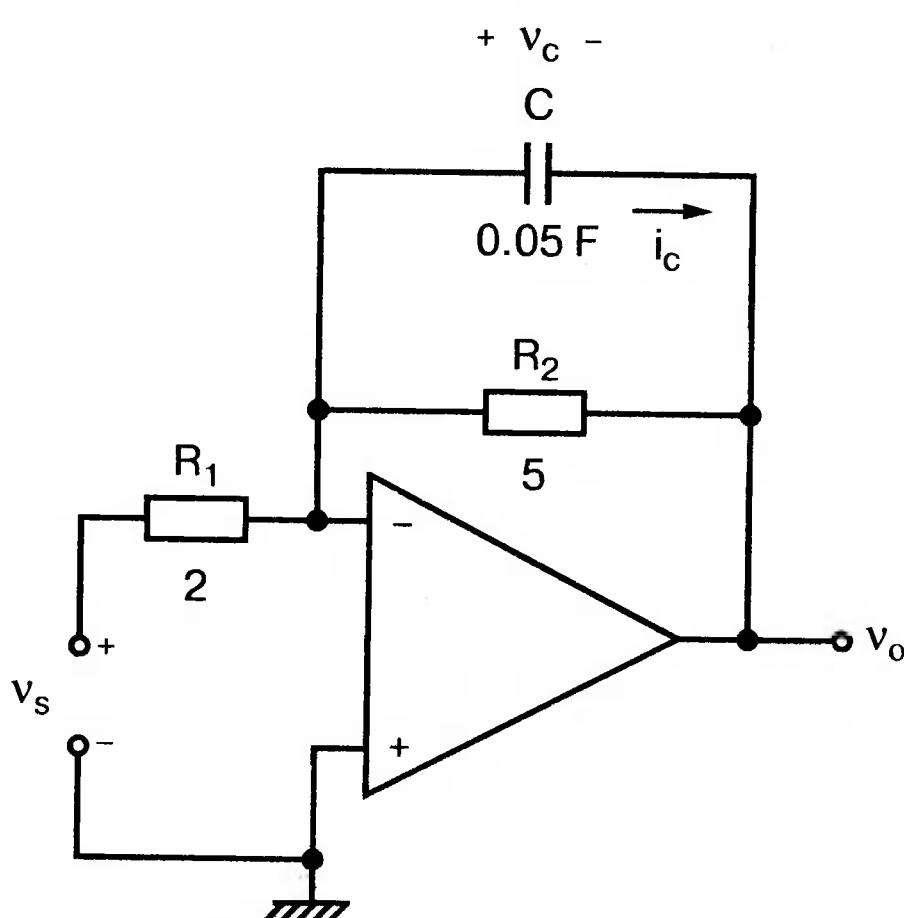
$$v_s = 4 - 4u(t) \text{ В},$$

где $u(t)$ представляет собой единичную ступенчатую функцию. Анализ показывает, что

$$v_c(t) = 10e^{-4t} \text{ В и}$$

$$v_o(t) = -v_c(t) \text{ В.}$$

Для $t \geq 0$ выполните PSpice анализ, чтобы проверить предсказанные результаты.

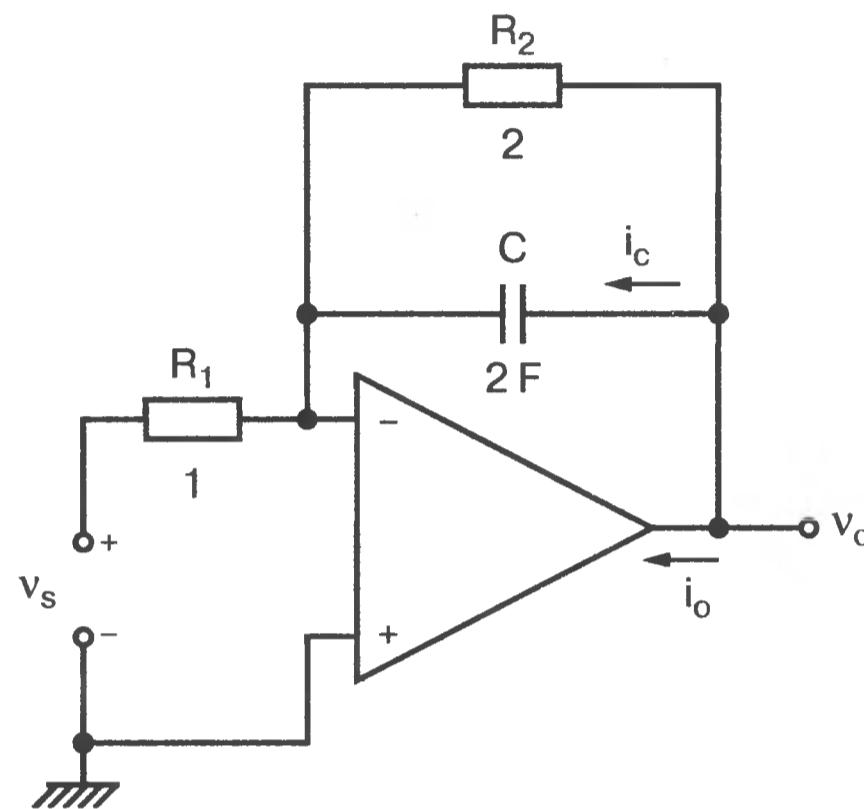


■ Рис. 5.38

5.8. На рис. 5.39 приведена схема с ОУ, для которой

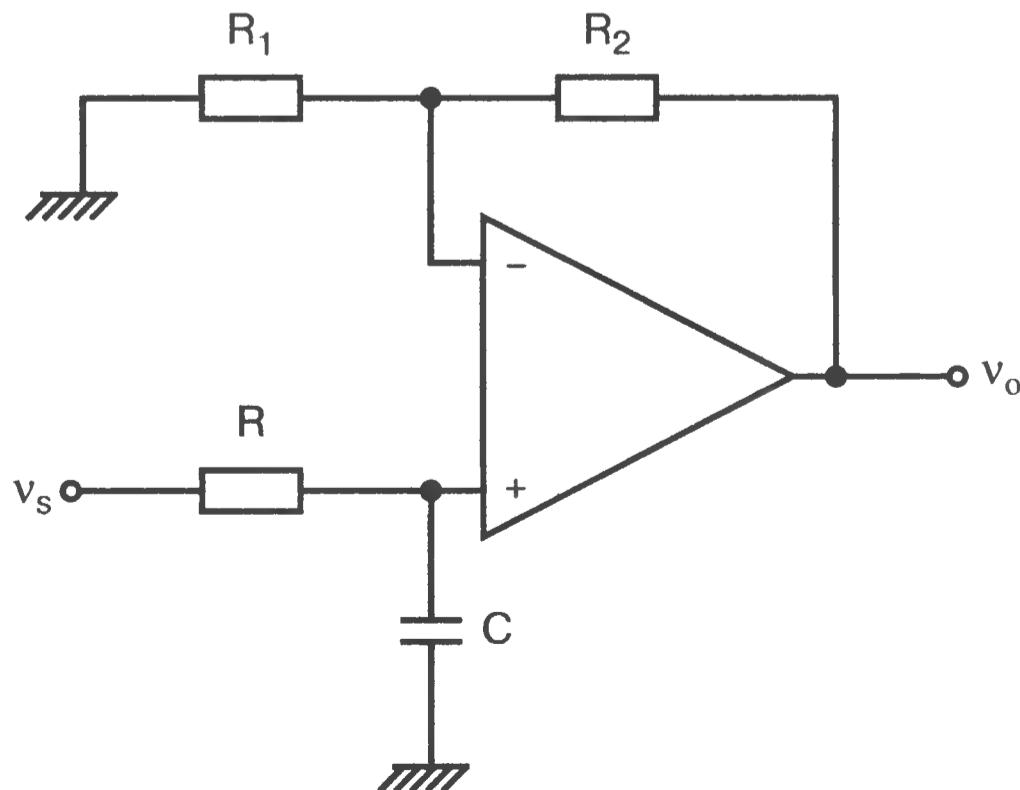
$$v_s(t) = 3 - 3u(t) \text{ В.}$$

Найдите $v_0(0)$, $i_c(0)$, $i_0(0)$ и получите график $v_0(t)$, используя PSpice.



■ Рис. 5.39

5.9. Рассчитайте фильтр низкой частоты первого порядка, показанный на рис. 5.40, с частотой среза $f_0 = 5 \text{ кГц}$. Используйте $R = R_1 = 1 \text{ кОм}$ и рассчитайте C . Найдите коэффициент усиления на средних частотах и используйте программу Probe для проверки расчета.

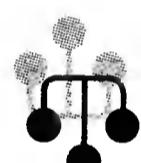


■ Рис. 5.40

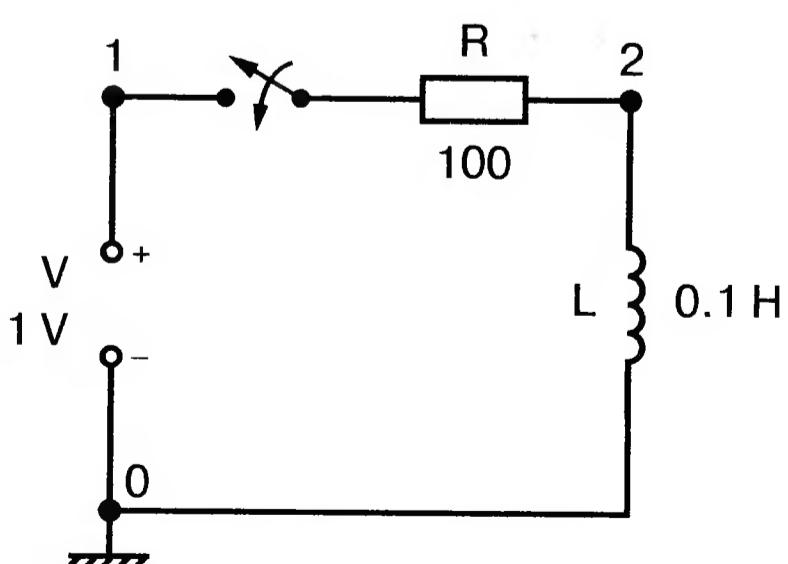
Переходные процессы и анализ во временной области

Анализ переходных процессов является еще одной из полезных возможностей PSpice. Математический расчет переходных процессов может оказаться довольно утомительным и долгим. Он предусматривает сложные преобразования дифференциально-разностных уравнений при определенных граничных и начальных условиях. PSpice позволяет нам получить полную информацию за короткое время и лучше понять процессы, воспользовавшись широким набором временных зависимостей токов и напряжений.

ЗАМЫКАНИЕ КЛЮЧА В *RL*-ЦЕПЯХ



В каждой схеме при попытке изменения ее энергетического состояния происходит хотя бы кратковременный переходной процесс. В качестве примера на рис. 6.1 показана схема с источником напряжения в 1 В, ключом (в начальный момент он закрыт), резистором R и катушкой индуктивности L . Посмотрим, что же произойдет сразу после замыкания ключа. Из курса теоретической электротехники известно, что ток достигнет установившегося значения V/R не сразу, нарастаю по экспоненте. Постоянная времени нарастания $\tau = L/R$ представляет собой время, требуемое для достижения током 63,2 % установившегося значения. Через 5τ ток почти достигнет установившегося значения, отличаясь от него не более чем на 1 %.



■ Рис. 6.1. Замыкание ключа в *RL*-цепи

В PSpice, мы исследуем этот переходной процесс, воспользовавшись источником с кусочно-линейным выходным напряжением *PWL* (piecewise linear).

Он будет задан командой, описывающей приложенное напряжение, следующим образом:

```
V 1 0 PWL (0,0 10us,1V 10ms, 1V)
```

Команда показывает, что напряжение приложено между узлами 1 и 0 и его форма задана отрезками прямых (*PWL*). Параметры в круглых скобках представляют собой пару значений: момент времени — напряжение. В данном примере в момент $t = 0$ $V = 0$; затем при $t = 10$ мкс $V = 1$ В; при $t = 10$ мс $V = 1$ В. Изменение напряжения между двумя соседними моментами времени осуществляется по отрезку прямой. Посмотрите, как выглядит временная функция напряжения. Теперь можно записать входной файл:

```
Switch Closing in RL Circuit
V 1 0 PWL(0,01us,1V 10ms,1V)
R 1 2 100
L 2 0 0.1H
.TRAN 1ms 10ms
.PROBE
.END
```

Первое значение, показанное в команде *.TRAN*, является значением шага в распечатке. Выберите его равным приблизительно одной десятой части второго значения, которое указывает длительность анализируемого процесса.

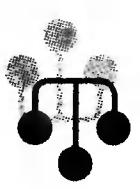
Выполните анализ и получите график $I(R)$. Обратите внимание, что ток, как и ожидалось, нарастает по экспоненте, достигая установившегося значения в 10 мА. Используйте режим курсора, чтобы определить начальную скорость изменения тока $\Delta i / \Delta t$. Для определения отношения приращений вы можете выбрать временной интервал приблизительно в 50 мкс. Убедитесь, что в начале процесса $\Delta i / \Delta t = 10$ А/с. Если ток будет увеличиваться с этой скоростью вплоть до установившегося значения 10 мА, то когда он этого значения достигнет?

Как вы знаете, через время, равное постоянной времени τ , ток должен достигнуть 0,632 от установившегося значения. Проверьте по графику, что это значение (6,32 мА) достигается через $t = 1$ мс. Сверьте полученный вами график с рис. 6.2.

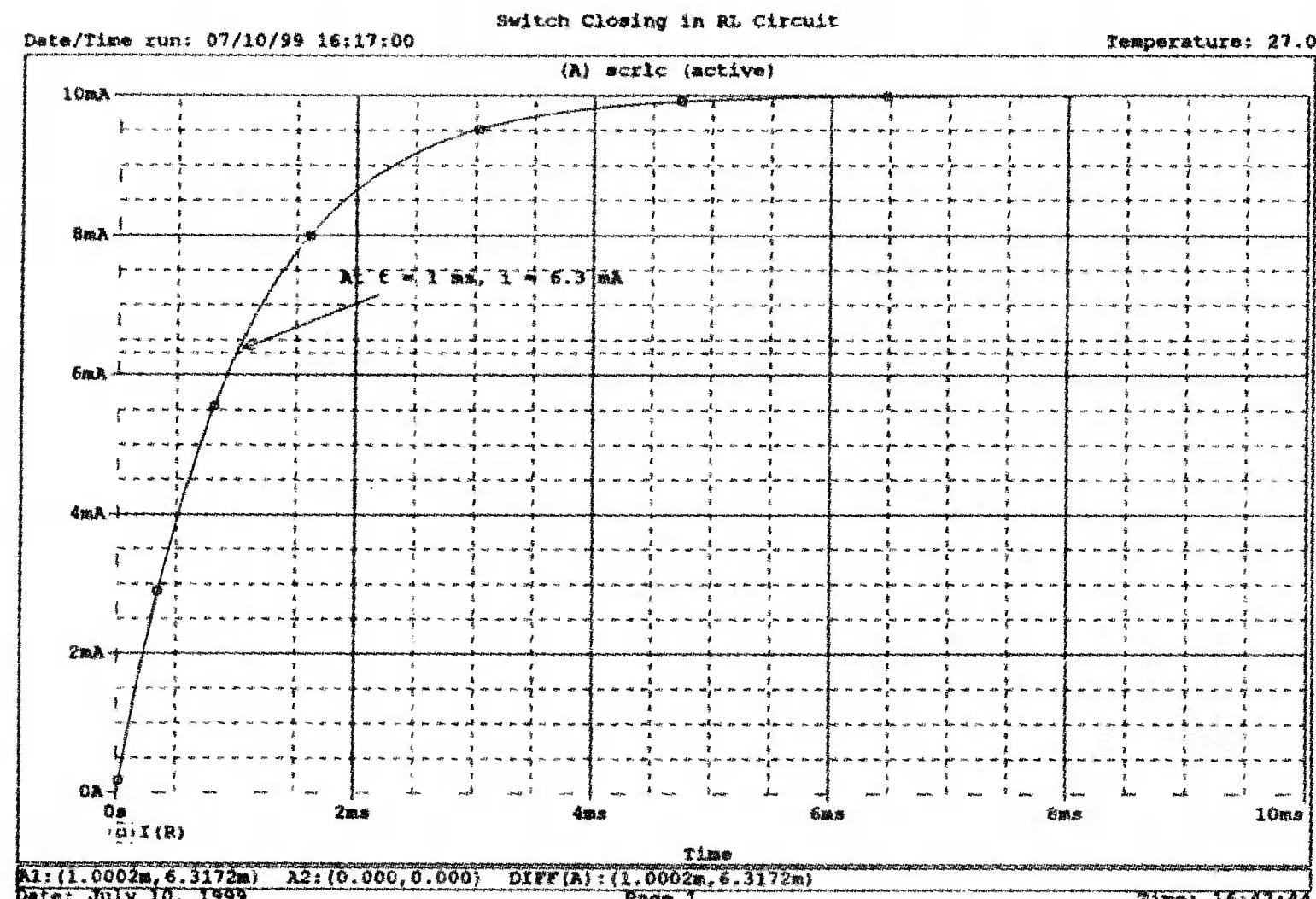
Если вы впервые сталкиваетесь с понятием постоянной времени, получите график при других параметрах, что поможет вам лучше разобраться с этой концепцией. Удалите график тока и получите графики трех напряжений: $V(1)$, $(V) 2$ и $V(1, 2)$. Напряжение $V(1, 2)$ является более коротким обозначением разности $V(1) - V(2)$. Установив начальную задержку по оси времени в 10 мс вместо 1 мс, мы лучше увидим начальный участок процесса после замыкания ключа. Что представляют собой кривые?

Приложенное напряжение $V(1)$ мгновенно повышается от нуля до 1 В, а напряжение на катушке индуктивности $V(2)$ начинается при значении в 1 В в момент $t = 0$. Можете ли вы с помощью второго закона Кирхгофа (устанавливающего связь напряжений) объяснить почему? Падение напряжения на резисторе $V(1, 2)$ имеет, очевидно, график, подобный графику тока, поскольку $v_R = Ri$. Так как всегда $v_R + v_L = V$ (— приложенное напряжение), то графики $v_R(t)$ и $v_L(t)$ являются зеркальными отображениями. Графики этих зависимостей показаны на рис. 6.3.

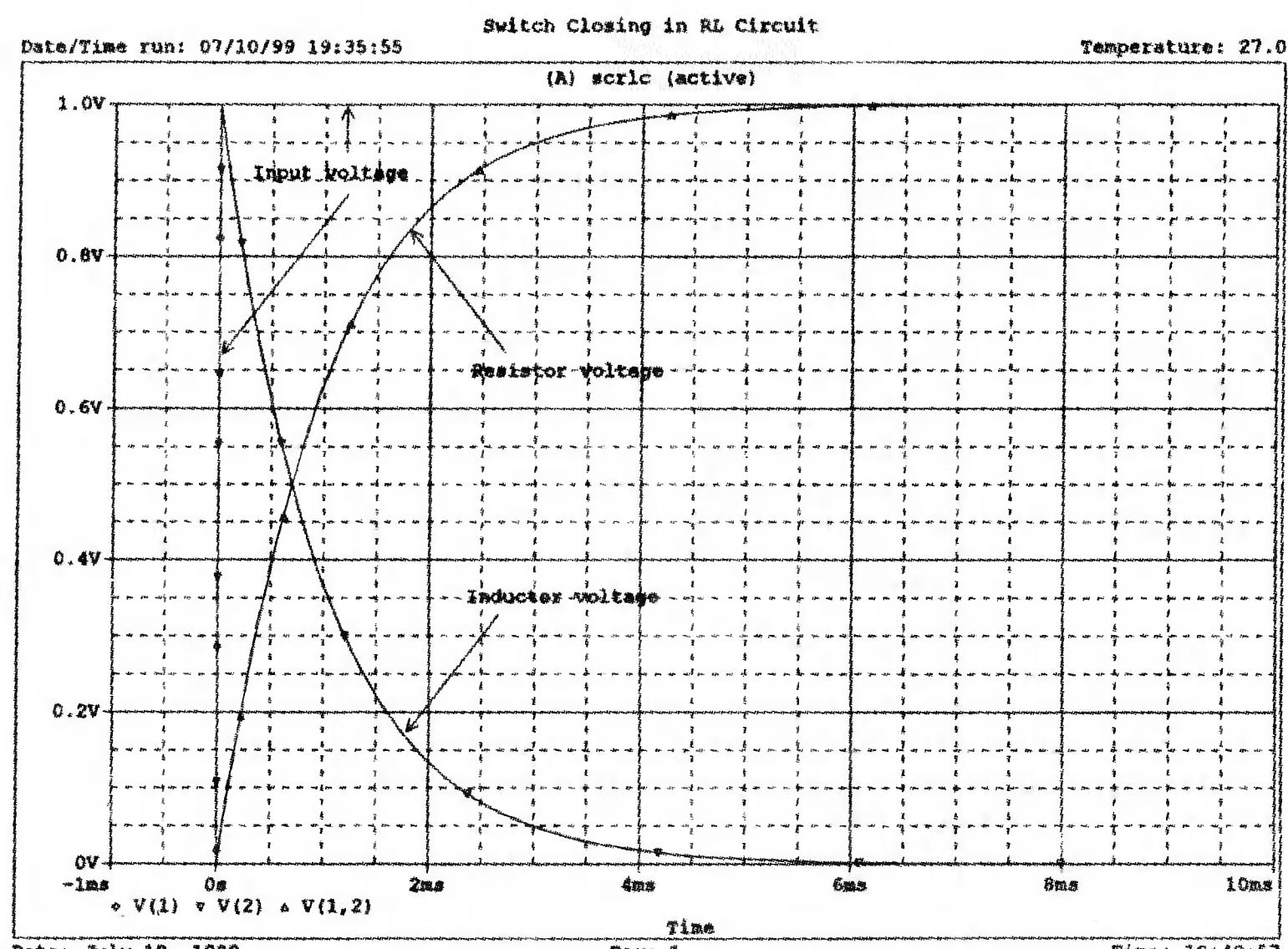
ПЕРЕХОДНОЙ ПРОЦЕСС ПРИ НЕНУЛЕВЫХ НАЧАЛЬНЫХ УСЛОВИЯХ



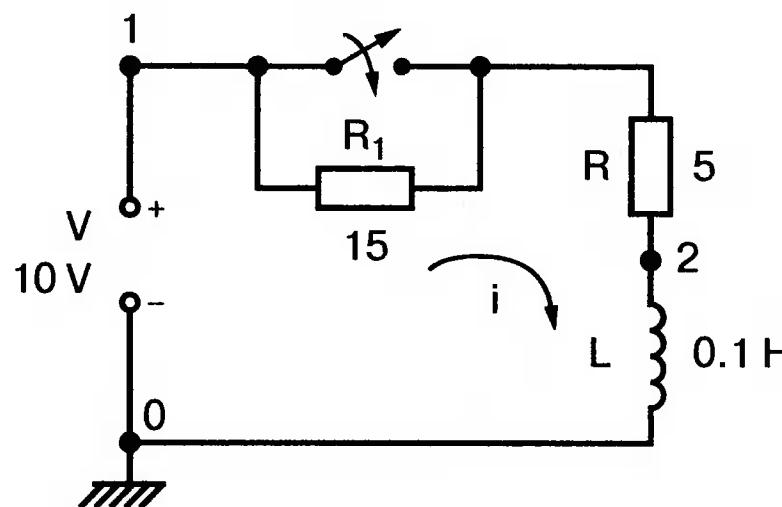
В схеме рис. 6.4 до момента $t = 0$ ключ разомкнут. После замыкания ключа начинается переходной процесс с ненулевыми начальными условиями. Чтобы рассчитать переходной процесс на PSpice и в этом случае, необходимо проделать некоторую предварительную работу.



■ Рис. 6.2. График тока для схемы на рис. 6.1



■ Рис. 6.3. Графики напряжений на элементах схемы на рис. 6.1



■ Рис. 6.4. Схема с ненулевыми начальными условиями

Проведем в качестве примера расчет при следующих значениях параметров элементов: $R_1 = 15 \Omega$, $R = 5 \Omega$, $L = 0,5 \text{ мГн}$ и $V = 10 \text{ В}$. До замыкания ключа ток равен

$$i(0) = \frac{V}{R_1 + R} = 0,5 \text{ А.}$$

После замыкания ключа ток нарастает по экспоненте, как и в предыдущем примере. При начальном токе в 0,5 А входной файл выглядит следующим образом:

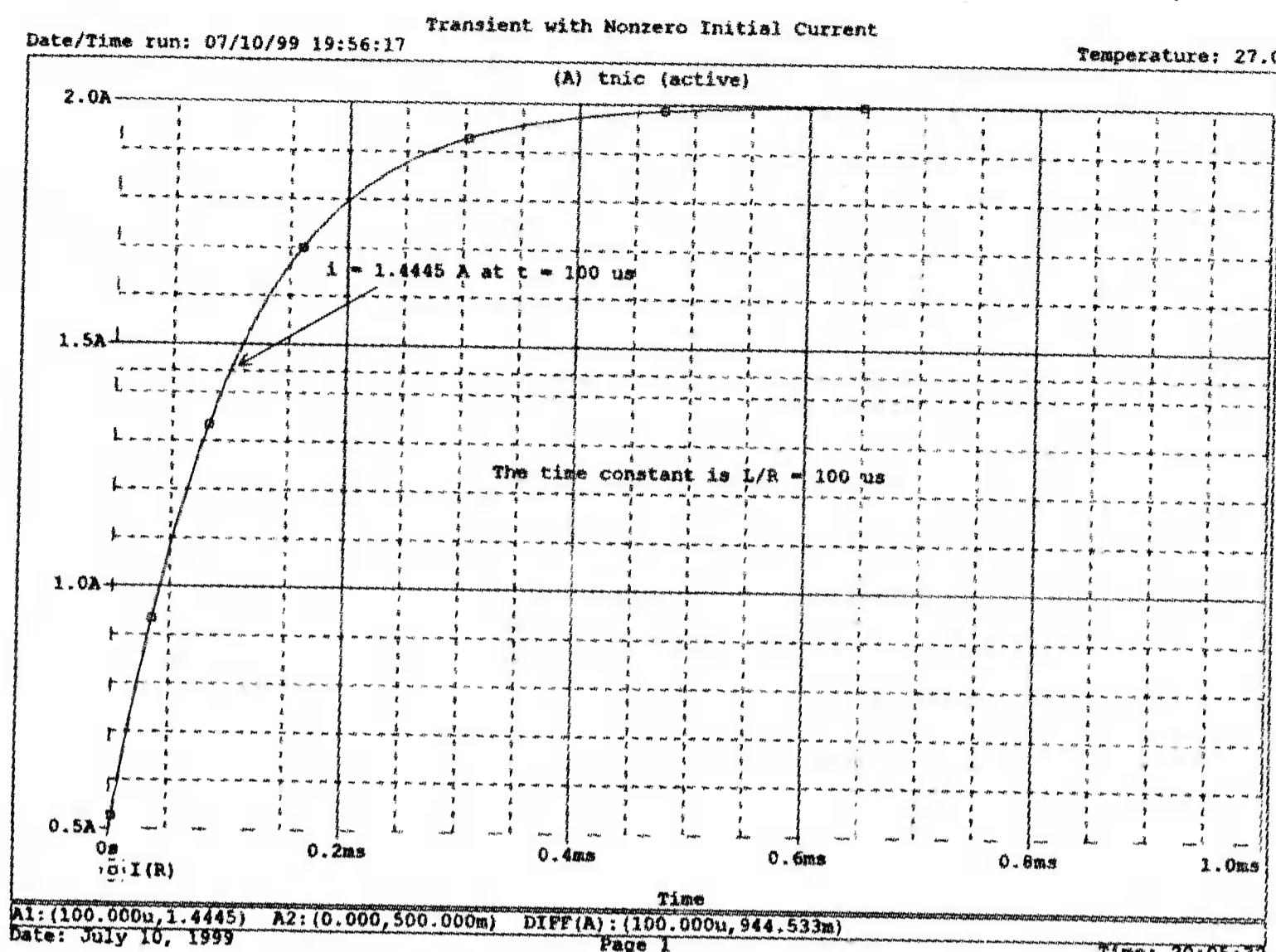
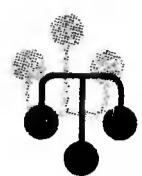
```
Transient with Nonzero Initial Current
V 1 0 PWL(0, 2.5V 1us, 10V 1ms, 10V)
R 1 2 5
L 2 0 0.5mH IC=0.5A
.TRAN 10us 1ms
.PROBE
.END
```

Отметим, что команда для L содержит запись $IC = 0,5 \text{ А}$, с помощью которой задается начальное значение тока в катушке. Однако этого недостаточно для правильного отображения процесса. Обратим внимание, что запись для выходного напряжения дает начальную пару значений для $PWL 0; 2,5 \text{ В}$. Что это означает? При токе $i = 0,5 \text{ А}$ напряжение на резисторе R составляет $v_R = Ri = 0,5 \cdot 5 = 2,5 \text{ В}$. При замыкании ключа сопротивление R_1 исключается из схемы, но поскольку ток в схеме (и напряжение на R) не может мгновенно измениться, то, в соответствии со вторым законом Кирхгофа, мгновенно изменяется напряжение на катушке. Однако PSpice позволяет учесть лишь начальный ток в катушке, а напряжение на ней в начале анализа всегда равно нулю. Чтобы обеспечить ток в 0,5 А, мы должны принять в начальный момент напряжение на источнике равным 2,5 В, что и сделано при описании источника PWL .

Теперь можно провести анализ и получить кривые тока. Убедитесь, что начальное значение тока составляет 0,5 А, а его установившееся значение равно 2 А. С какой постоянной времени ток будет достигать установившегося значения? Общее изменение тока составляет 1,5 А. А за какое время разница достигает величины $0,632 \cdot 1,5 = 0,948$? Прибавив эту величину к начальному значению 0,5 А, вы получите ток $i = 1,448 \text{ А}$. Проверьте это по графику, воспользовавшись курсором. Сверьте ваш график с показанным на рис. 6.5.

ПОДКЛЮЧЕНИЕ ИСТОЧНИКА ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ К RC-ЦЕПИ

В конденсаторе, показанном на рис. 6.6, при замыкании ключа происходит начальный скачок тока. Входной файл для этого случая:



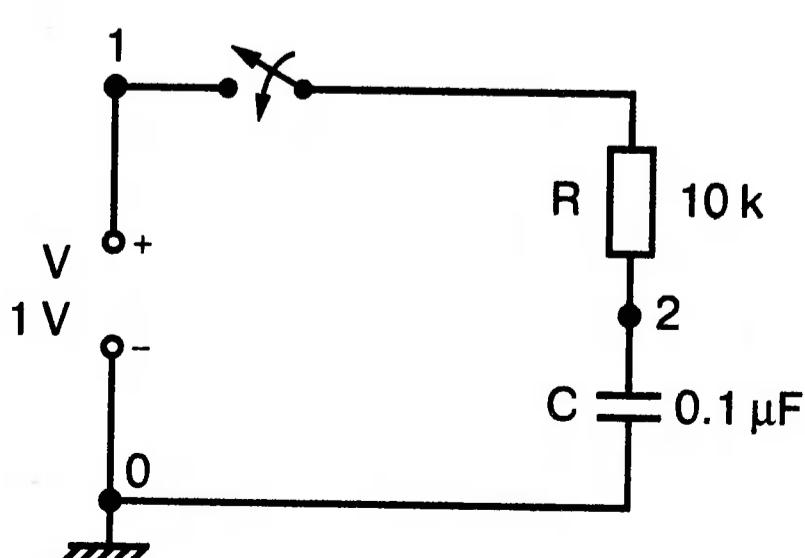
■ Рис. 6.5. График тока для схемы на рис. 6.4

```

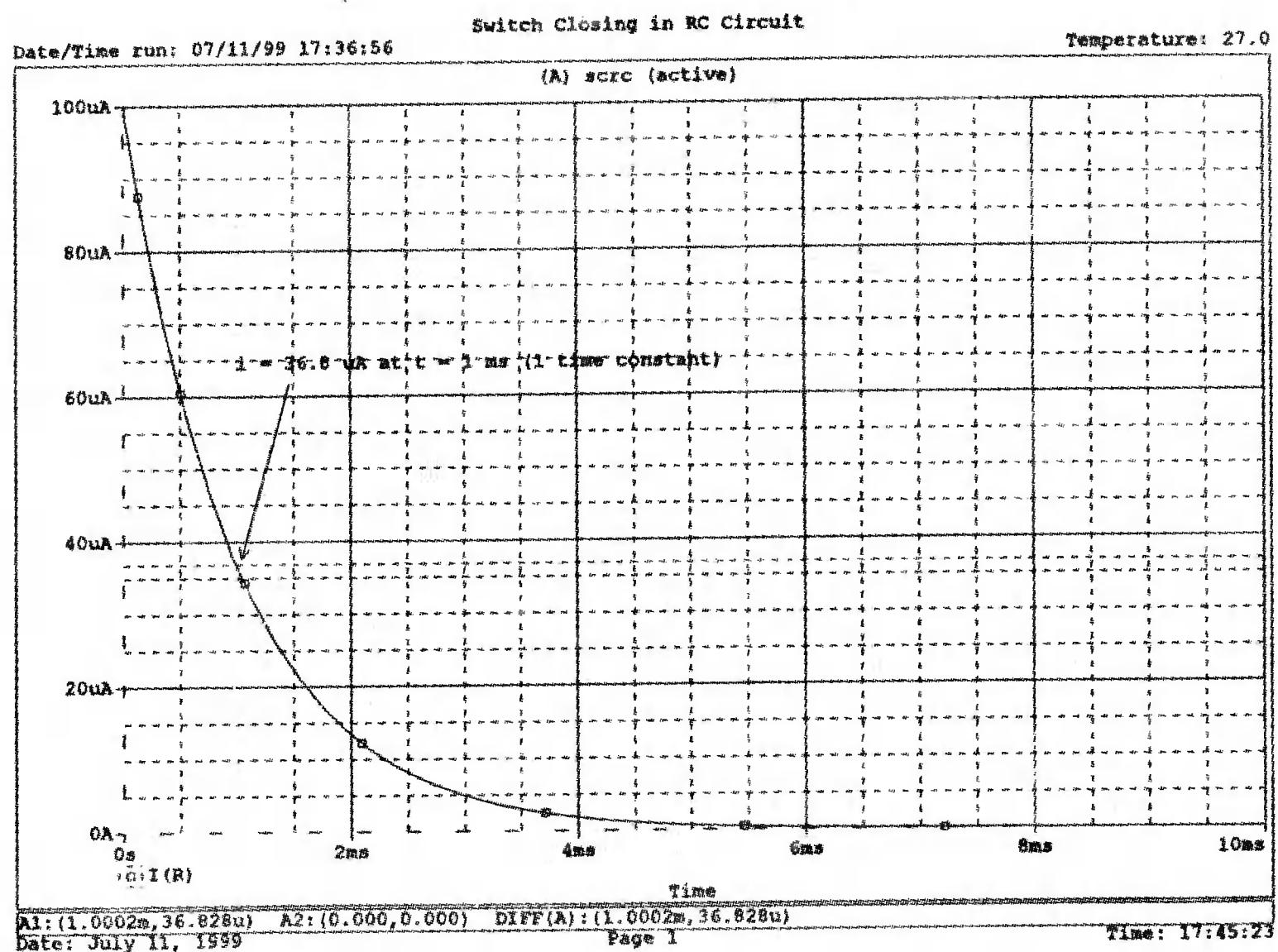
Switch Closing in RC Circuit
V 0 PWL(0,0 1us,1V 10ms,1V)
R 1 2 10k
C 2 0 0.1uF
.TRAN 1ms 10ms
.PROBE
.END

```

Проведите анализ и получите график $I(R)$. Каково значение тока в момент, когда ключ разомкнут? Каково оно будет при $t = \tau$, если ток продолжит падать с начальной скоростью после того, как станет нулевым? Сверьте ваш результат с приведенным на рис. 6.7.

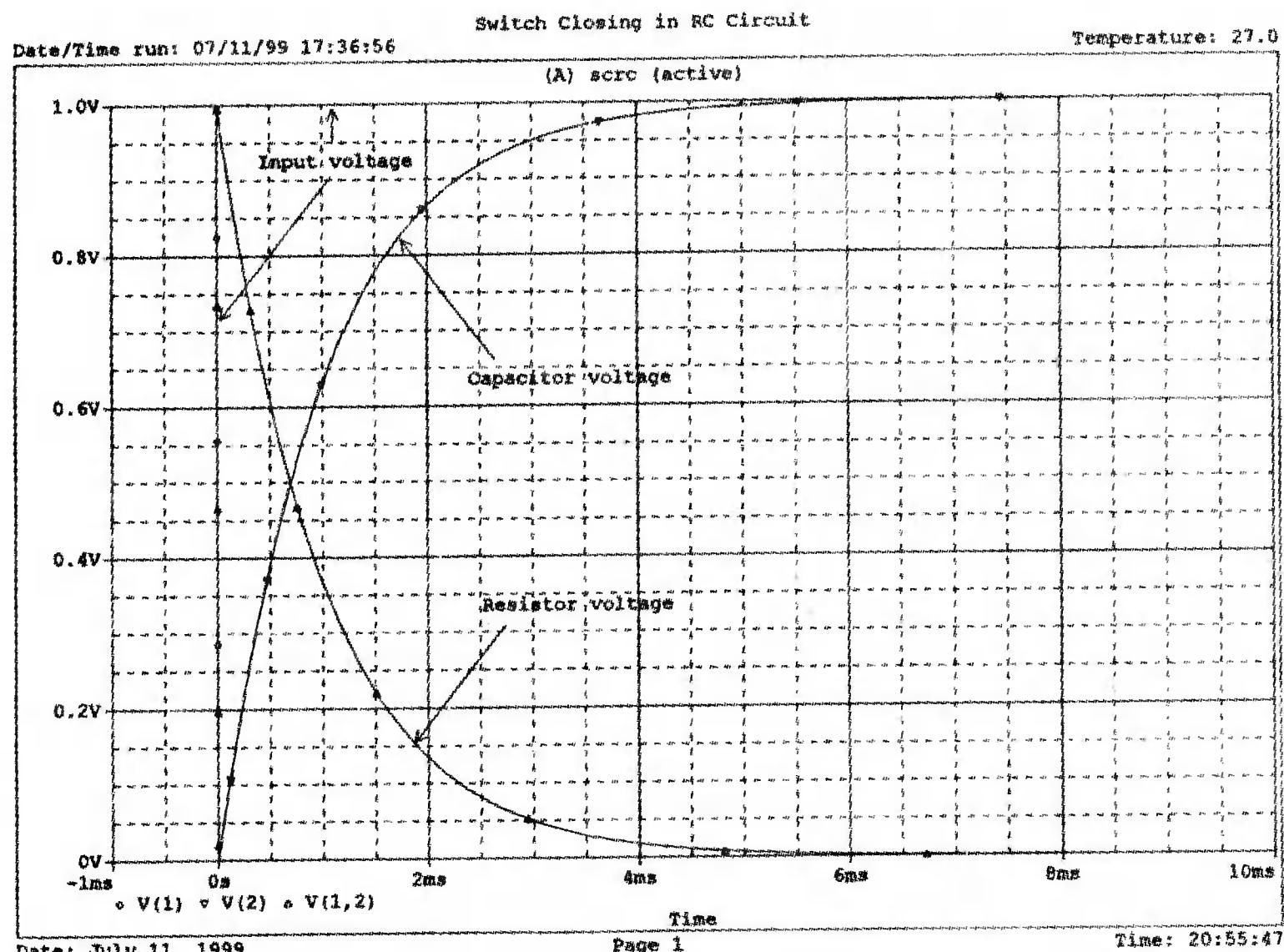


■ Рис. 6.6. Замыкание ключа в RC-цепи



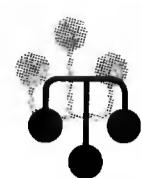
■ Рис. 6.7. График тока для схемы на рис. 6.6

Удалите график тока и получите графики приложенного напряжения $V(1)$ и напряжений на конденсаторе $V(2)$ и на резисторе $V(1, 2)$. Обратите внимание на экспоненциальный рост напряжения на конденсаторе и экспоненциальный спад напряжения на резисторе. Такой характер изменения напряжений подтверждается кривыми на рис. 6.8.



■ Рис. 6.8. Напряжения на элементах схемы на рис. 6.6

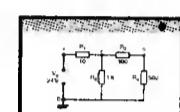
ЦЕПИ С ДВУМЯ НАКОПИТЕЛЯМИ ЭНЕРГИИ



Схемы с двумя различными накопителями энергии содержат катушку индуктивности L и конденсатор C вместе с одним или несколькими резисторами R . Когда схема содержит последовательно включенные R , L и C , различают переходные процессы трех типов. При слабом затухании процесс называется колебательным, при избыточном затухании — апериодическим, а при критическом затухании — критическим случаем. Начнем с первого случая.

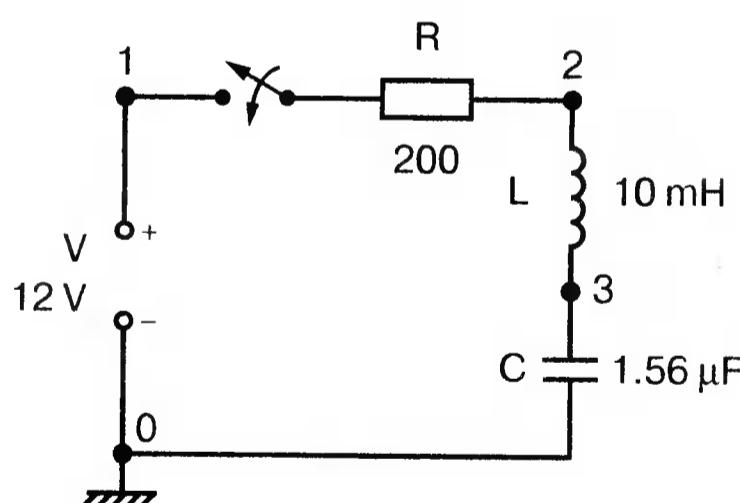
Апериодический переходной процесс в RLC-цепях

На рис. 6.9 показана схема с источником напряжения в 12 В. Ключ замыкается при $t = 0$, после чего начинается переходной процесс. Значения параметров: $C = 1,56 \text{ мкФ}$, $L = 10 \text{ мГн}$ и $R = 200 \Omega$. Изменение значения R при дальнейшем изложении приведет нас к двум другим типам переходных процессов, но для $R = 200 \Omega$ получается случай апериодического процесса при избыточном затухании. За время 1 мс ток увеличивается до максимума и затем спадает по экспоненте.



Математический анализ этой схемы показывает, что ток представляет собой сумму двух показательных функций, что и должно быть видно на графике. Входной файл:

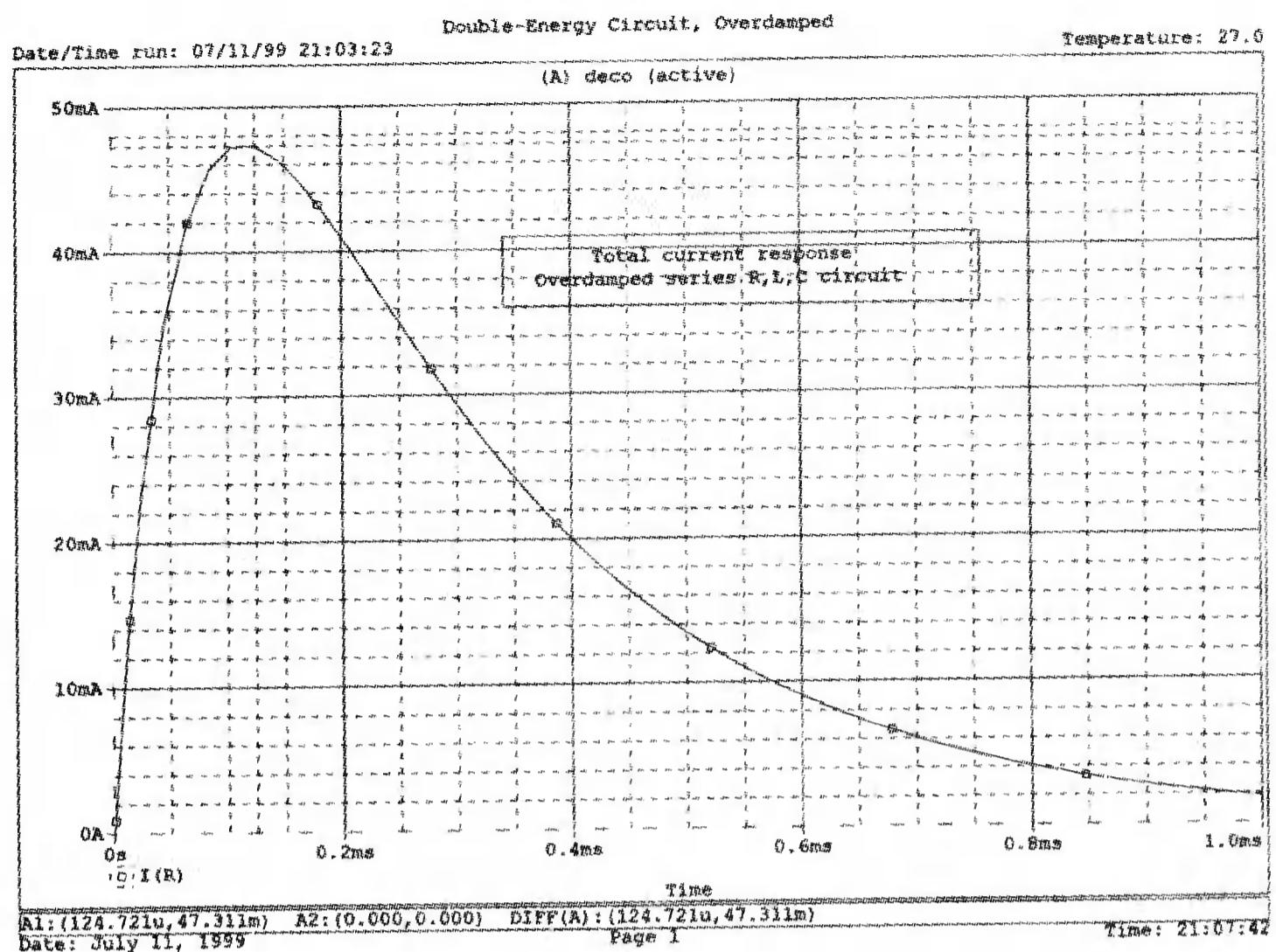
```
Double-Energy Circuit, Overdamped
V 1 0 PWL(0,0 1us,12V 10ms,12V)
R 1 2 200
L 2 3 10mH
C 3 0 1.56uF
.TRAN 10us 1ms
.PROBE
.END
```



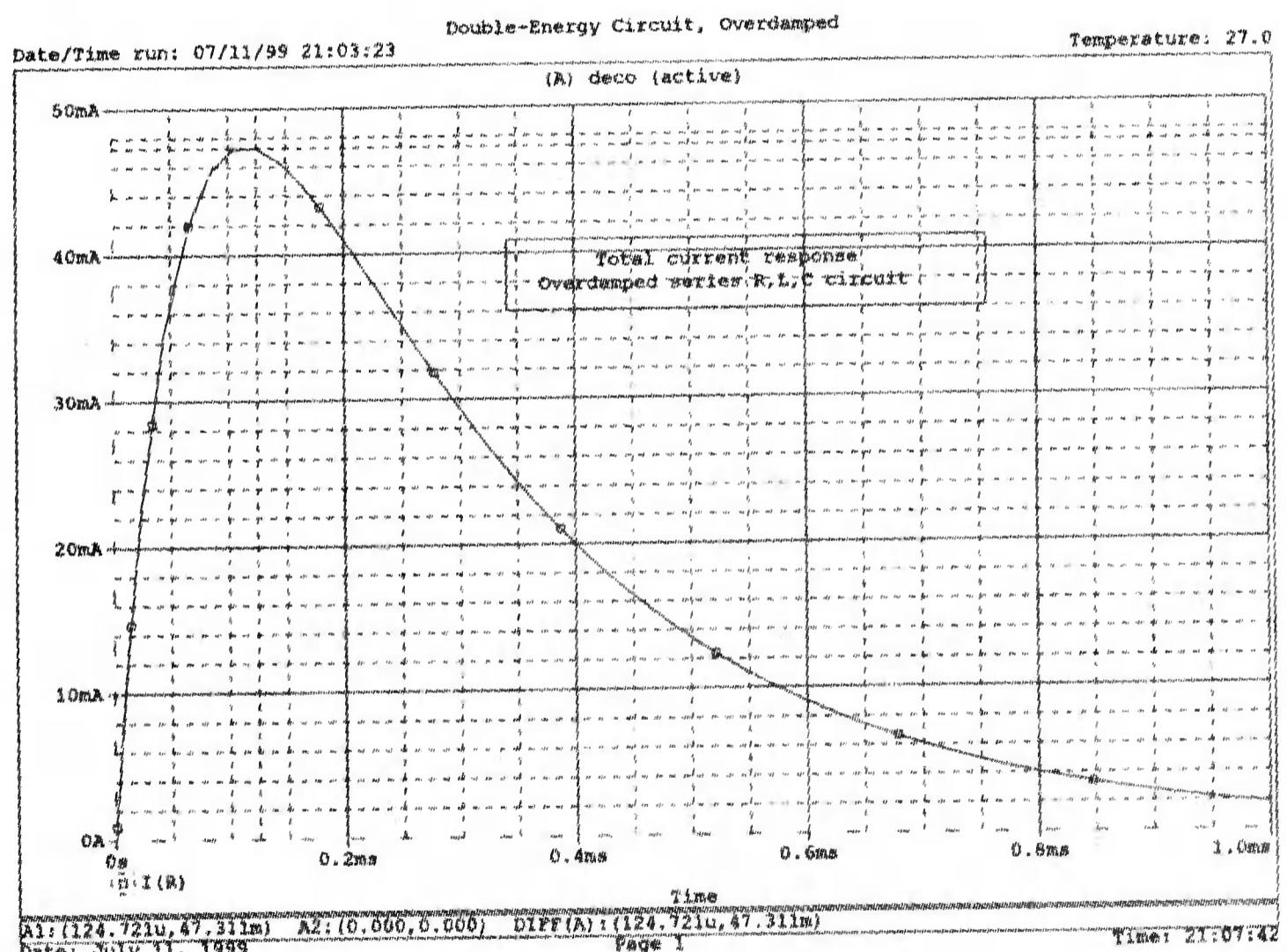
■ Рис. 6.9. Схема с двумя накопителями энергии при избыточном затухании

Проведите анализ, затем получите график $I(R)$. Убедитесь, что максимум тока $i = 47,4 \text{ мА}$ достигается при $t = 125 \text{ мкс}$. График для случая с большим затуханием показан на рис. 6.10.

Интересно также посмотреть, как изменяются напряжения на компонентах схемы. Удалите график тока и вы получите графики $V(1)$, $V(3)$, $V(2, 3)$ и $V(1, 2)$. Соответствующие узлы обозначены на схеме на рис. 6.9. Убедитесь, что напряжение на резисторе достигает максимума $v_R = 9,46 \text{ В}$ в момент $t = 125 \text{ мкс}$, а напряжение на катушке индуктивности в момент замыкания ключа круто нарастает — почти до $v_L = 11,8 \text{ В}$, затем спадает до нуля и достигает минимума $v_L = -1,201 \text{ В}$ при $t = 226 \text{ мкс}$. Эти графики показаны на рис. 6.11.

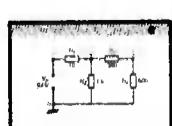


■ Рис. 6.10. График тока для схемы на рис. 6.9



■ Рис. 6.11. Временные диаграммы напряжений на элементах схемы на рис. 6.9

Критический переходной процесс в RLC-цепях

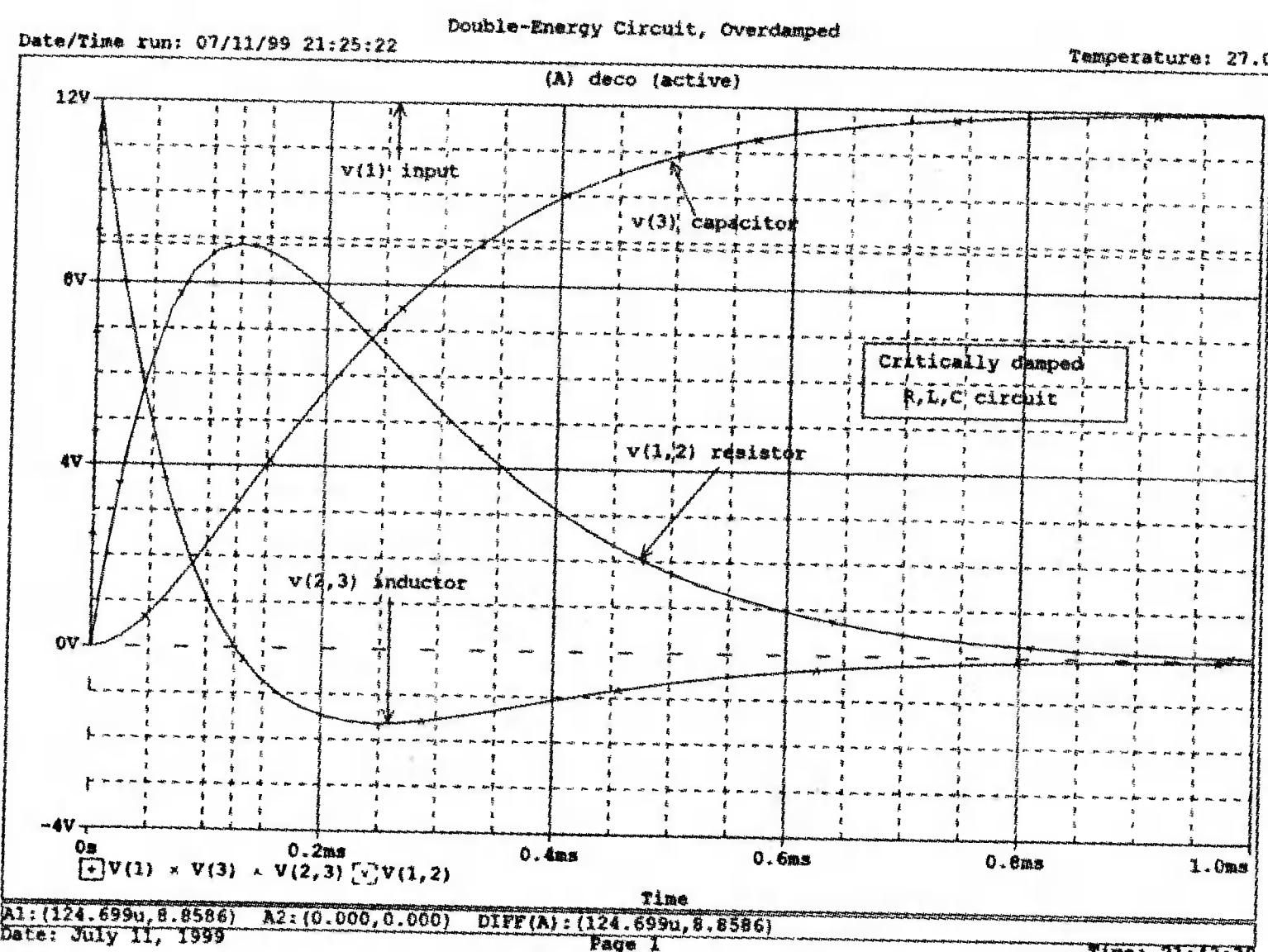


Обратимся снова к схеме на рис. 6.9. Анализ показывает, что при критическом затухании

$$R^2 = \frac{4L}{C}.$$

Если оставить значения L и C прежними, то условие критического режима соблюдается при $R = 160$ Ом. Чтобы увидеть результаты, просто измените значение R во входном файле и выполните анализ снова.

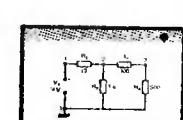
Убедитесь, что ток достигает максимального значения $i = 55,36$ мА при $t = 125$ мкс. Удалите график тока и получите графики различных напряжений, как в предыдущем анализе. Эти кривые будут иметь тот же вид, что и при апериодическом процессе (рис. 6.12).



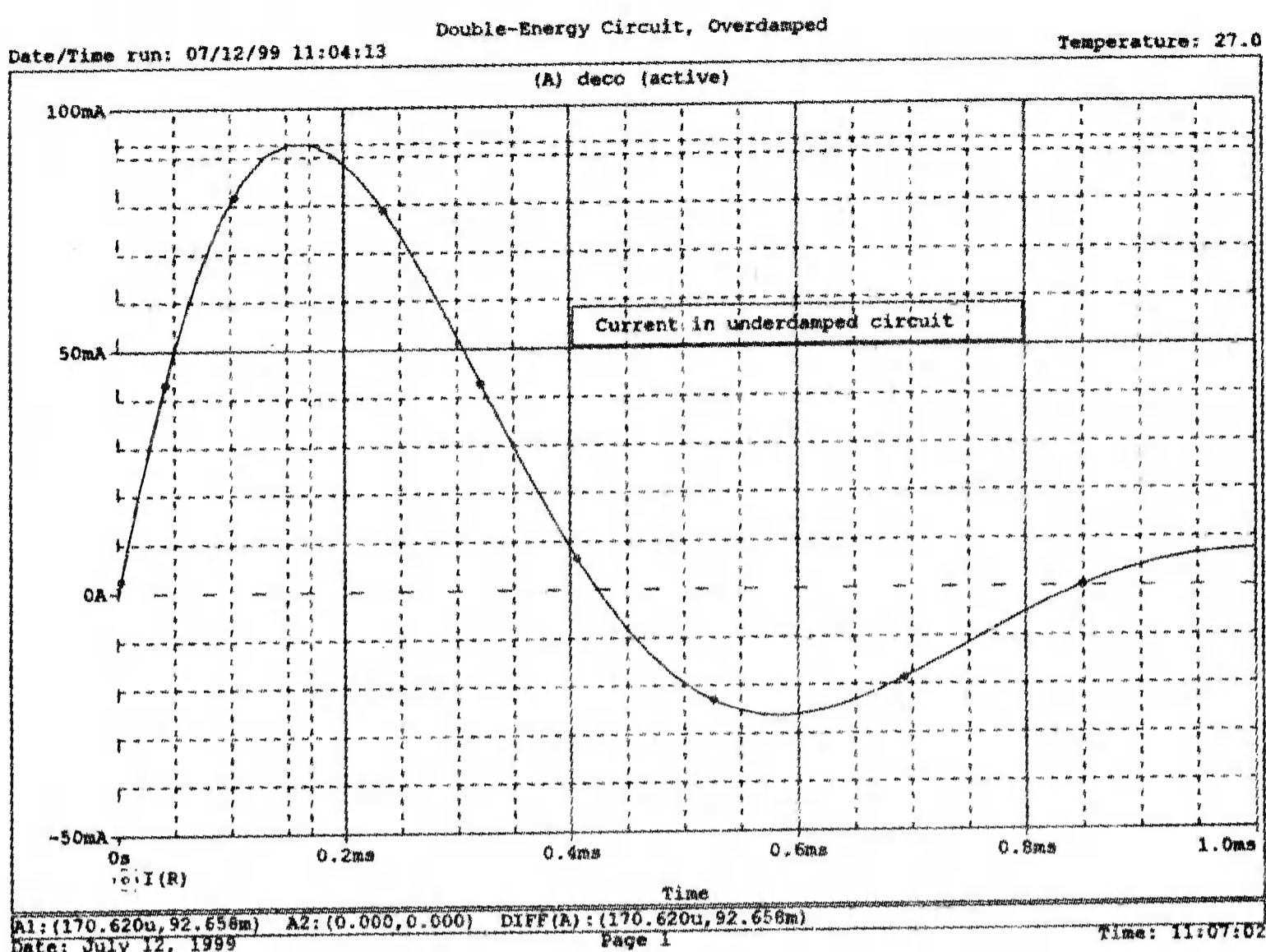
■ Рис. 6.12. Графики напряжений в схеме (рис. 6.9) при критическом затухании

— Колебательный процесс в RLC-цепях при слабом затухании

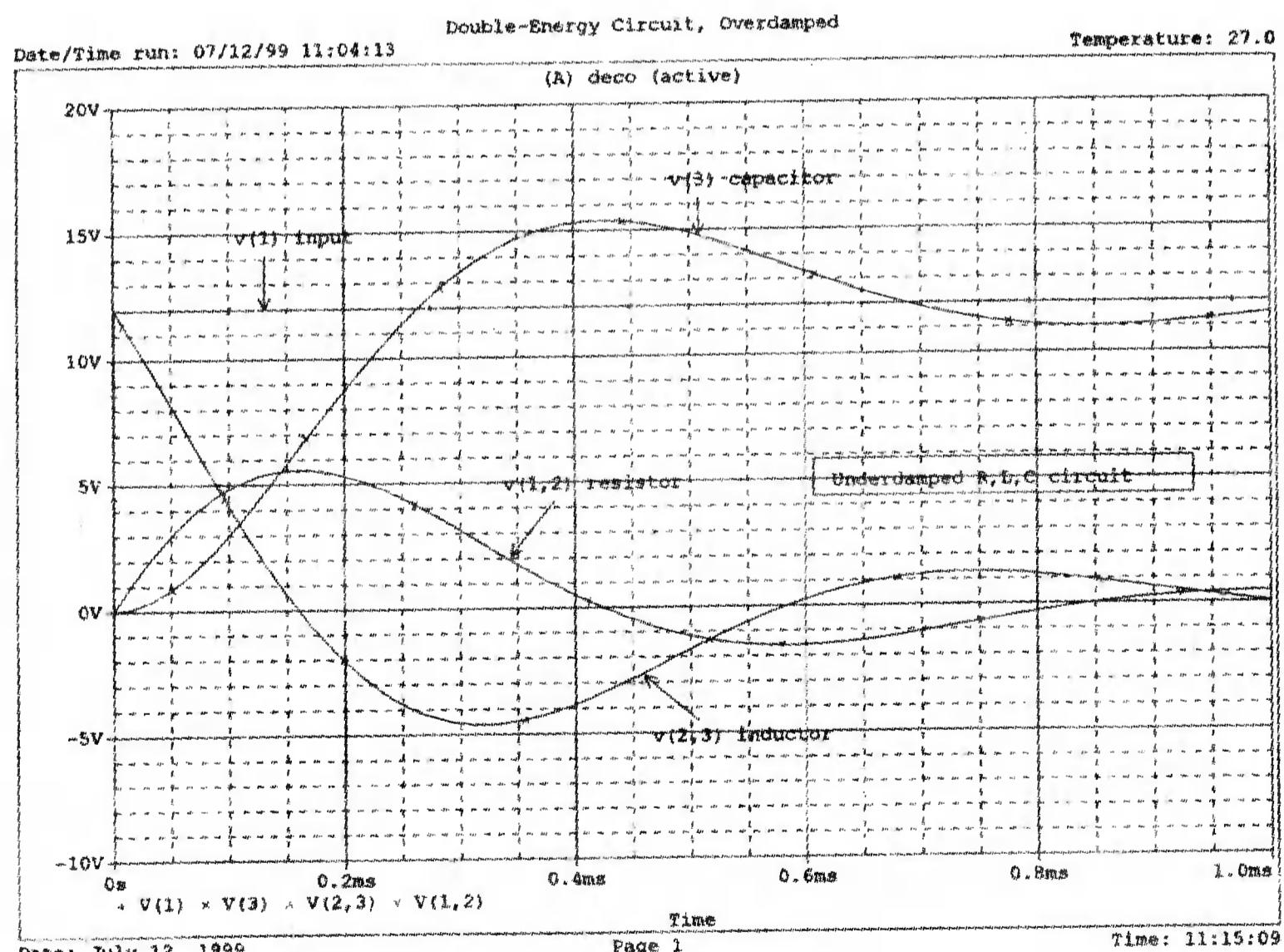
Чтобы исследовать процесс при слабом затухании, уменьшим сопротивление до значения меньшего, чем критическое (160 Ом). Проведем анализ при $R = 60$ Ом. Изменим значение R во входном файле и рассмотрим график тока $I(R)$. Убедитесь, что ток достигает максимума $i = 92,7$ мА при $t = 111$ мкс и становится сначала отрицательным, а затем снова положительным. Такой колебательный характер процесса типичен для случая слабого затухания. На рис. 6.13 показан график тока при колебательном процессе. Вы можете попробовать проанализировать процесс при меньших значениях сопротивления и выяснить влияние сопротивления на переходной процесс. Вы установите, что при меньших значениях R период колебаний увеличивается.



Удалите теперь график тока и получите графики напряжений $V(1)$, $V(3)$, $V(2,3)$ и $V(1,2)$. Эти графики показаны на рис. 6.14. Интересно отметить, что максимум напряжения на конденсаторе выше приложенного напряжения 12 В и достигается в момент минимума напряжения на катушке индуктивности. Наблюдая процесс при других значениях R , можно увидеть различные варианты взаимодействия составляющих напряжения, при этом, конечно, всегда соблюдается второй закон Кирхгофа.



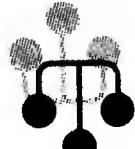
■ Рис. 6.13. График тока в схеме (рис. 6.9) при малом затухании



■ Рис. 6.14. Графики напряжений для режима с малым затуханием

ОТКЛИК НА СТУПЕНЧАТОЕ ВОЗДЕЙСТВИЕ В УСИЛИТЕЛЯХ

Определим, насколько похожа форма выходного напряжения на форму входного при подаче ступеньки напряжения на усилитель. Будем рассматривать усилитель как низкочастотный фильтр, схема которого показана на рис. 6.15.



Выходное напряжение изменяется по экспоненте на фронте и срезе импульса. На фронте выходное напряжение изменяется по формуле

$$v_o = V(1 - e^{-t/RC}).$$

Время нарастания t_r показывает, как быстро выходное напряжение может достичь максимума в ответ на ступеньку входного напряжения. Поскольку

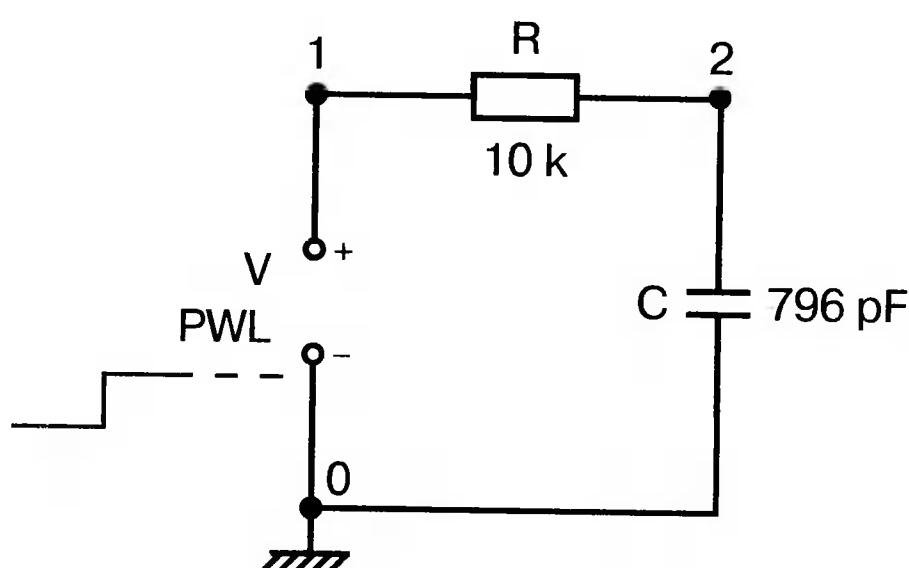
$$f_H = \frac{1}{2\pi RC},$$

время нарастания

$$t_r = 2,2RC = \frac{0,35}{f_H}.$$

Чтобы избежать излишних искажений, мы предлагаем выбирать $f_H = 1/t_p$, где t_p — ширина импульса. Это означает, что $t_r = 0,35 t_p$.

Чтобы показать эти свойства при $f_H = 20$ кГц, выберем следующие параметры модели низкочастотного фильтра: $R = 10$ кОм, $C = 796$ пФ. Из уравнений найдем $t_p = 50$ мкс и $t_r = 17,5$ мкс. Выясните, насколько близки эти значения к полученным при анализе на PSpice. Входной файл:



■ Рис. 6.15. Подача ступеньки входного напряжения на низкочастотный фильтр

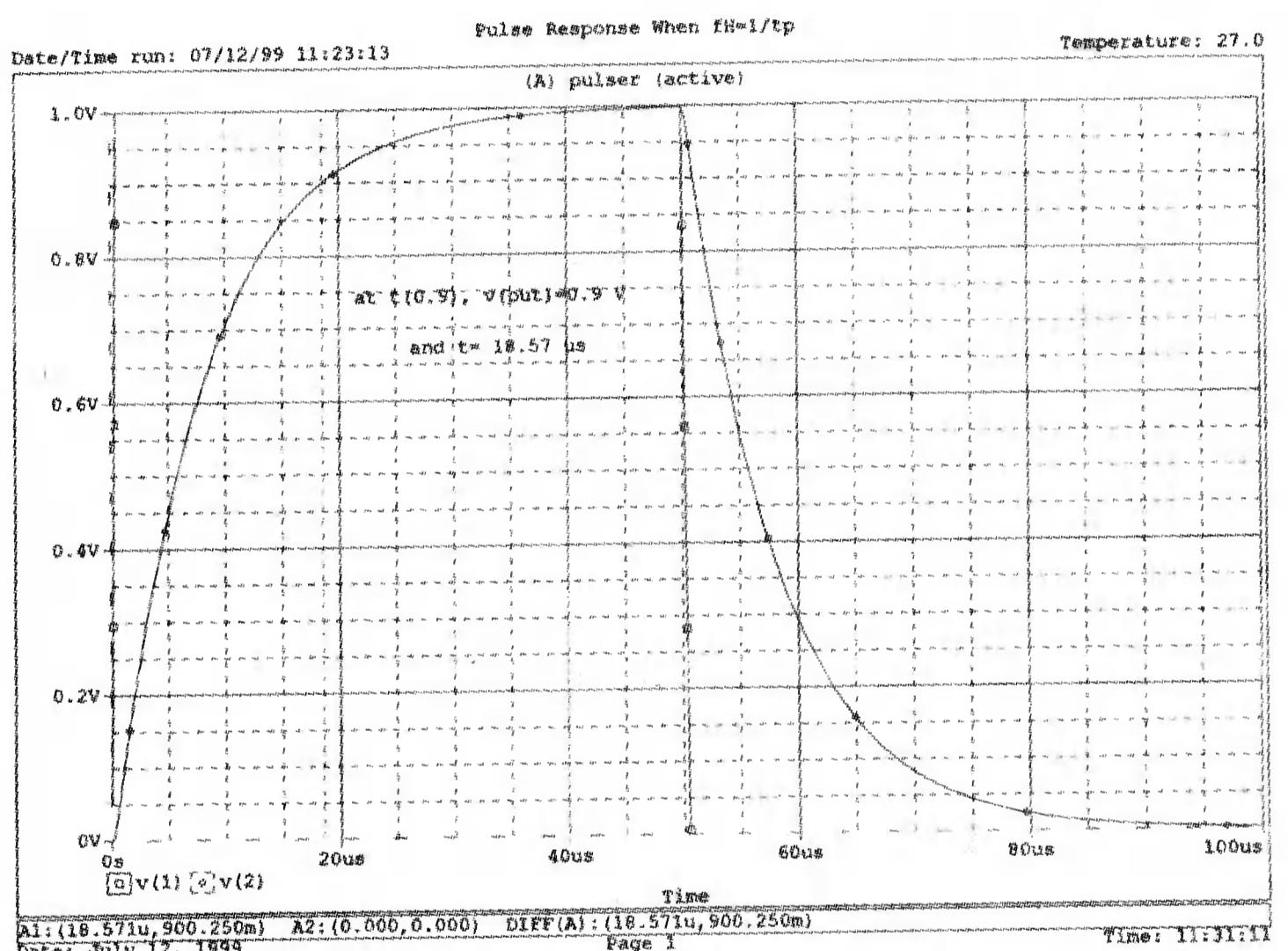
```
Pulse Response When fH=1/tp
V 1 0 PWL(0,0 0.5us,1V 50us,1V 50.5us,0)
R 1 2 10k
N 2 0 796pF
.TRAN 0.5us 100us
.PROBE
.END
```

Выполните анализ и получите в Probe графики входного $v(1)$ и выходного $v(2)$ напряжений. Проверьте по графику выходного напряжения, что $t_{0,1} = 1,1$ мкс и $t_{0,9} = 18,6$ мкс. Они представляют собой моменты времени, когда

выходное напряжение составляет 0,1 и 0,9 от максимального значения. Разность между ними представляет собой время нарастания, равное $t_r = 17,5$ мкс, что соответствует результатам наших предварительных вычислений. Этот график приведен на рис. 6.16.

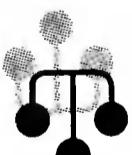
Что будет, если мы вдвое увеличим емкость по сравнению с рекомендуемым максимальным значением? Выполните анализ с новым значением $C = 1,592$ нФ. Убедитесь, что выходное напряжение не достигает значения 1 В и к тому же более искажено.

Сигнал передается гораздо лучше, когда емкость меньше рекомендуемого значения. Выполните анализ при $C = 398$ пФ. Вы увидите, что в этом случае выходное напряжение намного правильнее воспроизводит прямоугольное входное напряжение.



■ Рис. 6.16. Входное и выходное напряжения для схемы на рис. 6.15

ОТКЛИК НА НИЗКОЧАСТОТНОЕ ВОЗДЕЙСТВИЕ В УСИЛИТЕЛЯХ



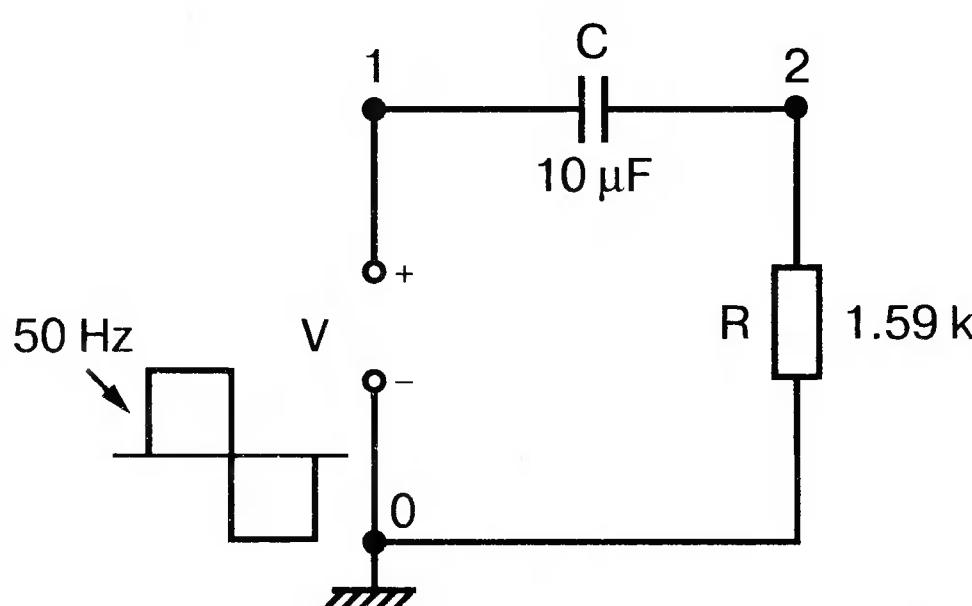
При низкой частоте и, соответственно, большой длительности входных импульсов усилитель замещается высокочастотным фильтром (рис. 6.17), чтобы моделировать низкочастотный отклик усилителя. Уравнение для выходного напряжения:

$$v_o = V e^{-t/RC}.$$

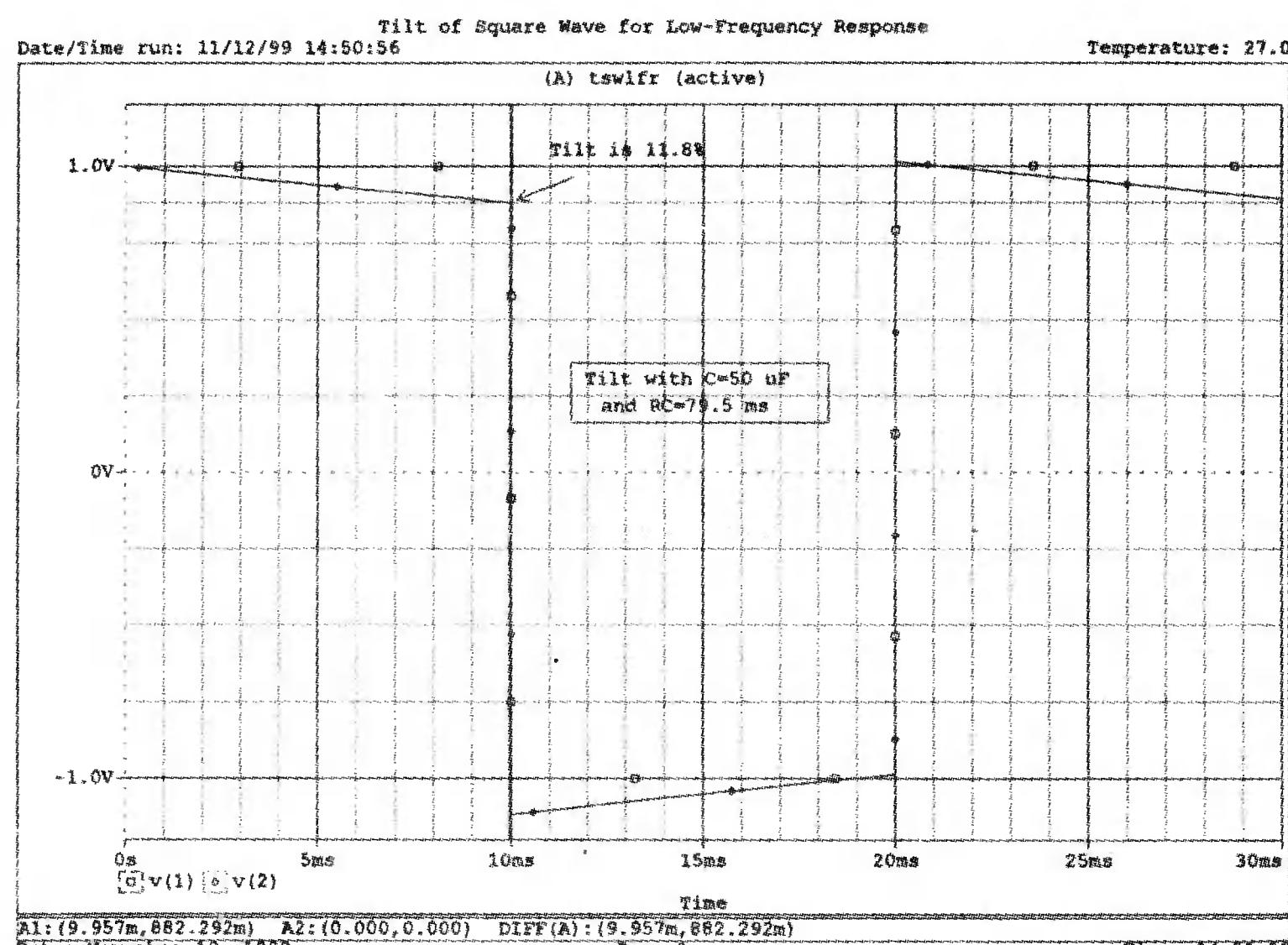
Когда постоянная времени $\tau = RC$ слишком мала, выходное напряжение имеет нежелательный спад. Поскольку значение R определяется входным сопротивлением усилительного каскада и не может изменяться, значение C должно быть выбрано достаточно большим, чтобы избежать чрезмерного наклона. Выберем, например, $R = 1,59$ Ом и $C = 10$ мкФ и используем в качестве входного прямоугольное напряжение с частотой в 50 Гц. Входной файл для такого анализа:

```
Tilt of Square Wave for Low-Frequency Response
V 1 0 PWL(0,0 lus,1V 10ms,1V 10.001ms,-12V 20ms,-1V
20.001ms,1V 30ms,1V)
N 1 2 10uF
R 2 0 1.59k
.TRAN 0,15ms 30ms
.PROBE
.END
```

Выполните анализ, затем получите графики $v(1)$ и $v(2)$. Найдите наклон выходного напряжения, сравнивая значения на фронте и на срезе импульса. Проверьте, что эти значения соответственно равны 1 и 0,533 В, создавая спад в 46,7 %. Зачастую желательно, чтобы спад не превышал 10 %. Очевидно, для этого необходимо увеличить значение емкости. Установите значение $C = 50 \text{ мкФ}$ и выполните анализ снова. Проверьте, что спад не меньше чем 12 %. Этот график показан на рис. 6.18.



■ Рис. 6.17. Схема для исследования низкочастотного отклика



■ Рис. 6.18. Входное и выходное напряжения при исследовании низкочастотного отклика

В лаборатории реакция наблюдалась бы с помощью осциллографа, подключенного на выход усилителя при подаче на его вход прямоугольного напряжения соответствующей частоты.

ЦЕПИ ЗАРЯДА КОНДЕНСАТОРОВ

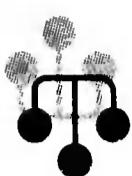
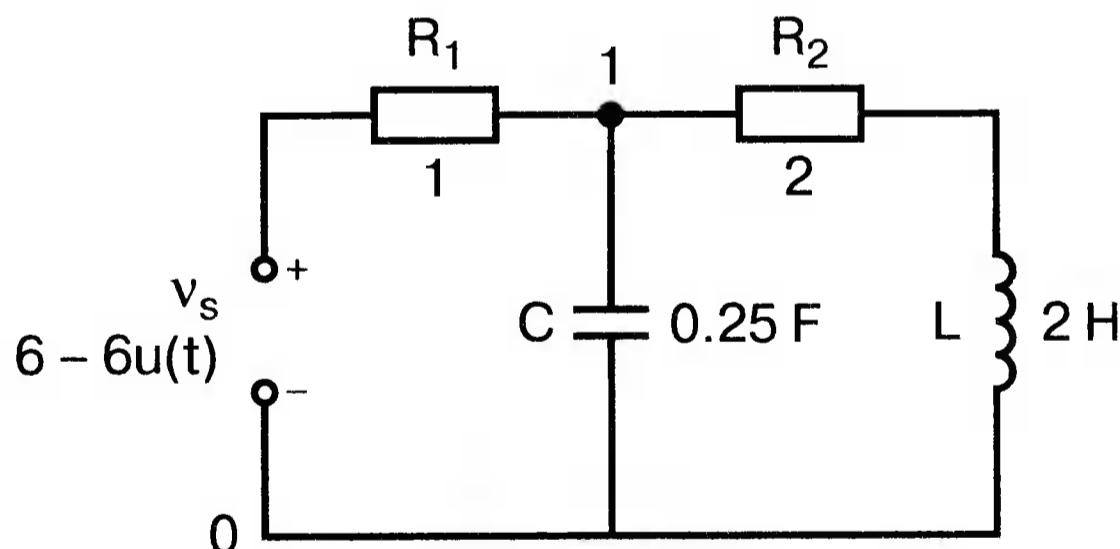


Схема на рис. 6.19 содержит конденсатор в одной ветви и катушку индуктивности в другой. Источник напряжения подключается, чтобы зарядить конденсатор, затем он закорачивается.

Прежде чем выполнять анализ на PSpice, необходимо определить начальные напряжения и токи, при которых он будет проводиться. В команде описания для v_s указано, что приложенное напряжение постоянно и равно 6 В при $t < 0$. В схеме замещения для постоянных составляющих конденсатор представляет собой разрыв, а катушка индуктивности — короткое замыкание. Ток от источника в 6 В равен $6 \text{ В} / 3 \Omega = 2 \text{ А}$, а напряжение узла 7 равно 4 В и представляет собой напряжение на конденсаторе при $t = 0$. Ток в 2 А проходит через R_1 , R_2 , и L . При $t = 0$ приложенное напряжение $v_s = 0 \text{ В}$, и схема приобретает вид, показанный на рис. 6.20. Эта схема и анализируется на PSpice. Входной файл при этом

```
Initial Conditions Example
R1 0 1 1
R2 1 2 2
C 1 0 250mF IC=4V
L 2 1 2I IC=2A
.TRAN 0.01ms 4s UIC
.PROBE
.END
```

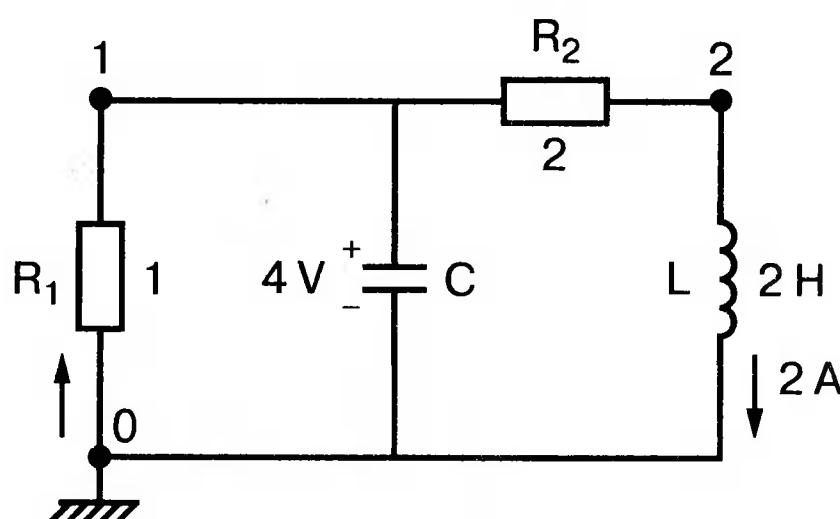


■ Рис. 6.19. Схема с индуктивной и емкостной ветвями

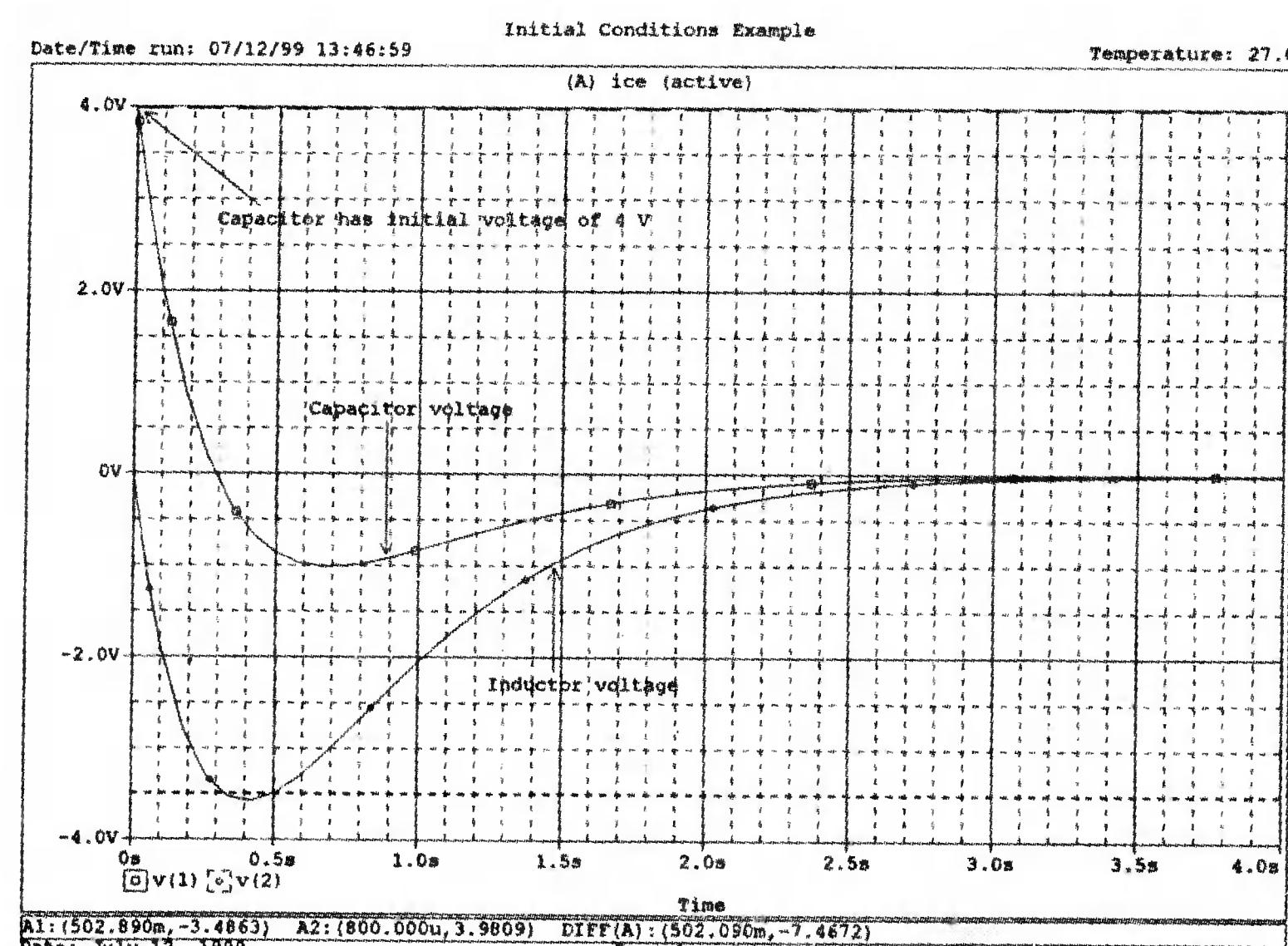
Входной файл содержит в команде ввода конденсатора C значение $IC = 4 \text{ В}$, которое задает начальное напряжение на конденсаторе; в команде ввода L имеется запись $IC = 2 \text{ А}$, которая задает начальный ток через L . Отметим, что для конденсатора может быть задано только начальное напряжение, а для катушки индуктивности — только начальный ток. В команду $.TRAN$ добавлена запись UIC , которая означает, что анализ переходных процессов должен начинаться при определенных начальных значениях.

Выполните анализ и получите графики напряжения на конденсаторе и на катушке индуктивности. Убедитесь, что при $t = 0,5 \text{ с}$, $v_c(0,5 \text{ с}) = -0,860 \text{ В}$ и $v_L(0,5 \text{ с}) = -3,49 \text{ В}$. Графики показаны на рис. 6.21.

В качестве дополнительного упражнения получите графики токов конденсатора и катушки индуктивности. Убедитесь, что $i_C(0) = -6$ А. Поскольку $R_1 = 1$ Ом и $R_2 = 2$ Ом, мы должны принять начальный ток через R_1 вдвое большим тока через R_2 . Зададим начальный ток 4 А через R_1 и ток 2 А через R_2 . Нарисуйте схему и покажите направления токов в различных ветвях. После получения графиков тока убедитесь, что при $t = 0,5$ с $i_C(0,5\text{c}) = -0,457$ и $i_L(0,5\text{c}) = 1,316$ А. Обратите внимание, что если на одном графике представлены две кривые, вы можете задать движение курсора по одной из них, выбрав *Cursor* и затем нажав мышью на маркер выбранной кривой. Например, можно нажать на значок перед $v(2)$ под осью X , чтобы выбрать вторую кривую.



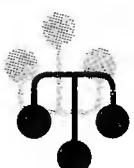
■ Рис. 6.20. Схема замещения для момента $t = 0$



■ Рис. 6.21. Графики напряжений на конденсаторе и катушке в схеме на рис. 6.20

Прежде, чем выйти из программы Probe, получите графики токов через оба резистора. Убедитесь, что при $t = 0$ $i_{R_1}(0) = -4$ А и $i_{R_2}(0) = 2$ А. Учтите направления токов на рис. 6.20, чтобы определить их знаки (положительные и отрицательные). Графики напряжений на элементах схемы на рис. 6.20 приведены на рис. 6.21.

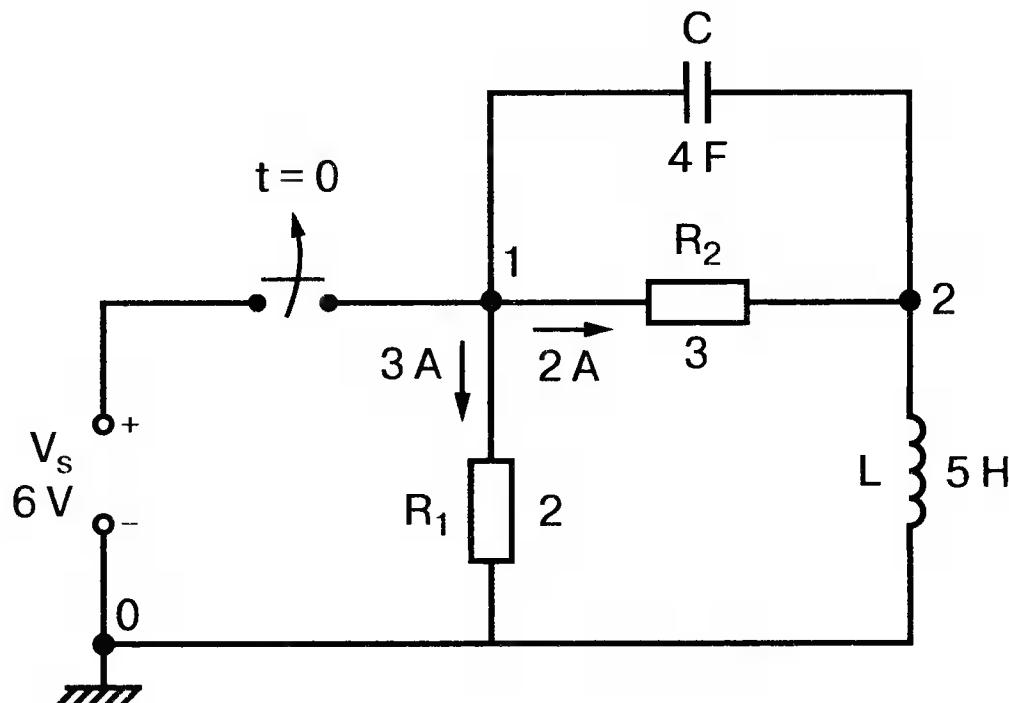
LC-ЦЕПИ ПРИ РАЗМЫКАНИИ КЛЮЧА



Другая схема, в которой источник напряжения исключается из цепи при $t = 0$, показана на рис. 6.22. Перед проведением анализа на PSpice найдем начальные условия. Имеется напряжение постоянного тока $V_s = 6$ В, приложенное к схеме при $t < 0$. При этом условии схемой замещения является параллельное соединение R_1 и R_2 . При делении тока между ветвями получаются значения токов $i_{R_1} = 3$ А и $i_{R_2} = 2$ А. Последний ток проходит также через катушку индуктивности L . Ток через R_2 создает на этом сопротивлении напряжение:

$$V(1,2) = R_2 I_{R_2} = 3 \text{ Ом} \cdot 2 \text{ А} = 6 \text{ В.}$$

Это начальное напряжение на конденсаторе. Обратите внимание на полярность этого напряжения и направление начального тока катушки индуктивности. Схема замещения с учетом начальных условий, получающаяся после замыкания ключа, показана на рис. 6.23. Входной файл при этом приобретает вид:



■ Рис. 6.22. Цепь с ключом, размыкающимся при $t = 0$

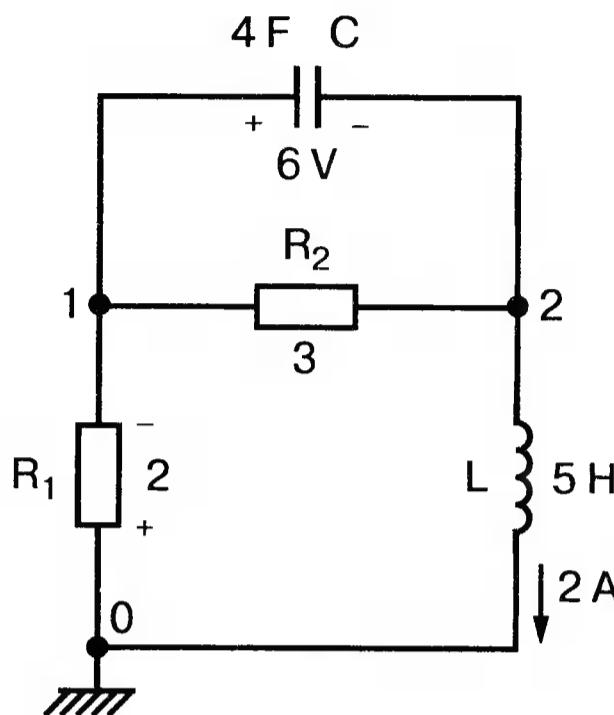
```
Switch-Opening Circuit with L, C
R11 0 2
R2 1 2 3
N 1 2 4000mF IC=6V
L 2 0 SH IC=2A
.TRAN 0.01ms 16s UIC
.PROBE
.END
```

Проведите анализ и убедитесь, что при $t = 0$, при разомкнутом переключателе $v_c(0) = 6$ В и $i_L(0) = 2$ А в соответствии с начальными условиями, зафиксированными во входном файле. Получив график $v(2)$, проверьте также, что $v_L(0) = -10$ В и $i_L(0) = 0$.

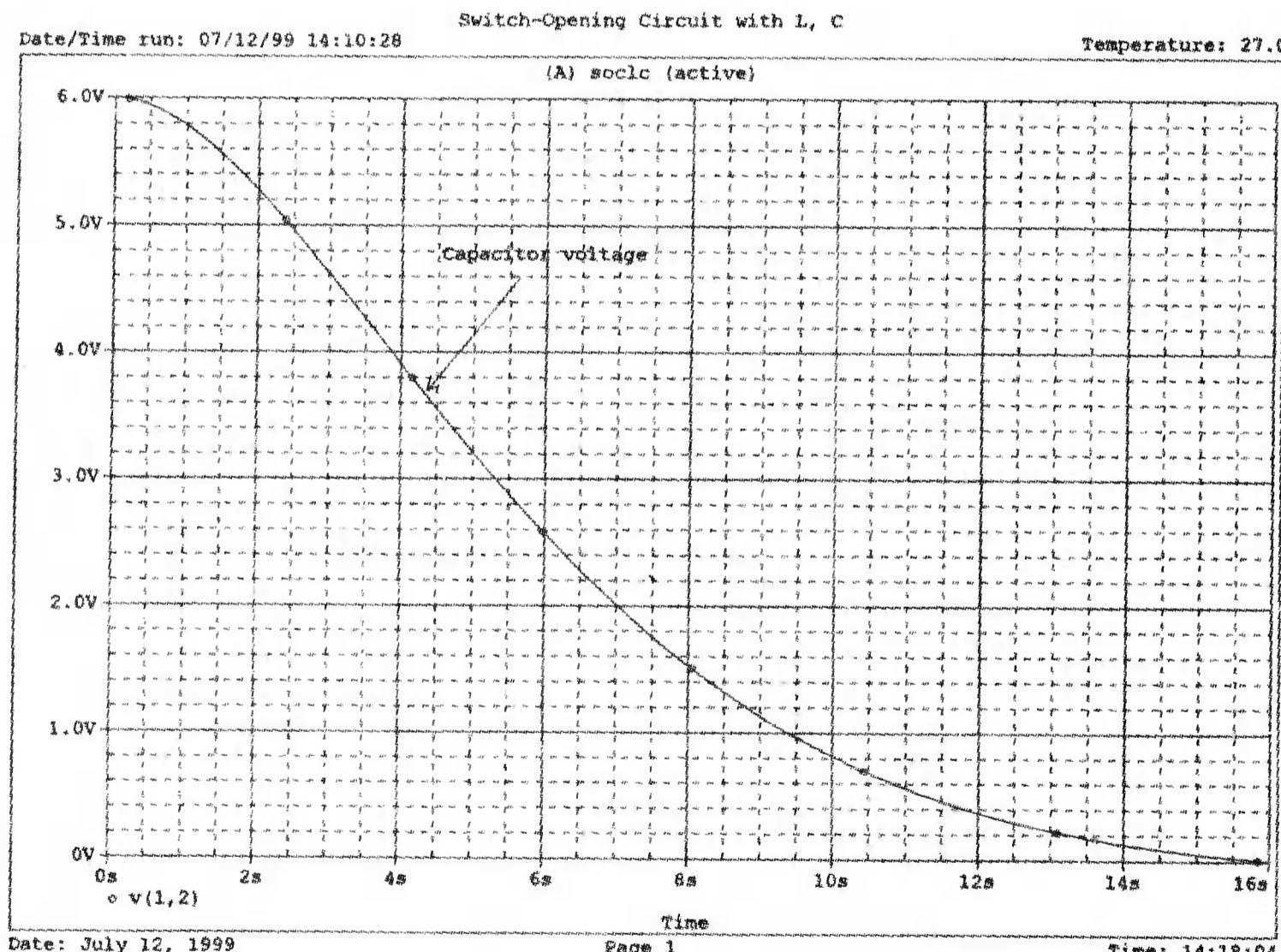
Как можно определить $v_L(0)$ после размыкания ключа с помощью простого схемотехнического анализа? Так как ток через катушку индуктивности в момент переключения неизменен, ток через R_1 мгновенно становится равным 2 А (направлен вверх, к узлу 1), хотя до размыкания ключа он равен 3 А и направлен от узла 1 (вниз). Ток в 2 А создает падение напряжения 4 В с полярностью, показанной в рис. 6.23. Применение второго закона Кирхгофа

к контуру, содержащему R_1 , C и L , дает $v_L(0) = -10$ В, подтверждая результаты, полученные на PSpice. На рис. 6.24 показано напряжение $v(1, 2)$, которое является напряжением на конденсаторе v_c .

Прежде чем выйти из программы Probe, убедитесь, что токи и напряжения в момент $t = 2$ с имеют следующие значения:



■ Рис. 6.23. Схема замещения после размыкания ключа



■ Рис. 6.24. График напряжения на R_2 в схеме на рис. 6.23

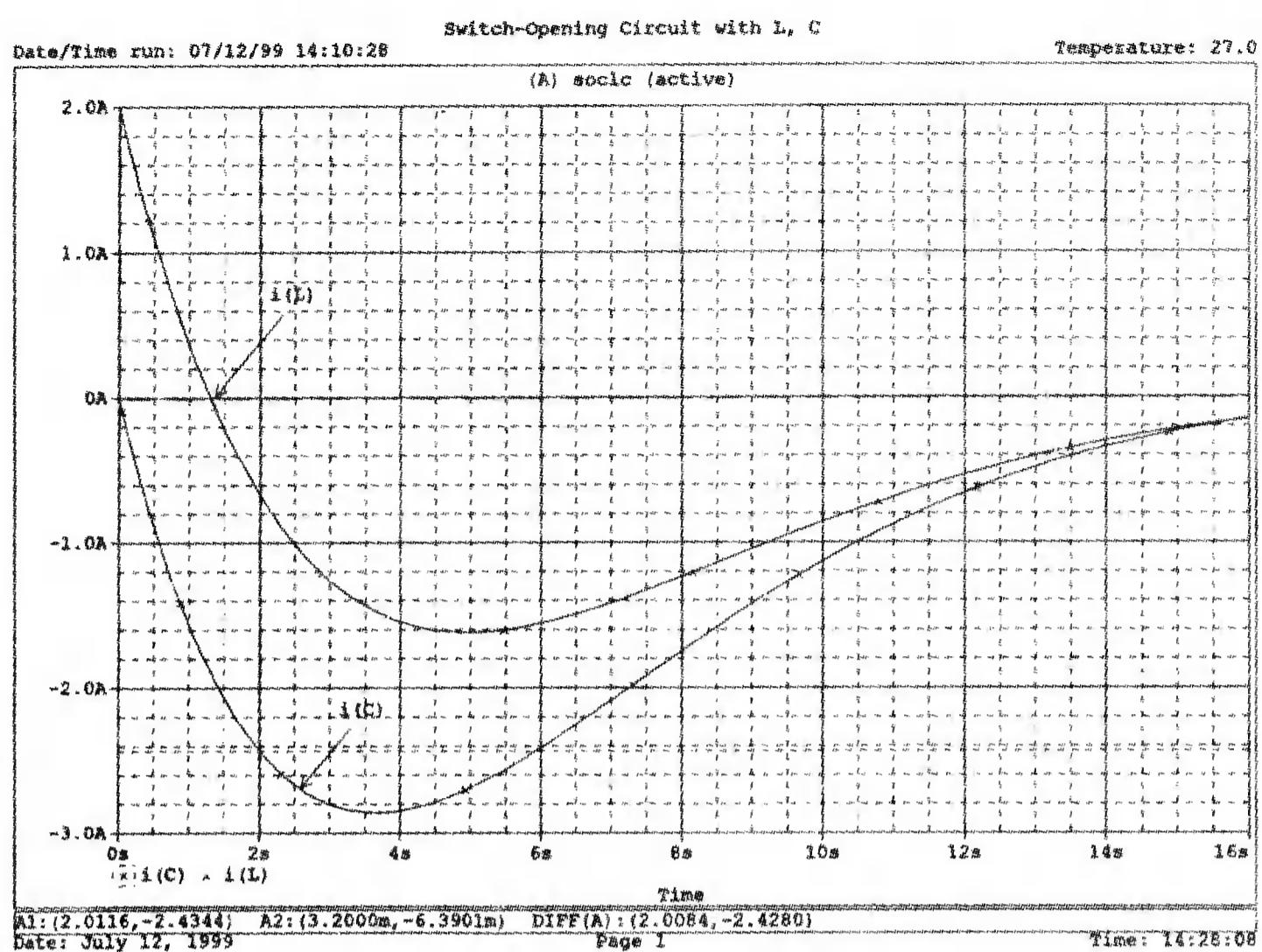
$$v_c(2 \text{ с}) = 5,2778 \text{ В};$$

$$v_L(2 \text{ с}) = -3,94 \text{ В};$$

$$i_c(2 \text{ с}) = -2,428 \text{ А};$$

$$i_L(2 \text{ с}) = -0,675 \text{ А.}$$

Токи показаны на рис. 6.25.



■ Рис. 6.25. Графики токов в ветвях схемы на рис. 6.23

ЦЕПИ С ИСТОЧНИКОМ ТОКА

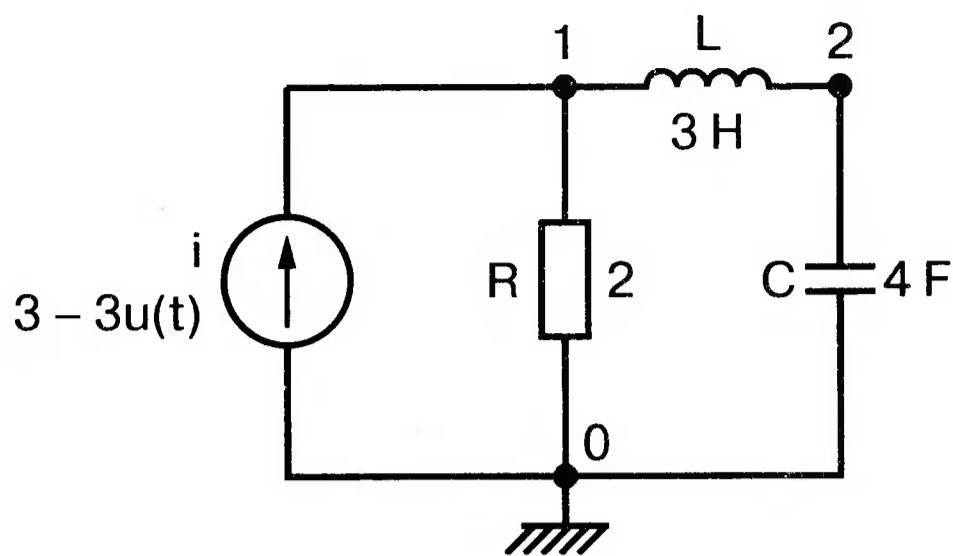


На рис. 6.26 показана схема с источником тока, обеспечивающим установившееся значение в 3А при $t < 0$. В момент $t = 0$ ток становится равным 0. Прежде чем приступить к анализу на PSpice, определим начальные условия для L и C . До момента $t = 0$ ток через $R = 3$ А, в то время как ток через другую ветвь равен нулю, так как конденсатор C является разрывом для постоянного тока. Таким образом, $i_L(0) = 0$. Падение напряжения на R равно $2 \times 3 = 6$ В, с полярностью, показанной на рис. 6.27. Поскольку при постоянном токе напряжение на L равно нулю, напряжение $v_C(0) = 6$ В. Приведенной информации достаточно, чтобы выполнить анализ на PSpice. Входной файл:

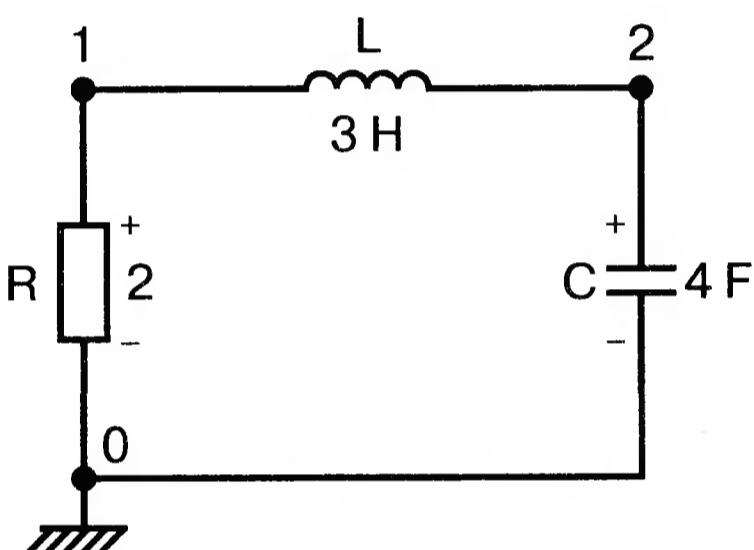
```
Initial Conditions from Current Source
R 1 0 2
L 1 2 3H
N 2 0 4000mF IC=6V
.TRAN 0.001ms 24s UIC
.PROBE
.END
```

Выполните анализ и получите графики напряжений на резисторе и конденсаторе. Проверьте начальные условия для обоих напряжений. В качестве упражнения убедитесь, что для момента $t_1 = 4$ с напряжения $v_C(t_1) = 4,2095$ В и $v_R(t_1) = 4,5476$ В. Можете ли вы сказать, каково будет напряжение $v_L(t_1)$, не получая график напряжения v_L ?

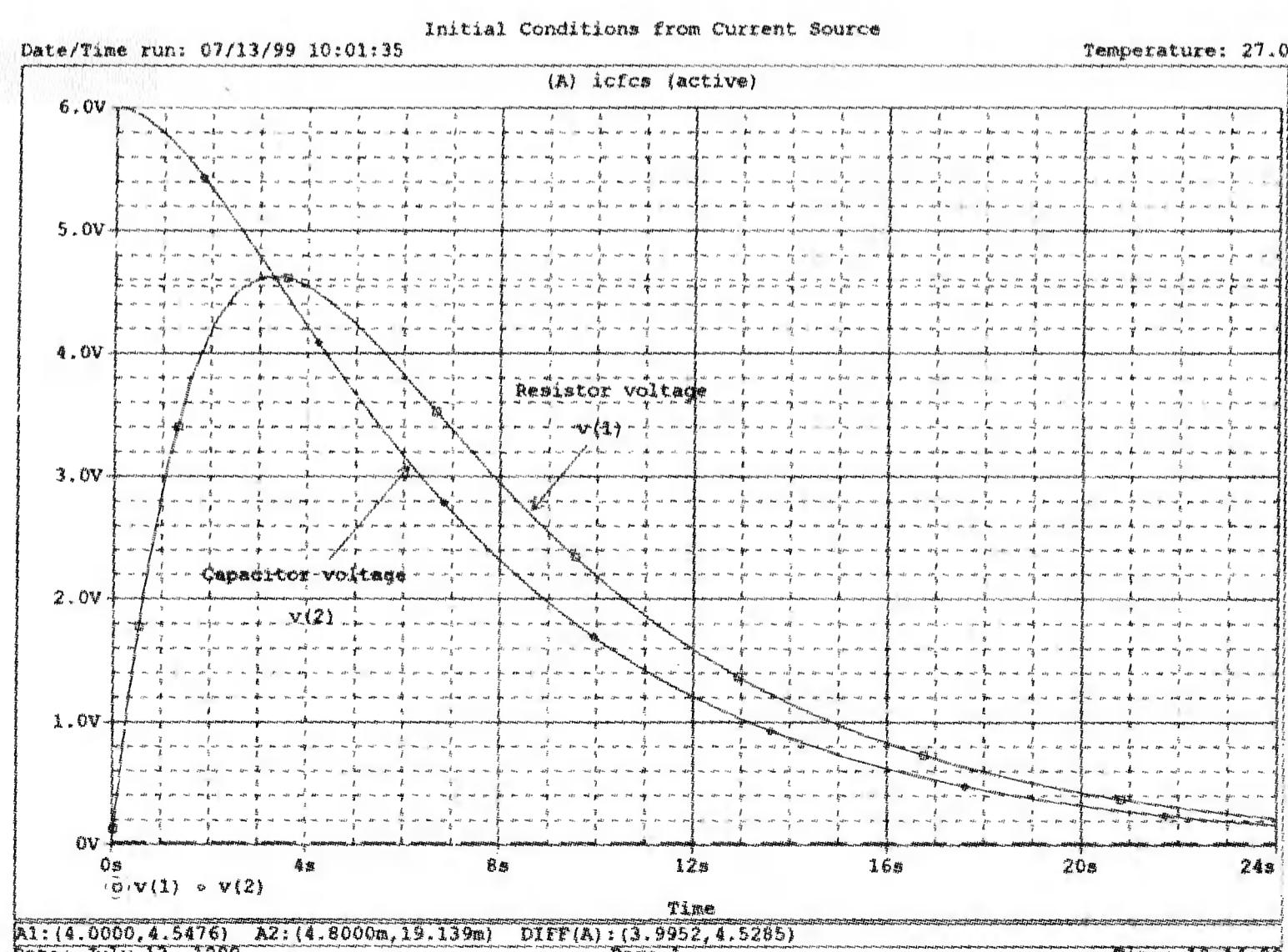
Используйте второй закон Кирхгофа, чтобы найти это значение. Напряжения на резисторе и конденсаторе показаны на рис. 6.28. Теперь получите график $i_C(t)$. Заметьте, что этот ток растет от нулевого начального значения до значения тока в катушке. Убедитесь, что $i_C(4$ с) = $-2,2738$ А. Этот ток протекает через каждый элемент против часовой стрелки. Убедитесь также, что максимальный (по модулю) ток $i_{max} = -2,313$ достигается при $t = 3,48$ с.



■ Рис. 6.26. Схема с источником тока



■ Рис. 6.27. Схема замещения для момента $t = 0$



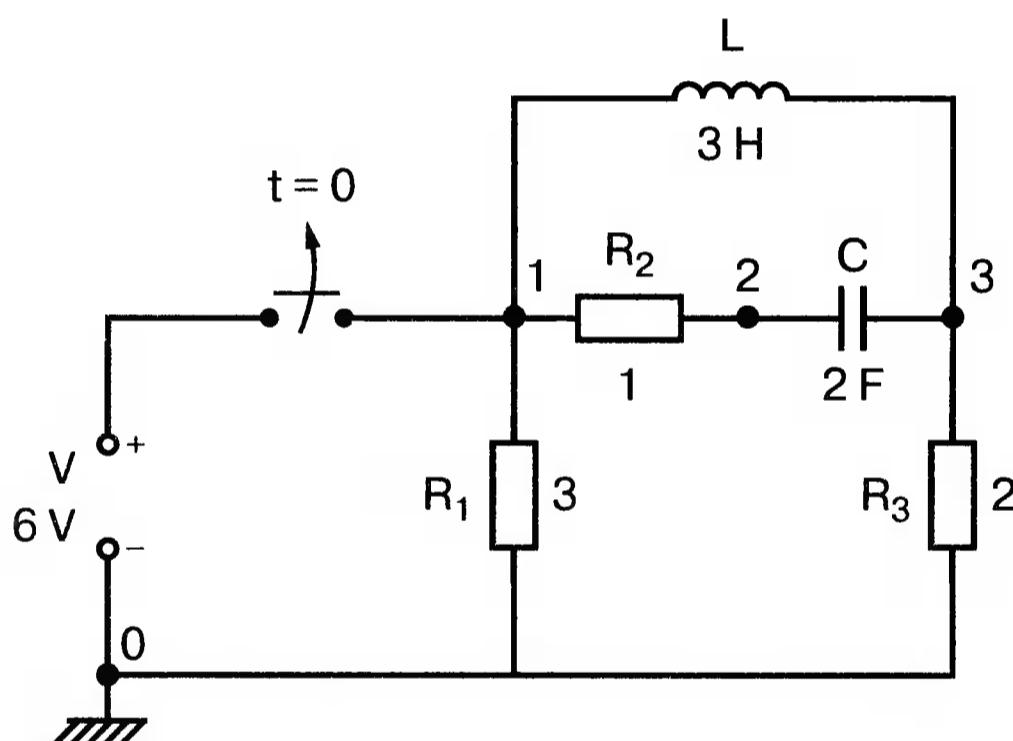
■ Рис. 6.28. Напряжения на элементах схемы на рис. 6.27

МОСТОВЫЕ СХЕМЫ С НЕНУЛЕВЫМ НАЧАЛЬНЫМ ТОКОМ

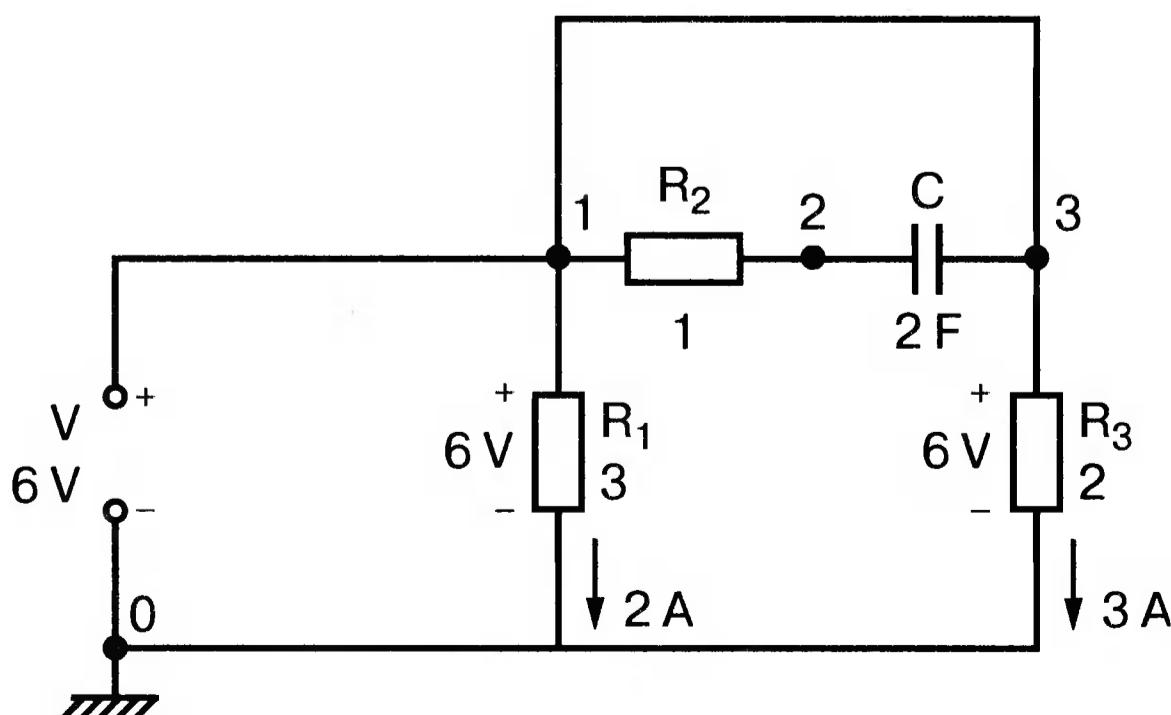


В схеме на рис. 6.29 ключ размыкается при $t = 0$. Схема замещения до размыкания показана на рис. 6.30. В ней катушка индуктивности заменена коротким замыканием, при этом напряжения на R_1 и R_3 равны 6 В, что приводит к прохождению тока в 2 А через R_1 и тока в 3 А через R_3 . Поскольку в ветви конденсатора ток отсутствует, ток в катушке индуктивности также должен быть равен 3 А. Так как напряжение $V(1, 3)$ равно нулю, то и v_C равно нулю. Эта информация позволяет нам задать начальные условия для анализа на PSpice, приводя к следующему входному файлу:

```
Switch Opening in Bridge Circuit
R1 0 1 3
R2 1 2 1
R3 3 0 2
L 1 3 3H IC = 3A
N 2 3 2000mF
.TRAN 0.001ms 16s UIC
.PROBE
.END
```



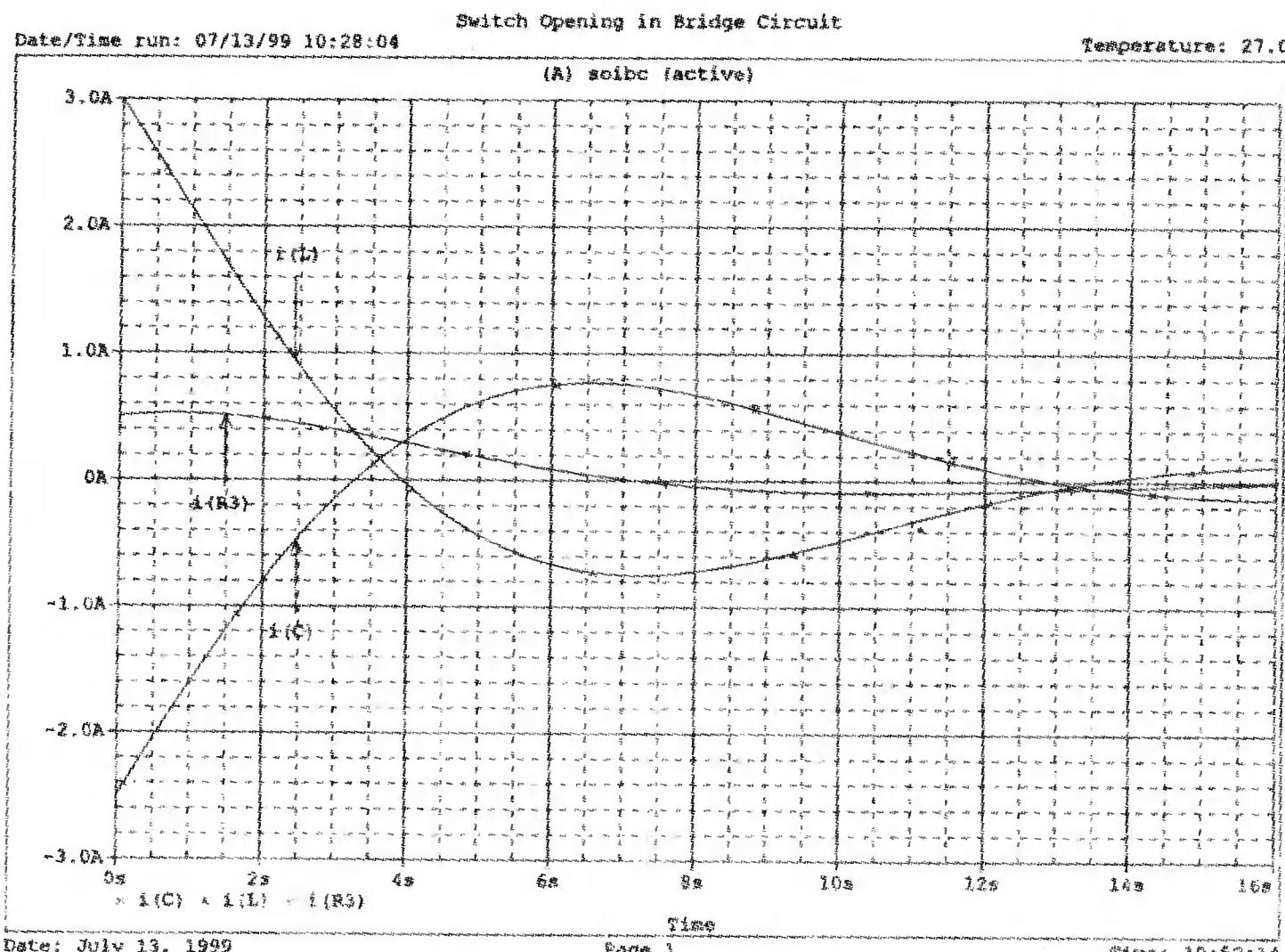
■ Рис. 6.29. Схема с размыканием ключа в момент $t = 0$



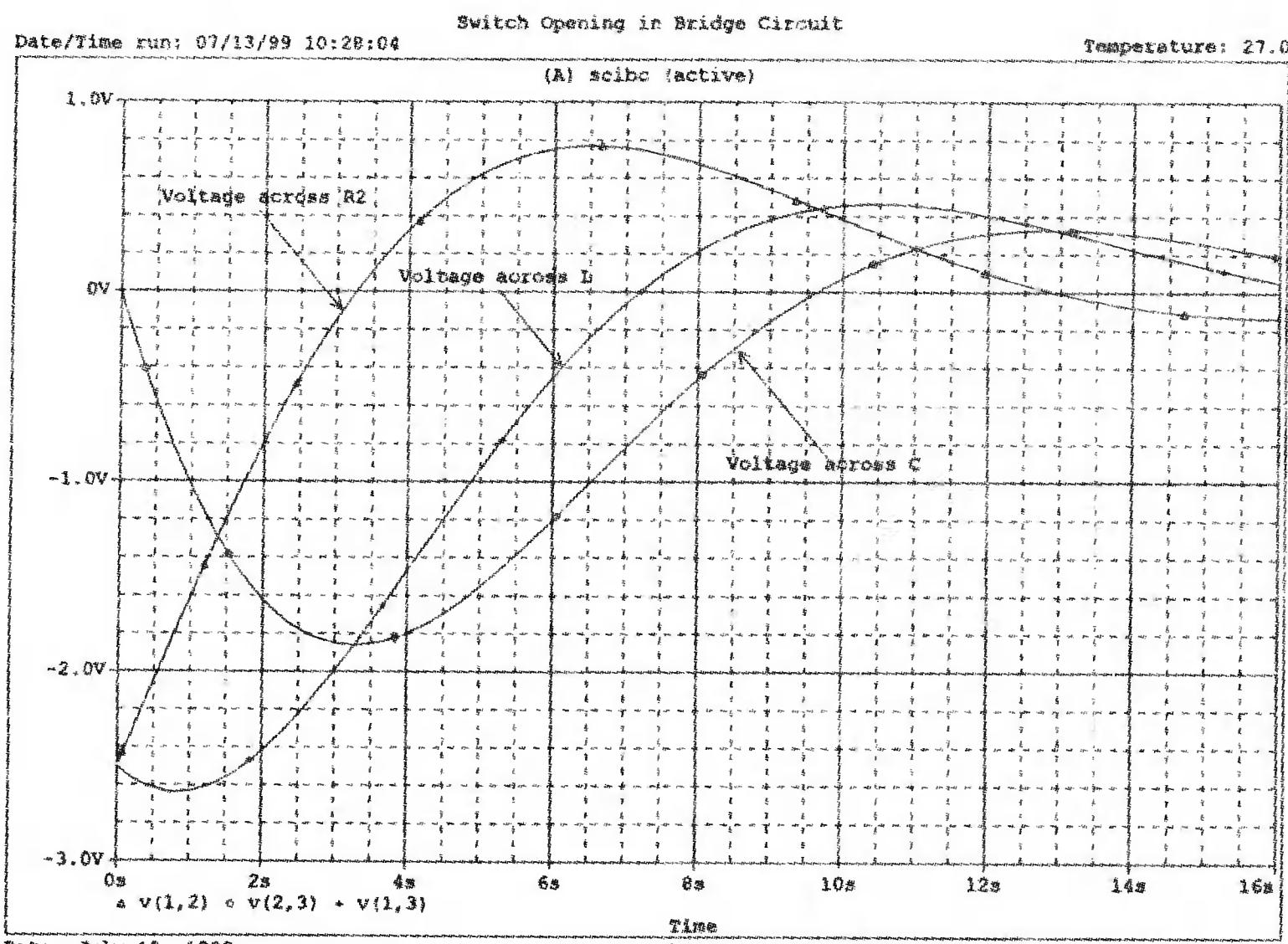
■ Рис. 6.30. Схема замещения для момента размыкания ключа ($t < 0$)

Проведите анализ и проверьте следующее: $i_C(0) = -2,5 \text{ A}$, $i_L(0) = 3 \text{ A}$, $i_{R_3}(0) = 0,5 \text{ A}$, $v_{12}(0) = -2,5 \text{ В}$, $v_{23}(0) = 0$ и $v_{13}(0) = -2,5 \text{ В}$ (здесь $v_{12}(0)$ означает $v(1, 2)$ при $t=0$). Графики токов показаны на рис. 6.31, а графики напряжений — на рис. 6.32.

В качестве упражнения определите i_C при $t = 0$, воспользовавшись вторым законом Кирхгофа для контура, содержащего R_1 , R_2 , R_3 и C .



■ Рис. 6.31. Графики токов в схеме на рис. 6.29

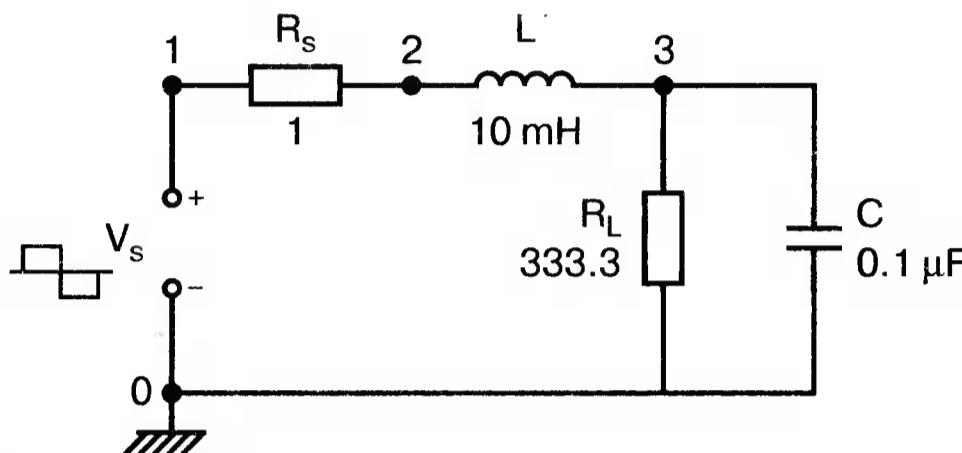


■ Рис. 6.32. Графики напряжений в схеме на рис. 6.29

ЗВЕНИЯЩИЙ КОНТУР



Определим реакцию на прямоугольное входное напряжение цепи, представленной на рис. 6.33. Входное напряжение резко изменяется от 0 до 1 В, затем в момент $t = 2$ мс уменьшается на 2 В, достигая значения –1 В, затем в момент времени $t = 4$ мс снова резко изменяется до 1 В. Задача состоит в том, чтобы определить, насколько точно напряжение на R_L воспроизводит входное прямоугольное напряжение. Входной файл:



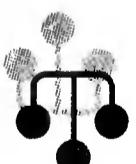
■ Рис. 6.33. Звенищий контур

Ringing Circuit

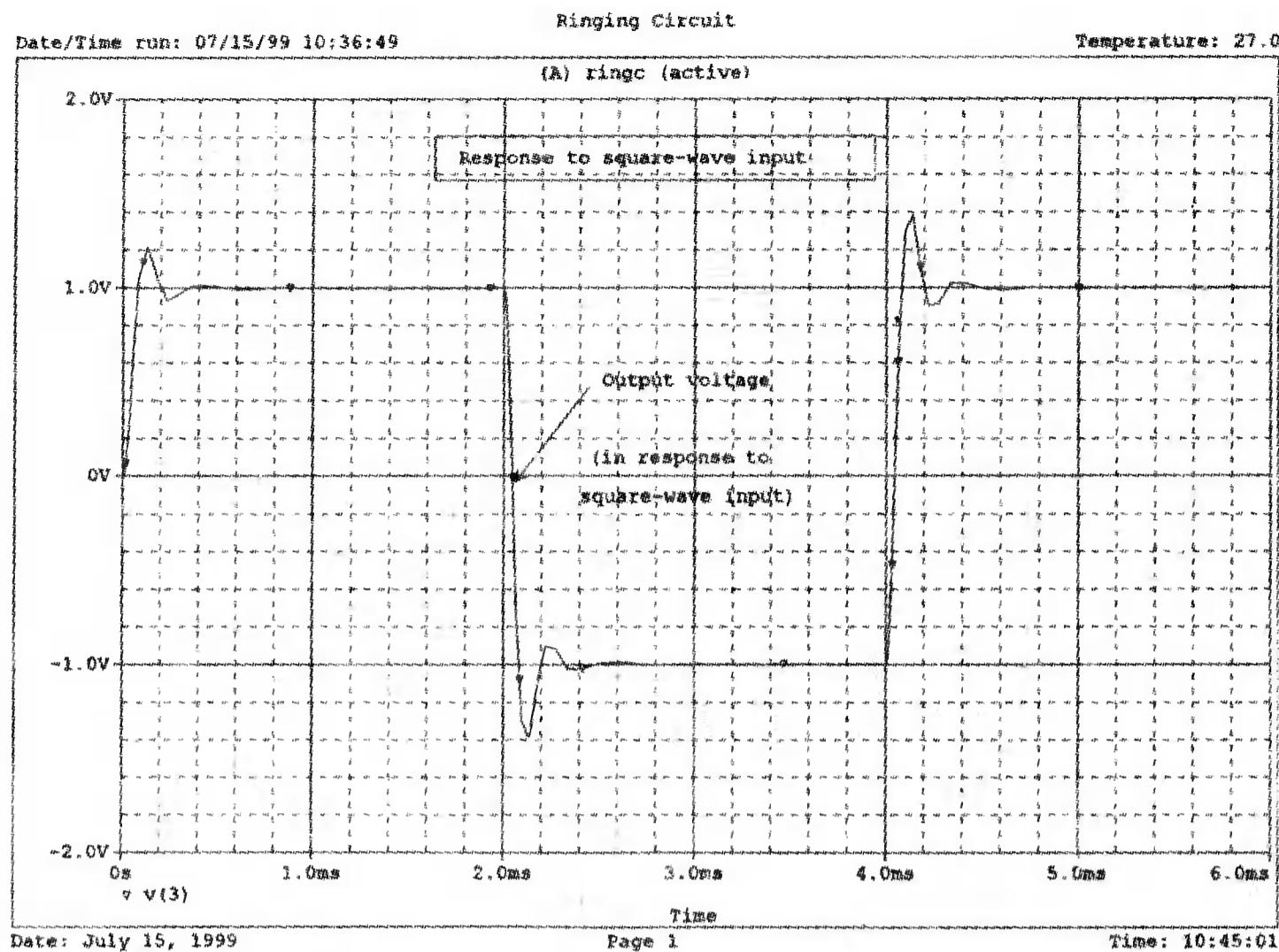
```
Vs 1 0 PWL{0s, 0V 0.01ms, 1V 2ms, 1V 2.01ms, -1V 4ms, -1V
4.01ms, 1V)
Rs 1 2 1
L 2 3 10mH
RL 3 0 333.3
N 3 0 0.1uF
.TRAN 0.05ms 6ms
.PROBE
.END
```

График $V(3)$, полученный в Probe, показан на рис. 6.34. Вы можете получить также график V_s , чтобы увидеть разницу в этих двух графиках. Прежде чем выйти из Probe, удалите графики напряжений и получите графики для каждого из токов. Если вам интересно, получите также $I(C)$. Графики токов должны дать вам лучшее понимание процессов в схеме. Проведите анализ снова, уменьшив на порядок емкость C , и сравните результаты.

ЗАДАЧИ

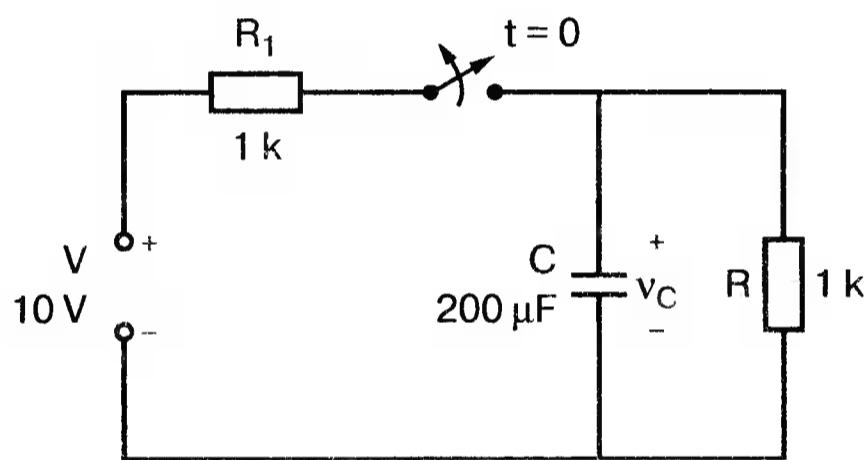


- Параметры элементов схемы, показанной на рис. 6.35: $V = 10$ В, $R_1 = R = 1$ кОм и от $C = 200$ мкФ. Получите график $v_c(t)$ на интервале от момента размыкания ключа до момента достижения напряжением на конденсаторе нулевого значения. Проведите необходимый анализ на PSpice и получите в Probe график v_c .
- Параметры элементов для схемы на рис. 6.36: $V = 10$ В, $R_1 = R = 100$ Ом и $L = 2$ Гн. Получите график $v_L(t)$ на интервале от момента размыкания ключа до момента снижения напряжения на катушке индуктивности до нуля. Проведите анализ на PSpice и получите в Probe график v_L .
- Параметры элементов для схемы с двумя различными накопителями энергии, показанной на рис. 6.37: $V = 20$ В, $R = 100$ Ом, $L = 20$ мГн и $C = 2$ мкФ. Получите временную зависимость тока после размыкания ключа. Поскольку значение R в этой схеме соответствует слабому затуханию, график должен содержать, по крайней мере, один полный период колебаний.

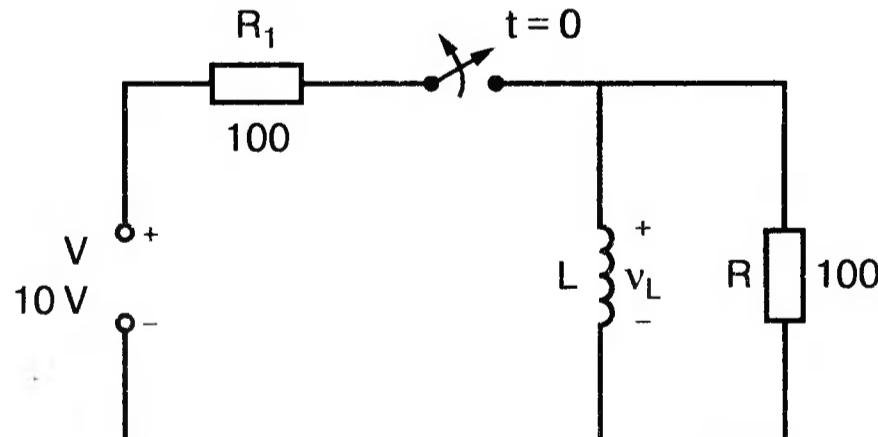


Date: July 15, 1999 Page 1 Time: 10:45:01

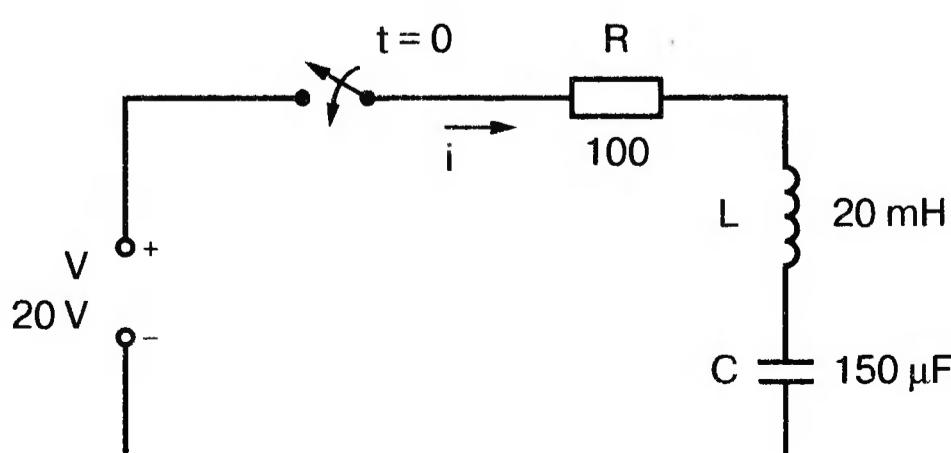
■ Рис. 6.34. Графики выходного напряжения в звенящем контуре



■ Рис. 6.35

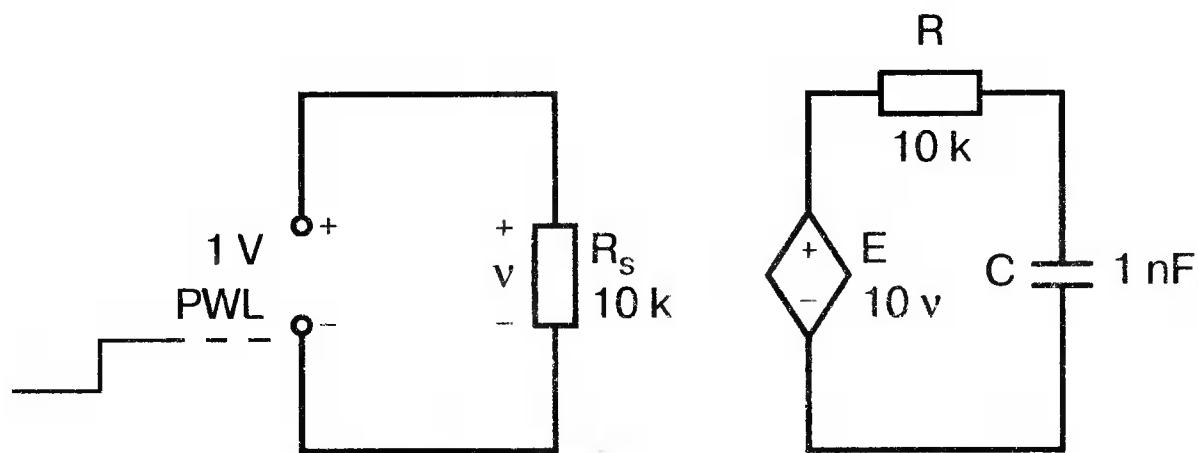


■ Рис. 6.36



■ Рис. 6.37

- 6.4. а) Увеличьте значение R в задаче 6.3, чтобы создать критическое затухание, и получите графики токов и составляющих напряжений. Найдите максимальные положительные и отрицательные значения токов.
 б) Задав значение $R = 250$ Ом, повторите предыдущее задание а). Найдите максимальные положительные и отрицательные значения всех составляющих напряжений.
- 6.5. На высоких частотах необходимо учитывать емкость на выходе усилителя напряжения. На рис. 6.38 выходная емкость составляет $C = 1$ нФ и $R = 10$ кОм. При амплитуде приложенного напряжения в 1 В и $t_p = 100$ мкс выходное напряжение должно быть достаточно близкой копией входного импульса.
- а) Используйте метод, описанный в разделе «Отклик на единичное воздействие в усилителях», чтобы определить характер выходного напряжения. Используйте Probe, чтобы выяснить, является ли выходной импульс напряжения на конденсаторе C достаточно близкой копией входного импульса.
- б) Если вы хотите получить более точную копию входного напряжения, попробуйте изменить значение t_p и выполнить анализ снова. Каковы значения t_H для пунктов а) и б) задания?



■ Рис. 6.38

- 6.6. При обсуждении низкочастотной реакции усилителя в этой главе мы установили, что обычно желательно, чтобы спад напряжения в конце импульса не превышал 10 %. Приближенная формула для определения спада:

$$\frac{\Delta u}{U_{max}} = \frac{\pi f_L}{f} ,$$

где $f_L = 1/(2\pi RC)$, а f — частота прямоугольного напряжения. Используйте методику, описанную в тексте, чтобы при воздействии прямоугольного напряжения с частотой 60 Гц найти следующее:

- а) относительный спад выходного напряжения при $R = 1,59$ Ом и $C = 10$ мкФ;
 б) значение C , которое требуется, чтобы создать относительный спад приблизительно в 10 %?

Проверьте ваши ответы с помощью графика, полученного в Probe.

Ряды Фурье и гармонические составляющие

Одна из сильных сторон PSpice заключается в способности анализировать системы с нелинейными характеристиками, например, исследовать усилитель мощности при подаче на его вход сигнала с высокой амплитудой. При этом усилитель начинает работать на нелинейной части характеристики, что приводит к искажениям в выходном напряжении. В этой главе мы выясним, насколько велики искажения, проанализировав гармонический состав выходного напряжения усилителя.

ОСНОВНАЯ И ВТОРАЯ ГАРМОНИКИ

Начнем с простой схемы, позволяющей рассмотреть основные концепции, которые мы используем в дальнейшем для более сложных схем. На рис. 7.1 показано входное напряжение $V_{Bx,p} = 1$ В, это синусоидальная волна с частотой $f = 1$ кГц и максимальным значением 1 В (действующим значением $V_{Bx} = 1/\sqrt{2}$). Чтобы обеспечить выходное напряжение, которое является нелинейной функцией входного, в качестве усилителя используется источник напряжения E , управляемый напряжением (ИНУН). В этом примере зависимость выходного напряжения от входного отображается функцией



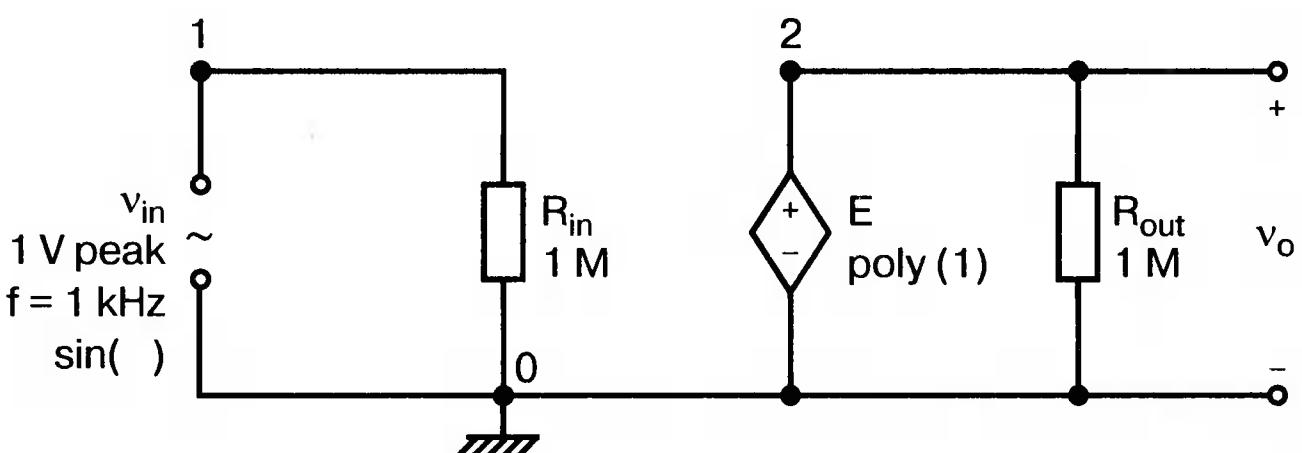
$$f(x) = 1 + x + x^2.$$

Эта функциональная связь отображается в команде E с помощью полиномиальных коэффициентов. Общий вид полинома:

$$f(x) = k_0 + k_1x + k_2x^2.$$

Чтобы перейти к зависимости нашего примера, используем три последних числа команды ввода E . Мы хотим провести гармонический анализ, чтобы увидеть, какие из гармоник присутствуют в выходном напряжении, но сначала попробуем определить, чего же мы должны ожидать.

Прежде чем перейти к разложению временных зависимостей в ряд Фурье, необходимо выполнить анализ для переходных процессов (программу transient analysis в PSpice).



■ Рис. 7.1. Схема с нелинейной связью входного и выходного напряжений

Поэтому необходимо использовать обе команды .TRAN и .FOUR. Обычно выполняется анализ переходных процессов для полного периода основной частоты. В этом примере $f = 1$ кГц; следовательно, $T = 1/f = 1$ мс. Гармонический анализ отражает частотные компоненты вплоть до девятой гармоники. Для большинства целей этого должно быть более чем достаточно. Если показывать более высокие гармоники, они не будут иметь большого значения из-за накопления ошибки округления в результатах.

Чтобы дать более подробное описание входного напряжения V_{in} , используем форму \sin для описания источника. Параметры $\sin(a, b, c, \dots)$ означают: a — постоянная составляющая, b — максимальное значение, c — частота, d — задержка, e — коэффициент затухания и f — фаза.

При включении во входной файл команды .FOUR производится гармонический анализ, дающий разложение в ряд Фурье для результатов анализа переходного процесса. Параметры для этой команды включают частоту основной гармоники и переменные, для которых будет получено разложение. В этом примере такими переменными будут периодические функции входного $V(1)$ и выходного $V(2)$ напряжений. Входной файл:

```

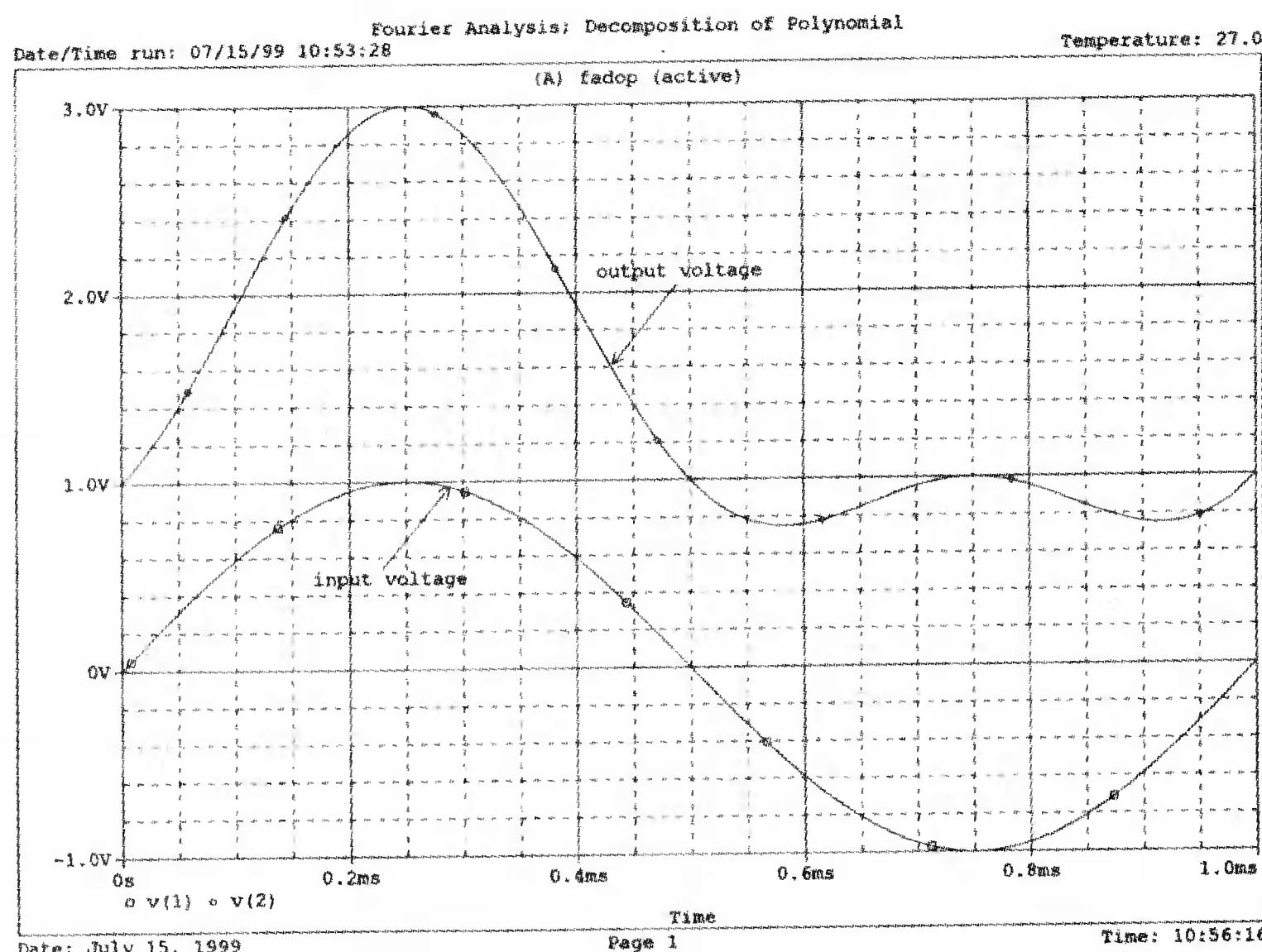
Fourier Analysis; Decomposition of Polynomial
Vin 1 0 sin(0 1 1000); аргументы для смещения, максимума и частоты
Rin 1 0 1MEG
E 2 0 poly(1) 1,0 1 1 1; последние 3 значения для k0, k1, k2
Rout 2 0 1MEG
.TRAN lus 1ms
.FOUR 1000 V(1) V(2)
.PROBE
.END

```

Проведите анализ, затем получите графики $V(1)$ и $(V)2$. Убедитесь, что $V(1)$ — точная копия входного напряжения V_{in} . Выходное напряжение должно показать компоненту постоянного тока и сложную волну с максимумом в 3 В. Из теоретического изучения рядов Фурье можно заключить, что этот график напоминает периодическую волну, состоящую из основной и второй гармоник. Целесообразно распечатать копию этого графика для будущего изучения. На рис. 7.2 показаны эти графики.

Рассмотрим также выходной файл для этой схемы (рис. 7.3), на котором показаны следующие значения для напряжений узлов: $V(1) = 0$ В и $V(2) = 1$ В. Это означает, что хотя входной сигнал не имеет смещения, выходное напряжение имеет смещение $V(2) = 1$ В.

На рис. 7.3 в таблице компонентов ряда Фурье для $V(1)$ не все компоненты имеют реальные значения. Так, значение постоянной составляющей теоретически должно быть равно нулю, но анализ дает очень малое значение $3.5E-10$, не равное в точности нулю из-за накопления ошибки округления.



■ Рис. 7.2. Графики напряжений v_1 и v_2 для схемы на рис. 7.1

Первая гармоника представляет собой основную гармонику при $f = 1$ кГц. Показана амплитуда первой гармоники ряда Фурье и ее фаза $2.4E-7$ (тоже почти ноль). Если считать, что этот компонент выражен формулой

$$b_n \sin(nx),$$

то это означает, что $b_1 = 1$, $n = 1$, где индекс 1 соответствует основной частоте. Другие гармоники могут игнорироваться, так как их амплитуды на много порядков меньше основной гармоники. Именно основная гармоника отражена на графике $V(1)$ в Probe, получена она из данных на рис. 7.3.

Другая таблица компонентов Фурье на рис. 7.3 относится к $V(2)$. При просмотре различных гармоник обратите внимание, что имеется постоянная составляющая в 1,5 В. Почему 1,5 В? Составляющая $k_0 = 1$ В дает только часть этого значения, остальные же 0,5 В связаны со второй гармоникой. Теория показывает, что при гармоническом искажении по второй гармонике в выходном напряжении кроме собственно второй гармоники с амплитудой b_2 появляется и связанная с искажениями по второй гармонике постоянная составляющая со значением $b_0 = b_2$. Амплитуда основной частоты в разложении равна $b_1 = 1$ В, амплитуда второй гармоники $b_2 = 0,5$ В, ее фазовый угол составляет -90° . Более высокие гармоники имеют намного меньшую величину и их можно не учитывать.

В качестве упражнения по гармоническому синтезу вы можете нарисовать отдельные гармоники и сложить их, чтобы предсказать результат, который вы получите в Probe для V(2). Не забудьте учесть постоянную составляющую и соответствующие амплитуды и фазы для основной и второй гармоник. После того как вы нарисуете результирующее колебание, вам, несомненно, будет приятно узнать, что PSpice может сделать эту нудную работу за вас.

Fourier Analysis; Decomposition of Polynomial

```
Vin 1 0 sin(0 1 1000); arguments are offset, peak, and frequency
Rin 1 0 1MEG
E 2 0 poly(1) 1.0 1 1 1; last 3 1s are for k0, k1, k2
Rout 2 0 1MEG
.TRAN 1us 1ms
.FOUR 1000 V(1) V(2)
.PROBE
.END
```

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	0.0000	(2)	1.0000				

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(1)

DC COMPONENT = 2.936647E-08

HARMONIC	FREQUENCY	FOURIER	NORMALIZED	PHASE	NORMALIZED
NO	(HZ)	COMPONENT	COMPONENT	(DEG)	PHASE (DEG)
1	1.000E+03	1.000E+00	1.000E+00	1.115E-06	0.000E+00
2	2.000E+03	1.994E-08	1.994E-08	-9.308E+01	-9.308E+01
3	3.000E+03	7.381E-09	7.381E-09	-9.083E+01	-9.083E+01
4	4.000E+03	4.388E-09	4.388E-09	-8.993E+01	-8.993E+01
5	5.000E+03	3.134E-09	3.134E-09	-9.107E+01	-9.107E+01
6	6.000E+03	1.525E-09	1.525E-09	-6.706E+01	-6.706E+01
7	7.000E+03	1.511E-09	1.511E-09	-1.392E+02	-1.392E+02
8	8.000E+03	1.237E-09	1.237E-09	-3.990E+01	-3.990E+01
9	9.000E+03	7.642E-10	7.642E-10	3.320E+01	3.320E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.208405E-06 PERCENT

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(2)

DC COMPONENT = 1.500000E+00

HARMONIC	FREQUENCY	FOURIER	NORMALIZED	PHASE	NORMALIZED
NO	(HZ)	COMPONENT	COMPONENT	(DEG)	PHASE (DEG)
1	1.000E+03	1.000E+00	1.000E+00	-2.888E-07	0.000E+00
2	2.000E+03	5.000E-01	5.000E-01	-9.000E+01	-9.000E+01
3	3.000E+03	7.971E-08	7.971E-08	-1.546E+02	-1.546E+02
4	4.000E+03	5.126E-08	5.126E-08	-1.439E+02	-1.439E+02
5	5.000E+03	3.918E-08	3.918E-08	-1.420E+02	-1.420E+02
6	6.000E+03	3.327E-08	3.327E-08	-1.299E+02	-1.299E+02
7	7.000E+03	3.606E-08	3.606E-08	-1.268E+02	-1.268E+02
8	8.000E+03	2.859E-08	2.859E-08	-1.316E+02	-1.316E+02
9	9.000E+03	2.584E-08	2.584E-08	-1.189E+02	-1.189E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.999939E+01 PERCENT

■ Рис. 7.3. Выходной файл с результатами анализа схемы на рис. 7.1

СЛОЖЕНИЕ ГАРМОНИК И РАЗЛОЖЕНИЕ НА ГАРМОНИЧЕСКИЕ СОСТАВЛЯЮЩИЕ



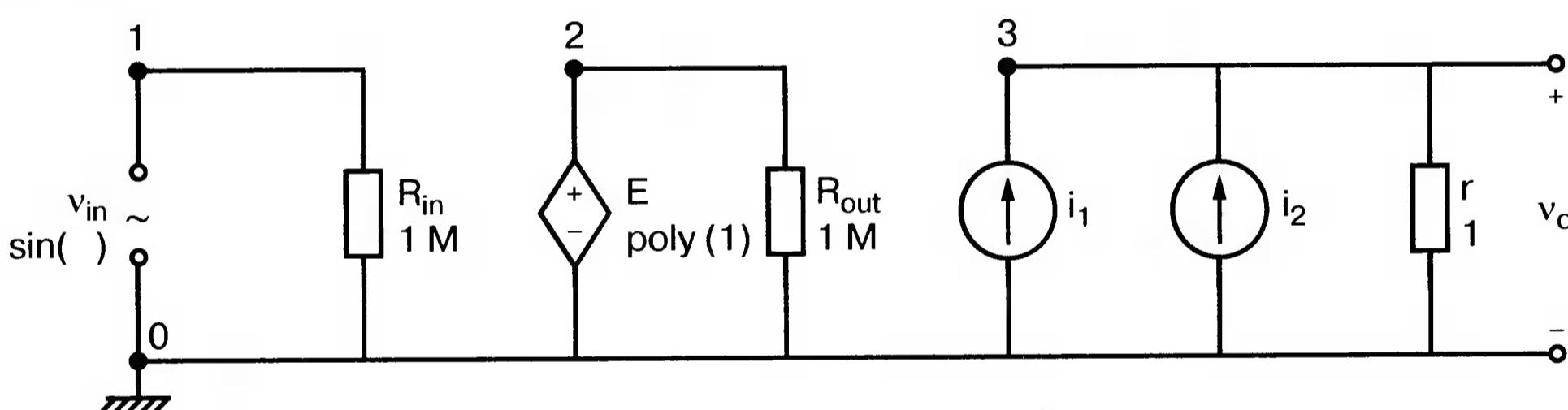
Создадим новый входной файл, соответствующий рис. 7.4, на котором к схеме рис. 7.1 добавлены еще два независимых источника тока.

Мы использовали два источника только для того, чтобы вы могли получить основную и вторую гармоники на одном графике с выходным напряжением. Дополнительные источники питают подключенный параллельно 1-омный резистор. Такое изменение первоначальной схемы совсем не обязательно, просто оно оказалось удобным при данном наборе параметров. Новый входной файл представляет собой расширение предыдущего файла и выглядит следующим образом:

```

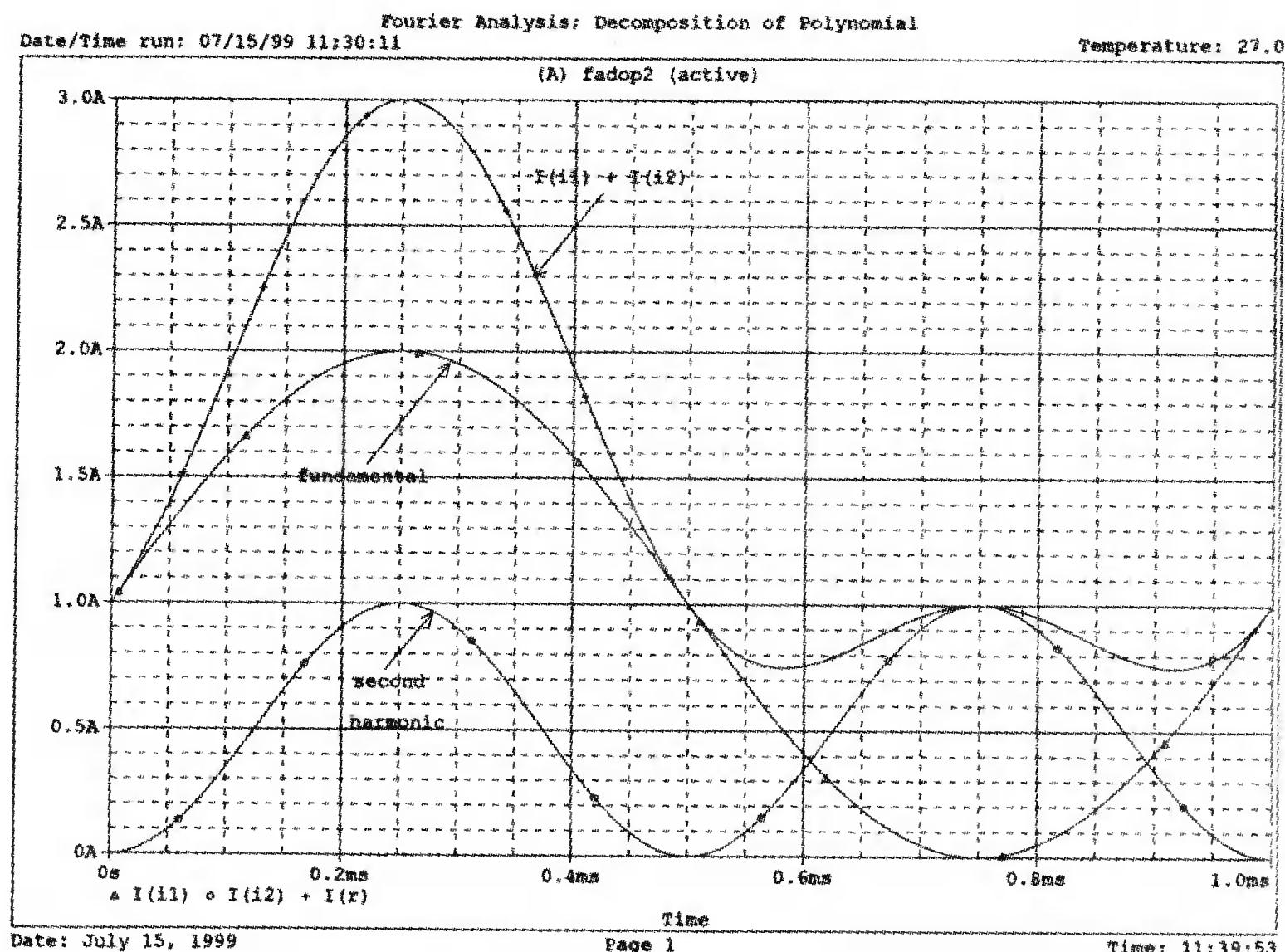
Fourier Analysis; Decomposition of Polynomial
Vin 1 0 sin(0 1 1000]; аргументы - смещение, амплитуда и
частота
Rin 1 0 1MEG
E 2 0 poly(1) 1,0 1 1 1; последние 3 записи for k0, k1,
k2
Rout 2 0 1MEG
11 0 3 sinf1 1 1000)
12 0 3 sin(0.5 0.5 2000 0 0 -90)
r 3 0 1
.TRAN 1us 1ms
.FOUR 1000 V(1) V(2) V(3)
.PROBE
.END

```



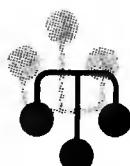
■ Рис. 7.4. Схема для анализа сложения гармоник и разложения в ряд Фурье

Перед выполнением анализа подробно рассмотрим описания для i_1 и i_2 . Для гармонического синтеза используются результаты разложения в ряд Фурье из предыдущей задачи. Убедитесь, что вы понимаете смысл всех параметров; затем выполните анализ в Probe, получив графики $I(i_1)$, $I(i_2)$ и $I(r)$. Хотя они и представляют собой токи, но численно они равны напряжениям, так как проходят через сопротивление в 1 Ом. На рис. 7.5 представлены результаты. Теперь можно установить, что первый график представляет собой основную гармонику, второй — вторую гармонику, а третий — результат сложения их в резисторе r . Конечно, можно получить график $V(3)$ вместо $I(r)$. При этом ось Y будет размечена в единицах напряжения, а не тока. Убедитесь, что сумма двух первых кривых дает третью кривую в различные моменты времени. Чтобы сделать график более компактным, мы использовали смещение в 1 В для основной гармоники и в 0,5 В — для второй гармоники. Фактически основная гармоника имеет нулевое смещение.



■ Рис. 7.5. Основная и вторая гармоники и результат их сложения

ИСКАЖЕНИЕ ПО ВТОРОЙ ГАРМОНИКЕ В УСИЛИТЕЛЯХ



Когда рабочая область усилителя выходит за пределы линейной части характеристики, это приводит к некоторым искажениям. Первое приближение к реальной выходной кривой достигается включением в модель второй гармоники, показывающей, что переходная функция, связывающая i_c и i_b (ток коллектора и базы), является некоторой параболой. Обычно искажение намного меньше, чем принятое в нашем первом, вводном, примере, который был показан на рис. 7.1. Более точный полином задается формулой

$$f(x) = 0,1 + x + 0,2x^2.$$

Достаточно просто преобразовать первоначальный входной файл, чтобы он отражал эту ситуацию. Команда ввода для зависимого источника E примет вид:

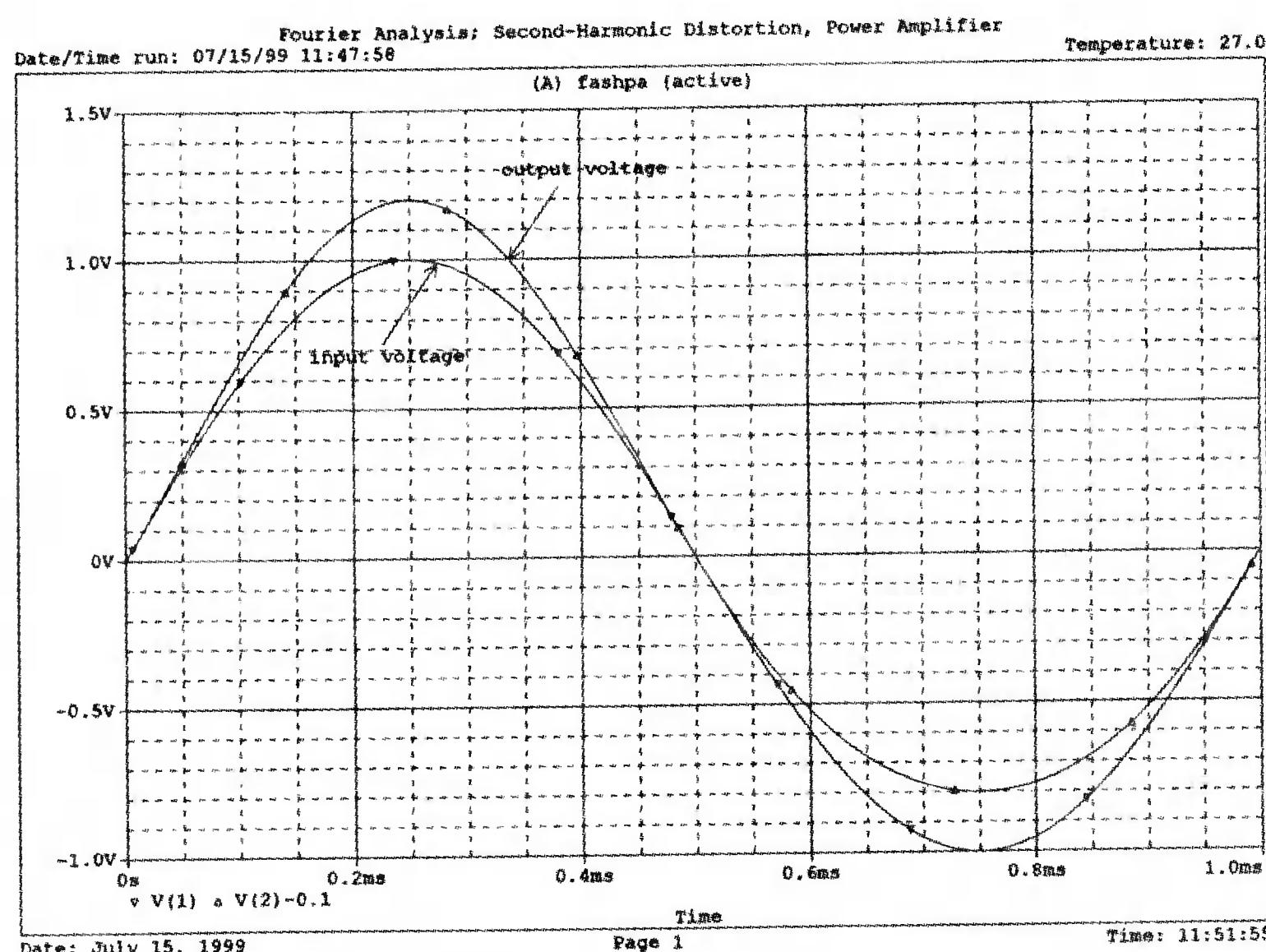
$E\ 2\ 0\ \text{poly}(1)\ 1,0\ 0.1\ 1\ 0.2;$
последние три величины для k_0, k_1, k_2

а весь входной файл будет:

```
Fourier Analysis; Second-Harmonic Distortion, Power
Amplifier
Vin 1 0 sin(0 1 1000)
Rin 1 0 1MEG
E 2 0 poly(1) 1,0 0.1 1 0.2
Rout 2 0 1MEG
.TRAN lus 1ms
.FOUR 1000 v(1) v(2]
.PROBE
.END
```

Проведите анализ и получите в Probe графики $V(1)$ и $V(2)$. Вы увидите, что обе волны выглядят, как настоящие синусоиды. Для более точного сравнения удалите график $V(2)$ и получите вместо него график $V(2) - 0,1$. Это позволит сблизить обе кривые. При сравнении волн не забудьте, что $V(1)$ представляет собой просто синусоидальный сигнал, а $V(2)$ — комбинацию основной и второй гармоник. В этом примере вторая гармоника значительно меньше по амплитуде, чем в предыдущем. Вы можете распечатать результаты исследования, приведенные на рис. 7.6.

Выходное напряжение $V(1)$ точно такое же, как и в предыдущем примере, но $V(2)$, конечно, отличается. Обратите внимание, что постоянная составляющая выходного напряжения равна 0,2 В, а вторая гармоника при $f = 2$ кГц имеет амплитуду 0,1 В и фазовый угол -90° . Другие гармоники намного меньше и ими можно пренебречь. В заключение определите общее гармоническое искажение, которое очень близко к 10 %, как и ожидалось. Искажение по второй гармонике определено как b_1/b_2 , где b_1 и b_2 — коэффициенты при второй и основной гармониках соответственно. Эти данные приведены на рис. 7.7.

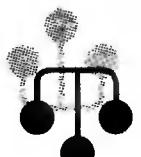


■ Рис. 7.6. Основная и вторая гармоники и результат их сложения

ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Используем простую схему (рис. 7.8), чтобы показать, как две синусоидальные волны объединяются в нелинейном устройстве, использующем довольно близкие друг к другу частоты, а именно $f_1 = 1$ кГц и $f_2 = 1,5$ кГц. Нелинейное смешивание происходит в зависимом источнике е-типа VCVS (ИНУН). Полином, описывающий связь, содержит больше членов, чем в предыдущем примере:

$$f(x) = 1 + x + x^2 + x^3.$$



Fourier Analysis; Second-Harmonic Distortion, Power Amplifier

```

Vin 1 0 sin(0 1 1000)
Rin 1 0 1MEG
E 2 0 poly(1) 1,0 0.1 1 0.2
Rout 2 0 1MEG
.TRAN 1us 1ms
.FOUR 1000 V(1) V(2)
.PROBE
.END

```

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	0.0000	(2)	.1000				

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(1)

DC COMPONENT = 2.936647E-08

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+03	1.000E+00	1.000E+00	1.115E-06	0.000E+00
2	2.000E+03	1.994E-08	1.994E-08	-9.308E+01	-9.308E+01
3	3.000E+03	7.381E-09	7.381E-09	-9.083E+01	-9.083E+01
4	4.000E+03	4.388E-09	4.388E-09	-8.993E+01	-8.993E+01
5	5.000E+03	3.134E-09	3.134E-09	-9.107E+01	-9.107E+01
6	6.000E+03	1.525E-09	1.525E-09	-6.706E+01	-6.706E+01
7	7.000E+03	1.511E-09	1.511E-09	-1.392E+02	-1.392E+02
8	8.000E+03	1.237E-09	1.237E-09	-3.990E+01	-3.990E+01
9	9.000E+03	7.642E-10	7.642E-10	3.320E+01	3.320E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.208405E-06 PERCENT

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(2)

DC COMPONENT = 2.000000E-01

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+03	1.000E+00	1.000E+00	7.683E-07	0.000E+00
2	2.000E+03	1.000E-01	1.000E-01	-9.000E+01	-9.000E+01
3	3.000E+03	1.756E-08	1.756E-08	-1.336E+02	-1.336E+02
4	4.000E+03	1.430E-08	1.430E-08	-1.348E+02	-1.348E+02
5	5.000E+03	9.547E-09	9.547E-09	-1.365E+02	-1.365E+02
6	6.000E+03	8.100E-09	8.100E-09	-1.232E+02	-1.232E+02
7	7.000E+03	6.463E-09	6.463E-09	-1.342E+02	-1.342E+02
8	8.000E+03	5.743E-09	5.743E-09	-9.544E+01	-9.544E+01
9	9.000E+03	6.931E-09	6.931E-09	-1.092E+02	-1.092E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 9.999880E+00 PERCENT

■ Рис. 7.7. Результаты анализа искажений по второй гармонике в усилителях

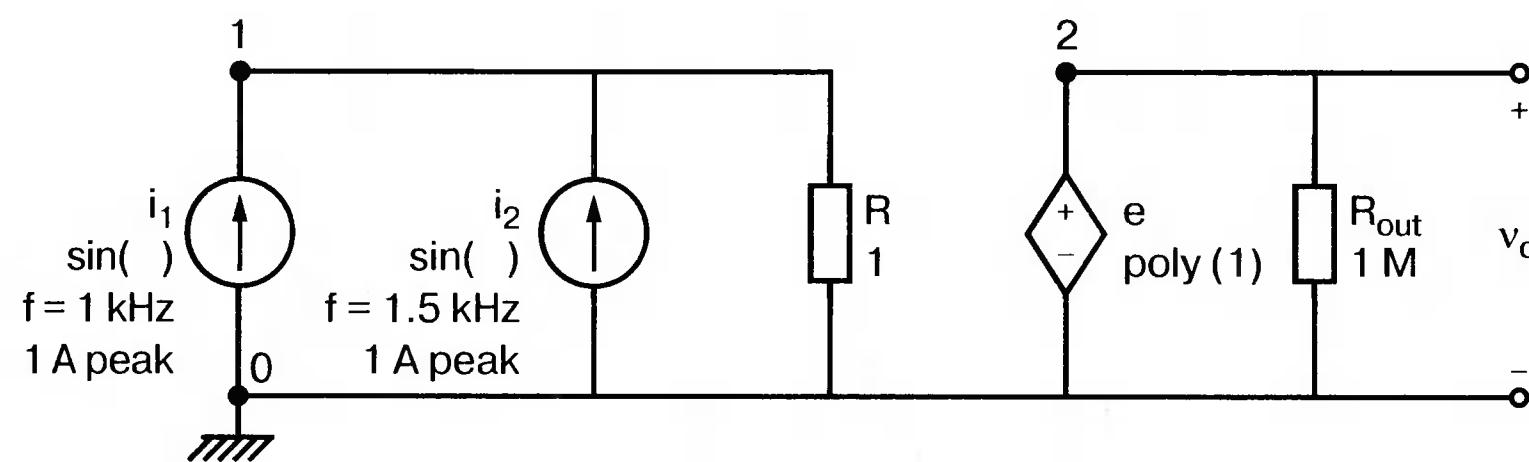
Токи, суммируясь, создают в $R = 1 \Omega$ напряжение $V(1)$, численно равное току в R . Таким образом, входное напряжение $V(1)$ можно воспринимать как напряжение в нелинейном смесителе. Поскольку синусоидальные волны имеют различные частоты, их сумма представляет собой сложное периодическое колебание с частотой, отличной от частоты исходных составляющих (частотой биений). Входной файл:

```

Intermodulation Distortion
11 0 1 sin(0 1 1000)
12 0 1 sin(0 1 1500)
r 1 0 1
e20 poly(1) 1,0 1 1 1 1
rout 2 0 1MEG

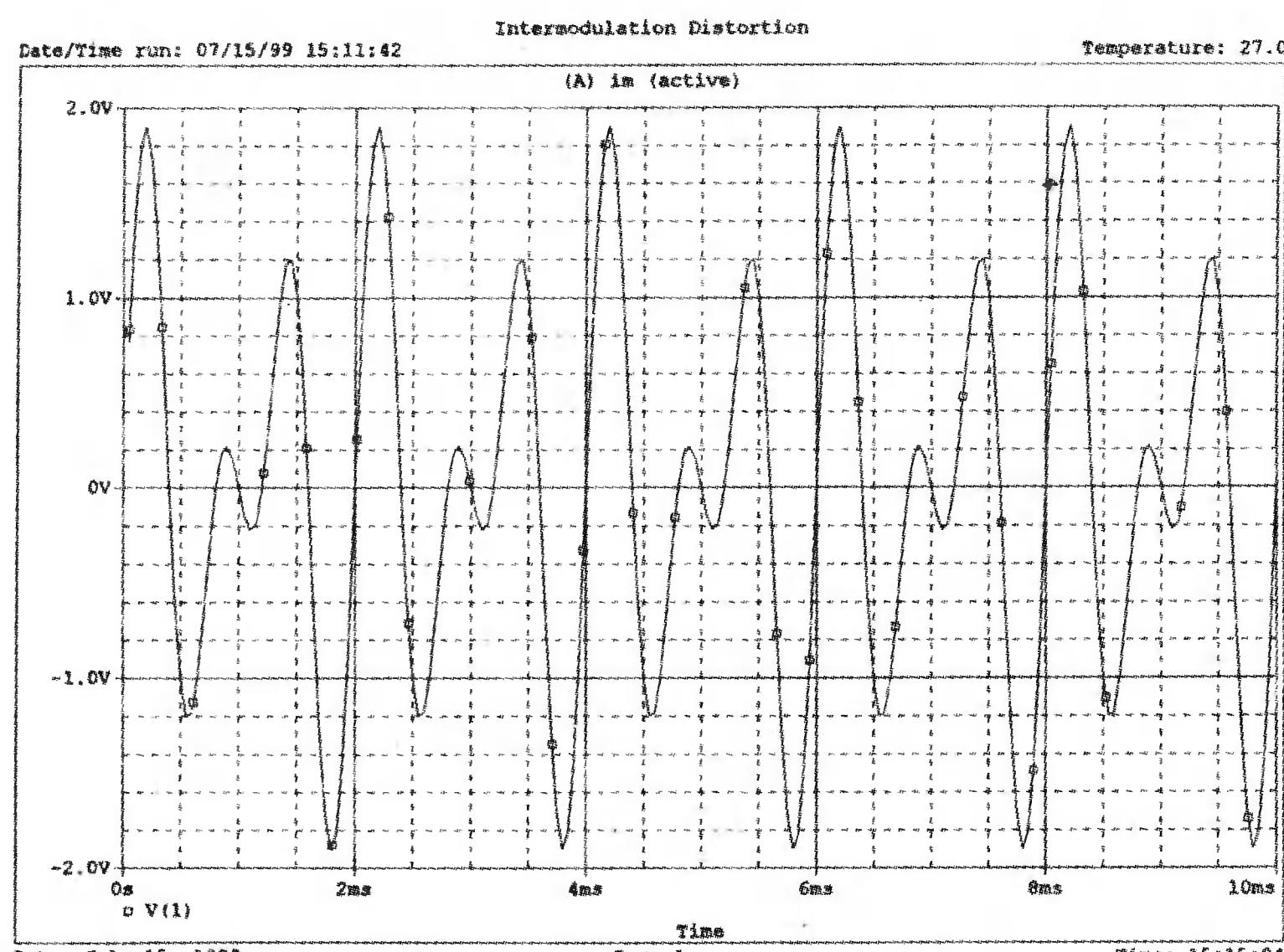
```

```
.tran 50us 50ms 50us
.probe
.end
```

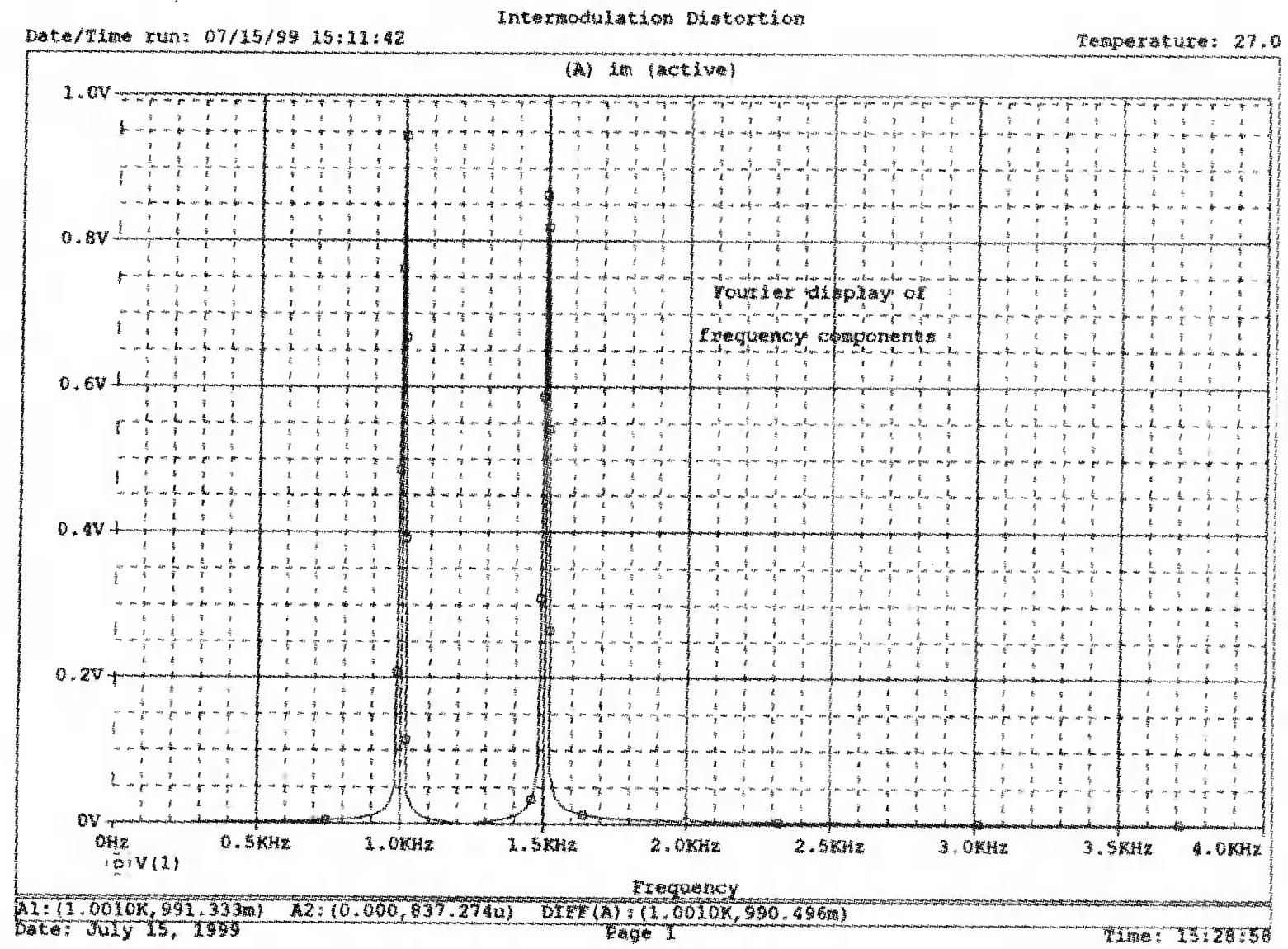


■ Рис. 7.8. Схема для демонстрации интермодуляционных искажений

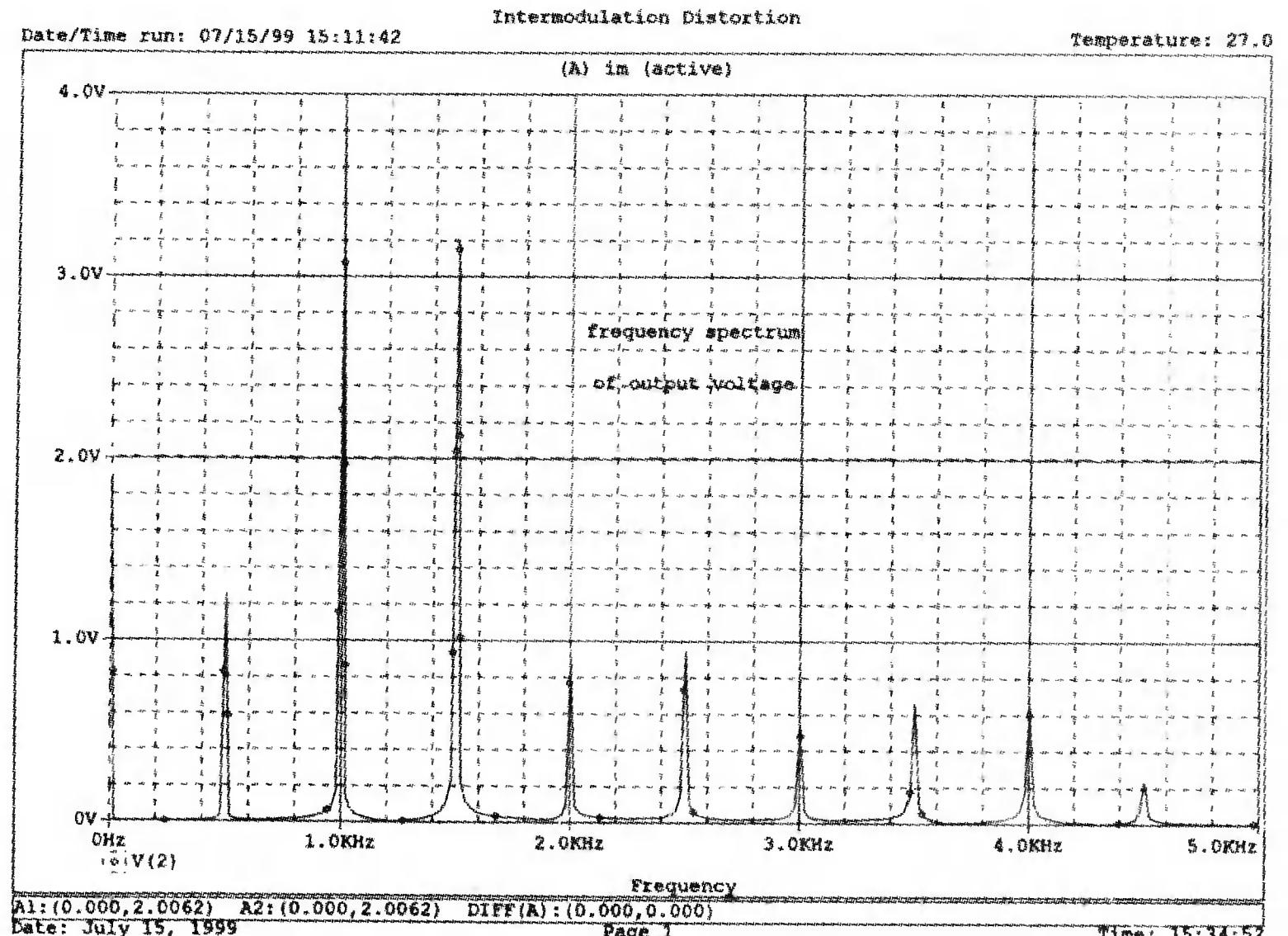
Проведите моделирование и получите в Probe V(1). Выберите Plot, X-Axis Settings..., User Defined, и установите диапазон от 0 до 10 мс, чтобы достичь установившегося входного напряжения. Этот график показан на рис. 7.9. Чтобы подтвердить, что он является фактически суммой гармонических составляющих с частотами 1 и 1,5 кГц, выберем Trace, Fourier, переходя из временной в частотную область. Изменим теперь границы по оси X , установив частотный диапазон от 4 до 12 кГц. Убедитесь, что параметры осей соответствуют нужным частотам и ожидаемым амплитудам. Фактически при $f = 1 \text{ кГц}$ напряжение равно 0,991 В, а при $f = 1,5 \text{ кГц}$ оно составляет 0,979 В. Не забывайте, что при этом синтезе присутствует некоторая ошибка накопления. На рис. 7.10 показана соответствующая амплитудно-частотная характеристика.



■ Рис. 7.9. Выходное напряжение при интермодуляционных искажениях



■ Рис. 7.10. Спектральный состав входного напряжения



■ Рис. 7.11. Спектральный состав выходного напряжения

Выберите затем Trace, End Fourier, чтобы возвратиться во временную область, удалите график $V(1)$ и получите график напряжения на выходе смесителя $V(2)$. Напомним, что смеситель представляет собой ИНУН с полиномиальной связью, заданной функцией $f(x)$. Временная зависимость представляет собой график, подобный графику $V(1)$, но при более внимательном

рассмотрении можно обнаружить, что формы напряжений значительно отличаются. Кое-какие подсказки можно получить из гармонического состава этого сложного колебания, так что необходимо будет опять перейти в частотную область, выбрав диапазон по оси X от 0 до 5 кГц. Мы рекомендуем распечатать частотный спектр для дальнейшего изучения. Теоретический анализ компонентов частотной модуляции позволяет предсказывать и проверять результаты анализа на PSpice. Обратите внимание, что имеется постоянная составляющая в 2 В наряду со значительными составляющими в интервале от 0,5 до 4,5 кГц (смотри рис. 7.11 для частотного спектра).

СЛОЖЕНИЕ ГАРМОНИК

Простейшим для теоретического анализа является случай гармонического воздействия на цепь, состоящую из линейных компонентов, таких как резисторы, конденсаторы и катушки индуктивности, и, как вы знаете, при этом реакция представляет собой гармоническое колебание с той же частотой входного сигнала. Различные падения напряжения в схеме также представляют собой гармонические колебания с той же частотой, отличающиеся только по амплитуде и фазе. Используем простую схему, чтобы проиллюстрировать некоторые из этих свойств. На рис. 7.12 показаны три источника напряжения,итающие схему, содержащую резисторы $R = 1 \Omega$ и $R_1 = R_2 = 0,001 \Omega$. Последние два резистора требуются, чтобы сделать источники напряжения неидеальными. Используя эту схему, мы можем показать сложение синусоидальных волн в Probe. Входной файл:



Addition of Sine Waves of the Same Frequency

```
v1 1 0 sin(0 1 1kHz)
```

*Порядок следования параметров в сложном выражении для гармонических

*составляющих: смещение, амплитуда, частота, задержка, затухание, фаза

```
v2 2 0 sin(0 1 1kHz 0 0 45); фаза=45 градусов
```

```
v3 3 0 sin(0 1 1kHz 0 0 90); фаза=90 градусов
```

```
r1 1 2 0.001
```

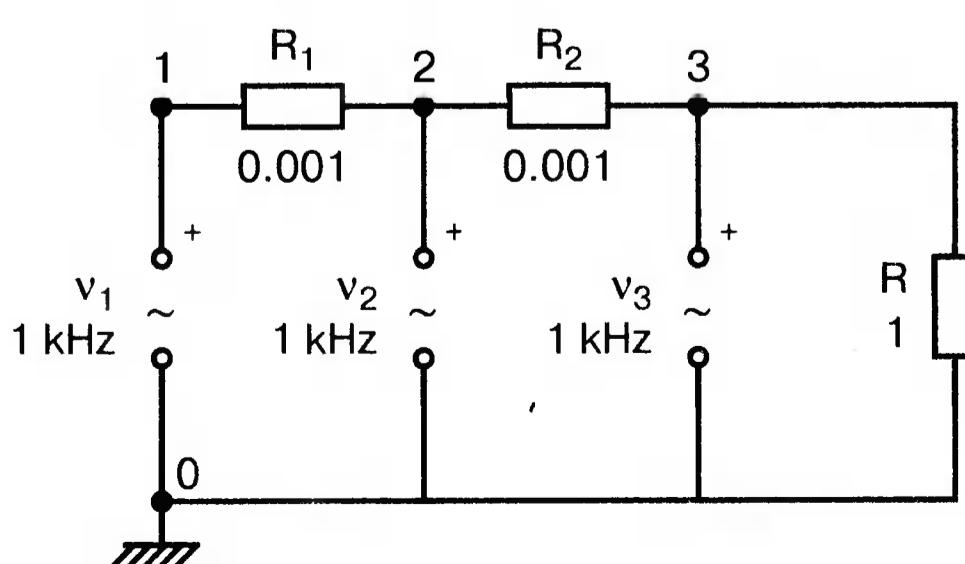
```
r2 2 3 0.001
```

```
R 3 0 1
```

```
.tran 2us 2ms
```

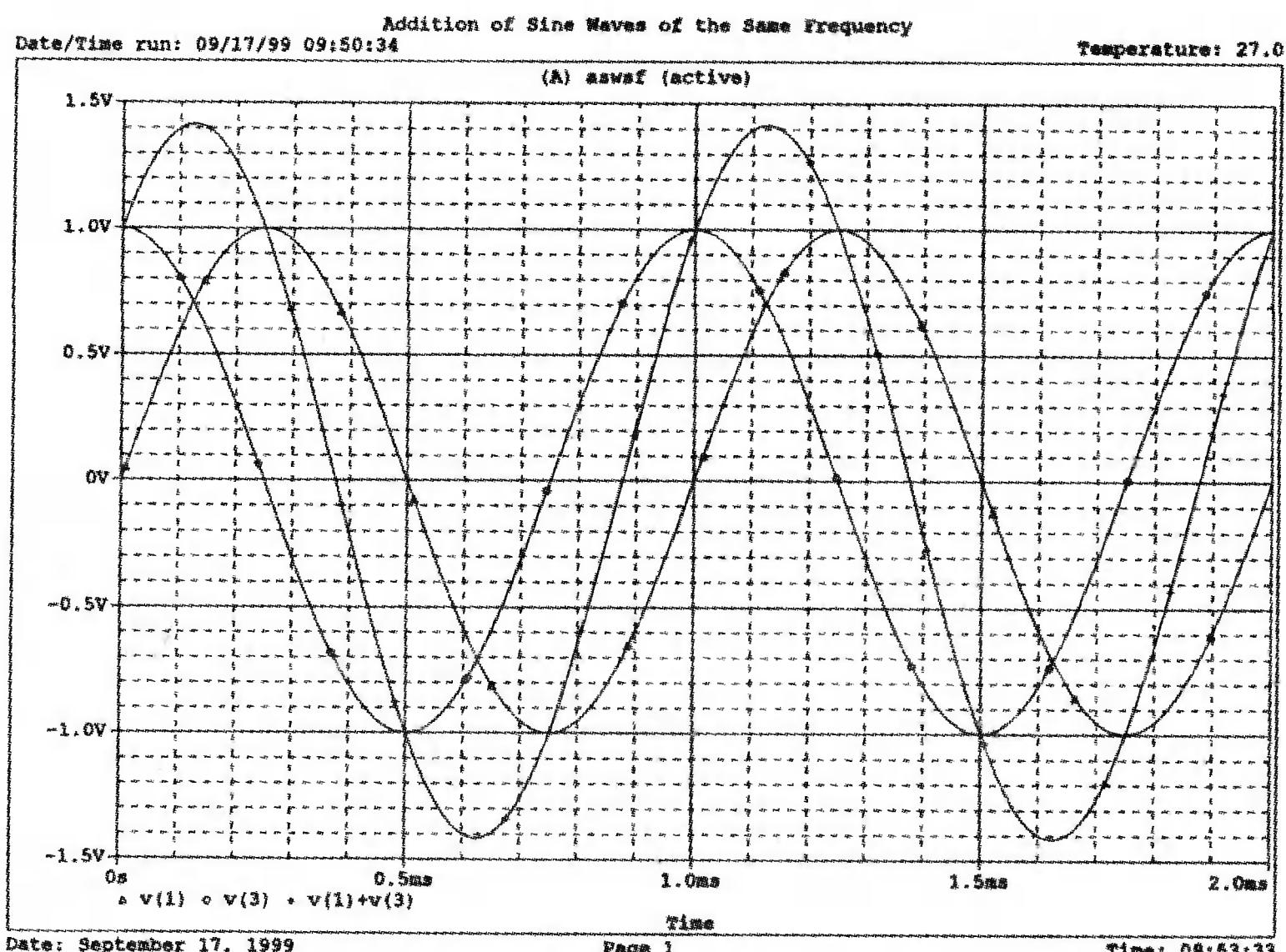
```
.probe
```

```
.end
```



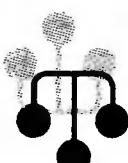
■ Рис. 7.12. Схема для сложения гармонических сигналов одной частоты

Выполните моделирование и в Probe получите графики $v(1)$, $v(2)$, и $v = v(1) + v(2)$. Возникающие в результате графики показывают напряжение v_2 с максимумом, отстающим приблизительно на 45° от максимума v_1 , и суммарное напряжение $v_1 + v_2$ с максимумом, расположенным между их максимальными значениями. Убедитесь, что максимум $v_1 = 1$ В достигается в момент 251 мкс (90°), максимум $v_2 = 1$ В — в момент 131 мкс ($47,16^\circ$) и максимум $v_1 + v_2 = 1,8381$ В — в момент 171 мкс ($61,56^\circ$). Удалите эти графики и получите временные зависимости для других комбинаций напряжений, например, для $v(1)$, $(v)3$ и $v(1) + v(3)$. Основываясь на вашем умении складывать векторы напряжений, попытайтесь предсказать значение амплитуды для суммы напряжений до того, как получите графики в Probe, показанные на рис. 7.13.



■ Рис. 7.13. Результат сложения гармонических сигналов одной частоты

СЛОЖЕНИЕ ОСНОВНОЙ И ВТОРОЙ ГАРМОНИК

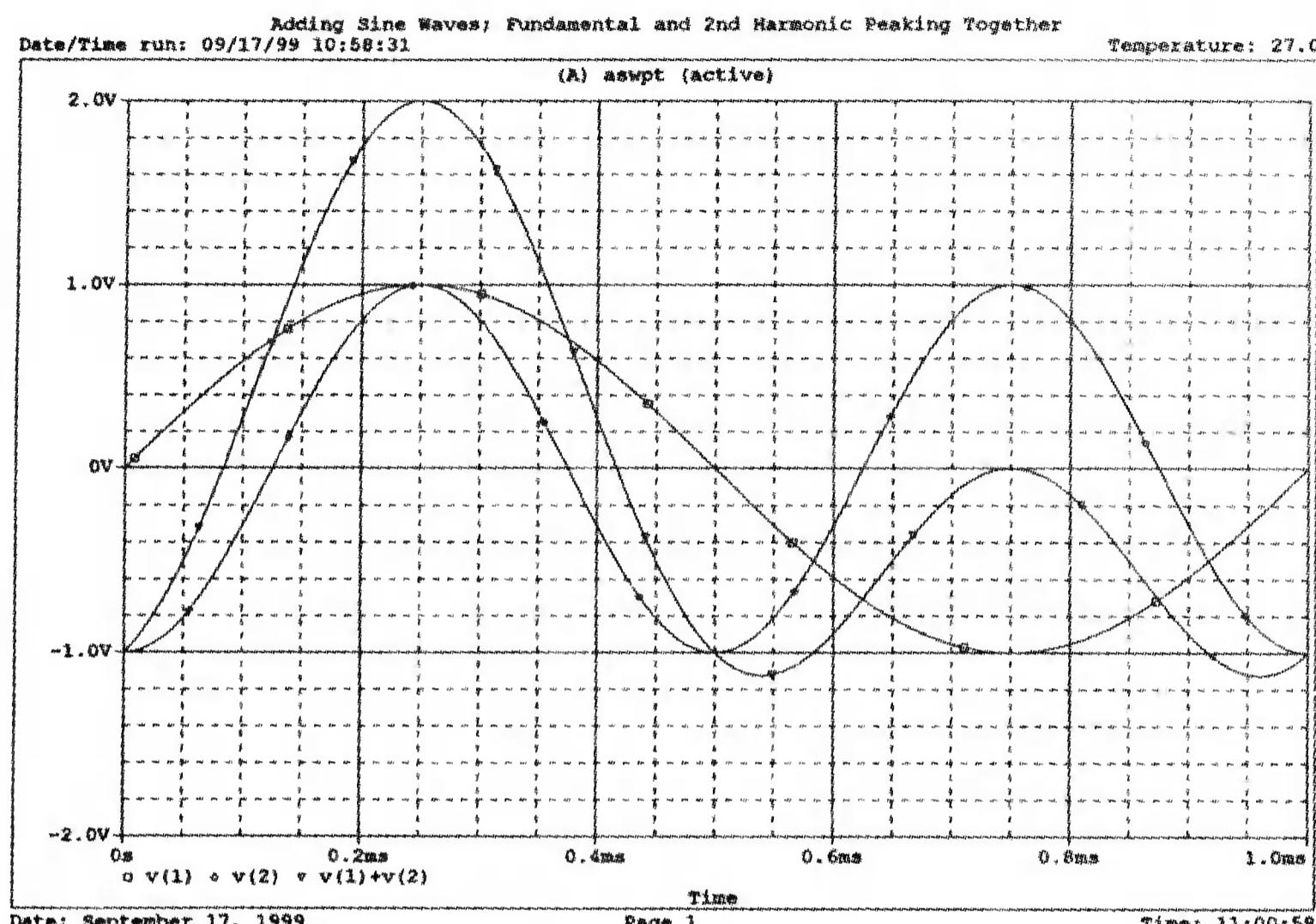


Во входном файле, соответствующем схеме на рис. 7.12, можно легко варьировать параметры и состав источников питания. Удалим v_3 и удвоим частоту напряжения v_2 , чтобы она стала частотой второй гармоники для v_1 . Конечно, результирующее колебание сразу станет несинусоидальным. Фактически форма его будет зависеть от соотношения фазовых углов v_1 и v_2 . Пусть в рассматриваемом примере обе гармоники достигают максимума одновременно. Входной файл для такого случая:

```
Adding Sine Waves; Fundamental and 2nd Harmonic Peaking
Together
v1 1 0 sin(0 1 1kHz)
v2 2 0 sin(0 1 2kHz 0 0 -90)
R1 1 2 0.001
R 2 0 1
.tran 1us 1ms
```

```
.probe
.end
```

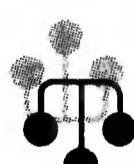
Проведите моделирование и получите в Probe графики $v(1)$, $v(2)$, и $v = v(1) + v(2)$. Поскольку v_1 и v_2 достигают максимума одновременно, максимум результирующего колебания равен 2 В, но когда основная гармоника достигает отрицательного максимума, вторая гармоника возвращается к положительному максимуму, и их сумма обращается в нуль. Ясно, что суммарное колебание ($v_1 + v_2$) несинусоидально. Эти графики приведены на рис. 7.14.



■ Рис. 7.14. Результат сложения первой и второй гармоник

АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

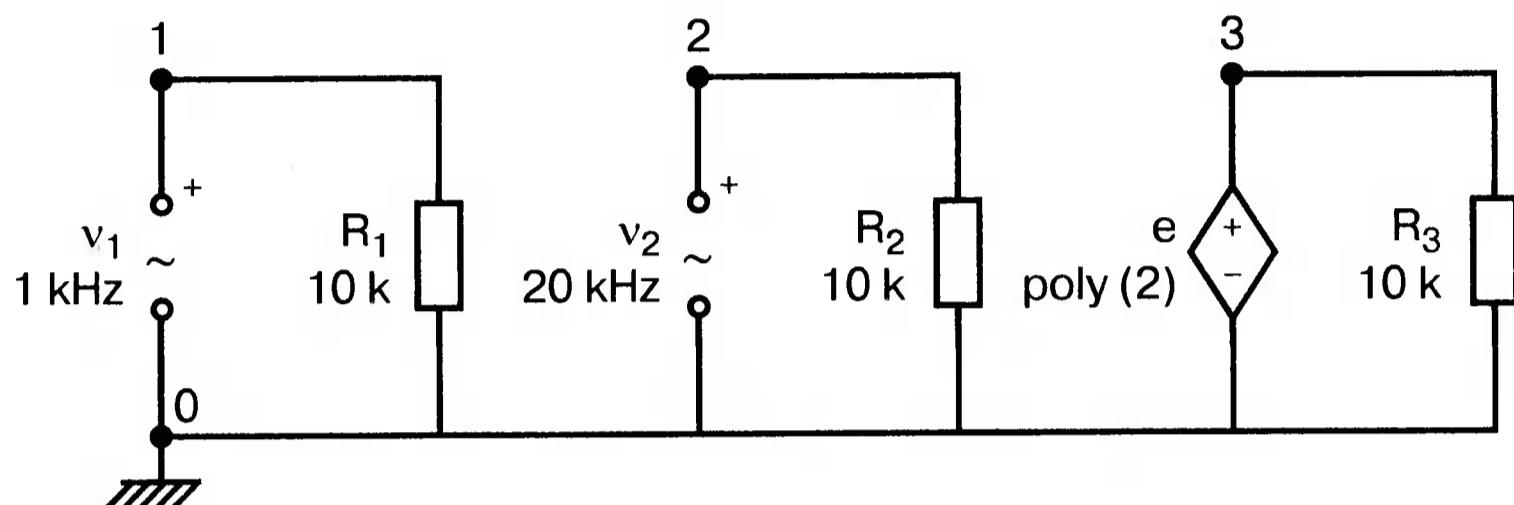
Интересный график колебания, модулируемого по амплитуде, может быть получен в PSpice при использовании функции перемножения гармонических колебаний с существенно различными частотами. На рис. 7.15 показана схема, моделирующая такое устройство. Первым гармоническим источником является v_1 с частотой 1 кГц. Второй источник v_2 имеет частоту 20 кГц. Перемножение осуществляется в зависимом источнике e , представляющем собой ИНУН (VCVS). Резисторы необходимы, чтобы избежать появления плавающих потенциалов. Входной файл:



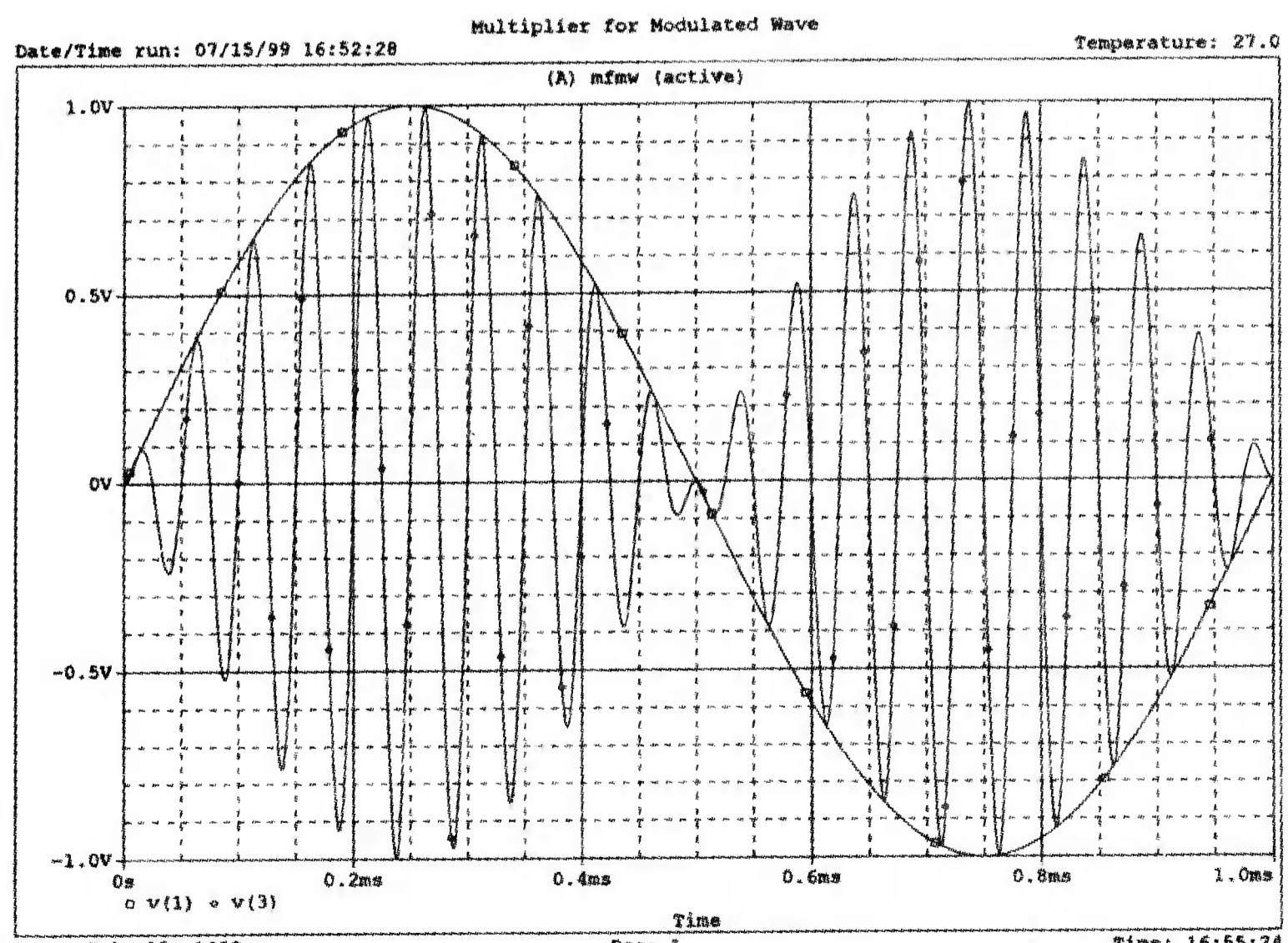
```
Multiplier for Modulated Wave
v1 1 0 sin{0 1 1000)
R1 1 0 10k
v2 2 0 sin(0 1 20000)
R2 2 0 10k
e 3 0 poly (2) 1,0 2,0 0 0 0 0 1
R3 2 0 10k
.tran lus 1ms
.four 1000 v(1) v(2) v(3)
.probe
.end
```

Пять последних записей в команде ввода полиномиального источника: 0 0 0 0 1. Вспомним, что это — значения коэффициентов в членах k_0 , k_1v_1 , k_2v_2 , k_3v_{12} и $k_4v_1v_2$. Все значения равны 0 за исключением k_4 , который равен 1.

Проведите моделирование и получите в Probe графики $v(1)$ и $v(3)$. На общем графике намеренно не построена гармоническая составляющая с частотой 20 кГц, чтобы не усложнять понимание процессов. Результирующее колебание $v(3)$ имеет классический вид амплитудно-модулированного колебания. В этом примере обе входные гармоники v_1 и v_2 имеют амплитуду 1 В. Графики приведены на рис. 7.16.



■ Рис. 7.15. Умножитель для модуляции синусоидального колебания



■ Рис. 7.16. Результат исследования амплитудно-модулированных сигналов

Не выходя из Probe, добавьте график другого входного напряжения $v(2)$ так, чтобы отобразить все напряжения: $v(1)$, $v(2)$ и $v(3)$. Теперь этот график содержит, наряду с двумя другими волнами, и несущую, давая законченное изображение. Получите распечатку для дальнейшего изучения, затем удалите график $v(2)$ и выберите Trace, Fourier. Установите по оси X границы ди-

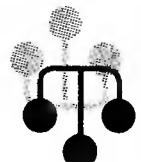
пазона от 0 до 30 кГц. В частотной области теперь отображаются составляющие с частотами 1, 19 и 21 кГц. Последние компоненты представляют собой верхнюю и нижнюю побочные частоты, возникшие при такой модуляции. Определите амплитуду каждой из этих волн. Вспомните тригонометрическое тождество,

$$(\sin a)(\sin b) = 0.5[\cos(a - b) - \cos(a + b)],$$

которое объясняет амплитуды 0,5 В для частот боковой полосы. Обратитесь к рис. 7.17, на котором изображен частотный спектр. (Маркеры были удалены для получения более ясной картинки.) Проведите анализ с различными относительными амплитудами для напряжения модуляции v_1 , чтобы видеть, какое влияние это оказывает на глубину модуляции m . Например, когда v_1 имеет амплитуду 0,8, что является глубиной модуляции и что напоминает результатирующее колебание?

ОБЗОР НОВЫХ КОМАНД PSPICE, ПРИМЕНЯЕМЫХ В ДАННОЙ ГЛАВЕ

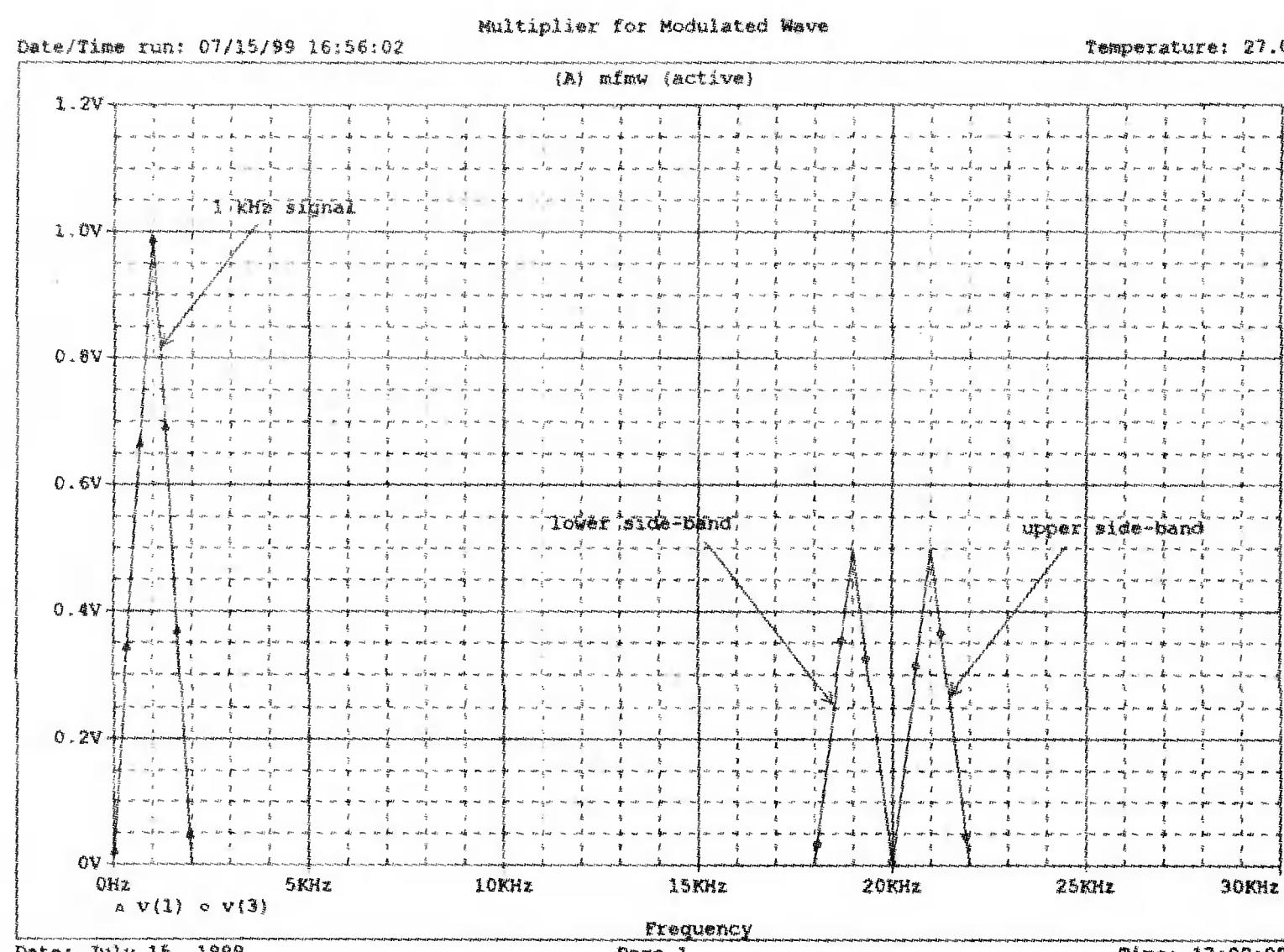
.FOUR<частота*><выходные переменные>



Например, запись

.FOUR 1kHz v(1) v(2)

показывает, что выполняется разложение в ряд Фурье. Разложение может быть выполнено только после получения временной зависимости для установившегося режима, полученной при анализе переходного процесса. Такая команда должна присутствовать во входном файле:

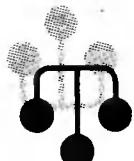


■ Рис. 7.17. Частотный спектр амплитудно-модулированного колебания

.TRAN <шаг><момент окончания>

Гармонический анализ дает постоянную составляющую основную гармонику, и все гармоники до девятой включительно. Показаны их амплитуды и фазы с фактическими и относительными значениями. В предшествующем примере были проанализированы V(1) и V(2) и их компоненты. Обычно для осуществления гармонического анализа используют команду .PROBE; однако вместо нее могут использоваться также команды .PRINT или .PLOT.

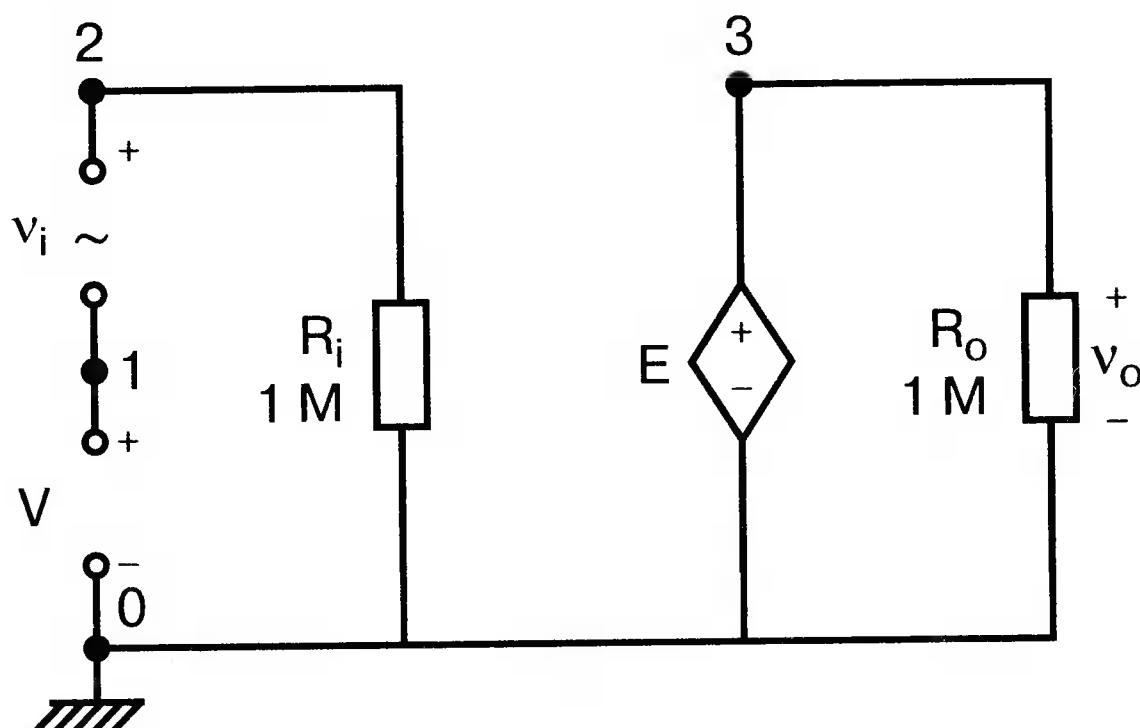
ЗАДАЧИ



- 7.1. На рис. 7.18 полином для E имеет форму

$$f(x) = x + x^2.$$

При использовании $v_{i,ник} = 1$ В, $f = 1$ кГц и $V = 1$ В сравните v_0 с v_i . Предскажите приблизительный гармонический состав выходного напряжения; затем выполните анализ на PSpice, который покажет гармонический состав как входного, так и выходного напряжений. В команде .FOUR используйте напряжения V(2, 1) и V(3). Исследуйте выходной файл и определите гармонический состав V(3).



■ Рис. 7.18

- 7.2. В задаче 7.1, используйте Trace, Fourier, чтобы получить гармонический состав V(3). Отображая V(2, 1) и V(3), установите по оси X границы от 0 до 5 кГц.
 7.3. Выполните анализ для задачи 7.1 при

$$f(x) = 2 + 0,1x^2.$$

Предскажите приблизительный гармонический состав выходного напряжения; затем получите графики V(2, 1) и V(3), чтобы проверить точность ваших предсказаний.

7.4. На рис. 7.4 показан полиномиальный источник E . Он был задан как

$$f(x) = 1 + x + x^2.$$

Замените полином на

$$f(x) = x + x^2,$$

и выполните синтез и разложение, изменяя i_1 и i_2 так, чтобы ток $I(r)$ повторял по форме напряжение $V(2)$.

7.5. В разделе «Искажение по второй гармонике в усилителях» настоящей главы замените полином на следующий:

$$f(x) = 0,05 + x + 0,1x^2,$$

и проведите анализ на PSpice так, как предложено в тексте. Получите график $V(1)$ и $(V) 2 - 0,05$, чтобы сравнить переменные составляющие входного и выходного напряжений. Предскажите значения постоянной составляющей выходного напряжения, амплитуды и фазы второй гармоники и общего гармонического искажения. Проверьте ваши предсказания, пользуясь результатами Probe и выходного файла.

7.6. В разделе «Интермодуляционные искажения» мы объединили две синусоидальные волны различных частот. Выполните анализ при частотах $f_1 = 2$ кГц и $f_2 = 2,5$ кГц, оставив выражение для $f(x)$ без изменения. Измените команду .TRAN соответственно задаче. Выполняйте операции в том же порядке, что и в текстовом примере, чтобы проверить ваши предсказания о гармоническом составе выходного напряжения.

7.7. В разделе «Сложение гармоник» на рис. 7.12 показаны параллельные ветви с тремя источниками напряжения. Сложение гармоник было скорее математическим, чем физическим. Измените схему так, чтобы все источники напряжения были включены последовательно, затем выполните анализ снова. Получили ли вы те же результаты?

7.8. Выполните анализ, чтобы сложить следующие гармонические напряжения одной частоты $f = 1$ кГц:

$$v_1 = 0,5 \angle 0^\circ \text{ В}, v_2 = 1 \angle 45^\circ \text{ В} \text{ и } v_{23} = 1,5 \angle 90^\circ \text{ В.}$$

При этом:

- а) Найдите максимальное значение $(v_1 + v_2)$, а также момент времени и фазовый угол, при котором достигается максимум.
- б) Повторите пункт а) для $(v_1 + v_3)$.

При использовании режима курсора и нескольких графиков на одном экране используйте клавишу [Ctrl] и стрелки \leftarrow и \rightarrow , чтобы выбрать, по какому из графиков должен двигаться курсор.

7.9. Чтобы иллюстрировать эффект сложения гармоник с близкими частотами, выполните анализ, как в задаче 7.8, для следующего набора параметров: $v_1 = 1 \angle 0^\circ \text{ В}, f_1 = 1$ кГц, $v_1 = 1 \angle 0^\circ \text{ В}, f_2 = 1,2$ кГц, $v_1 = 1 \angle 0^\circ \text{ В}$ и $f_3 = 1,4$ кГц:

а) Получите графики v_1 , v_2 и $(v_1 + v_2)$. Найдите максимальное значение $(v_1 + v_2)$.

б) Получите графики v_1 , v_3 и $(v_1 + v_3)$. Найдите максимальное значение $(v_1 + v_3)$.

7.10. Решите задачу из раздела, касающегося амплитудной модуляции, положив $v_1 = 1$ В при 1 кГц, и изменив v_1 так, чтобы глубина модуляции равнялась 0,5. Выполните анализ на PSpice, чтобы показать полученные результаты.

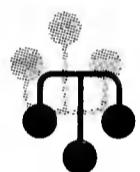
Устойчивость и автоколебания

Усилители, особенно состоящие из нескольких каскадов, могут быть устойчивы или входить в режим автоколебаний. Частота таких колебаний зависит от комбинации используемых компонентов, включая все паразитные индуктивности и емкости. Возможность возникновения колебаний появляется, когда часть выходного сигнала подается обратно на вход.

ЦЕПИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

На рис. 8.1 показана блок-схема обычного контура обратной связи. Он включает суммирующее звено, в котором входной сигнал v_i складывается с сигналом обратной связи v_f . На самом деле это особый суммирующий узел, он инвертирует фазу сигнала обратной связи, что отражается знаком минус на рисунке. Разность напряжений составляет

$$v_d = v_i - v_f.$$



Напряжение v_d подается на усилитель с коэффициентом усиления по напряжению A , который создает выходное напряжение

$$v_o = A v_d = A(v_i - v_f).$$

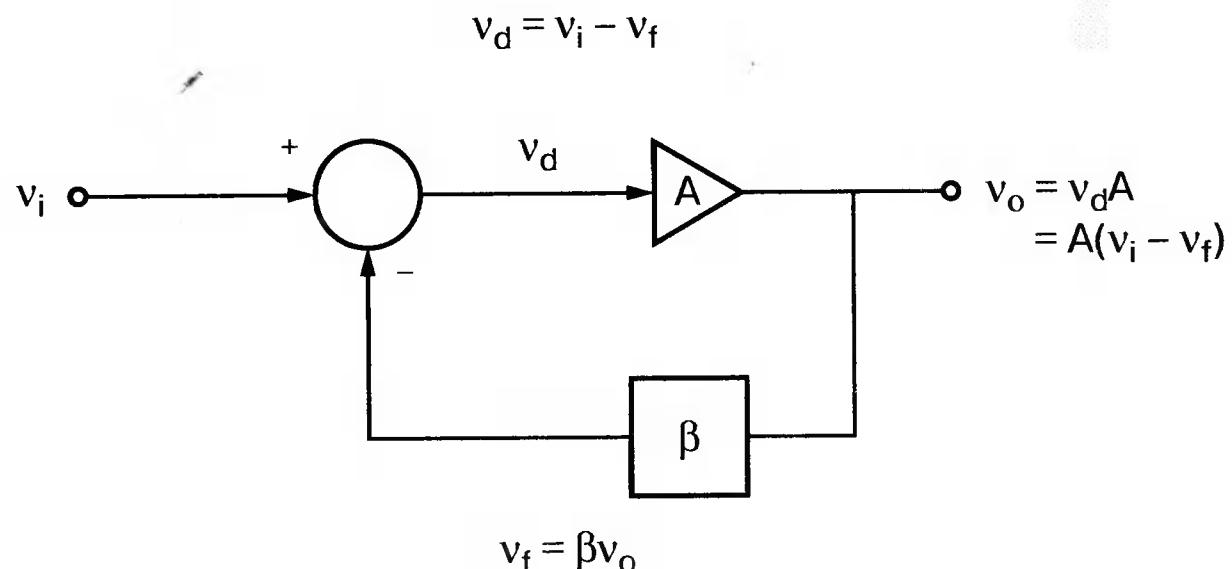
Выходное напряжение возвращается на суммирующее звено через цепь обратной связи, обозначенную как β . Одновременно этим символом обозначается и коэффициент передачи цепи обратной связи $\beta = v_f/v_o$, который определяет, какая часть выходного напряжения возвращается на суммирующее звено.

Предполагается, что более подробно вы можете изучить теорию, относящуюся к этому разделу, по другому учебнику. При этом учите, что некоторые авторы могут обозначать величины, встречающиеся при изложении, другими символами.

В нашем описании коэффициент усиления в петле обратной связи задается как $A\beta$, то есть как произведение коэффициента усиления и коэффициента передачи в цепи обратной связи. Если принять во внимание инверсию фаз, то коэффициент усиления цепи обратной связи будет равен $-A\beta$. Нетрудно показать, что коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи A_f равен

$$A_f = \frac{A}{1+A\beta}.$$

Этот коэффициент характеризует усиление при замкнутой цепи обратной связи, которое является коэффициентом усиления схемы, содержащей цепь обратной связи.



■ Рис. 8.1. Структурная схема усилителя с обратной связью

Если пришедший обратно сигнал с учетом инверсии не отличается от входного сигнала, мы можем снять входной сигнал, а сигнал на выходе усилителя будет таким же, как прежде. Это является условием возникновения колебаний, которое названо критерием Баркгаузена. На практике $|A\beta|$ должен быть немного больше единицы. Амплитуда колебаний не будет непрерывно возрастать, как это было бы в идеальной модели, поскольку в практических случаях ее ограничивает нелинейность реальных схемных элементов.

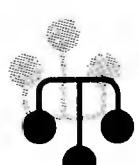
На рис. 8.1 все напряжения могут быть заменены токами, приводя к ситуации, дуальной по отношению к предыдущей. Это означает, что входным сигналом является ток i_i , разностью — ток i_d , выходным сигналом — ток $i_o = A i_d$, а сигнал обратной связи становится равным $v_f = \beta i_o$, обеспечивая равенство

$$i_d = i_i - i_f.$$

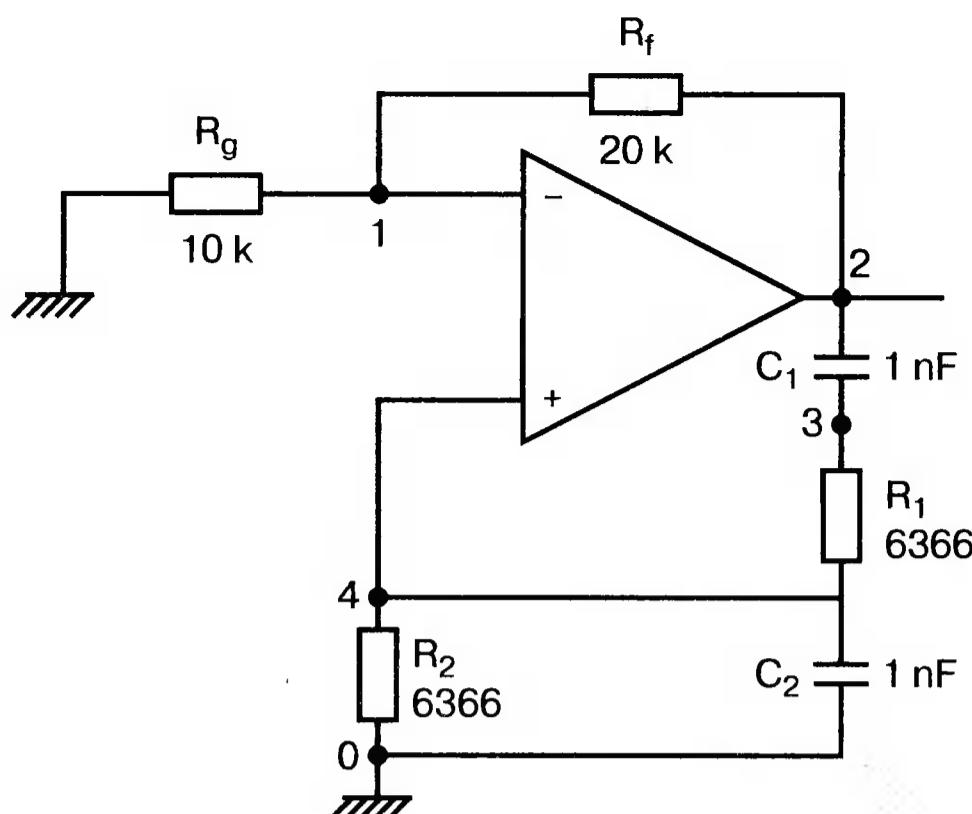
Коэффициент усиления в петле обратной связи по-прежнему равен $A\beta$ или, с учетом инверсии фазы, $-A\beta$. Коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи, как и раньше, равен

$$A_f = \frac{A}{1+A\beta}.$$

ГЕНЕРАТОР НА БАЗЕ МОСТА ВИНА С НАЧАЛЬНЫМ ЗАПУСКОМ



В качестве первого примера исследования генераторов рассмотрим генератор на базе моста Вина (рис. 8.2). Частота колебаний в схеме вычисляется из выражения:



■ Рис. 8.2. Схема генератора на базе моста Вина

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC},$$

где $R = R_1 = R_2$ и $C = C_1 = C_2$. Примем ее равной $f_0 = 25$ кГц. Если выбрать значение C равным 1 нФ, то $R = 6366$ Ом. Для возникновения непрерывных колебаний отношение R_f/R_g должно быть равно 2. Если выбрать $R_f = 20$ кОм, то $R_g = 10$ кОм. Попробуем использовать PSpice, чтобы показать, что колебания произойдут при необходимой частоте. Входной файл для такого анализа:

```

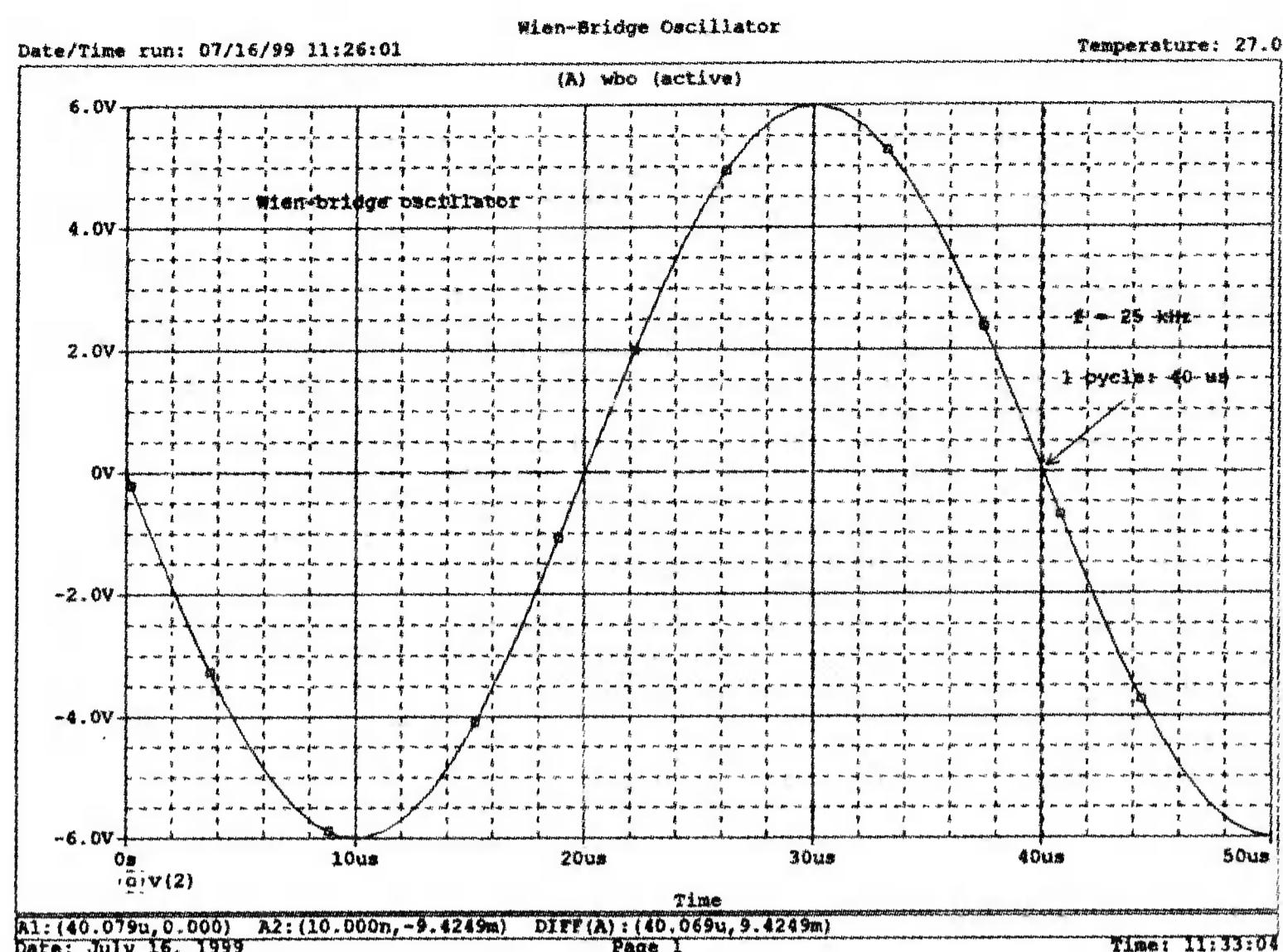
Wien-Bridge Oscillator
E 2 0 4 1 2E5
Ri 4 1 1E6
Rg 1 0 10k
R1 3 4 6366
R2 4 0 6366
Rf 2 1 20k
C1 2 3 1nF IC=2V; начальный заряд для обеспечения колебаний
C2 4 0 1nF
.PROBE
.TRAN 0.05us 50us UIC
.END

```

Конденсатору C_1 сообщен начальный заряд (с помощью определенного начального напряжения), чтобы создать условия, требуемые для инициирования колебаний. Если не сделать этого, анализ на PSpice покажет выходное напряжение с устойчивым нулевым значением.

Результаты, полученные в Probe, показаны на рис. 8.3. График показывает выходное напряжение $v(2)$. Обратите внимание, что оно представляет собой гармоническое колебание с частотой $f = 25$ кГц и амплитудой в 6 В.

Можно ли ожидать, что и реальный генератор даст амплитуду выходного напряжения в 6 В? Попытайтесь ответить на этот вопрос, выполнив анализ снова при начальном напряжении на конденсаторе $IC = 1V$. Позже в этой главе мы рассмотрим также влияние на работу генератора коэффициента усиления петли обратной связи и фазового сдвига.



■ Рис. 8.3. Выходное напряжение генератора на базе моста Вина

LC-ГЕНЕРАТОР С НАЧАЛЬНЫМ ЗАПУСКОМ

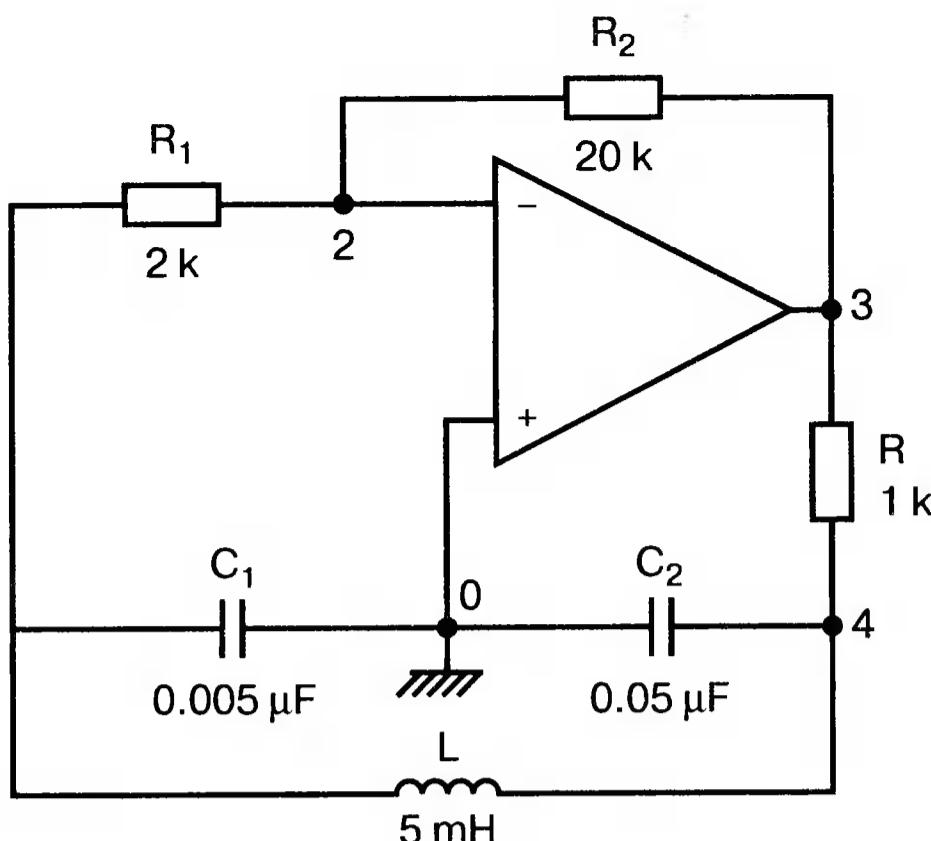


Генератор подстройки, использующий в цепи обратной связи два конденсатора и одну катушку индуктивности, назван генератором Колпитца. По схожей схеме построен и генератор Хартли, но в нем используются две катушки индуктивности и один конденсатор. Схема Колпитца и параметры ее компонентов показаны на рис. 8.4. Входной файл:

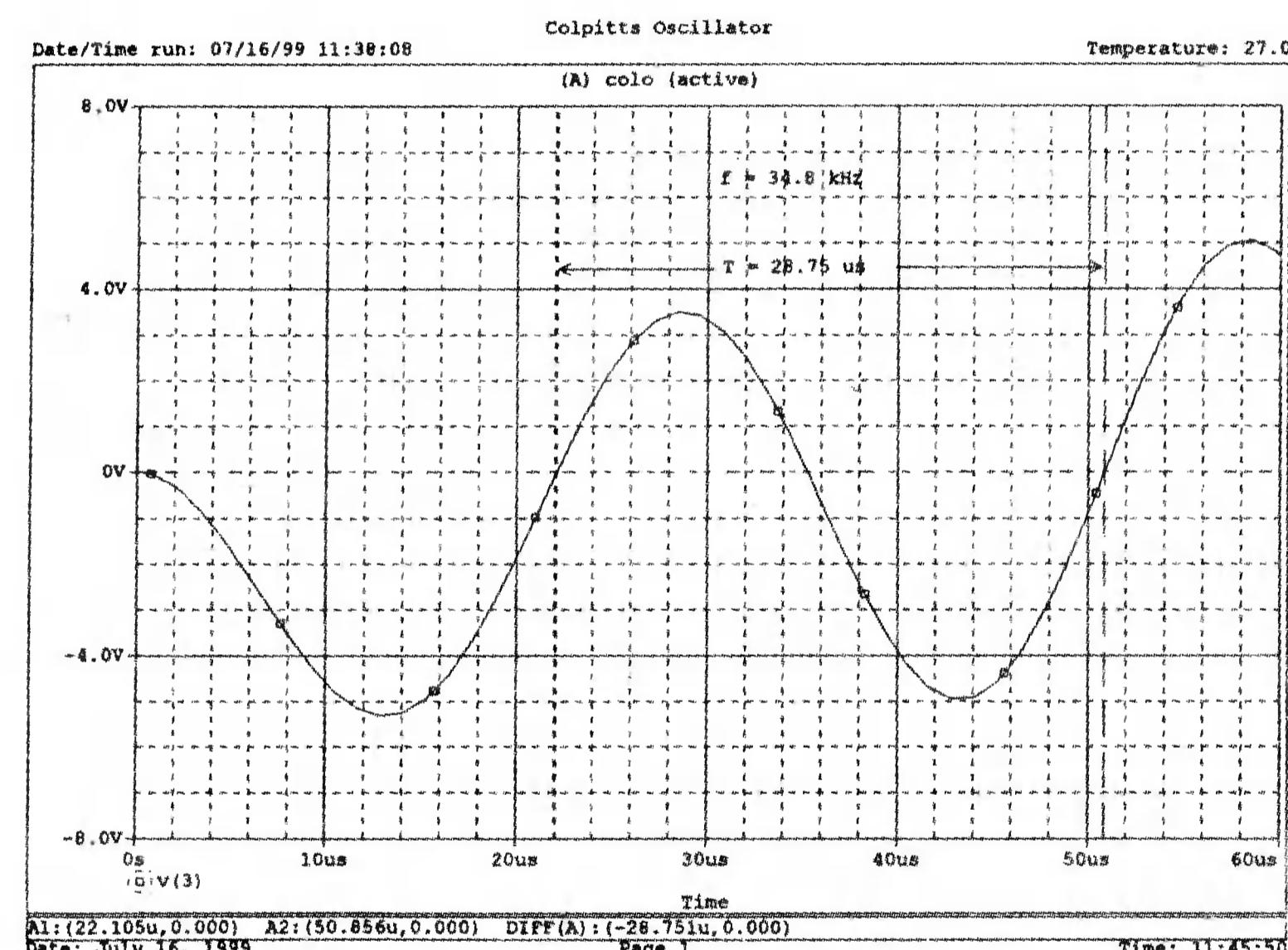
```
Colpitts Oscillator
E 3 0 0 2 2E5
Ri 0 2 1E6
R1 2 1 10k
R2 2 3 20k
R 3 4 1k
C1 1 0 0,005uF
C2 4 0 0.05uF IC=2V
L 1 4 5mH
.PROBE
.TRAN 0.3us 60us UIC
.END
```

Получите в Probe график выходного напряжения $v(3)$, который показан на рис. 8.5. Убедитесь, что амплитуда возникших колебаний нарастает. Так как мы используем идеальный ОУ, в схеме не проявляется нелинейность. В практической схеме проявилось бы некоторое искажение синусоидальности колебания наряду со стабилизацией амплитуды.

Амплитуда реального колебания определялась бы в значительной степени напряжением смещения ОУ. Обратите внимание, что частота определяется как величина, обратная периоду (разности между двумя моментами времени, в которых график напряжения пересекает ось X в одном направлении).



■ Рис. 8.4. Генератор Колпитца



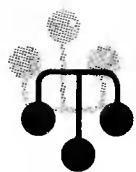
■ Рис. 8.5. Колебания в генераторе Колпитца

ИЗМЕРЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СХЕМЫ

На рис. 8.6 представлена схема для измерения коэффициента усиления и фазового сдвига цепи обратной связи. Схема содержит независимый источник переменного напряжения $V = 1$ В, включенный между узлами TV_0 и TV_i (выходной и входной узел соответственно). Имеются также два ИНУН: EV_i и EV_0 . Независимый источник напряжения включается в подходящее место разрыва цепи обратной связи генератора. Каждый источник зависимого напряжения нагружен на сопротивление, чтобы узлы V_i и V_0 не оказались узлами с плавающим потенциалом. Измерительная методика будет проиллюстрирована в последующих примерах.



ГЕНЕРАТОР СО СМЕЩЕНИЕМ ФАЗЫ



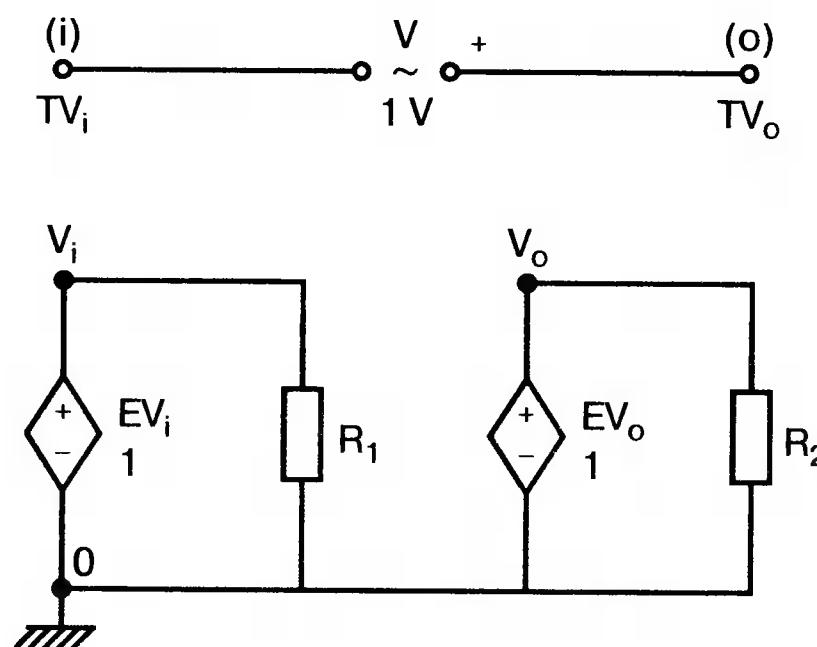
Классический RC -генератор со смещением фазы показан на рис. 8.7. Выход ОУ связан с тремя фазосмещающими RC -цепочками. Каждая цепочка производит некоторый фазовый сдвиг, и если общий сдвиг фазы, произведенный в трех цепях, равен 180° , могут происходить колебания. Кроме того, требуется выполнение условия $|A\beta| = 1$. Анализ схемы показывает, что частота колебаний

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}.$$

Пусть, например, необходимо получить частоту колебаний $f_0 = 100$ Гц при $C = 0,5$ мкФ и $R = 1,3$ кОм. Анализ схемы также показывает, что при этом $\beta = 1/29$; следовательно, чтобы возникли устойчивые колебания, величина $|A|$ должна равняться 29. Практически величина $|A|$ должна быть немного больше 29, чтобы компенсировать небольшие различия в параметрах компонентов и эксплуатационных режимах.

В схемах с инвертирующим ОУ величина A вычисляется из выражения:

$$A = -\frac{-R_f}{R_i}.$$



■ Рис. 8.6. Измерительная цепь для усилителей

Поскольку $R_i = R$, это отношение преобразуется в

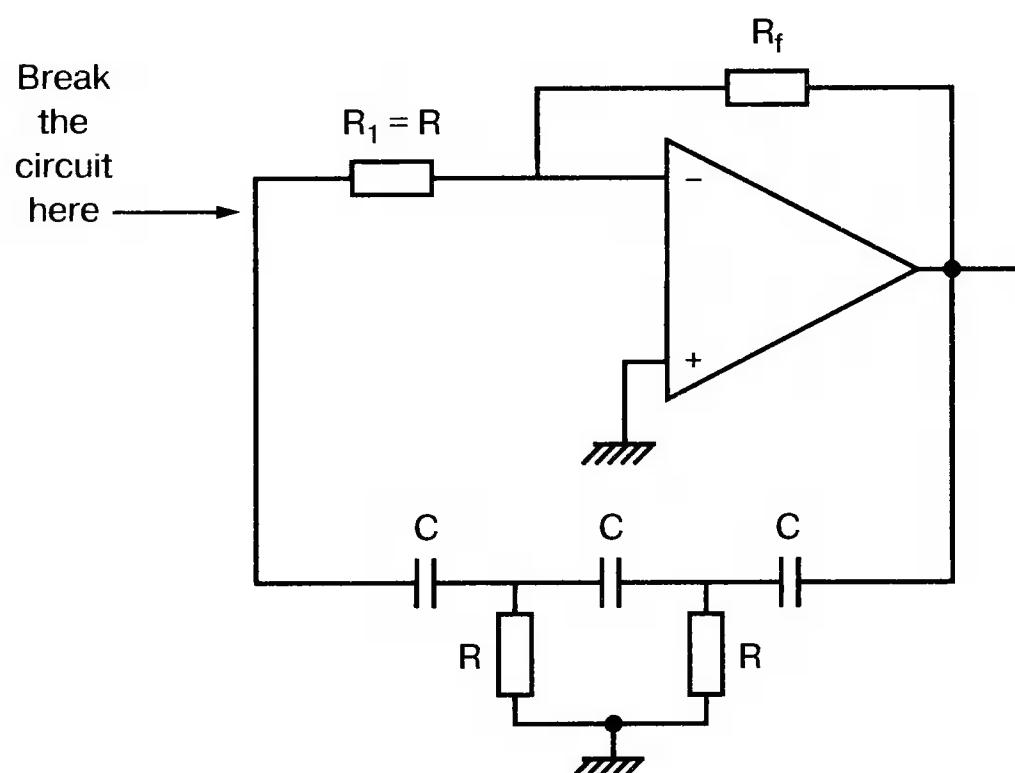
$$A = -29 = \frac{-R_f}{1,3 \text{ кОм}},$$

и, решая его относительно R_f , мы найдем, что $R_f = 37,7$ кОм. Увеличив это значение на 5%, чтобы учесть ранее упомянутые отклонения, получим $R_f = 39,58$ кОм.

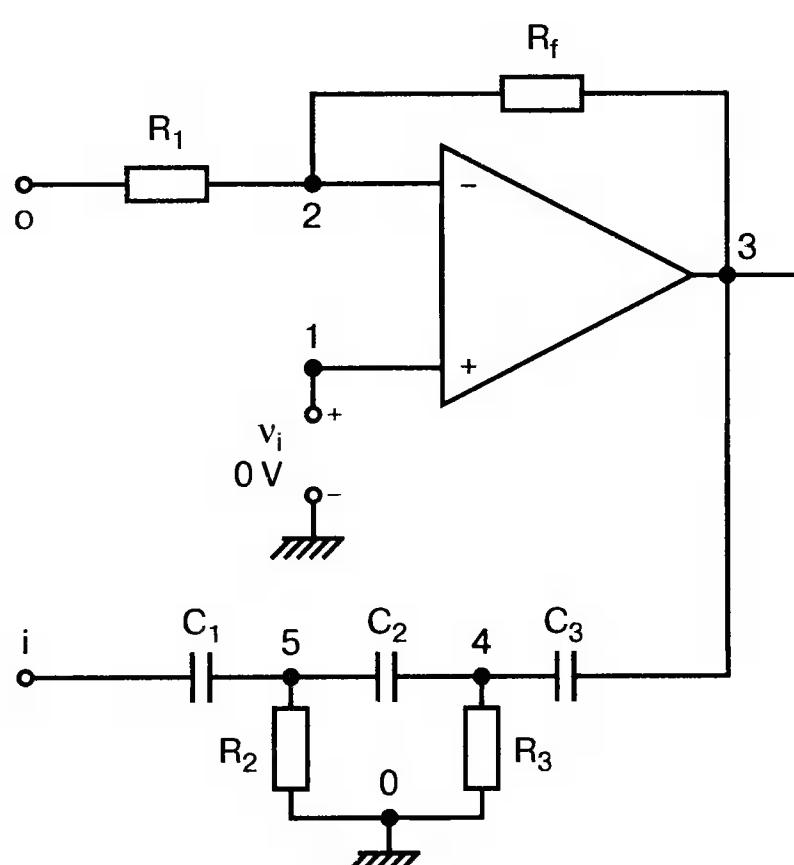
Чтобы определить коэффициент усиления в петле обратной связи, воспользуемся описанной ранее схемой измерения, включив ее в разрыв, отмеченный на рис. 8.7. Таким образом, узел, соответствующий точке разрыва,

превратится в два узла. Эти узлы станут узлами с плавающим потенциалом, если не показать их в подсхеме. Поэтому генератор повторно изображен на рис. 8.8, где имеется два узла разрыва: *i* для входа и *O* для выхода. Рисунок отражает также обозначения других узлов, необходимых при подготовке входного файла для PSpice. Удобно поместить ОУ в подсхему, как мы уже делали в других примерах. Упрощенная модель ОУ будет иметь такую подсхему:

```
.subckt iop m p vo; m инвертирующий вход, p неинвертирующий вход
rin m p 1E6
e vo 0 p m 2E5
.ends
```



■ Рис. 8.7. Генератор со сдвигом фаз



■ Рис. 8.8. Генератор со сдвигом фаз с разомкнутой цепью обратной связи

Следующая часть входного файла вводит схему, показанную на рис. 8.8, показывая точки разрыва, которые позволяют вставить измерительную схему. ОУ вызывается из подсхемы командой *X*. Эта часть входного файла:

```
.subckt re i o; i и o - точки разрыва схемы
x 2 1 3 iop; команда вызова ОУ
vi 1 0 1V
```

```

rf 3 2 39.58k
rl i 2 1.3k
r2 5 0 1.3k
r3 4 0 1.3k
cl i 5 0.5uF
c2 5 4 0.5uF c3 4 3 0.5uF
.ends

```

Последняя часть входного файла показывает ссылку на подсхему генератора *rc* и содержит также команды, необходимые, чтобы выполнить измерения в цепи обратной связи. Эта часть содержит команды:

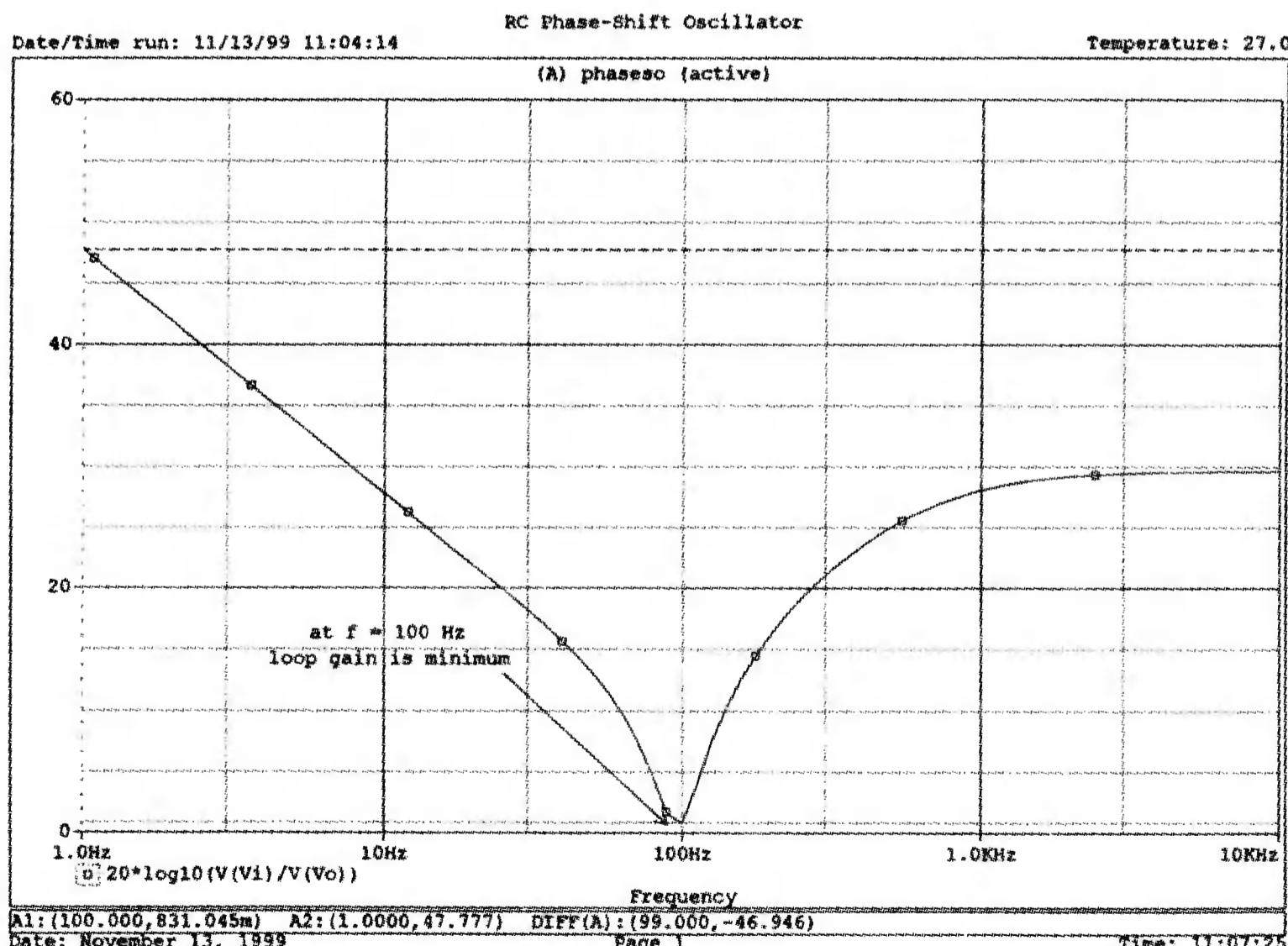
```

* loop-gain test statements
X TVi TVo re
V TVo TVi AC 1
EVi Vi 0 0 TVi 1
R1 Vi I 1A6
EVo Vo 0 TVo 0 1
R2 Vo 0 IE6
.AC DEC 20 1Hz 10kHz
.PROBE
.END

```

Объединив три предшествующих фрагмента, создайте входной файл и проведите анализ. Затем получите график

$$20 \cdot \lg(V(V_i)/V(V_o)).$$



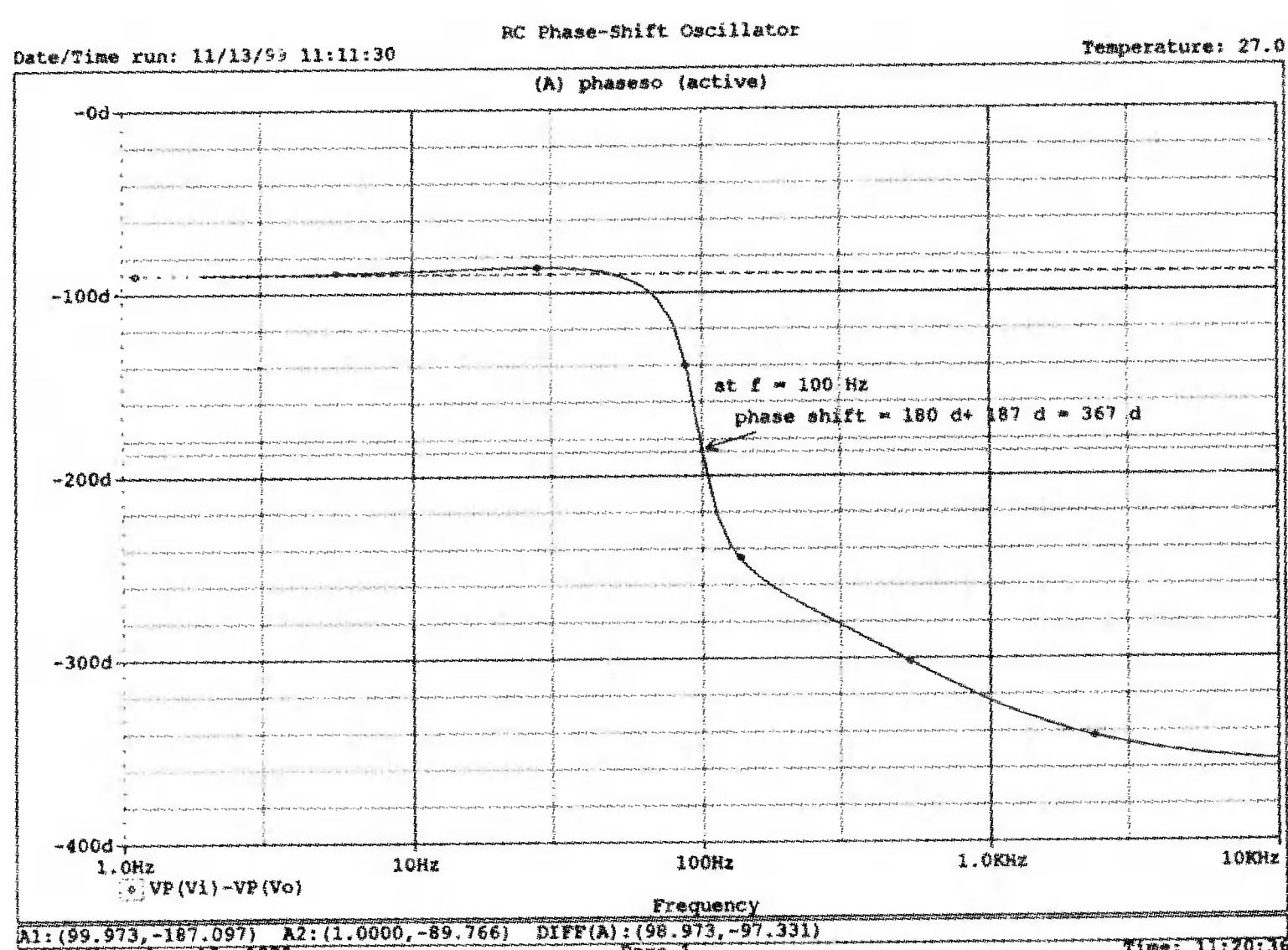
■ Рис. 8.9. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика для схемы на рис. 8.8

График показывает разомкнутый коэффициент усиления цепи обратной связи. Не забудьте, что условием поддержания колебаний является $|A\beta| = 1$. На логарифмическом графике значение соответствует не единице, а нулю. Убедитесь, что при $f = 100$ Гц график дает почти нулевое значение (рис. 8.9).

Теперь получите график сдвига фазы

$$VP(V_i) - VP(V_o),$$

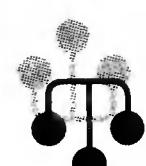
который дает частотную зависимость разности фаз сигнала обратной связи и выходного сигнала. Убедитесь, что при $f = 100$ Гц график показывает угол 187° . Так как анализ при разомкнутой петле обратной связи не учитывает инверсии фаз на входе, общий сдвиг фазы при замкнутой петле фактически равен 367° . Это близко к желательному углу 360° , который подразумевал бы, что усилитель не отличает входной сигнал от сигнала обратной связи, и, таким образом, колебания устойчивы. На рис. 8.10 показан график фазового сдвига.



■ Рис. 8.10. Фазочастотная характеристика для схемы на рис. 8.8

ГЕНЕРАТОР НА БАЗЕ МОСТА ВИНА

Другой примера генератора приведен на рис. 8.11, где показан генератор на базе моста Вина. Мост содержит последовательно включенные элементы R_1 и C_1 и параллельные элементы R_2 и C_2 . Анализ этой схемы показывает, что



$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Выберем $f_0 = 25$ кГц, $C_1 = C_2 = 1$ нФ и $R_g = 10$ кОм. При этом $R = R_1 = R_2 = 6366$ Ом. В этой схеме необходимо обеспечить условие поддержания колебаний $|A\beta| = 1$. Анализ также показывает, что при резонансе $\beta = 1/3$ II, и необходим коэффициент усиления, равный 3. Так как коэффициент усиления неинвертирующего ОУ равен

$$A = \frac{R_g + R_f}{R_g},$$

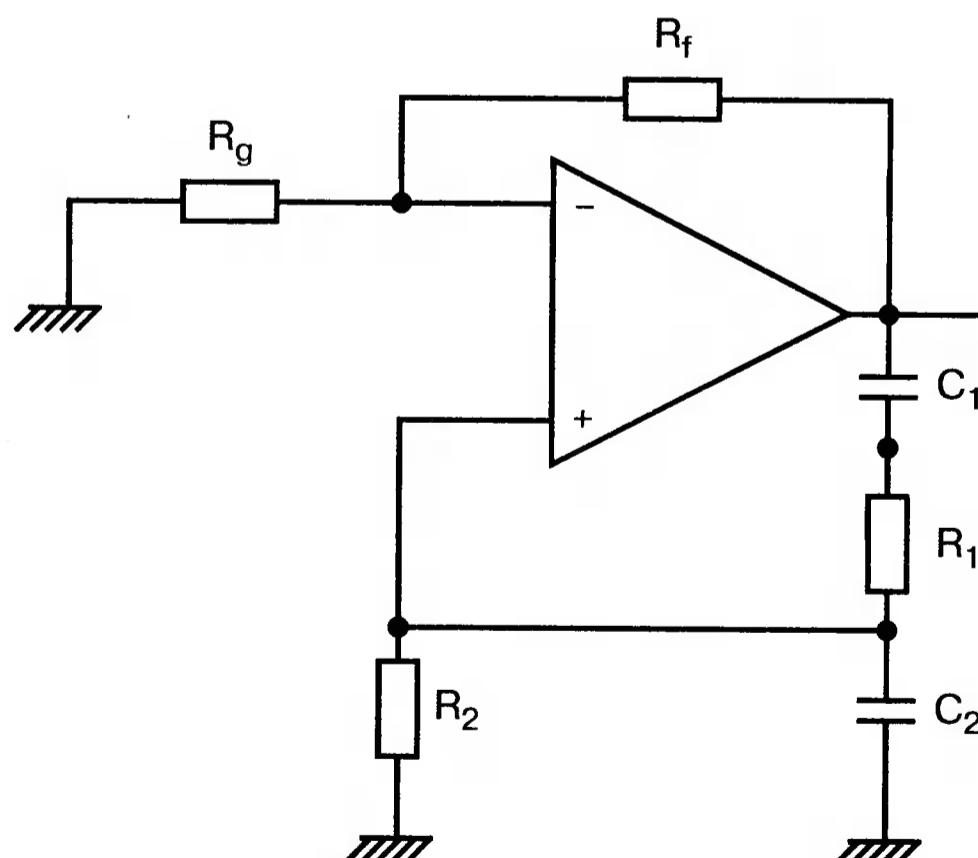
то для сопротивления обратной связи получим $R_f = 20 \text{ кОм}$.

Перерисуем теперь схему (рис. 8.11), чтобы показать параметры компонентов, разрыв для включения схемы измерения и соответствующую разметку узлов (рис. 8.12). Подсхема для генератора становится при этом частью входного файла. Весь входной файл:

```

Wien-Bridge Oscillator with Test Circuit .subckt wien i
x 2 4 I iop
vi 1 0 0V
rg 1 2 10k
rf 2 I 20k
rl 3 4 6366
r2 4 0 6366
c1 i 3 1nF
c2 4 0 1nF .ends .subckt iop m p vo
rin m p 1E6
e vo 0 p m 2E5 .ends
X Tvi Tvo wien V Tvo Tvi AC 1
Evi Vi 0 0 Tvi 1
R1 Vi 0 1E6
Evo Vo 0 Tvo 0 1
R2 Vo 0 1E6
.AC DEC 40 1kHz 1MegHz
.PROBE
.END

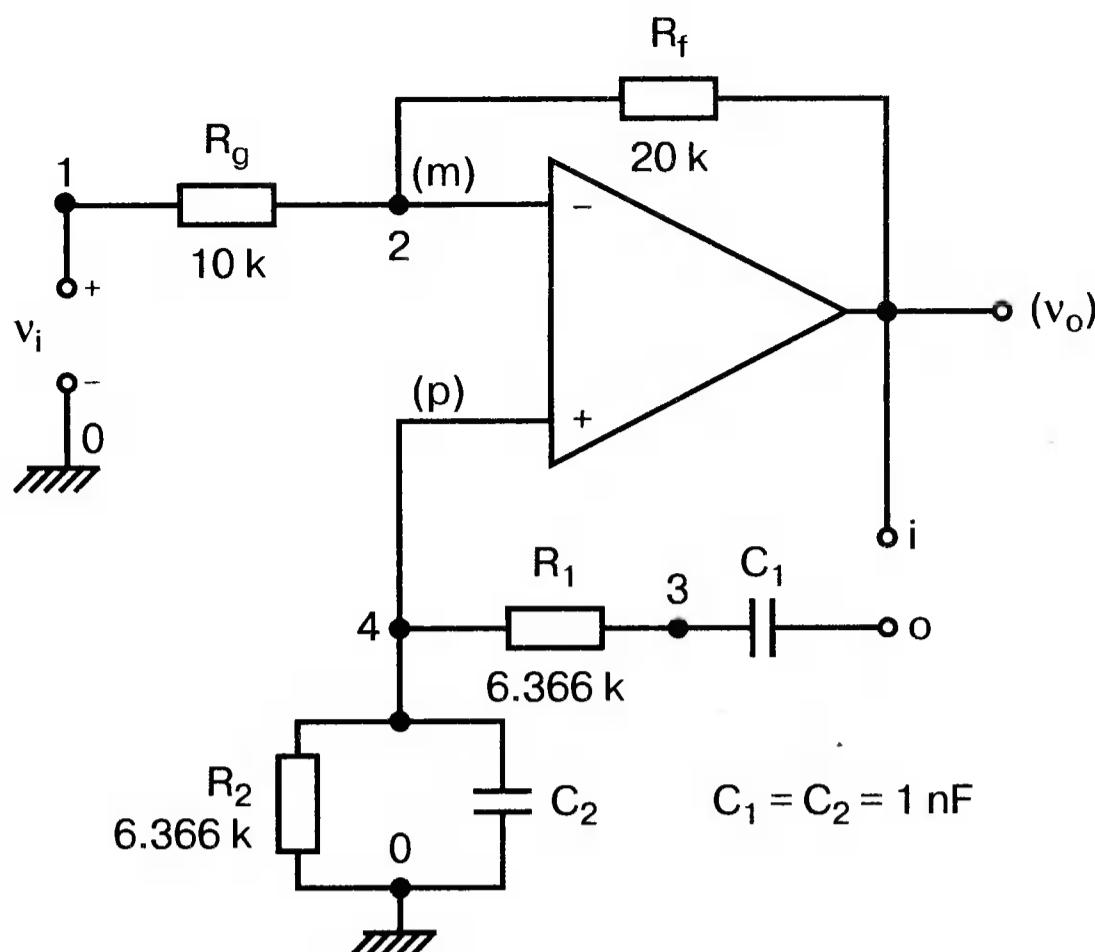
```



■ Рис. 8.11. Генератор на базе моста Вина

Проведите анализ и получите график

$$20 \cdot \lg (V(V_i)/V(V_o)).$$



■ Рис. 8.12. Генератор на базе моста Вина с разомкнутой обратной связью

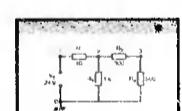
Убедитесь, что при $f = 25,12 \text{ кГц}$, коэффициент усиления достигает максимума. Он соответствует коэффициенту усиления, равному единице, так как график задан в децибелах. Затем выберем Plot и получим график сдвига фазы в цепи обратной связи:

$$\text{VP(Vi)} - \text{VP(Vo)},$$

который сообщит нам, производит ли фазосмещающая схема сдвиг фазы, необходимый для установления колебаний. Убедитесь, что при $f = 25,3 \text{ кГц}$ сдвиг фазы равен -180° . Эти графики приведены на рис. 8.13.

Другой пример исследования генератора на базе моста Вина

Предположим теперь, что мы задали параметры элементов в схеме генератора на базе моста Вина, но не знаем частоту колебаний. Нам необходимо определить, возникнут ли колебания, и какова будет их частота. Мы рассматриваем схему той же структуры, что и в предыдущем примере, параметры элементов приведены на рис. 8.14. Входной файл:



```

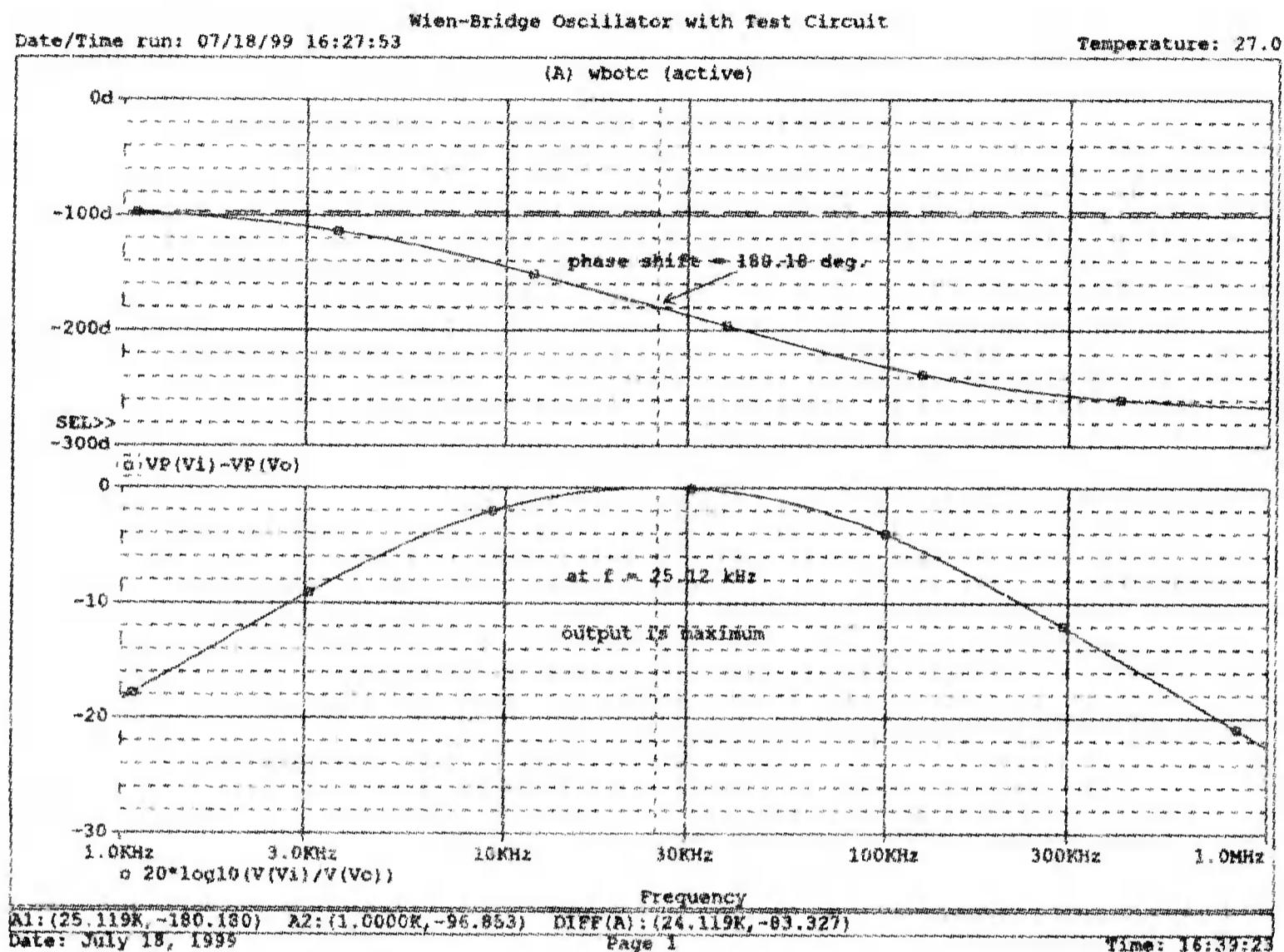
Another Wien-Bridge Example
.subckt wien i i
vi la 0 0V
x 1 i 2 iop
r1 1 2 20k
r2 1 1a 20k
r3 I 0 1.5915k
r4 3 i 1.5915k
c1 2 3 0.01uF
c2 i 0 0.01uF
.ends
.subckt iop m p vo
rin m p 1E6

```

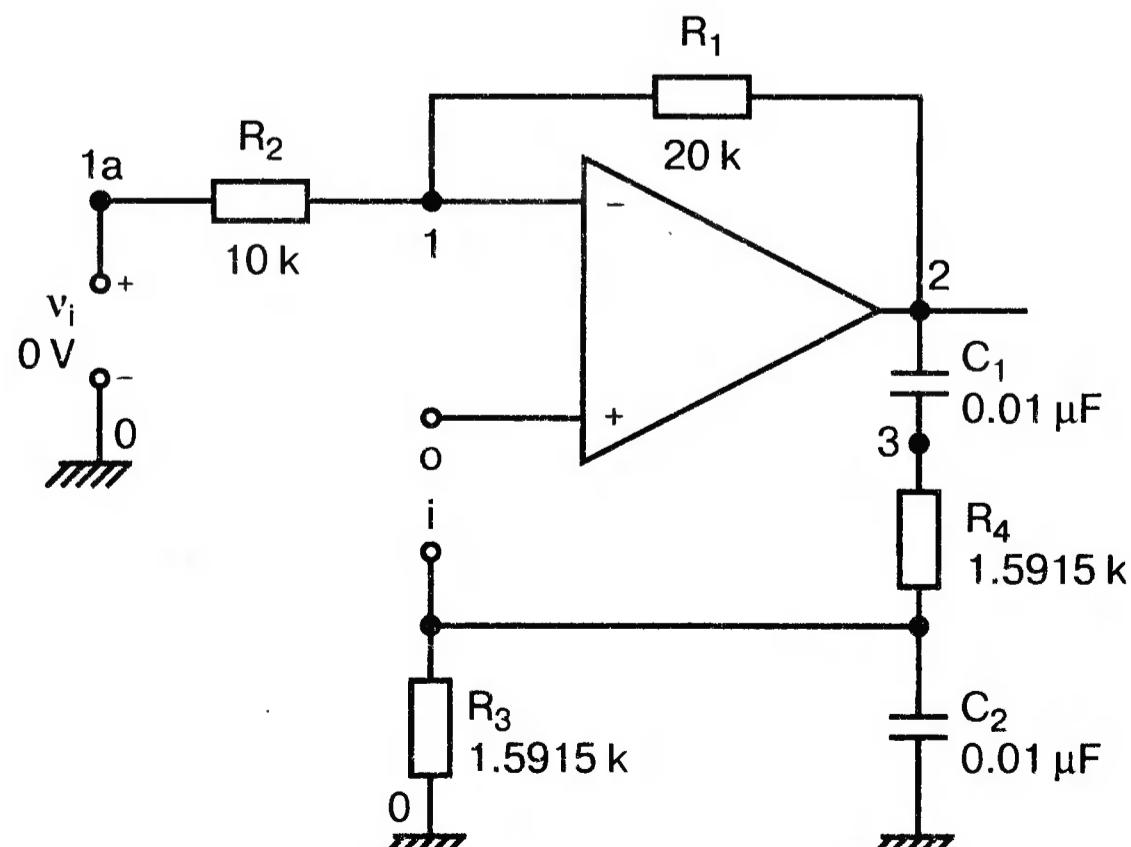
```

e vo 0 p m 2E5
.ends
X TVi TVo wien
V TVo TVi AC 1
EVi Vi 0 0 TVi 1
R1 Vi 0 1E6
EVo Vo 0 TVo 0 1
R2 Vo 0 1E6
.AC DEC 20 100Hz 0.1MegHz
.PROBE
.END

```



■ Рис. 8.13. Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики для схемы на рис. 8.12



■ Рис. 8.14. Другая схема генератора на базе моста Вина с разомкнутой цепью обратной связи

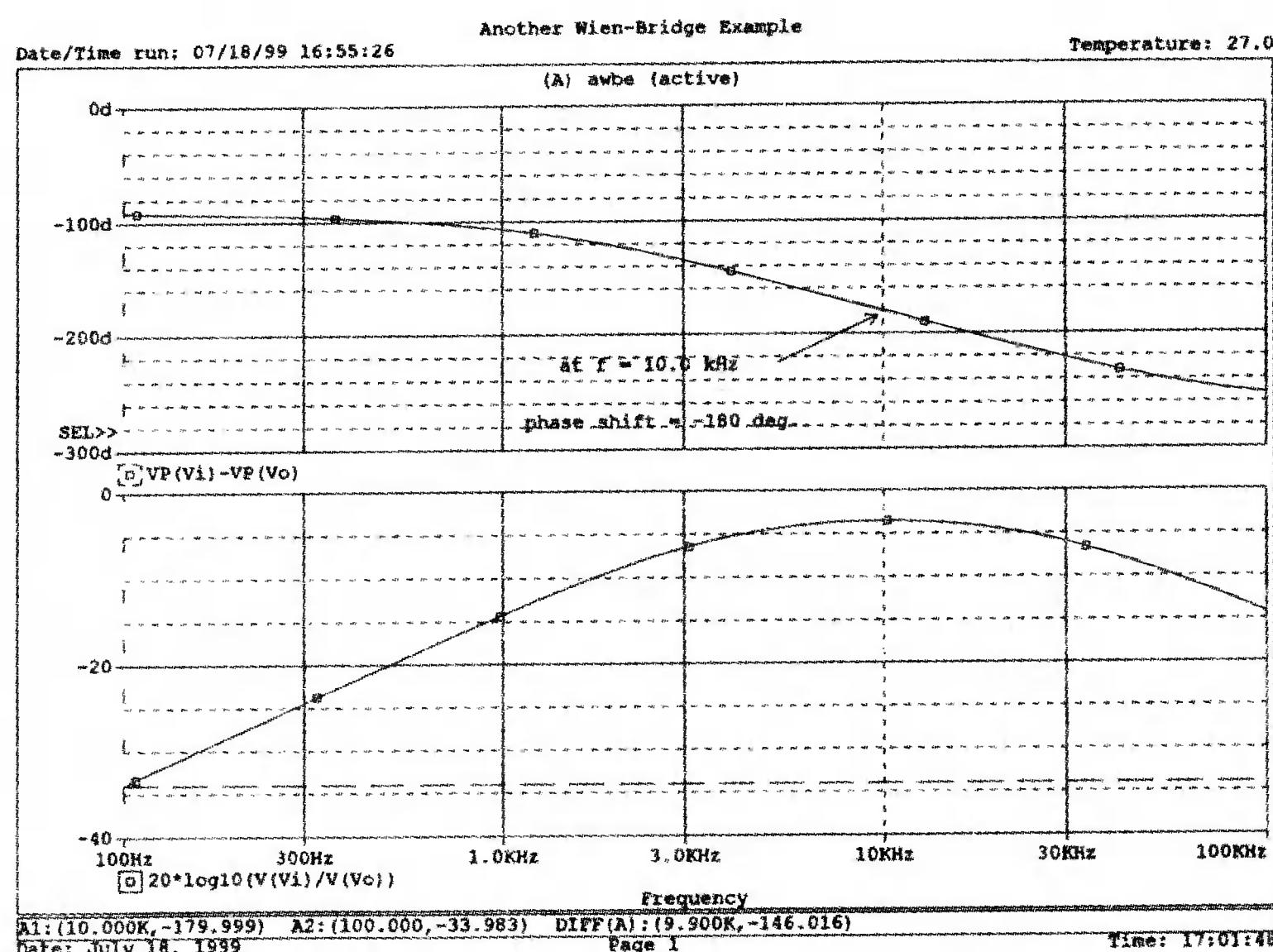
Проведите анализ, как и в предыдущем примере, получите график

$$20 \cdot \lg(V(V_i)/V(V_o)).$$

Используйте режим курсора, чтобы показать, что этот график достигает максимума при $f = 10$ кГц. Чтобы проверить, что при этой частоте устанавливаются колебания, получите график

$$V_P(V_i) - V_P(V_o),$$

и покажите, что сдвиг фазы при частоте 10 кГц равен -180° . Эти графики показаны на рис. 8.15.



■ Рис. 8.15. Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики для схемы на рис. 8.14

ГЕНЕРАТОР КОЛПИТЦА

Чтобы описать генератор Колпитца или генератор Хартли, зачастую используется одна и та же схема (рис. 8.16), где Z_1 , Z_2 и Z_3 представляют собой полные сопротивления. Условие установления колебаний при этом задается уравнением

$$Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0.$$

В качестве полных сопротивлений обычно принимаются чисто реактивные сопротивления X_1 и X_2 одного типа и реактивное сопротивление X_3 противоположного типа. В генераторе Колпитца сопротивления X_1 и X_2 емкостного характера, а X_3 — индуктивного. Установим значения емкостей $C_1 = C_2 = 0,005$ мкФ и значение индуктивности $L = 5$ мГн.



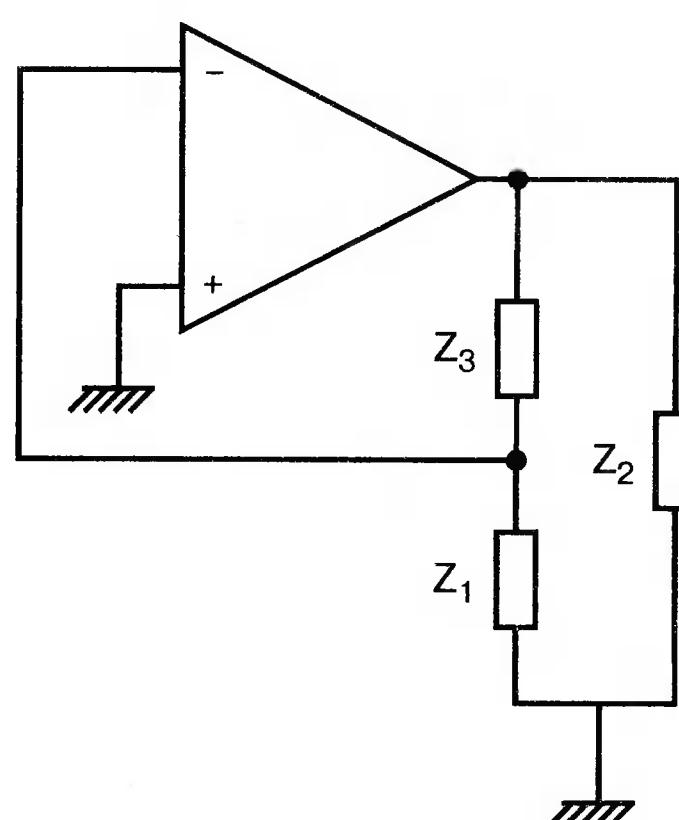
Частота колебаний может быть найдена из уравнения

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{LC_1 C_2}},$$

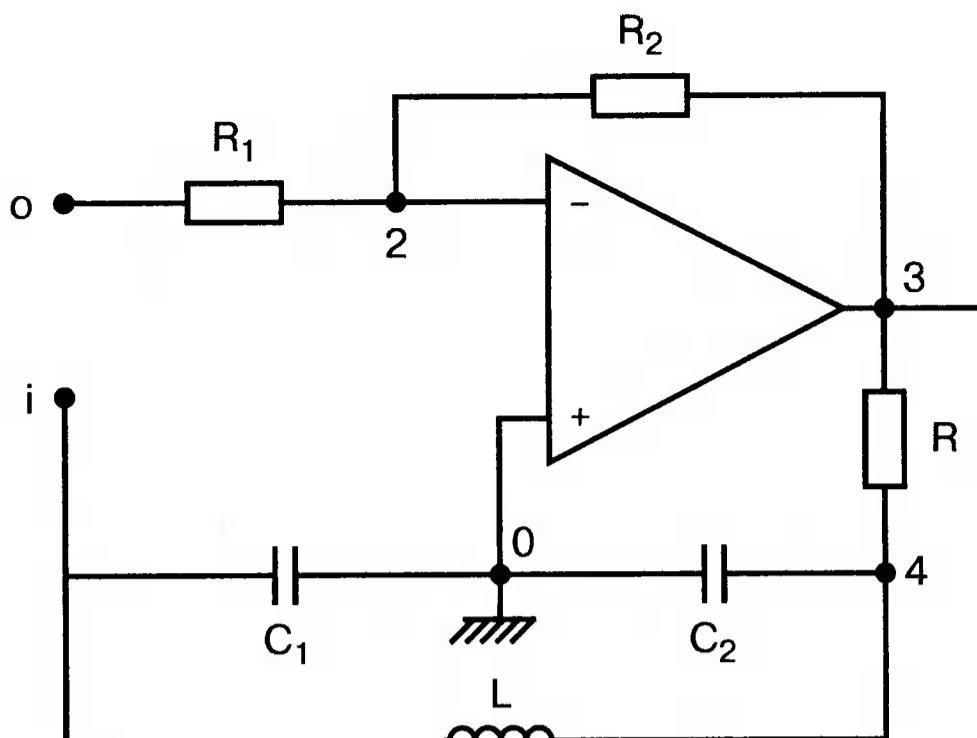
которое дает $f_0 = 33.38$ кГц. Схема для этого случая показана ранее на рис. 8.4. Параметры других компонентов: $R = 1$ кОм, $R_1 = 10$ кОм и $R_2 = 20$ кОм.

Схема, имеющая разрыв для включения измерительной цепи, показана на рис. 8.17. Входной файл при этом приобретает вид:

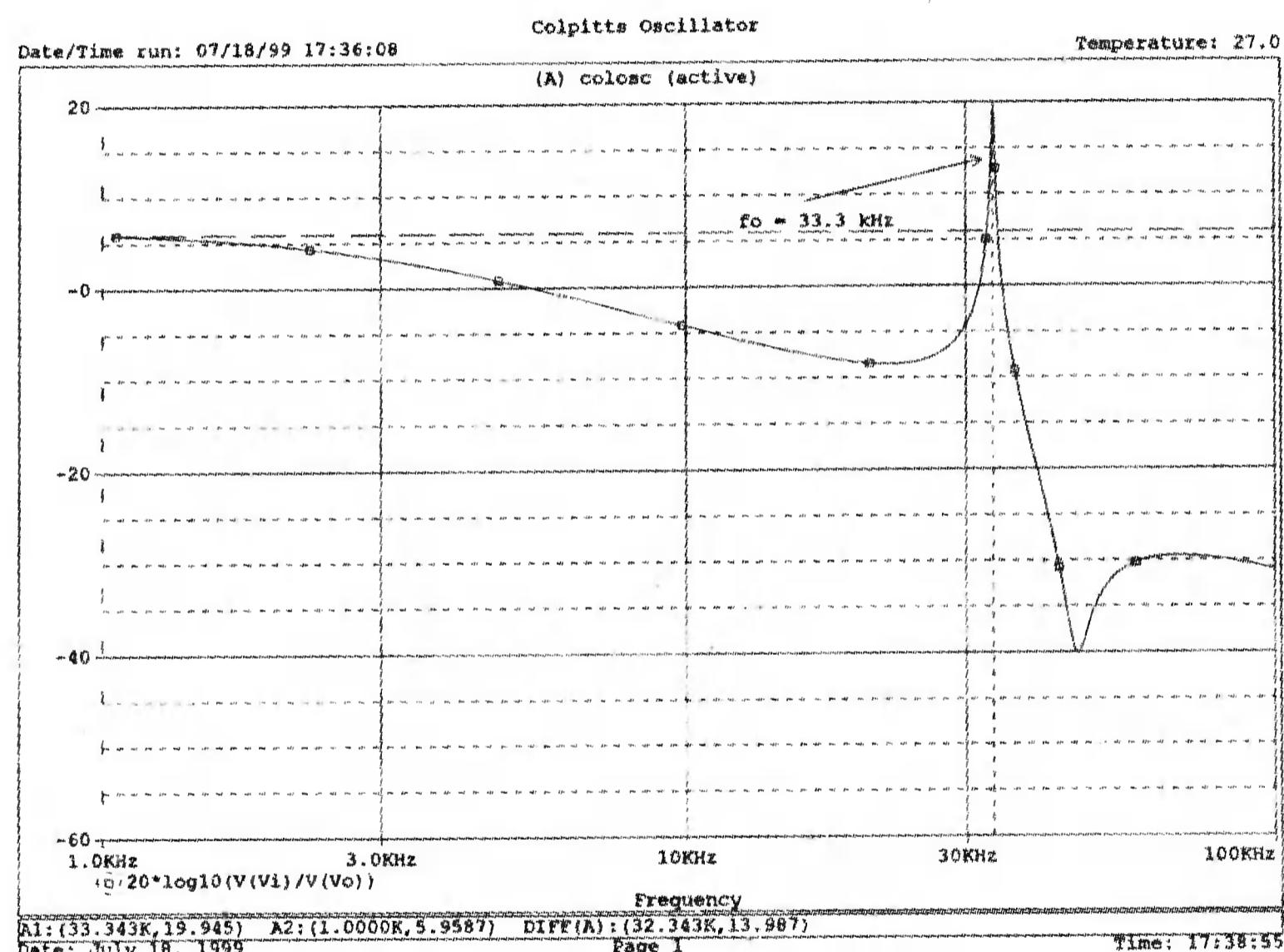
```
Colpitts Oscillator
.subckt colpitts i i
x 2 1a 3 iop
vi la 0 0V
rl i 2 10k
r2 2 3 20k
r 3 4 1k
c1 i 0 0.005uF
c2 4 0 0.05uF
L i 4 5mH
.ends
.subckt iop m p vo
rin m p 1E6
e vo 0 p m E5
.ends
X TVi TVo colpitts
V TVo TVi a.c 1
EVi Vi 0 0 TVi 1
R1 Vi 0 1E6
EVo Vo 0 TVo 0 1
R2 Vo 0 1E6
.ac DEC 1000 1kHz 100kHz
.PROBE
.END
```



■ Рис. 8.16. Базовая схема для резонансных генераторов



■ Рис. 8.17. Измерительная цепь для генератора Колпитца

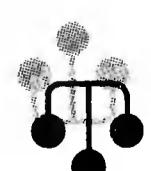


■ Рис. 8.18. ЛАЧХ для схемы на рис. 8.17

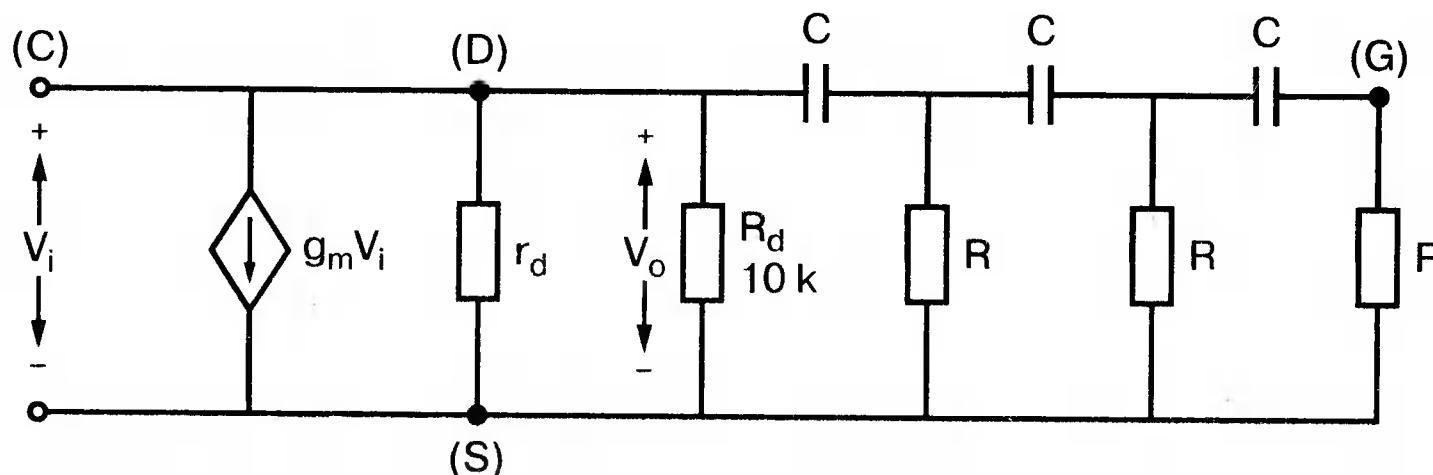
Выполните анализ и получите график, подобный показанному на рис. 8.18. Обратите внимание, что имеется точка резонанса при частоте $f = 33,3$ кГц, которая близка к предсказанной частоте колебаний. Получите график фазового сдвига между входным и выходным напряжениями и проверьте, что сдвиг фазы достигает -180° при $f = 33,4$ кГц.

ЗАДАЧИ

- 8.1. Генератор со сдвигом фазы, показанный на рис. 8.7, должен работать на частоте $f = 1$ кГц. При $C = 1$ мкФ, выберите необходимые значения компонентов и выполните анализ одним из методов, предложенных в тексте. Используя Probe, убедитесь, что схема работает в ожидаемом режиме. Распечатайте графики, полученные в программе Probe.



- 8.2. Используйте генератор на базе моста Вина, показанный на рис. 8.11, настроив его на рабочую частоту $f = 10 \text{ кГц}$. Сделайте необходимые изменения в приведенном в тексте главы входном файле и выполните анализ на PSpice при задании начального заряда C_1 . Используя Probe, убедитесь, что схема может поддерживать колебания при данной частоте.
- 8.3. Создайте схему генератора Колпитца, способного работать на частоте $f = 100 \text{ кГц}$. В качестве модели используйте схему на рис. 8.4. Применив методику разомкнутой цепи обратной связи, покажите, что колебания будут поддерживаться на этой частоте, покажите также сдвиг фазы на этой частоте.
- 8.4. Для генератора Колпитца из задачи 8.3 замкните контур обратной связи, и используйте необходимый метод возбуждения колебаний, чтобы показать, что колебания происходят при частоте $f_0 = 100 \text{ кГц}$. Получите графики синусоидальных колебаний с помощью программы Probe.
- 8.5. На базе общей конфигурации LC -генератора, приведенной на рис. 8.16, разработайте генератор Хартли, где X_1 и X_2 — катушки индуктивности, а X_3 — конденсатор, с такими параметрами, что $f_0 = 50 \text{ кГц}$. Задайте $L_1 = L_2 = 20 \text{ мГн}$, считая, что между катушками индуктивности не имеется магнитной связи. Используйте PSpice/Probe, чтобы проверить правильность решения.
- 8.6. Схема замещения генератора со сдвигом фаз на полевом транзисторе (FET) показана на рис. 8.19. Для возникновения устойчивых колебаний $|A|$ должен быть не меньше 29, требуя FET с $\mu \geq 29$. Приняв, что $g_m = 5 \text{ мС}$, $r_d = 500 \text{ кОм}$, $C = 0,5 \text{ пФ}$, $R = 1,3 \text{ кОм}$ и $R_d = 10 \text{ кОм}$, используйте метод разомкнутой обратной связи, чтобы определить, произойдут ли колебания, и если да, то на какой частоте.



■ Рис. 8.19. Схема замещения генератора со сдвигом фаз на полевом транзисторе

Приборы в PSpice

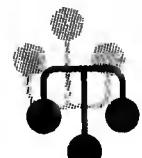
В предыдущих главах мы создавали собственные линейные модели для переменных составляющих, входящие в традиционный набор, который обычно используется в классическом анализе. Такой подход дает простые и ясные результаты, поэтому его следует использовать всегда, когда только возможно.

Однако часто возникает необходимость в более сложных моделях, учитывающих характеристики конкретных приборов. Набор таких моделей для приборов различных типов предоставляет пользователю программа PSpice, что делает ее мощным исследовательским инструментом.

ОДНОПОЛУПЕРИОДНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Чтобы познакомить вас с концепцией использования встроенных моделей приборов, рассмотрим показанную на рис. 9.1 схему однополупериодного выпрямителя, состоящего из источника переменного напряжения, диода и резистора. Проблема здесь состоит в выборе модели диода. Мы могли бы моделировать диод как замкнутый ключ для положительных полупериодов входного напряжения и как разомкнутый ключ для отрицательных полупериодов. Если бы мы это сделали, то разделили бы проблему на две части, потому что в зависимости от режима должны были бы использовать два варианта модели. Однако нет никакой необходимости в таком подходе, поскольку PSpice имеет встроенную модель диода. Чтобы использовать ее, мы должны включить в наш входной файл команду .MODEL, которая имеет следующую форму:

.MODEL <имя модели> <тип модели>



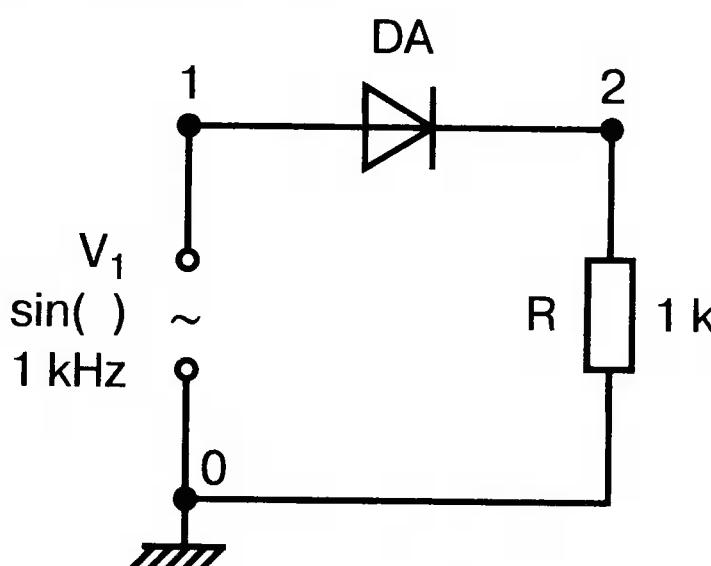
Выберем для нашего примера *D1* в качестве имени модели и *D* в качестве ее типа. Это необходимо, чтобы программа PSpice могла распознать устройство как диод встроенного типа. Проанализировать работу схемы можно с помощью следующего входного файла:

```
Half-Wave Rectifier Using Built-in Model
v1 1 0 sin(0 12V 1000Hz)
DA 1 2 D1
R 2 0 1k
.MODEL D1 D
.TRAN 0.1ms 1ms
.PROBE
.END
```

Обратите внимание на форму команды ввода диода:

```
DA 1 2 D1
```

Обозначение *DA* это выбранное нами имя диода. Оно всегда должно начинаться с *D*. Диод подключен к узлам 1 (анод) и 2 (катод). Запись *D1* в конце строки задает имя модели диода.



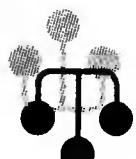
■ Рис. 9.1. Однополупериодный выпрямитель, использующий встроенную модель диода

Команда анализа переходных процессов .TRAN предусматривает вывод полного периода входного синусоидального напряжения и выходного напряжения на резисторе при частоте $f = 1$ кГц.

Проведите анализ и получите в Probe график $v(1)$ и $v(2)$ для полного периода $t = 1$ мс. Убедитесь, что входное напряжение является синусоидальным, а выходное выпрямлено, и поэтому отрицательный полупериод отсутствует. На положительном полупериоде выходное напряжение отличается от входного на величину, равную падению напряжения на диоде. Используйте режим курсора, чтобы определить падение напряжения на диоде при максимуме входного напряжения. Убедитесь, что это падение напряжения равно 0,72 В. На рис. 9.2 показаны временные диаграммы входного и выходного напряжений.

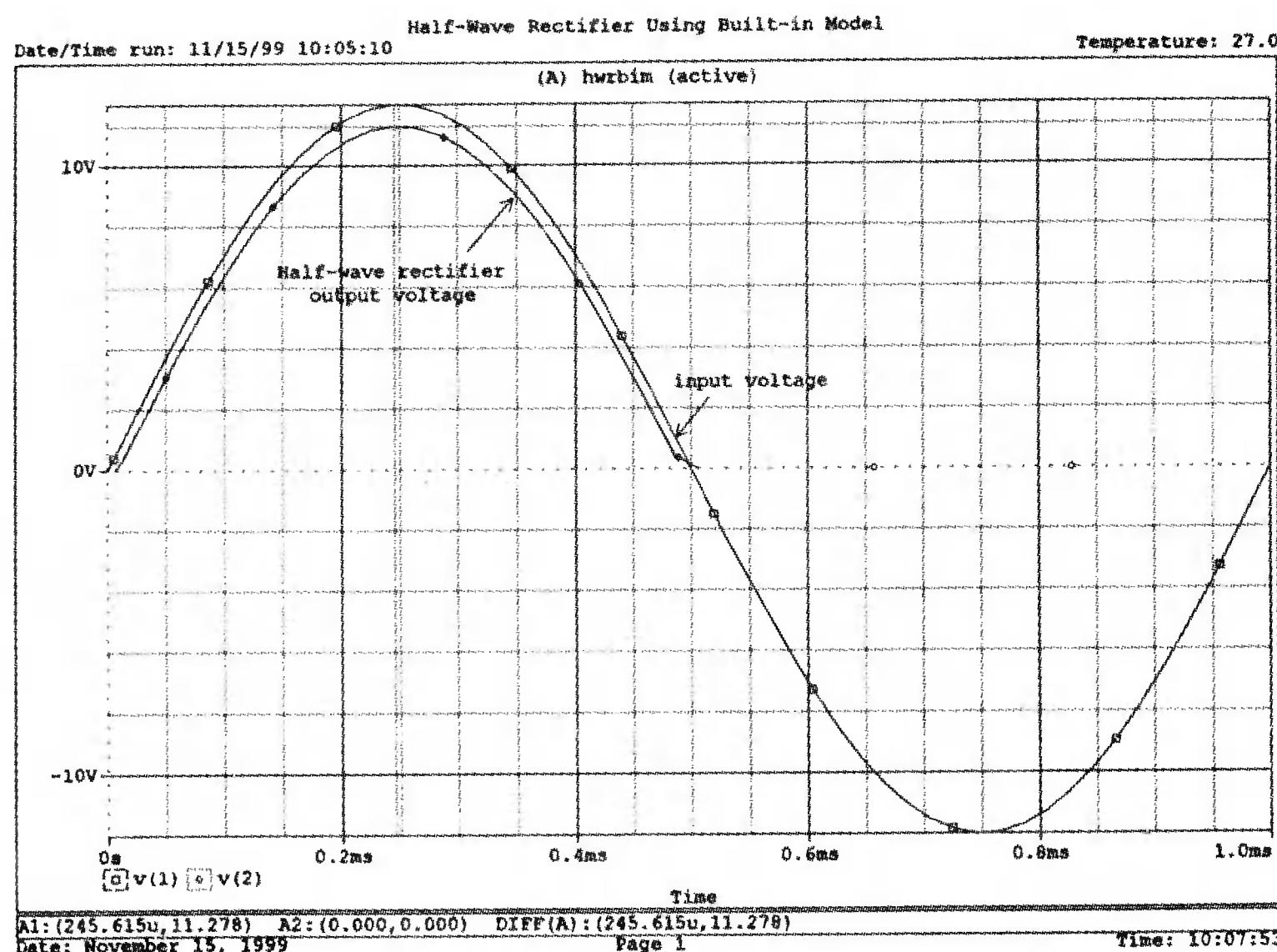
Листинг команды .MODEL может включать в себя и другие параметры. Например, кремниевые (Si) и германиевые (Ge) диоды имеют различные прямые падения напряжения и различные токи насыщения. Чтобы настроить модель диода, вы можете задавать до 14 параметров. Полный список этих параметров дан в разделе D — Диод приложения D (с. 000).

ВСТРОЕННАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ ДИОДА

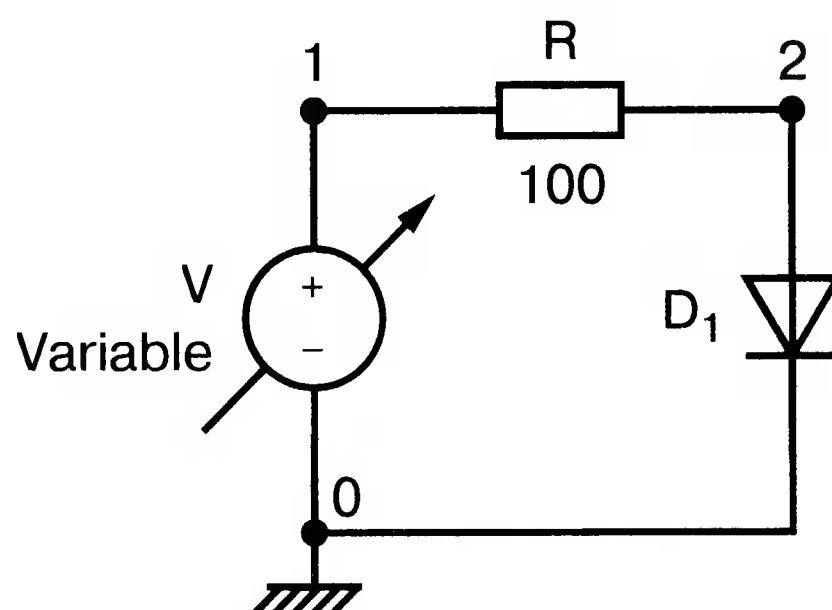


Чтобы увидеть характеристику для встроенной модели диода в PSpice, можно провести анализ с вариацией входного напряжения на постоянном токе (dc sweep). Схема показана на рис. 9.3. При этом мы будем получать выходное напряжение «точка за точкой», строя характеристику так же, как снимали бы ее в лаборатории. Входной файл будет выглядеть следующим образом:

```
Built-in Diode Model for PSpice
V 1 0 10V
R 1 2 100
D1 2 0 DMOD
.DC V -0.5V 10V 0.02V
.MODEL DMOD D
.PROBE
.END
```



■ Рис. 9.2. Входное и выходное напряжения в схеме на рис. 9.1

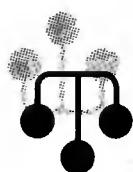


■ Рис. 9.3. Схема для снятия ВАХ диода

В данном примере мы подключили между узлами 2 и 0 диод D1 с именем модели *DMOD*, что отражено в первом аргументе команды .MODEL.

При проведении анализа в Probe измените границы оси *X* так, чтобы можно было представить *V(2)* в диапазоне до 0,8 В и *I(D1)* в диапазоне до 50 мА. Это даст вам характеристику встроенного диода (рис. 9.4) без изменения ранее определенных параметров. Чтобы отразить специфику конкретного прибора, вы можете изменять модель диода. Например, высота потенциального барьера *EG* по умолчанию равна 1.1 эВ. Задав новое значение, равное 0,72 эВ, мы отразим в нашей модели параметр, характерный для германиевого (Ge) диода. Вы можете посмотреть, как изменилась характеристика прибора после изменения любого параметра, и после этого продолжить анализ схемы, пользуясь измененной моделью.

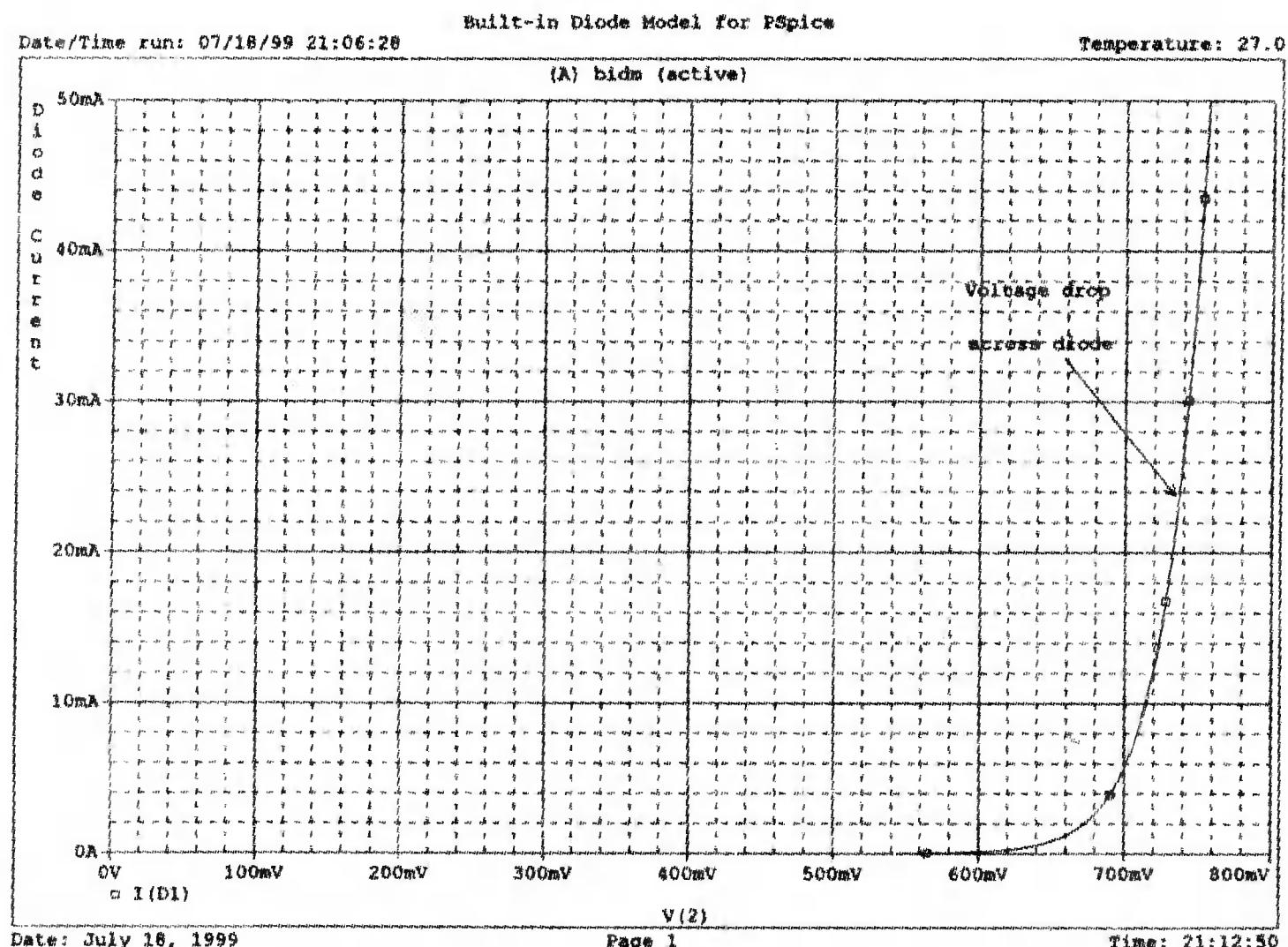
ФИЛЬТРАЦИЯ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ОДНОПОЛУПЕРИОДНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЯХ



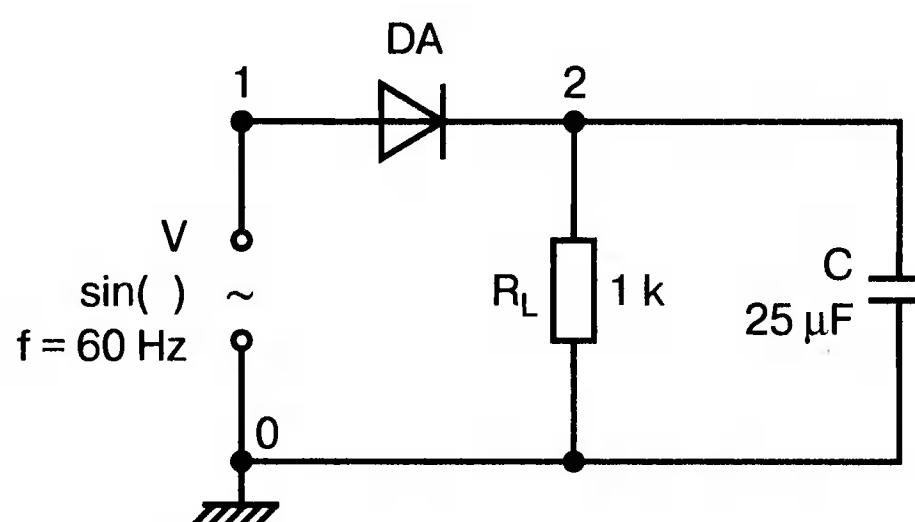
Сгладить выходное напряжение можно, включив конденсатор параллельно сопротивлению нагрузки, как показано на рис. 9.5. Чтобы не допустить существенного снижения выходного напряжения на интервале, когда диод не проводит, емкость фильтрового конденсатора должна быть выбрана достаточно большой.

Решим эту традиционную задачу при $R_L = 1 \text{ к}\Omega$ и стандартной частоте промышленной или бытовой сети $f = 60 \text{ Гц}$. Емкость фильтрового конденсатора выберем равной $C = 25 \mu\text{F}$. Входной файл:

```
Half-Wave Rectifier with Capacitor Filter
V 1 0 sin(0 12 60)
DA 1 2 D1
R2 0 1k
N 2 0 25uF
.MODEL D1 D
.TRAN 0.1ms 33.33ms
.PROBE
.END
```



■ Рис. 9.4. ВАХ диода



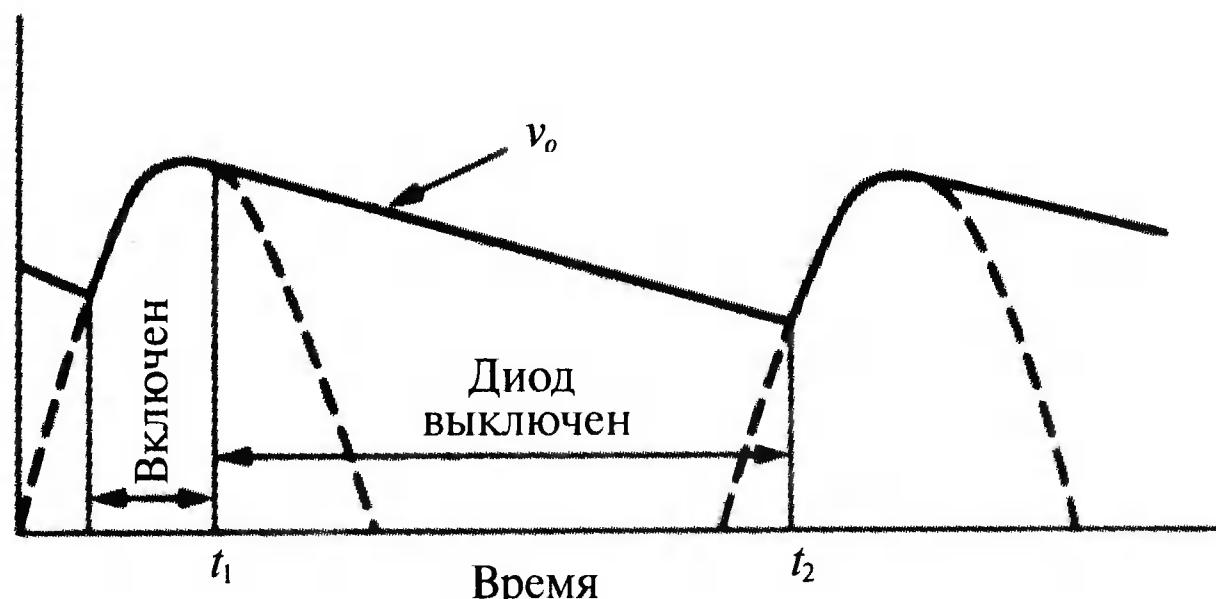
■ Рис. 9.5. Двухполупериодный выпрямитель с емкостным фильтром

Проведите анализ и выберите диапазон времени от 0 до 25 мс. Получите графики $v(1)$ и $v(2)$. Обратите внимание, что выходное напряжение следует за входным так же, как в первом примере, только до момента, когда напряжения достигают максимума. Затем, поскольку конденсатор был заряжен до максимального напряжения, диод перестает проводить. При этом конденсатор разряжается по экспоненте до момента, когда входное напряжение станет достаточным, чтобы снова перевести диод в проводящее состояние. Подробно эти процессы отражены на рис. 9.6.

При расчете этой схемы обычно пренебрегают падением напряжения на диоде. Уравнение для максимального тока через диод при этом равно:

$$f_o = \frac{1}{2p} \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{LC_1 C_2}},$$

Убедитесь, что при заданных значениях параметров, оно дает $I_m = 113,7$ мА.



■ Рис. 9.6. Процессы в однополупериодном выпрямителе с идеальным диодом и емкостным фильтром

Ток изменяется согласно уравнению $i = I_m \sin(\omega t + \theta)$, где θ определен как

$$\theta = \arctan \omega CR_L,$$

а угол выключения равен

$$\omega t_1 = \pi - \theta = 180^\circ - \theta,$$

где t_1 — момент выключения диода.

Использование этих уравнений позволяет получить $\theta = 83,94^\circ$ и

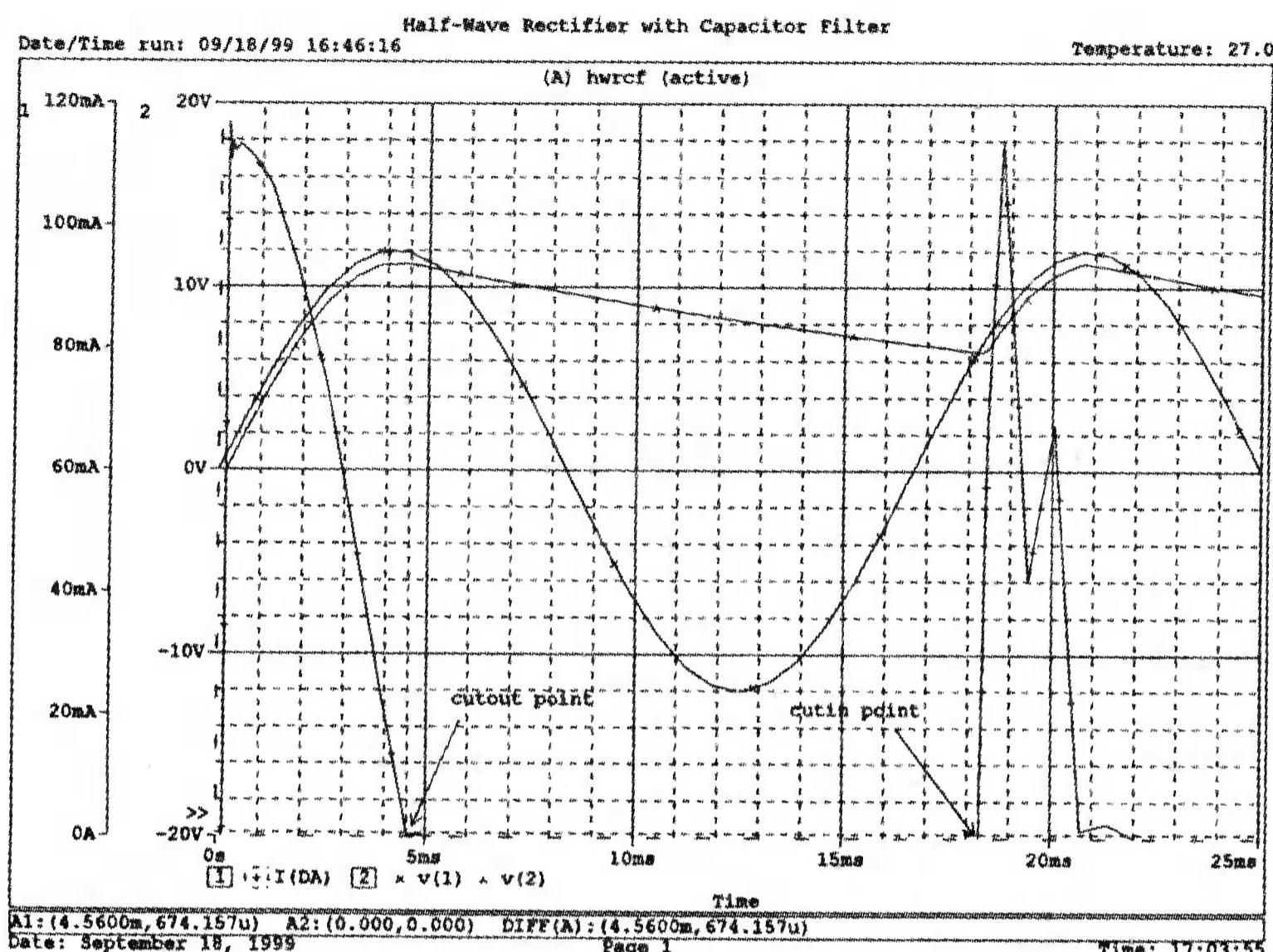
$$\omega t_1 = 96,06^\circ.$$

Добавьте еще одну ось Y , получите график $I(DA)$. Из графика на рис. 9.7 видно, что выключение происходит в момент $t = 4,56$ мс при величине угла $\omega t_1 = 98,5^\circ$. Убедитесь, что включение происходит в момент $t_2 = 18,27$ мс при $\omega t_2 = 34,8^\circ$.

Максимальное значение выходного напряжения просто равно максимальному значению входного за вычетом падения напряжения на диоде. Это

дает максимальное значение $v(2) = 11,23$ В. Размах пульсаций выходного напряжения $V_r = 11,3 - 6,49 = 4,81$ В. На рис 9.7 эти результаты представлены в графической форме.

Теперь нетрудно наблюдать влияние емкости C на размах пульсаций выходного напряжения. Измените емкость до значения $C = 50$ мкФ и выполните анализ снова. Получите графики $v(1)$ и $v(2)$. Убедитесь, что размах пульсаций уменьшается при этом до $V_r = 2,802$ В.



■ Рис. 9.7. Временные диаграммы напряжений в схеме на рис. 9.5

ДВУХПОЛУПЕРИОДНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ



Чтобы лучше использовать входное напряжение, применяют двухполупериодный выпрямитель, схема которого приведена на рис. 9.8. Напряжения v_1 и v_2 снимаются с обмотки трансформатора с заземленной средней точкой. Выходное напряжение v_0 подается на R . Входной файл для этой схемы:

```
Full-Wave Rectifier
v1 1 0 sin(0 12 60Hz)
v2 0 3 sin(0 12 60Hz)
R 2 0 1k
D1 1 2 DA
D2 3 2 DA
.MODEL DA D
.TRAN 0.1ms 25ms
.PROBE
.END
```

Проведите анализ и получите в Probe графики для двух входных напряжений $v(1)$, $v(3)$ и для выходного напряжения $v(2)$. Здесь мы видим двухполупериодное выпрямление, когда на протяжении всего периода один из ди-

одов проводит ток. Эти графики показаны на рис. 9.9. Удалите графики напряжений и получите затем график выходного тока $I(R)$. Убедитесь, что ток $I(R)$ достигает на каждом полупериоде максимума ($I(R)_{max} = 11.28 \text{ mA}$). Согласуется ли это с вашим расчетным значением? График тока нагрузки приведен на рис. 9.10.

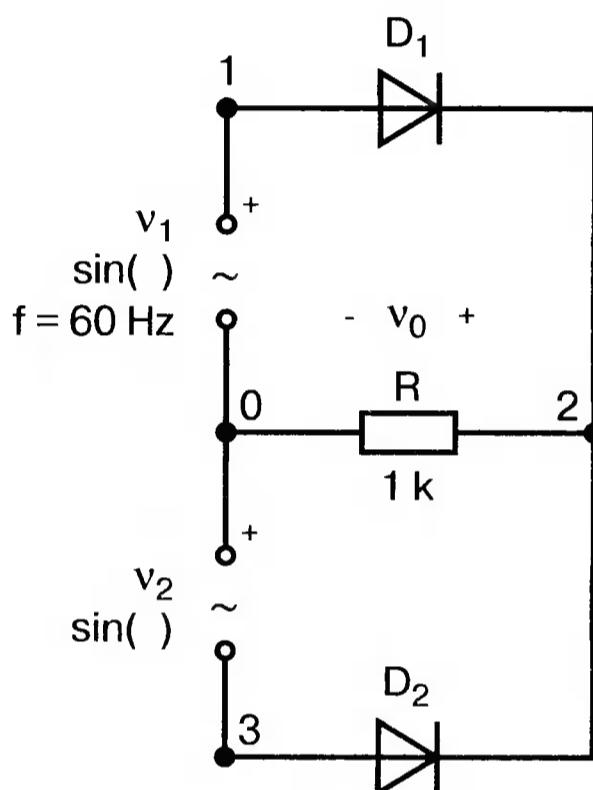
ДВУХПОЛУПЕРИОДНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ С ФИЛЬТРАМИ

Подключите конденсатор емкостью 25 мкФ параллельно сопротивлению нагрузки R , добавив команду

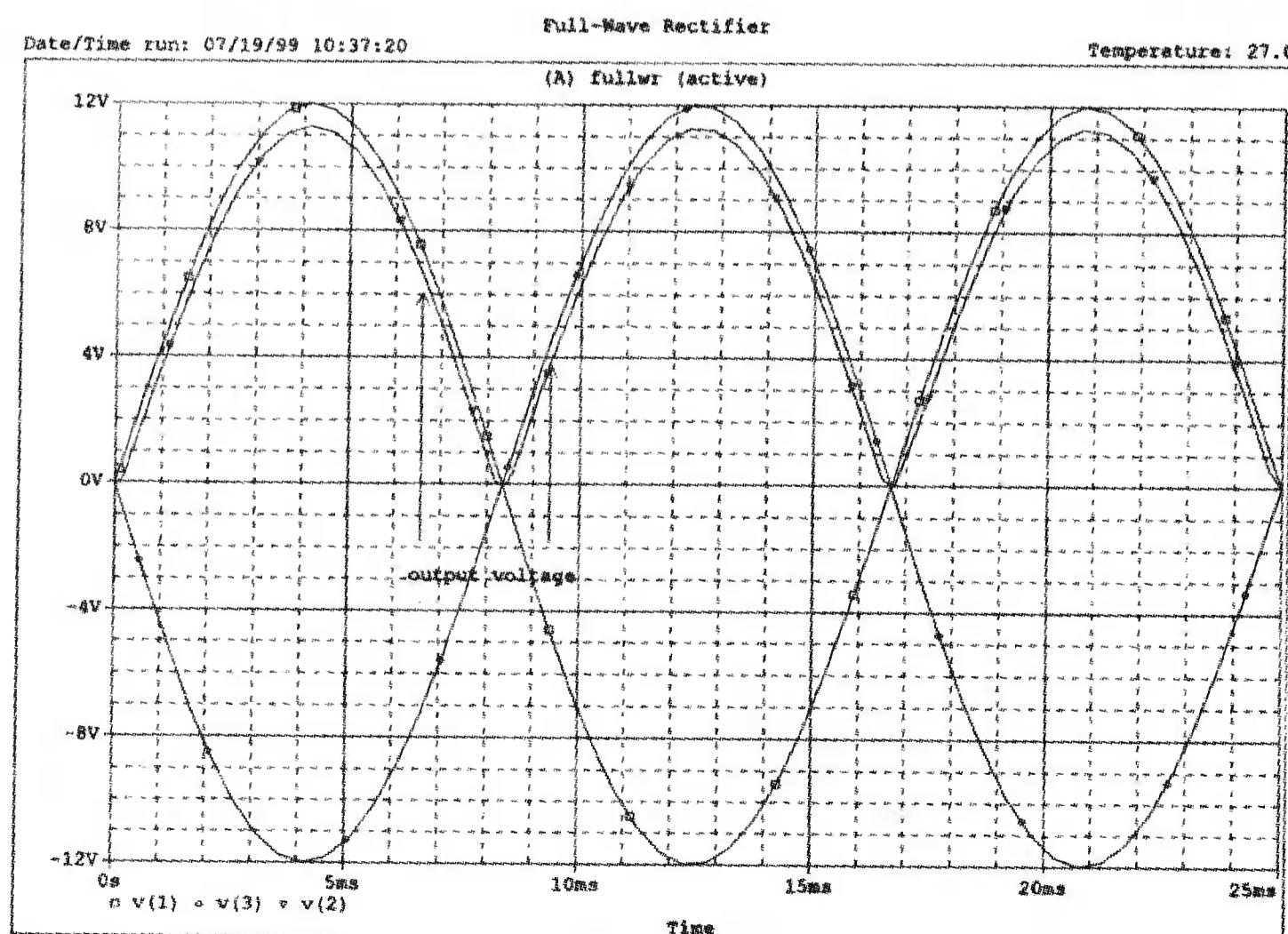
C 2 0



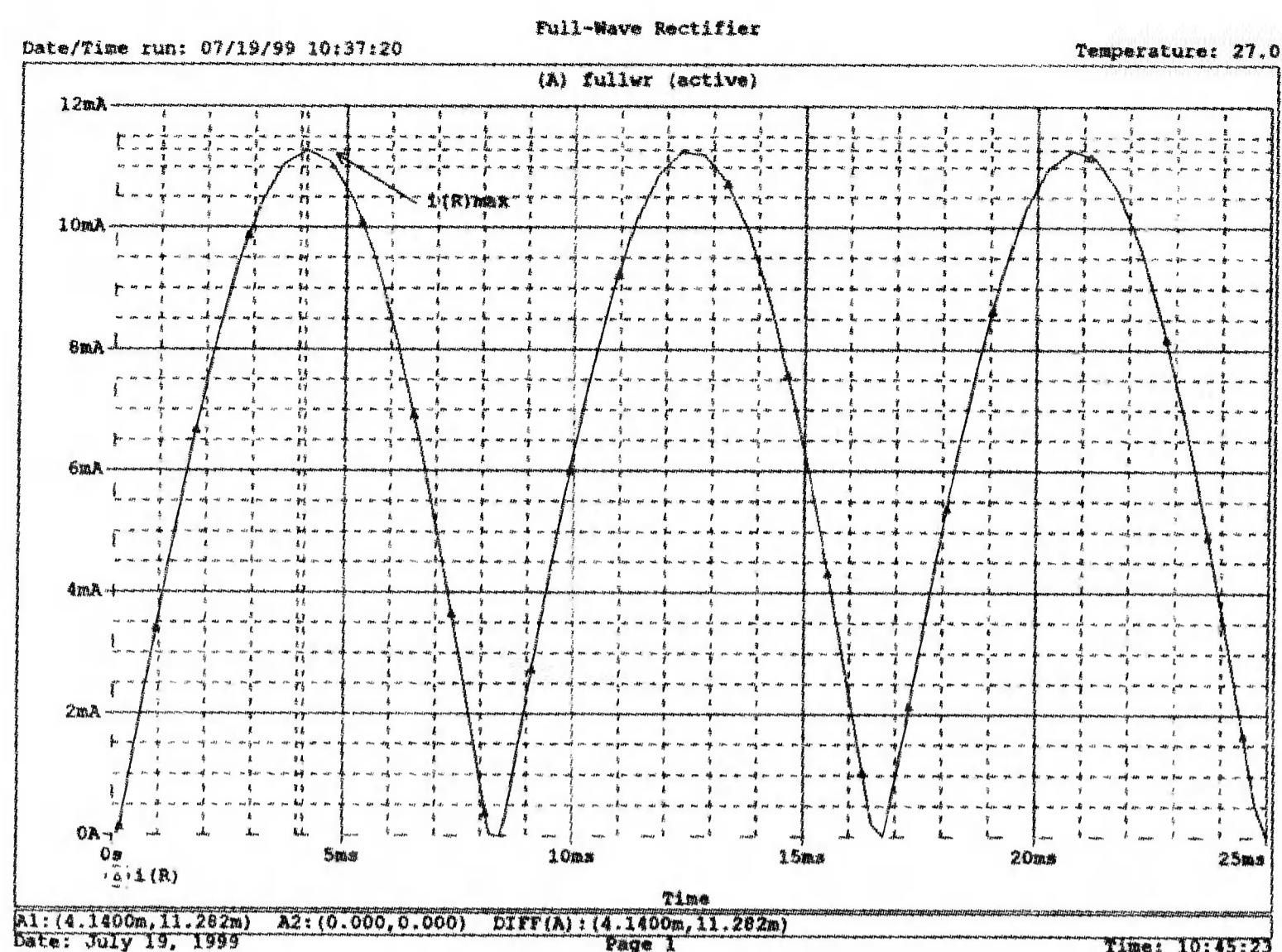
во входной файл предыдущего примера.



■ Рис. 9.8. Модель двухполупериодного выпрямителя для анализа в PSpice

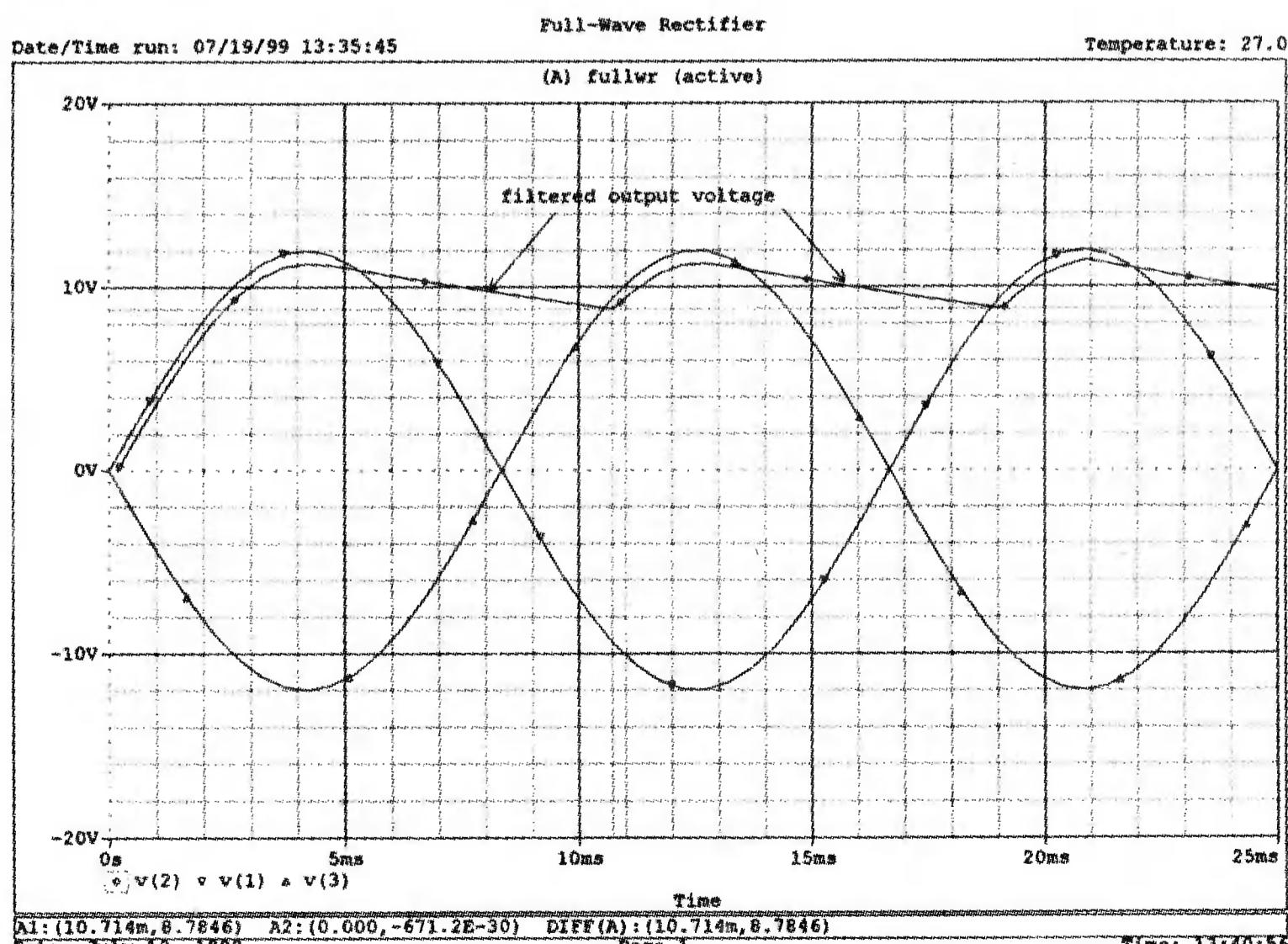


■ Рис. 9.9. Входное и выходное напряжения при двухполупериодном выпрямлении



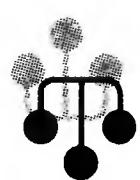
■ Рис. 9.10. Ток нагрузки при двухполупериодном выпрямлении

После проведения анализа получите график выходного напряжения $v(2)$ вместе с входными напряжениями $v(1)$ и $v(3)$. Получите графики, отражающие влияние емкости конденсатора на напряжение пульсаций. Воспользовавшись режимом курсора, убедитесь, что $v(2)_{\max} = 11,28$ В и $v(2)_{\min} = 8,79$ В, что создает размах пульсаций напряжения $V_r = 2,52$ В. Эти графики показаны на рис. 9.11.



■ Рис. 9.11. Входное и выходное напряжения при двухполупериодном выпрямлении с емкостной фильтрацией

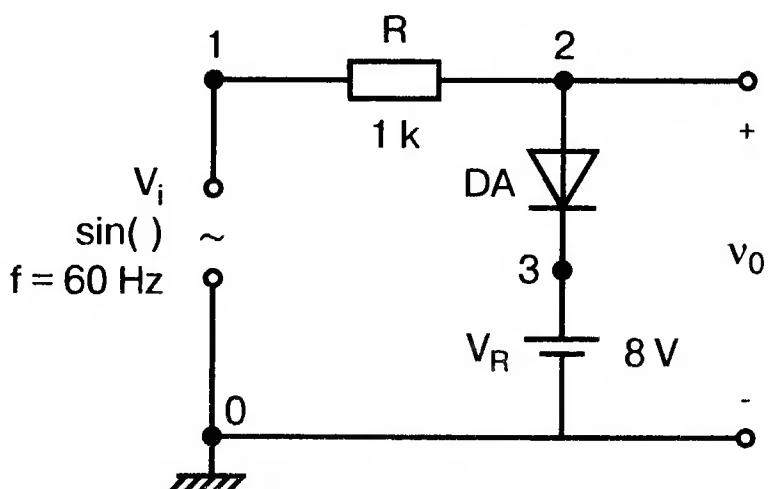
ПРОСТЕЙШИЙ ДИОДНЫЙ ОГРАНИЧИТЕЛЬ



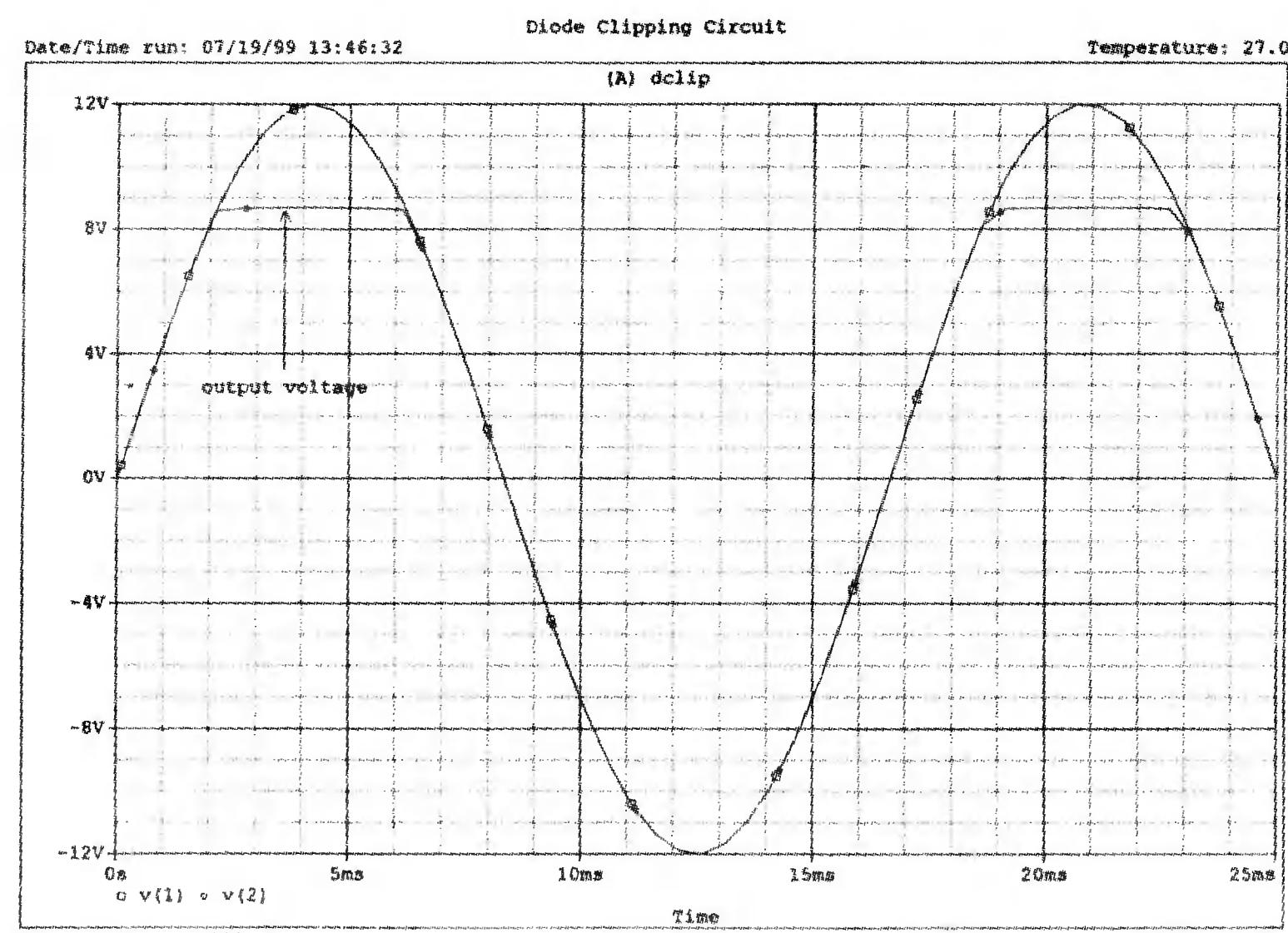
Ограничитель используется, чтобы передать на выход только часть входного напряжения произвольной формы. Когда диод включается, происходит отсечка: на выход независимо от входного сигнала подается сумма напряжений на источнике и прямосмещенному диоде. На рис. 9.12 показана одна из таких схем. Входной файл для нее:

```
Diode Clipping Circuit
vi 1 0 sin(0 12V 60Hz)
DA 2 3 D1
R 1 2 1k
VR 3 0 8V
.MODEL D1 D
.TRAN 0.1ms 25ms
.PROBE
.END
```

Проведите анализ и получите график входного напряжения $v(1)$ и выходного напряжения $v(2)$. Можете ли вы предсказать, каким будет уровень ограничения? Почему он не равен в точности 8 В? Эти графики показаны на рис. 9.13.

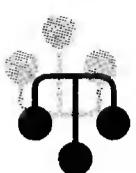


■ Рис. 9.12. Простейшая схема диодного ограничителя



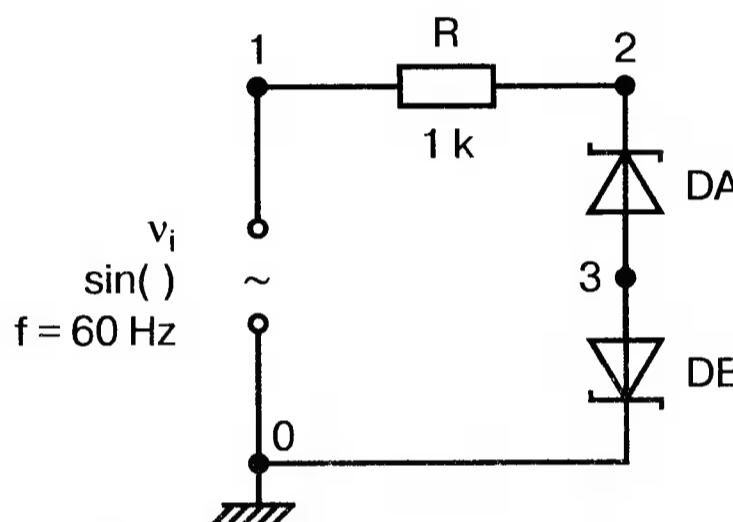
■ Рис. 9.13. Входное и выходное напряжения в схеме на рис. 9.12

ДВУСТОРОННИЙ ОГРАНИЧИТЕЛЬ



Чтобы преобразовать синусоидальное напряжение в прямоугольное, используется двусторонний ограничитель. Для этой цели может служить простое последовательное соединение двух противовключенных стабилитронов (рис. 9.14). Выбраны стабилитроны, с напряжением зенеровского пробоя 2,4 В, используется встроенная модель диода, которая может быть легко преобразована в модель стабилитрона введением параметра BV для напряжения пробоя, как показано в следующем входном файле:

```
Double-Ended Clipper Using Avalanche Diodes
vi 1 0 sin(0 24V 60Hz)
DA 3 2 D1
DB 3 0 D1
R 1 2 1k
.MODEL D1 D(BV=2.4V)
.TRAN 0.1ms 2 5ms
.PROBE
.END
```



■ Рис. 9.14. Двусторонний ограничитель на базе встречновключенных стабилитронов

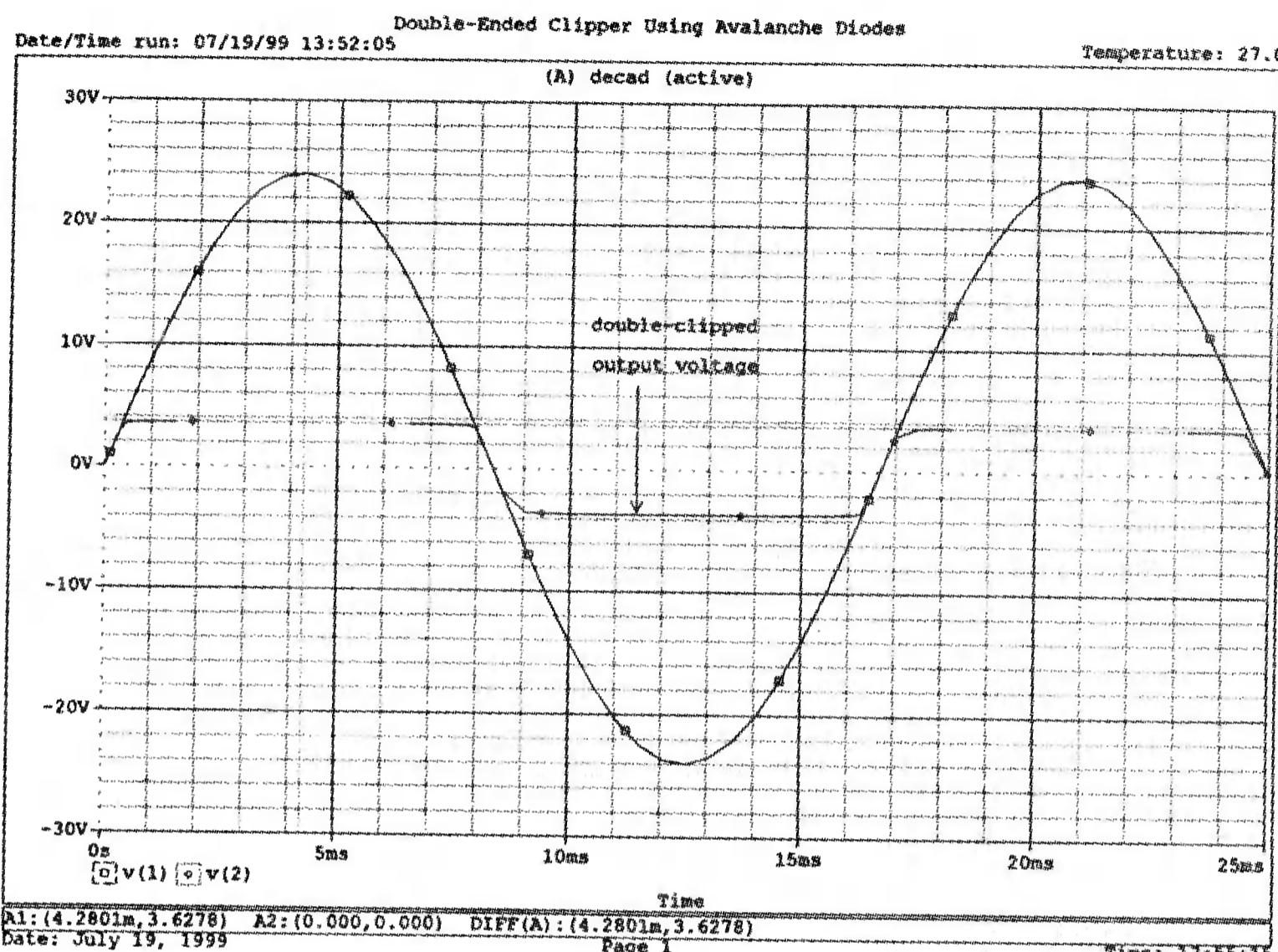
Проведите анализ, получите графики входного $v(1)$ и выходного $v(2)$ напряжений. Обратите внимание, что выходное напряжение отсекается с двух сторон из-за действия противовключенных стабилитронов. Почему отсечка происходит таким образом, что выходное напряжение изменяется между значениями $\pm 2,4$ В? Проверьте, что выходное напряжение достигает максимума в 3,628 В. Оставьте на графике только кривую $v(2)$, чтобы сделать прямоугольную форму более очевидной. Эти графики приведены на рис. 9.15.

Часто для этой схемы показывают передаточную характеристику (характеристику выход-вход). Вы можете увидеть эту кривую, выведя по оси X напряжение $v(1)$ и получив затем график $v(2)$. Этот график покажет выходное напряжение при полном колебании входного напряжения. Обратите внимание, что эта кривая немного выходит за диапазон графика. Это объясняется тем, что анализ переходных процессов проводится при синусоидальном входном напряжении. Этого можно избежать, используя вариацию по постоянному току (dc sweep). Измените входной файл следующим образом:

```
Double-Ended Clipper Using Avalanche Diodes
VI 1 0 24V
DA 3 2 D1
DB 3 0 D1
R 1 2 1k
.MODEL D1 D(BV=2.4V)
```

```
.DC VI -24 24 0.1
.PROBE
.END
```

Проведите анализ и получите более качественную характеристику передачи. Входное напряжение V_I выводится по оси X . Получите график $V(2)$ на оси Y . Характеристика показана на рис. 9.16.



■ Рис. 9.15. Входное и выходное напряжения в схеме на рис. 9.14

ВЫБОР СОПРОТИВЛЕНИЯ НАГРУЗОЧНОГО РЕЗИСТОРА ДЛЯ МАКСИМАЛЬНОЙ ПЕРЕДАВАЕМОЙ МОЩНОСТИ

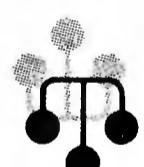
Мы рассмотрели теорему о максимальной мощности для схем постоянного и переменного тока. В обоих случаях устанавливалась нагрузка и затем проводился анализ. Если мы изменяли значение нагрузки во входном файле, то анализ приходилось выполнять снова. Существует, однако, способ изменения нагрузки в рамках одного анализа. Опишем его.

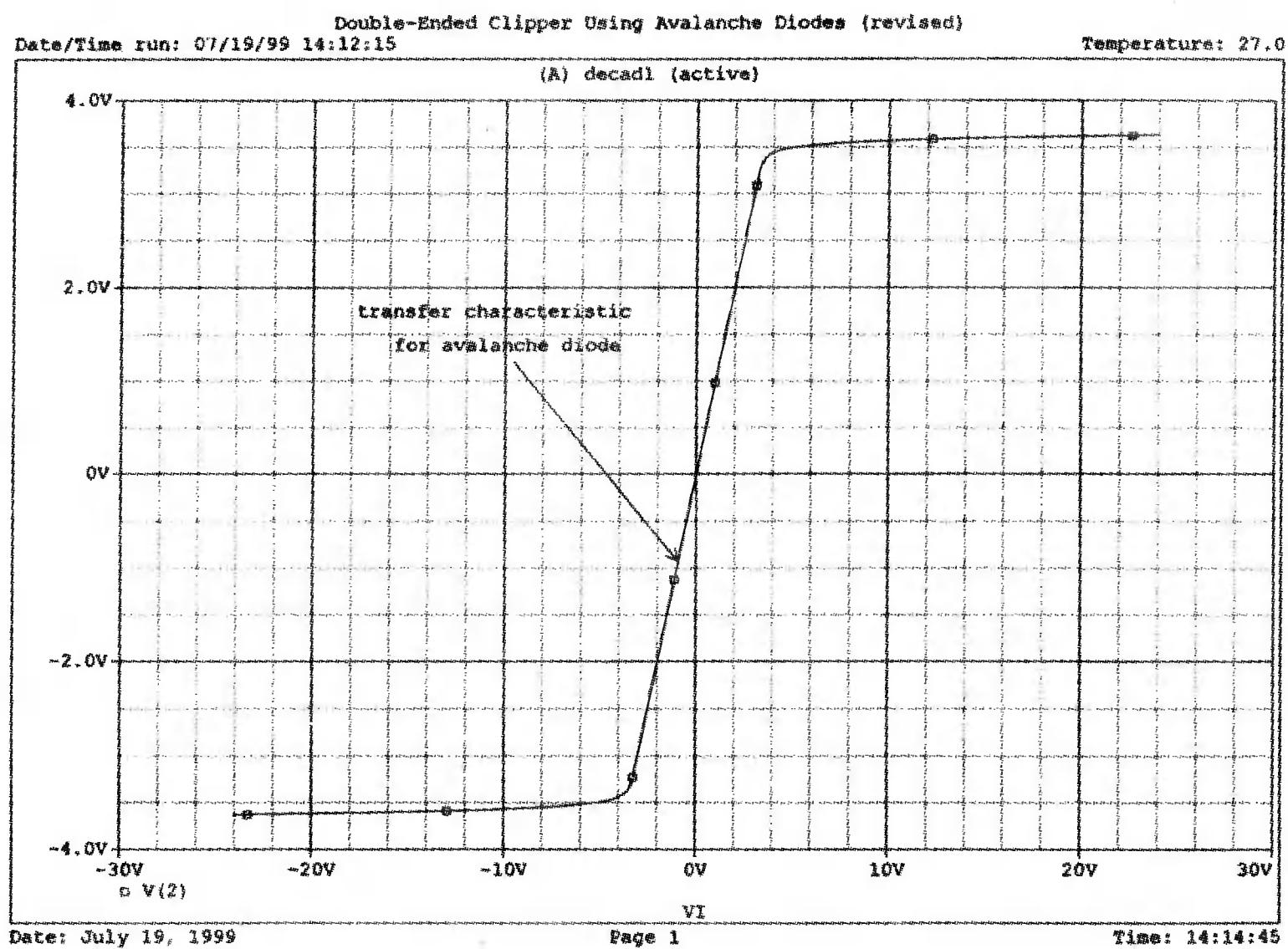
На схеме (рис. 9.17) показан источник постоянного напряжения в 12 В с внутренним сопротивлением $R_i = 5 \Omega$, подключенный к переменному нагрузочному резистору R_L . Чтобы реализовать переменный резистор R_L , необходимо использовать команду .MODEL для резистора. Она выглядит следующим образом:

```
.MODEL RL RES
```

где RL — выбранное имя модели и RES — тип вызываемой модели. Использование модели позволяет нам включить RL в качестве варьируемого параметра в команду .DC sweep, показав диапазон значений для сопротивления. Команда при этом выглядит следующим образом:

```
.DC RES RL(R) 0.1 10 0.1
```





■ Рис. 9.16. Передаточная характеристика схемы на рис. 9.14

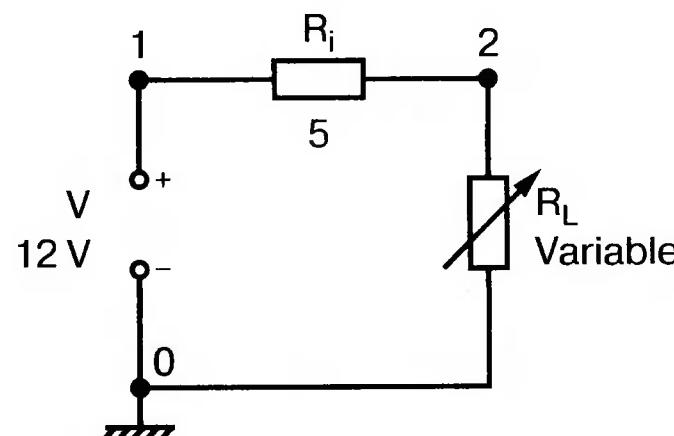
Здесь *RES* — имя варьируемой переменной, запись *RL(R)* использует выбранное нами имя модели, а (*R*) имя прибора, которым в данном случае является резистор. Весь входной файл:

```
Maximum Power with Variable Load Resistor
V 1 0 12V
RI 1 2 5
RLOAD 2 0 RL 1
.MODEL RL RES
.DC RES RL(R) 0.1 10 0.1
.PROBE
.END
```

Обратите внимание на команду *RLOAD*. Последний заданный в ней параметр — масштабный множитель 1. Это необходимое значение, без которого анализ не будет работать. Целью введения этого параметра в команду является стремление учесть различные множители, например, когда имеется несколько резисторов, использующих одну модель.

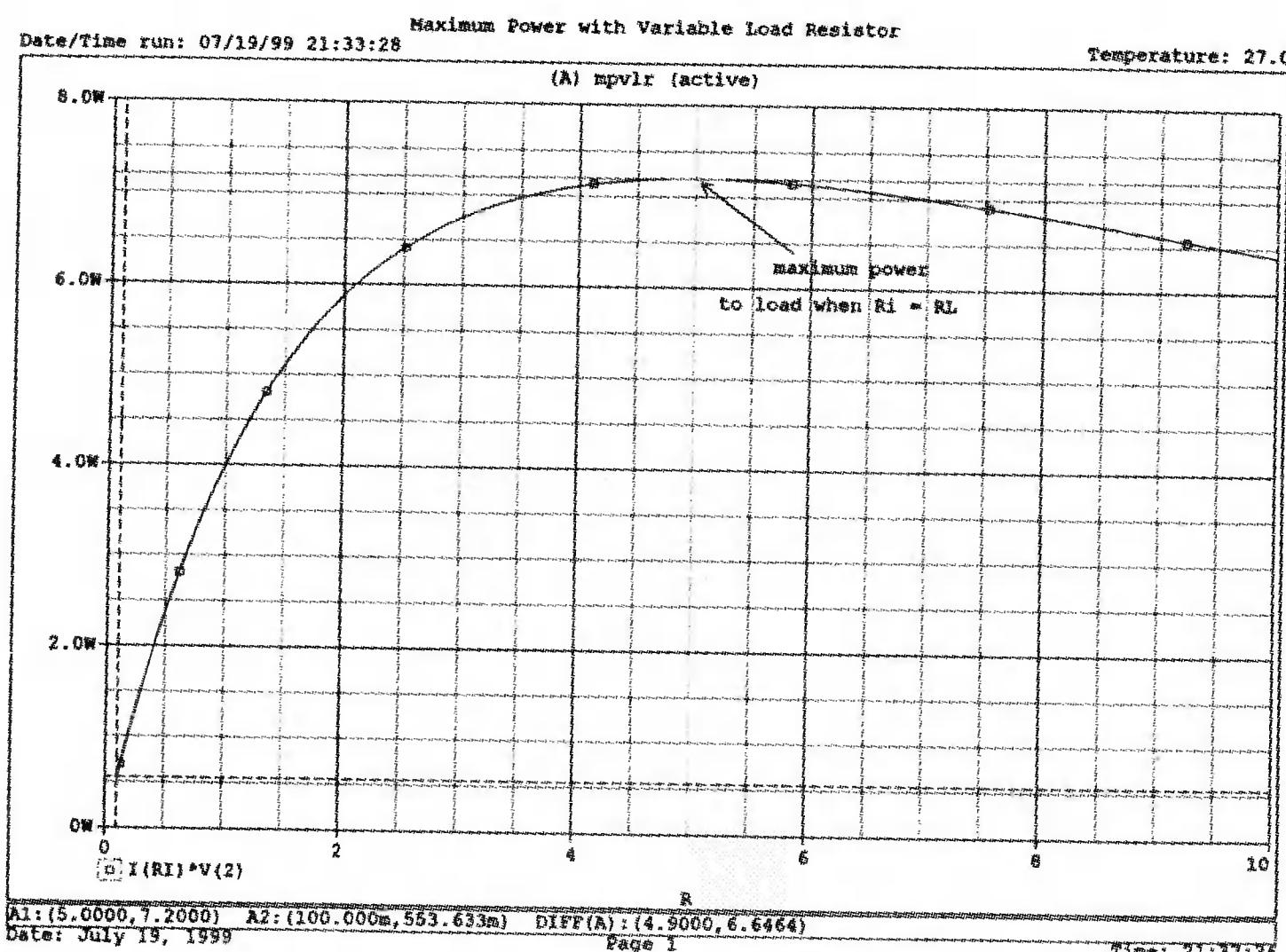
Выполните анализ и получите график

$I(RI) \cdot V(2)$,



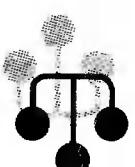
■ Рис. 9.17. Схема для исследования максимальной мощности при изменении сопротивления нагрузки

представляющий собой мощность, выделяемую в резисторе нагрузки. Убедитесь, что максимум приходится на значение $R = 5 \Omega$, подставив $R_{LOAD} = 5 \Omega$. Используйте курсор, чтобы показать, что $P_{max} = 7,2 \text{ Вт}$. Этот график показан на рис. 9.18.



■ Рис. 9.18. Зависимость мощности от сопротивления

ВСТРОЕННАЯ МОДЕЛЬ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА



В начальных главах мы не использовали при анализе транзисторных схем встроенную модель для плоскостного биполярного транзистора (BJT). Хотя одно из основных преимуществ PSpice заключается в широком диапазоне и многогранности встроенных моделей, в то же время эти сложные модели могут напугать начинающего пользователя. Например, встроенная модель *Q* для биполярного транзистора содержит 40 параметров, которые могут быть определены пользователем. Если вы посмотрите раздел «*Q* — биполярный транзистор» в приложении *D* (с. 000), то увидите, насколько всесторонними являются эти параметры.

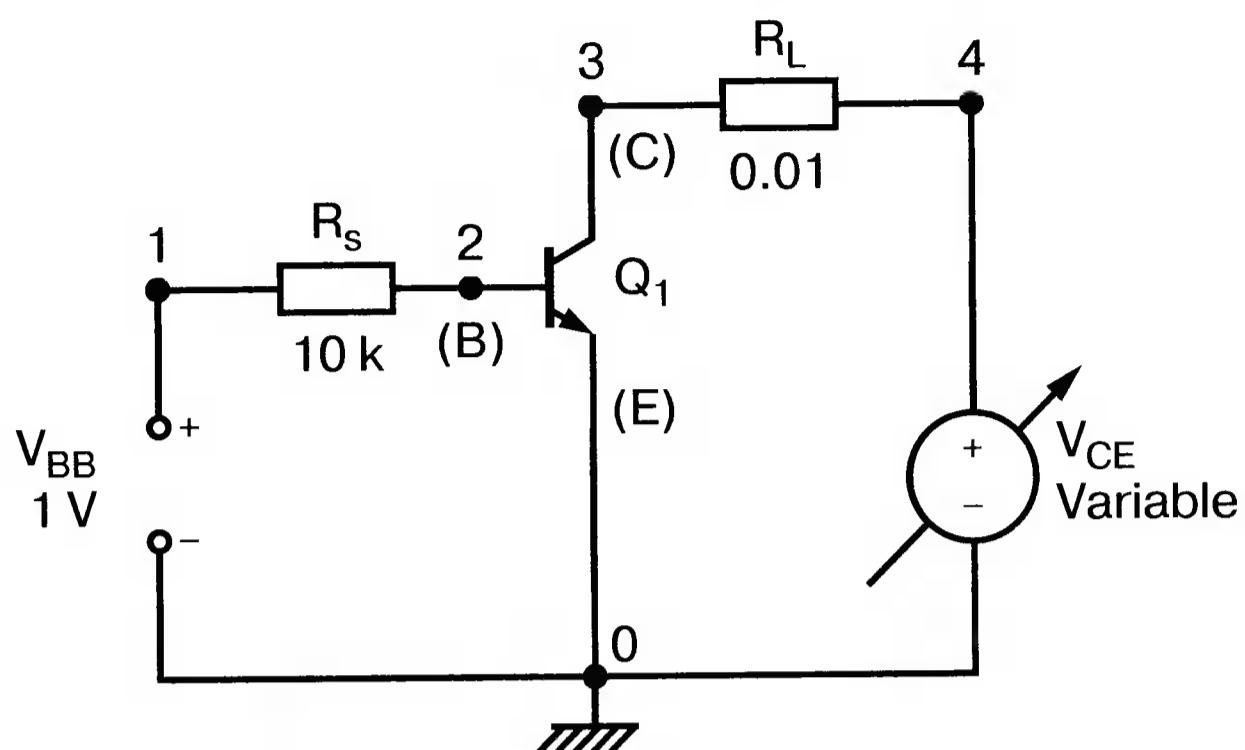
Многие из них вам, вероятно, совершенно не знакомы и выходят за рамки нашего обсуждения.



ВЫХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СХЕМЫ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

Чтобы представить модель биполярного транзистора, мы используем схему смещения усилителя с ОЭ, представленную на рис. 9.19. Такую схему вы могли бы использовать, если бы вам пришлось исследовать выходные характеристики биполярного транзистора в лаборатории. Вы получили бы подобную характеристику, поддерживая постоянным входной ток I_B при изменении напряжения V_{CE} . Большинство студентов знакомо с этим экспериментом. Рассмотрим теперь этот эксперимент с точки зрения PSpice. Мы вызываем

транзистор Q_1 и используем имя модели BJT . При использовании этих обозначений необходимая команда примет вид:



■ Рис. 9.19. Схема для снятия выходных характеристик усилителя ОЗ на биполярном транзисторе

`Q1 3 2 0 BJT`

Узлы приводятся в последовательности коллектор, база, эмиттер. Команда ввода модели:

`.MODEL BJT NPN`

где запись BJT выбрана в соответствии с нашим обозначением Q_1 , а NPN — тип модели для *n-p-n*-транзистора. Получится следующий входной файл:

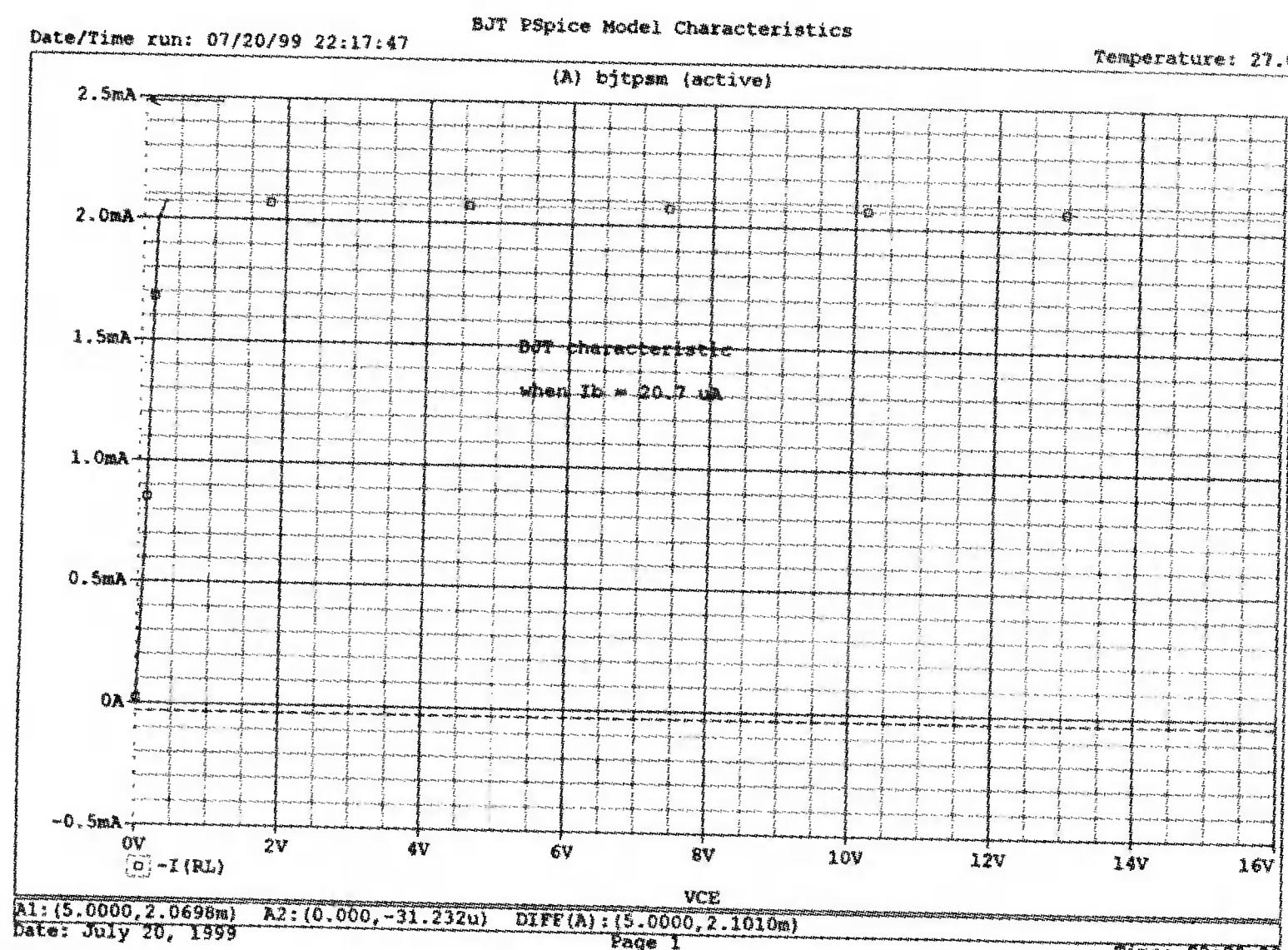
```
BJT PSpice Model Characteristics
VBB 1 0 1V
RS 1 2 10k
RL 3 4 0.01
Q1 3 2 0 BJT; 3 = collector, 2=base,1=emitter
VCE 4 0 5V
.MODEL BJT NPN
.DC VCE 0 15V 0.1V
.PROBE
.END
```

Проведите анализ и получите график $-I(R_L)$. Знак минус правилен относительно команды ввода R_L , показанной в файле. Используйте режим курсора, чтобы найти $I_{C_{max}}$. Вы должны получить $I_{C_{max}} = 2,07 \text{ мА}$. Характеристика показана на рис. 9.20. Удалите эту кривую и получите график $I(R_S)$, чтобы посмотреть входной ток I_B . Проверьте, что его максимальное значение $I_B = 20,7 \text{ мкА}$. Из двух полученных значений можно вычислить $h_{FE} = 100$, что соответствует параметру BF , приведенному в модели. При необходимости вы можете задавать другие значения для BF в некоторых моделях транзистора (см. список всех параметров транзистора в разделе « Q — биполярный транзистор» приложения D (с. 571)).

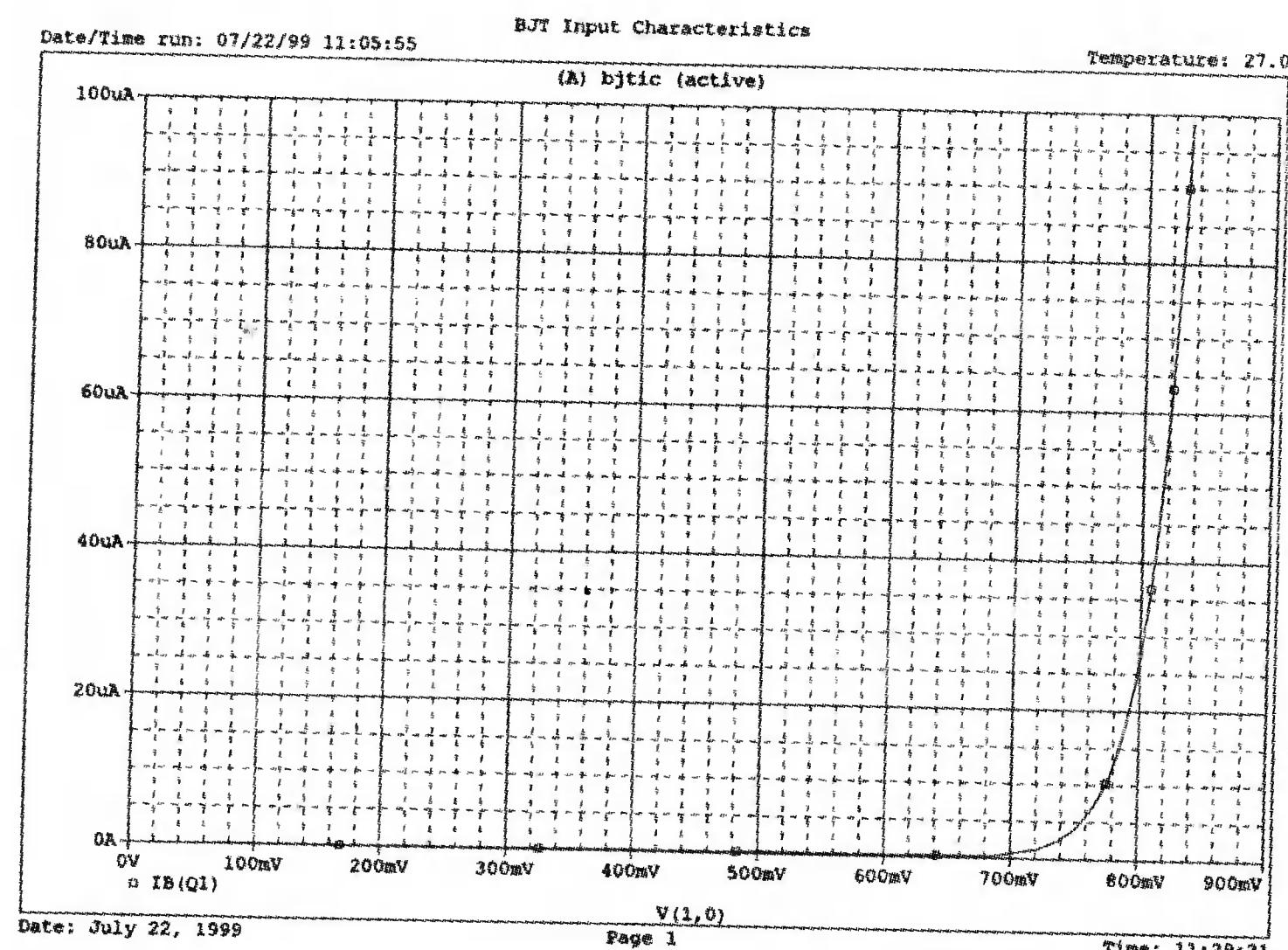


ВХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СХЕМЫ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

Входные характеристики могут быть получены из входного файла, который ссылается на встроенную модель следующим образом:



■ Рис. 9.20. Выходная характеристика для схемы на рис. 9.19



■ Рис. 9.21. Входная характеристика для схемы на рис. 9.19

BJT Input Characteristics

IBB 0 1 100 μA

Rs 1 0 1000k

RL 2 3 1k

```

Q1 2 1 0 BJT
VCC 3 0 12V
.MODEL BJT NPN
.DC IBB 0 100uA 1uA
.PROBE
.END

```

Из рис. 9.21 видно, что для этой модели *при*-транзистора значение V_{BE} в активной области составляет около 0,8 В. Поскольку оно приблизительно на 0,1 В выше, чем то же значение в применявшейся нами ранее собственной модели для BJT, стандартная модель даст результаты, которые несколько отличаются от полученных ранее.

ДРУГИЕ АКТИВНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ



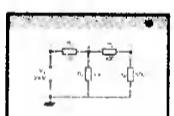
Приложения A, B и D содержат распечатки моделей для других активных устройств, включая «B — GaAsFET» и «M — MOSFET». С точки зрения обучения вам полезнее использовать собственные модели для транзисторов и других устройств. Это позволит вам решать, какая из моделей более всего соответствует ситуации. Применение встроенных моделей в более сложных случаях позволит вам устанавливать параметры, которые в простых моделях не могут учитываться.

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ



Дифференциальный усилитель используется в качестве первого каскада ОУ. В простейшем случае он напоминает схему на рис. 9.22. Для анализа мы используем встроенную модель для прп-ранзистора, применив согласованную пару для $Q1$ и $Q2$, выбрав $R_{s1} = R_{s2} = 1 \text{ кОм}$ и $R_{c1} = R_{c2} = 2 \text{ кОм}$.

Коэффициент усиления при дифференциальном входе



Коэффициент усиления при работе в режиме дифференциального входа найдем, установив $V_{s1} = -V_{s2} = V_s/2$. Коэффициент усиления аппроксимируется выражением:

$$A_d = \frac{V_0}{V_s} = \frac{h_{fe}R_e}{2(R_s + h_{ie})},$$

Для анализа выберем $V_s = 1 \text{ мВ}$, задав $V_{s1} = 0,5 \text{ мВ}$ и $f = 1 \text{ кГц}$. Воспользовавшись встроенной моделью, вычислите ожидаемое значение A_d . Чтобы предсказать результаты, примите $h_{fe} = 100$ и $h_{ie} = 2 \text{ кОм}$. Анализ должен дать значение $A_d = 33,3$. Чтобы получить в выходном файле переменные составляющие, используйте команду .PRINT, как показано во входном файле:

```

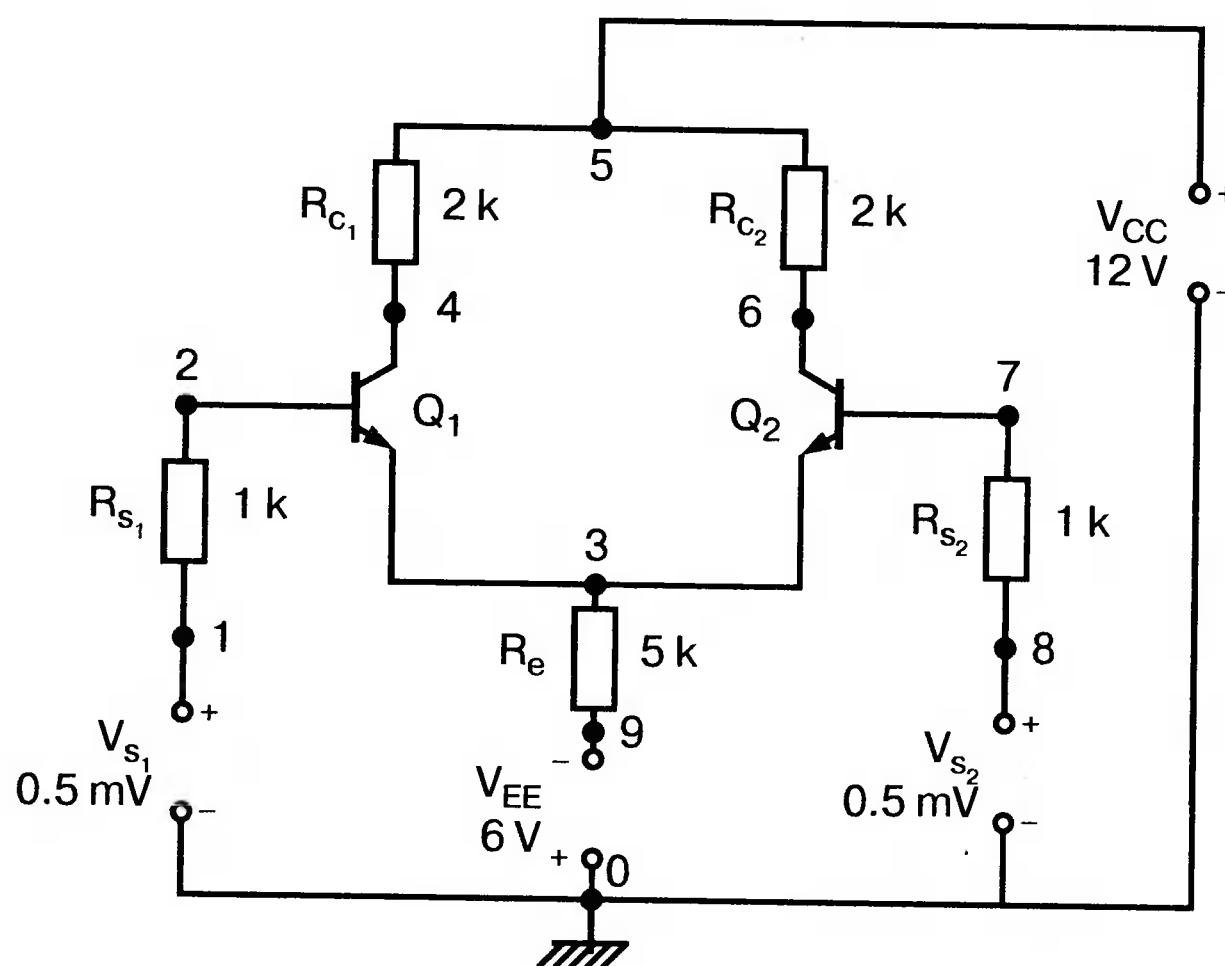
Model for Differential Amplifier
VS1 1 0 AC 0.5mV; Vs1 = -Vs2 = Vs/2
VS2 0 8 AC 0.5mV; This gives difference-mode operation
RS1 2 1 1k

```

```

RS2 7 8 1k
RE 3 9 5k
RC1 4 5 2k
RC2 5 6 2k
VCC 5 0 12V
VEE 0 9 6V
Q1 4 2 3 BJT
Q2 6 7 3 BJT
.AC LIN 1 1000Hz 1000Hz
.MODEL BJT NPN
.OPT nopage
.PRINT ACV(1) V(2) V(3) V(4) V(5) V(6) V(7) V(8)
.TF V(4) VS1
.END

```



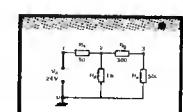
■ Рис. 9.22. Дифференциальный усилитель (режим с дифференциальными входами)

Проведите анализ и получите распечатку выходного файла. Если вы удалите ненужную информацию, вы уменьшите этот файл до одной страницы объемом менее 60 строк. Проверьте, что $A_d = V_o / V_{s1} = V(4)/V(1) = 33,4$. Обратите внимание на порядок следования узлов при описании входных напряжений V_{s1} и V_{s2} во входном файле. Кроме того, обратите внимание на то, что в выходном файле под заголовком «SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS» приведено отношение для соответствующих напряжений смещения. Нас же в большей степени интересует отношение переменных составляющих, приведенных в нижней части выходного файла на рис. 9.23.

Коэффициент усиления при общем входе

При работе в режиме с общим входом (ОВ) необходимо установить $V_{s1} = V_{s2} = V_s$. Коэффициент усиления в этом режиме можно аппроксимировать выражением:

$$A_c = \frac{-h_{fe}R_c}{R_s + h_{ie} + (1 + h_{fe})2R_e},$$

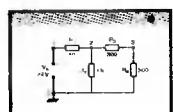


Воспользовавшись известными значениями параметров транзистора, предскажите, каков будет этот коэффициент усиления. Измените входной файл так, чтобы входные напряжения выражались как

```
VS1 1 0 AC 1mV; Vs1 = Vs2
VS2 8 0 AC 1mV; Это режим работы с общим входом
```

После этих изменений снова выполните анализ и получите такую же распечатку выходного файла, как и прежде. Убедитесь, что $A_c = V(4) / V(1) = 0,197$. Этот выходной файл показан на рис. 9.24.

Передаточная характеристика дифференциального усилителя



Важным аспектом при работе с дифференциальным усилителем является исследование его передаточной характеристики. Использование встроенной модели для транзистора облегчает эту задачу. Поскольку нас интересует режим малых сигналов при дифференциальном входном напряжении, используем вариацию параметров (dc sweep) для входных напряжений в диапазоне от -0,5 В до 0,5 В. Зафиксируем V_{s2} на уровне 1 мВ; а варьировать будем параметр V_{s1} . При этом входной файл примет вид:

```
Transfer Characteristics of Differential Amplifier
VS1 1 0 1mV; это входное напряжение варьирует от -0.5 В
до 0.5 В
VS2 8 0 1mV ; это напряжение остается фиксированным
RS1 2 1 1k
RS2 7 8 1k
RE 3 9 5k
RC1 4 5 2k
RC2 5 6 2k
VCC 5 0 12V
VEE 0 9 6V
Q1 4 2 3 BJT
Q2 6 7 3 BJT
.MODEL BJT NPN
.OP
.DC VS1 -0.5 0.5 0.01
.PROBE
.END
```

Выполните анализ и получите в Probe график $-I(RC1)$. Сравните результаты с полученными ранее в этом разделе характеристиками передачи. Обратите внимание, что передаточная характеристика линейна не во всем диапазоне. Можете вы аппроксимировать линейный участок для V_{s1} и I_{RC1} ? Величины по оси X обычно нормализуются по температурному потенциалу V_T и задаются как

$$\frac{V_{B1} - V_{B2}}{V_T},$$

Вспомним, что при комнатной температуре $V_T = 26$ мВ, и поэтому линейная часть кривой ограничена диапазоном 26 мВ. Характеристика передачи приведена на рис. 9.25.

Model for Differential Amplifier

**** CIRCUIT DESCRIPTION

```

VS1 1 0 AC 0.5mV ; Vs1 = -Vs2 = Vs/2
VS2 0 8 AC 0.5mV ; This gives difference-mode operation
RS1 2 1 1k
RS2 7 8 1k
RE 3 9 5k
RC1 4 5 2k
RC2 5 6 2k
VCC 5 0 12V
VEE 0 9 6V
Q1 4 2 3 BJT
Q2 6 7 3 BJT
.AC LIN 1 1000Hz 1000Hz
.MODEL BJT NPN
.OPT nopage
.PRINT AC V(1) V(2) V(3) V(4) V(5) V(6) V(7) V(8)
.TF V(4) VS1
.END

```

**** BJT MODEL PARAMETERS

```

      BJT
      NPN
IS   100.000000E-18
BF   100
NF   1
BR   1
NR   1
CN   2.42
D    .87

```

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	0.0000	(2)	-.0052	(3)	-.7624	(4)	10.9630
(5)	12.0000	(6)	10.9630	(7)	-.0052	(8)	0.0000
(9)	-6.0000						

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
VS1	-5.186E-06
VS2	5.186E-06
VCC	-1.037E-03
VEE	-1.048E-03

TOTAL POWER DISSIPATION 1.87E-02 WATTS

**** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

$V(4)/VS1 = -1.680E+01$

INPUT RESISTANCE AT VS1 = 1.191E+04

OUTPUT RESISTANCE AT V(4) = 2.000E+03

FREQ	V(1)	V(2)	V(3)	V(4)	V(5)
1.000E+03	5.000E-04	4.165E-04	6.371E-20	1.670E-02	1.000E-30
FREQ	V(6)	V(7)	V(8)		
1.000E+03	1.670E-02	4.165E-04	5.000E-04		

■ Рис. 9.23. Выходной файл для режима с дифференциальными входами

Model for Differential Amplifier--Common Mode

***** CIRCUIT DESCRIPTION

```

VS1 1 0 AC 1mV ; Vs1 = Vs2
VS2 8 0 AC 1mV ; This gives common-mode operation
RS1 2 1 1k
RS2 7 8 1k
RE 3 9 5k
RC1 4 5 2k
RC2 5 6 2k
VCC 5 0 12V
VEE 0 9 6V
Q1 4 2 3 BJT
Q2 6 7 3 BJT
.AC LIN 1 1000Hz 1000Hz
.MODEL BJT NPN
.OPT nopage
.PRINT AC V(1) V(2) V(3) V(4) V(5) V(6) V(7) V(8)
.TF V(4) VS1
.END

```

***** BJT MODEL PARAMETERS

BJT

NPN

```

IS 100.000000E-18
BF 100
NF 1
BR 1
NR 1
CN 2.42
D .87

```

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	0.0000	(2)	-.0052	(3)	-.7624	(4)	10.9630
(5)	12.0000	(6)	10.9630	(7)	-.0052	(8)	0.0000
(9)	-6.0000						

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
VS1	-5.186E-06
VS2	-5.186E-06
VCC	-1.037E-03
VEE	-1.048E-03

TOTAL POWER DISSIPATION 1.87E-02 WATTS

***** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

 $V(4)/VS1 = -1.680E+01$

INPUT RESISTANCE AT VS1 = 1.191E+04

OUTPUT RESISTANCE AT V(4) = 2.000E+03

■ Рис. 9.24. Выходной файл для режима с общим входом

Дифференциальный усилитель является хорошим ограничителем, и если входное напряжение при комнатной температуре превышает 100 мВ, усилитель переходит в режим насыщения. Проверьте команды входного файла по вашей распечатке для передаточной кривой. Можете ли вы получить зеркальное отображение этой кривой? Оно может быть получено, если сохранять фиксированным V_{s1} при вариации V_{s2} .

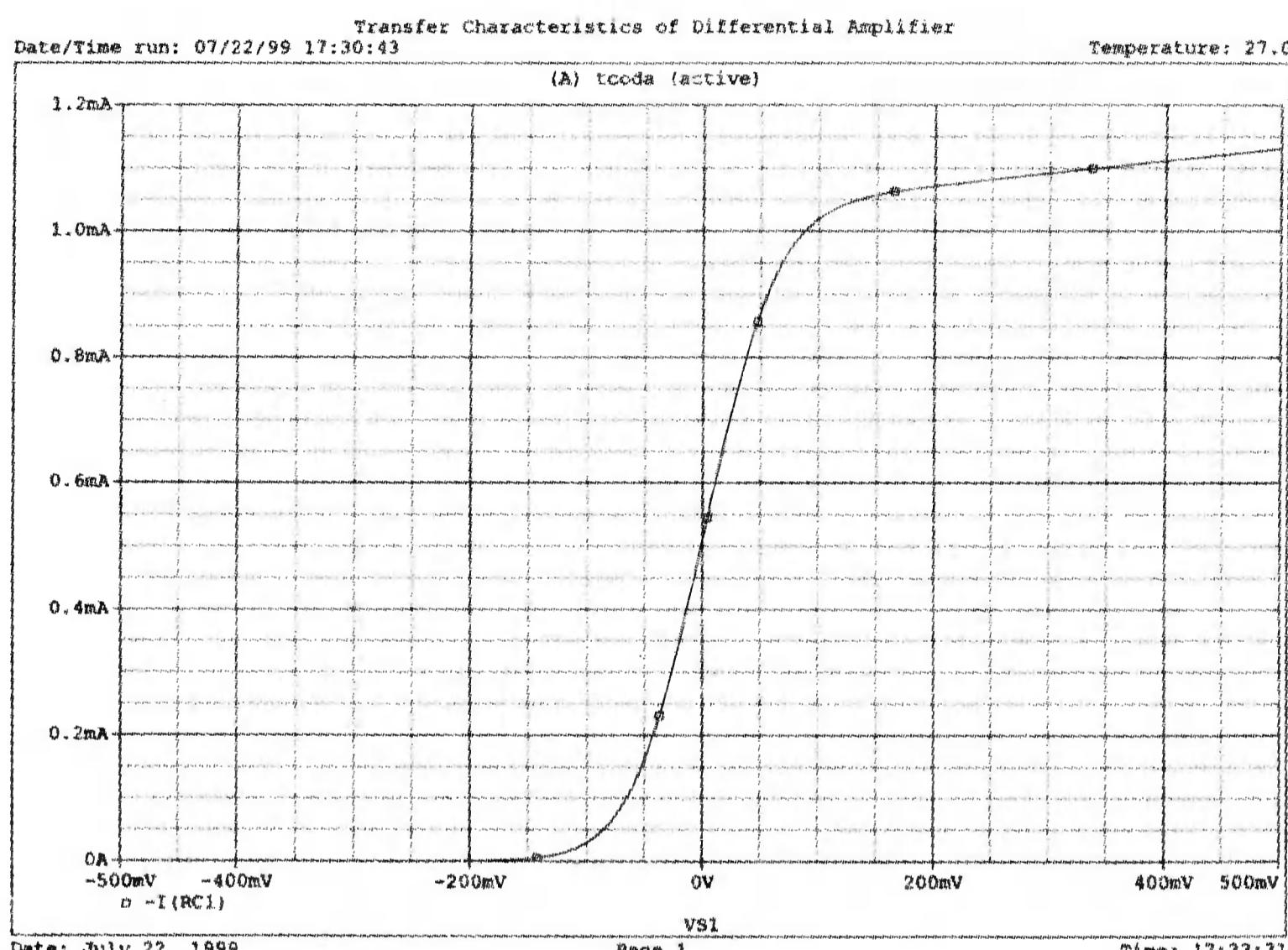
ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

Рабочая версия PSpice содержит более сотни логических устройств, доступных в коммерческой версии программного обеспечения. Имеется большинство логических схем серии 7400, триггеры, счетчики и т. п. Полная распечатка логических устройств демонстрационной версии PSpice приведена в приложении Е.



МИКРОСХЕМА ИЛИ-НЕ 7402

Микросхема, содержащая единственную логическую схему ИЛИ-НЕ, показана на рис. 9.26. Напряжения на двух входах *A* и *B* показаны как последовательности импульсов различной длительности с амплитудой 1 В. Схема ИЛИ-НЕ вводится с помощью вызова подпрограммы (командой *X*), в которой узлы 1, 2 и 3 относятся ко входам *A* и *B* и выходу *Y* соответственно. При вызове подпрограммы устройство называется 7402. Окончательный вид входного файла:



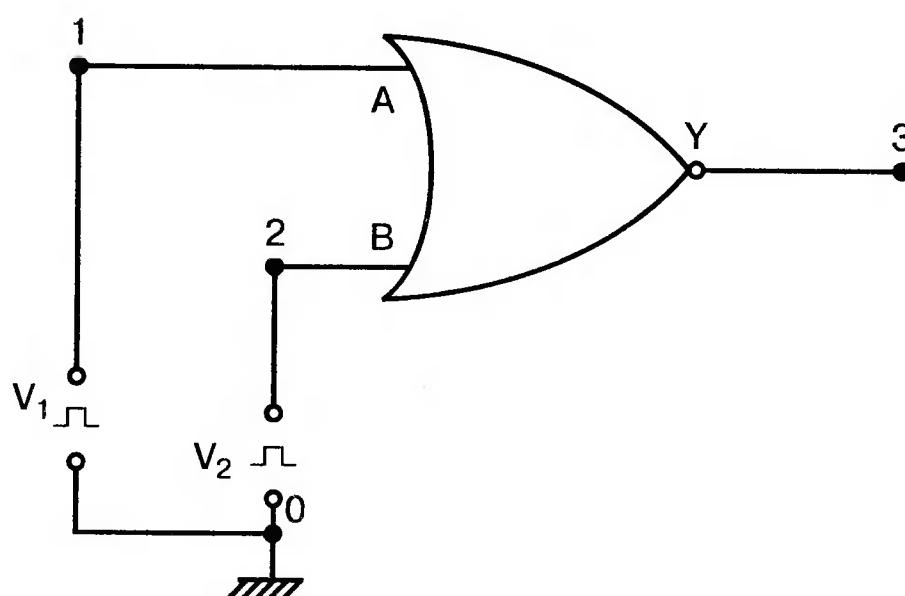
■ Рис. 9.25. Нормализованная переходная характеристика схемы на рис. 9.22

```

Digital Circuit Using NOR gate
VCC 4 0 5V
X 1 2 3 7402
V1 1 0 PWL(0s 0V 0.1ms 1V 1s 1V 1.0001s 0V
+2s 0V 2.0001s 1V 3s 1V 3.0001s 0V 4s 0V 4.0001s 1V 5s
1V)
V2 2 0 PWL(0s 0V 1.5s 0V 1,50001s 1V 2.5s 1V 2.50001s 0V
+3.5s 0V 3.50001s 1V 3.7s 1V 3.70001s 0V 5s 0V)
R 4 3 100k
.lib eval.lib
.tran 0.01ms 5s
.probe
.end
V2 2 0 PWL(0s 0V 1.5s 0V 1,50001s 1V 2.5s 1V 2.50001s 0V
+3.5s 0V 3.50001s 1V 3.7s 1V 3.70001s 0V 5s 0V)
R 4 3 100k

```

```
.lib eval.lib
.tran 0.01ms 5s
.probe
.end
```

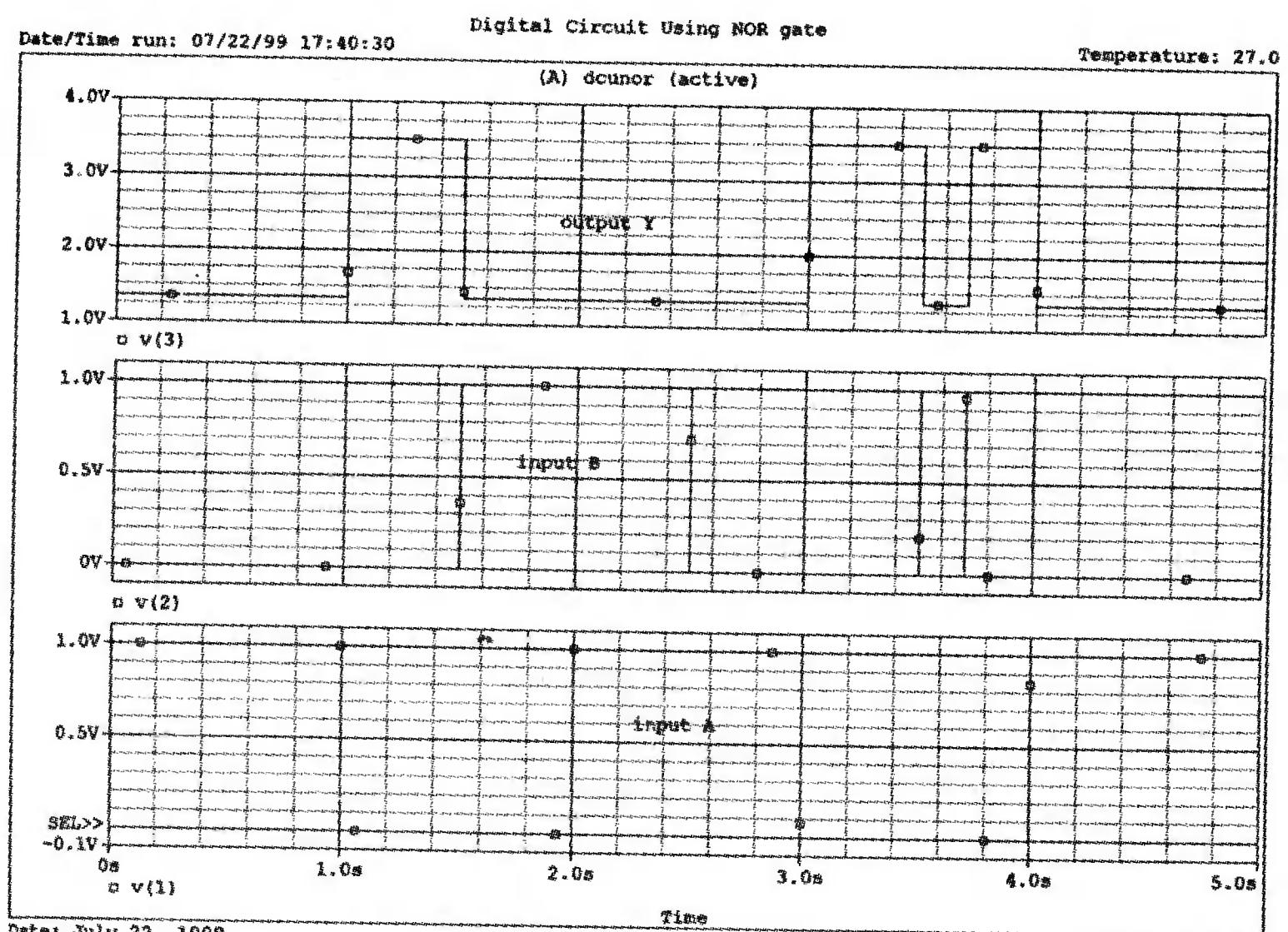


■ Рис. 9.26. Схема ИЛИ-НЕ с двумя входами

В приложении Е можно найти описание модели

```
.subckt 7402 A B Y . . . ,
```

в котором показана вся подпрограмма. Ее не нужно включать во входной файл, достаточно ссылки на библиотеку *EVAL.LIB*, которая содержит всю необходимую информацию. В Probe получите напряжения $v(1)$ и $v(2)$, отображающие входные сигналы A и B , и напряжение $v(3)$, отображающее выходной сигнал Y . Ваши результаты должны соответствовать приведенным на рис. 9.27, который показывает сигналы в виде трех отдельных графиков. В совокупности они просто представляют собой диаграмму синхронизации для нашей логической схемы.



■ Рис. 9.27. Входное и выходное напряжения в схеме ИЛИ-НЕ

```

Digital Circuit Using NOR gate
VCC 4 0 5V
X 1 2 3 7402
V1 1 0 PWL(0s 0V 0.1ms 1V 1s 1V 1.0001s 0V
+2s 0V 2.0001s 1V 3s 1V 3.0001s 0V 4s 0V 4.0001s 1V 5s 1V)
V2 2 0 PWL (0s 0V 1.5s 0V 1.50001s 1V 2.5s 1V 2.50001s 0V
+3.5s 0V 3.50001s 1V 3.7s 1V 3.70001s 0V 5s 0V)
R 4 3 100k
.opt nopage
.lib eval.lib
.tran 0.01ms 5s
.probe
.end

**** Generated AtoD and DtoA Interfaces ****
* Analog/Digital interface for node 3
* Moving X.U1:OUT1 from analog node 3 to new digital node 3$DtoA
X$3_DtoA1
+ 3$DtoA
+ 3
+ $G_DPWR
+ $G_DGND
+ DtoA_STD
+     PARAMS: DRVH= 96.4    DRVL= 104    CAPACITANCE= 0
*
* Analog/Digital interface for node 1
* Moving X.U1:IN1 from analog node 1 to new digital node 1$AtoD
X$1_AtoD1
+ 1
+ 1$AtoD
+ $G_DPWR
+ $G_DGND
+ AtoD_STD
+     PARAMS: CAPACITANCE= 0
* Analog/Digital interface for node 2
* Moving X.U1:IN2 from analog node 2 to new digital node 2$AtoD
X$2_AtoD1
+ 2
+ 2$AtoD
+ $G_DPWR
+ $G_DGND
+ AtoD_STD
+     PARAMS: CAPACITANCE= 0
* Analog/Digital interface power supply subcircuits
X$DIGIFPWR 0 DIGIFPWR
***** Diode MODEL PARAMETERS
***** BJT MODEL PARAMETERS
***** Digital Input MODEL PARAMETERS
***** Digital Output MODEL PARAMETERS
***** Digital Gate MODEL PARAMETERS
***** Digital IO MODEL PARAMETERS

***** INITIAL TRANSIENT SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
      NODE VOLTAGE      NODE VOLTAGE      NODE VOLTAGE      NODE VOLTAGE
( 1) 0.0000 ( 2) 0.0000 ( 3) 3.5028 ( 4) 5.0000
($G_DGND) 0.0000 ($G_DPWR) 5.0000
(X$1_AtoD1.1) .0915 (X$1_AtoD1.2) .0457
(X$1_AtoD1.3) .8277 (X$2_AtoD1.1) .0915
(X$2_AtoD1.2) .0457 (X$2_AtoD1.3) .8277
DGTL NODE : STATE DGTL NODE : STATE DGTL NODE : STATE DGTL NODE : STATE
( 2$AtoD) : 0 ( 3$DtoA) : 1 ( 1$AtoD) : 0

```

Рис. 9.28. Выходной файл при анализе схемы ИЛИ-НЕ

В распечатке выходного файла (рис. 9.28) показана только часть общего файла. Распечатка параметров модели была опущена, чтобы сэкономить место. Обратите внимание, что аналого-цифровые команды реализуются в форме вызова подпрограмм, автоматически генерируемых подпрограммой 7402. Они имеются для каждого из трех узлов ИЛИ-НЕ. Команды для источника питания цифровой схемы также генерируются автоматически. Обратите внимание на листинг \$G_DPWR = 5 V наряду с другими узловыми напряжениями.

В качестве упражнения измените сигналы синхронизации для двух входов так, чтобы они создали области совпадения, отличные от уже использованных, и выполните моделирование снова. Опираясь на ваши теоретические сведения о работе схемы ИЛИ-НЕ, проверьте результаты.

В заключение замените схему 7402 на логическую схему И 7408 и проведите аналогичный анализ.

ОБЗОР НОВЫХ КОМАНД PSPICE, ПРИМЕНЯЕМЫХ В ДАННОЙ ГЛАВЕ



D[имя] <+узел> <-узел> <имя модели>[область]

Например, запись

DA 1 2 D1

показывает, что некоторый диод *DA* включен в схему между узлами 1 (анод) и 2 (катод). Модель для диода должна быть описана в команде .MODEL, которая носит имя *D1*. В схеме может быть несколько диодов, например *DA*, *DB* и *DC*, использующих одну и ту же модель.

**J[имя] <узел стока> <узел затвора> <узел истока>
<имя модели> [область]**

Например, запись

J 5 4 2 JFET

показывает, что некоторый полевой транзистор (JFET) подключен к узлам 5 (сток), 4 (затвор) и 2 (исток). Модель для полевого транзистора должна быть описана в команде .MODEL с именем *JFET*. Схема может содержать несколько полевых транзисторов, например *J*, *J1* и *J2*, использующих одну и ту же модель.

**Q[имя] <узел коллектора> <узел базы> <узел эмиттера> [узел подложки]
<имя модели> [область]**

Например, запись

Q1 3 2 0 BJT

показывает, что некоторый биполярный транзистор *Q*, подключен к узлам 3 (коллектор), 2 (база) и 0 (эмиттер). Модель для биполярного транзистора должна быть описана в команде .MODEL, которая носит имя *BJT*. Схема может содержать несколько транзисторов, например *Q₁*, *Q₂* и *Q₃*, использующих одну и ту же модель.

R[имя] <+узел> <-узел> <имя модели>[значение]

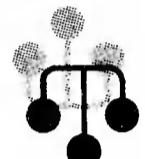
Например, запись

RLOAD 2 0 RL 1

показывает, что резистор *RLOAD* включен между узлами 2 и 0. Модель резистора носит имя *RL* и описывается командой .MODEL. Последняя запись (1 после *R_L*) представляет собой масштабный множитель, равный единице. Значение масштабного множителя может быть и другим. Масштабный множитель 2 показывал бы, что значение, заданное в модели, удваивается. Одной из причин, по которым для описания резисторов используются модели, является возможность применения команды .DC, при которой сопротивление *RES* выбирается в качестве переменной при вариации параметров. Дополнительную информацию дают команды с точкой.

НОВЫЕ КОМАНДЫ, НАЧИНАЮЩИЕСЯ С ТОЧКИ

.MODEL <имя модели> <тип>



Например, запись

```
.MODEL D1 D
```

используется, чтобы определить модель диода. Запись *D* показывает, что применяется модель прибора из библиотеки PSpice. Библиотека содержит модели следующих типов приборов:

- CAP (конденсатор);
- IND (катушка индуктивности);
- RES (резистор);
- D (диод);
- NPN (биполярный транзистор типа *prp*);
- PNP (биполярный транзистор типа *rpr*);
- NFJ (*n*-канальный полевой транзистор);
- PFJ (*p*-канальный полевой транзистор);
- NMOS (*n*-канальный MOSFET);
- PMOS (*p*-канальный MOSFET);
- GASFET (*n*-канальный GaAs MOSFET);
- ISWITCH (ключ, управляемый током);
- VSWITCH (ключ, управляемый напряжением);
- CORE (нелинейный трансформатор с магнитным сердечником).

Более полная форма для команды, описывающей модель:

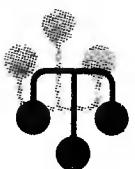
.MODEL <имя модели> <тип> [(<имя параметра> = <значение>)]*

Например, запись

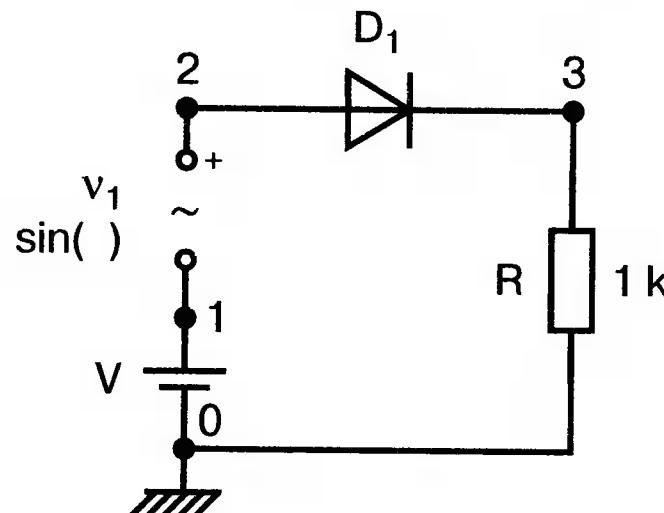
```
.MODEL D1 D (IS = 1E-12 N=1.2 VJ=0.9 BV=10)
```

показывает, что один из 14 параметров диода имеет значение, отличающееся от заданного по умолчанию. Звездочка после скобок означает, что заключенные в них пункты могут повторяться. В приложении D приведен список всех библиотечных приборов, различных параметров их моделей и значения параметров, заданные по умолчанию.

ЗАДАЧИ



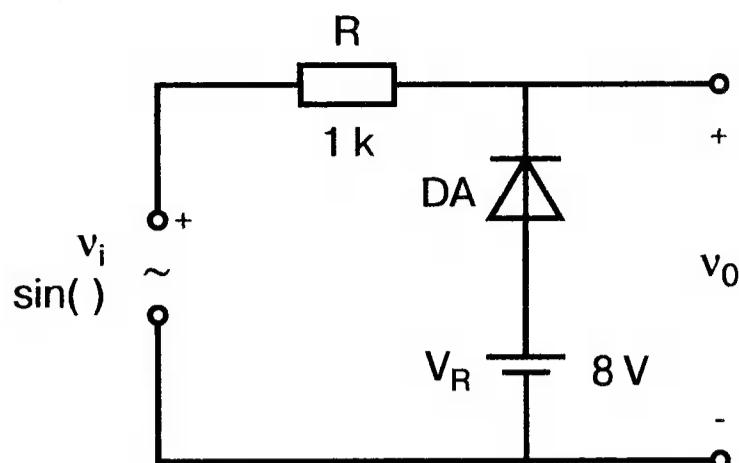
- 9.1. Однополупериодный выпрямитель, показанный на рис. 9.1, имеет следующие параметры: $IS = 1E-9 \text{ A}$, $VJ = 0,8 \text{ В}$, $IBV = 1E-6 \text{ A}$ и $EG = 0,72 \text{ эВ}$. Выполните анализ, аналогичный описанному в тексте, и сравните результаты с полученными ранее. Какие различия в результатах можно увидеть?
- 9.2. Диодная схема, содержащая последовательно включенные источники постоянного и переменного напряжений, показана на рис. 9.29.



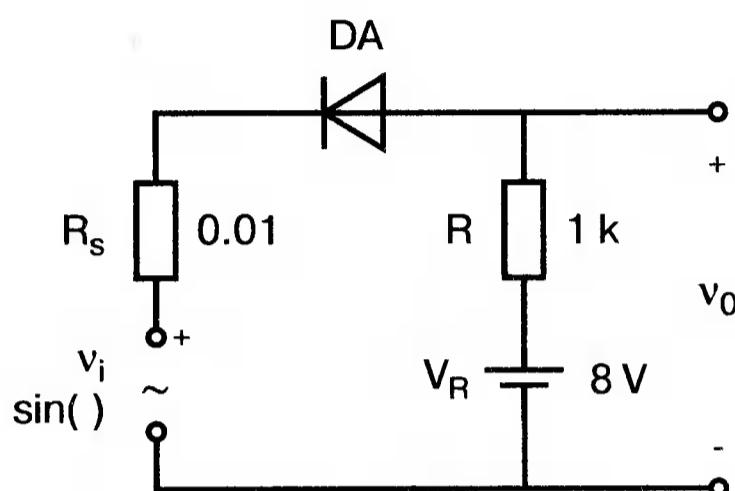
■ Рис. 9.29

Используйте при анализе встроенную модель диода. Задайте значения $V = 0,8 \text{ В}$ и $R = 1 \text{ кОм}$. Переменное напряжение задано синусоидальной функцией с амплитудой $0,2 \text{ В}$ и частотой $f = 1 \text{ кГц}$.

- a) Проведите анализ и получите в Probe графики напряжений $v(2, 1)$ и $v(3)$. Проводит ли диод в течение всего периода? Проверьте и объясните результаты.
- b) Проведите анализ при $V = 0,6 \text{ В}$. Объясните результаты.
- c) Проведите анализ при $V = 0,4 \text{ В}$. Объясните результаты.
- 9.3. На рис. 9.4 приведена ВАХ для встроенной модели диода. Получите характеристику для диода, параметры которого приведены в задаче 9.1. Опишите все различия в двух кривых.
- 9.4. Двухполупериодный выпрямитель с емкостным фильтром, использующим конденсатор с емкостью $C = 25 \text{ мкФ}$, рассмотрен в тексте. Используйте аналогичный анализ, чтобы определить размах пульсаций и среднее значение выходного напряжения при $C = 10 \text{ мкФ}$.
- 9.5. Схема, показанная на рис. 9.30, подобна схеме на рис. 9.12, за исключением того, что диод включен в обратном направлении. Проведите анализ при максимальном напряжении $v_i = 12 \text{ В}$, частоте $f = 60 \text{ Гц}$ и $V_R = 8 \text{ В}$ и получите входное и выходное напряжения. Попробуйте предсказать форму выходного напряжения и сравните предсказанные результаты с полученными в Probe.
- 9.6. В схеме, приведенной на рис. 9.31, используются те же параметры, что и в задаче 9.5. Выходное напряжение снимается с последовательного соединения R и V_R . Предскажите форму выходного напряжения, затем выполните анализ на PSpice и сравните результаты.
- 9.7. Для схемы на рис. 9.32, содержащей встроенную модель биполярного транзистора, найдите напряжения и токи покоя. Установите $h_{FE} = 80$ ($BF = 80$ в команде .MODEL). Обратите внимание, что схема подобна схеме на рис.

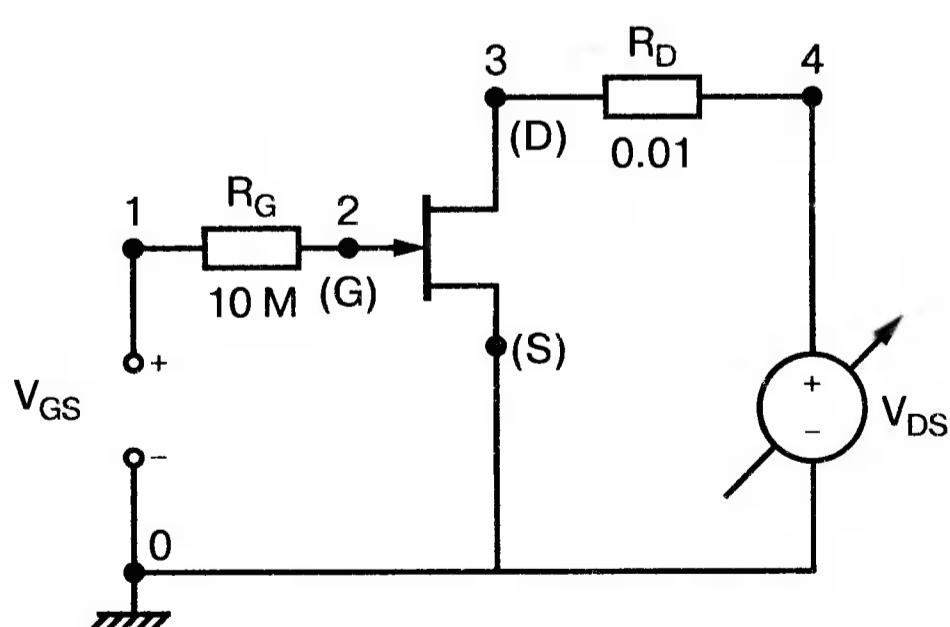


■ Рис. 9.30



■ Рис. 9.31

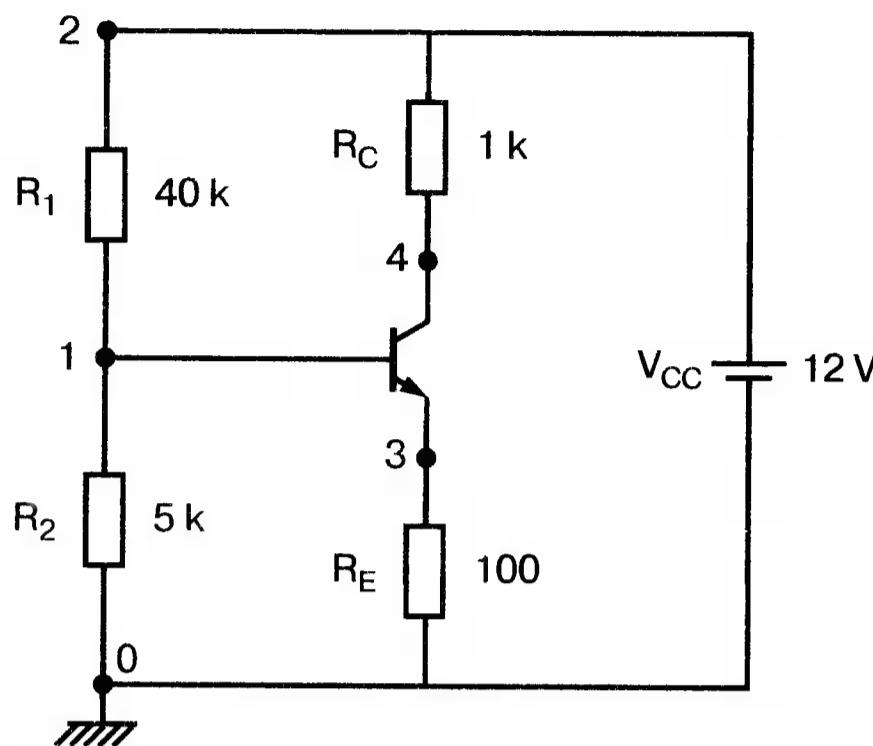
3.1. Сравните результаты, полученные здесь, с приведенными в главе 3. Обратите внимание, что имеются существенные различия в результатах. Напряжение V_A (рис. 3.2) составляет 0,7 В, что отражает типичное для реальных транзисторов значение напряжения V_{BE} в активной области. При использовании встроенной модели выходной файл должен показать $V_{BE} = 0,806$ В. Эти различия вызывают изменения в токе базы и других величинах, полученных в обоих случаях. Эта задача показывает одну из причин, по которым собственные модели (подобные рассмотренным в главе 3) часто предпочитают встроенным моделям.



■ Рис. 9.32

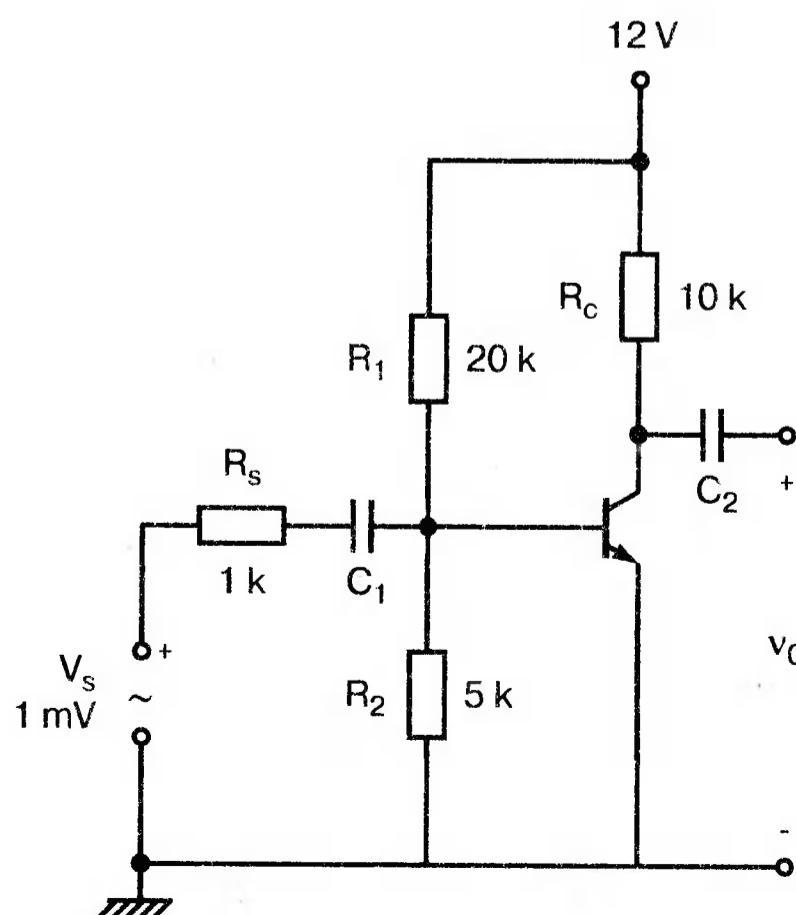
9.8. В схеме, показанной на рис. 9.33, получите стоковые характеристики полевого транзистора. Задайте изменение напряжения сток-исток V_{DS} от 0 до 18 В с шагом в 0,2 В. Используйте встроенную модель для плоскостного полевого транзистора (JFET) с обозначением *NJF* (полевой транзистор с *n*-канальным переходом).

- а) Используйте напряжение затвор–исток $V_{GS} = 0$ В. Найдите максимальный ток стока и напряжение отсечки.
 б) Установите значение $V_{GS} = -1$ В и снова проведите анализ.



■ Рис. 9.33

9.9. На рис. 3.7 показана схема усилителя с общим эмиттером на биполярном транзисторе, использующая модель в h -параметрах. Если h -параметры не используются и для анализа выбирается встроенная модель, то на схеме должен быть показан источник питания V_{cc} и цепи базового смещения. Полная схема может быть, например, такой, как на рис. 9.34. Используйте встроенную модель для биполярных транзисторов (BJT), установив $h_{FF} = 50$ ($BF = 50$) и создав входной файл для определения коэффициента усиления по напряжению для низких частот. Анализ проведите на частоте 5 кГц. Сравните результаты с полученными при использовании модели в h -параметрах. Какой из методов предпочтителен для задач этого типа? Почему?

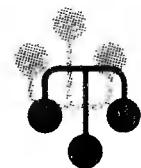


■ Рис. 9.34

Биполярные транзисторы и их модели

БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Эта глава знакомит читателя с использованием библиотечной модели биполярного транзистора (BJT), которая сравнивается с использованными ранее моделями в h -параметрах или с другими упрощенными моделями. В PSpice встроена универсальная модель для BJT, в которой используются параметры, приведенные в разделе «*Q* - биполярный транзистор» приложения D. Полезно рассмотреть как входную, так и выходную характеристики этой модели. Это позволит нам при необходимости использовать эту модель в различных схемах.



Выходные характеристики

Схема для получения выходных характеристик (рис. 10.1) содержит источник постоянного напряжения V_{CC} с варьируемым выходным напряжением и источник постоянного тока I_B с варьируемым током. Транзистор обозначен как Q_1 . При использовании встроенной модели BJT обозначение прибора всегда должно начинаться с символа Q . Входной файл при этом имеет вид:

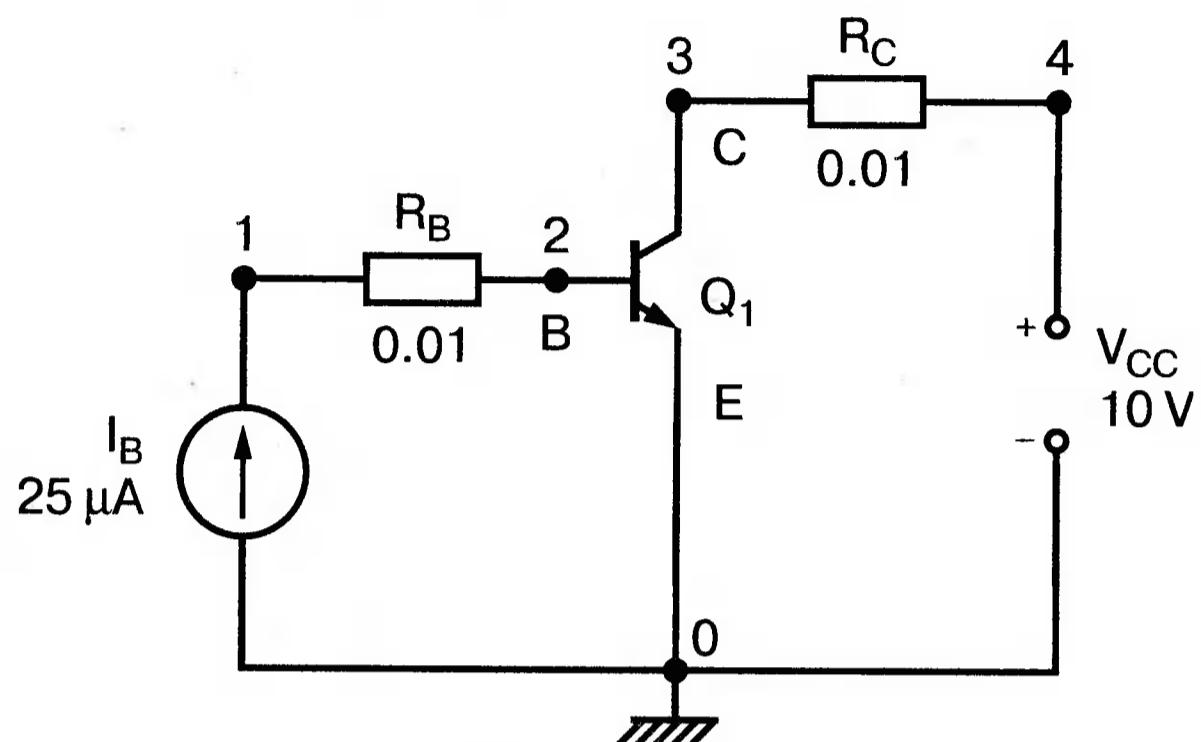


```
BJT Output Characteristics
VCC 4 0 10V
IB 0 1 2 5uA
RB 1 2 0.01
RC 4 3 0.01
Q1 3 2 0 BJT; the designation BJT is our choice
.MODEL BJT NPN (BF=80)
.dc VCC 0 10V 0.05V IB 5uA 2 5uA 5uA
.PROBE
END
```

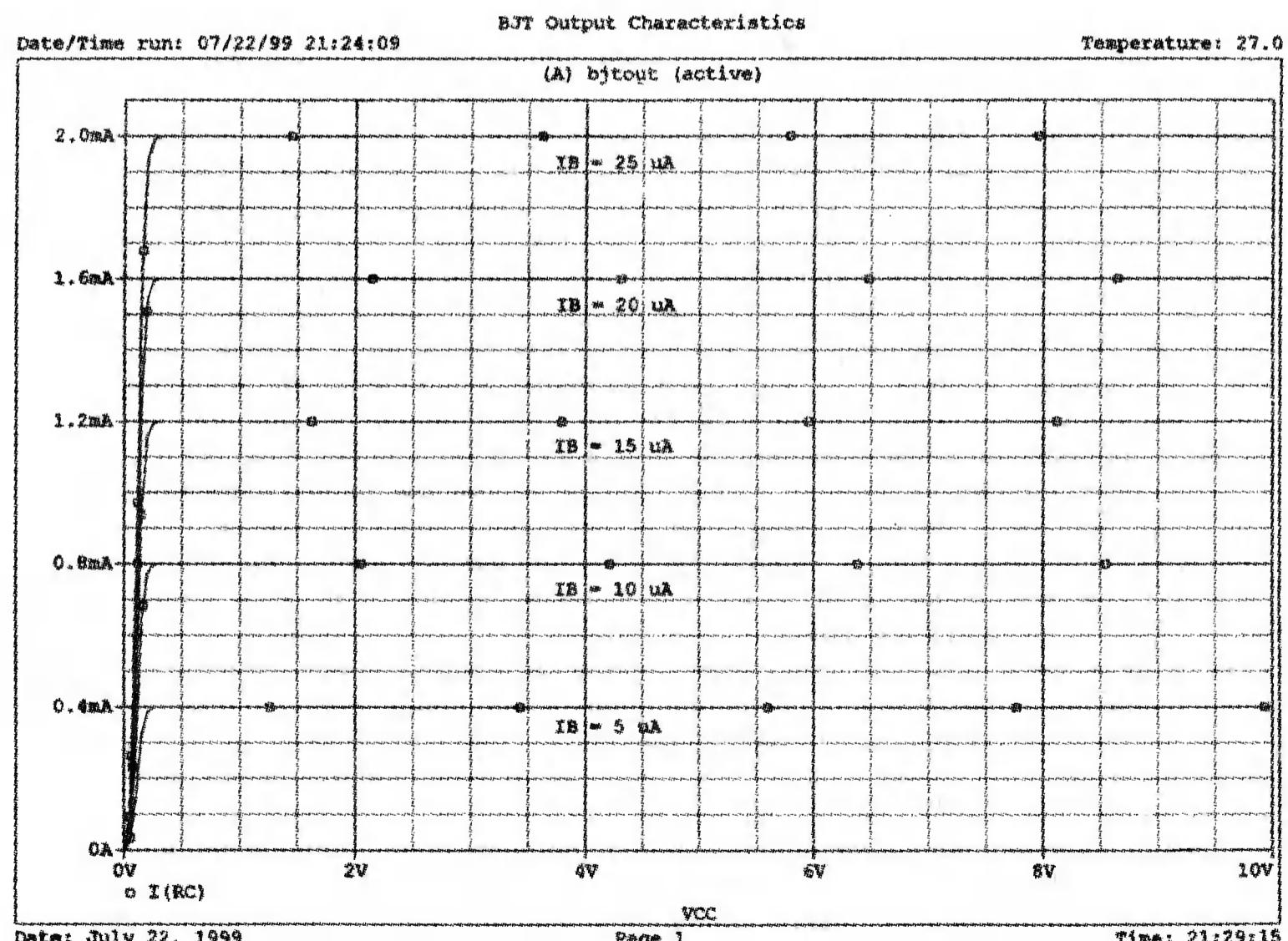
Команда .MODEL показывает, что выбраны имя *BJT* для модели и тип *NPN* для транзистора. Значение по умолчанию для прямого коэффициента передачи *BF* (h_{FE}) равно 100, но оно изменено на 80 последней записью команды. Подобным образом можно изменить и другие параметры модели, иначе будут использоваться значения, задаваемые по умолчанию. Команда .dc содержит внешний цикл для вариации V_{CC} и внутренний цикл вариации I_B .

Внимание: Если вы попытаетесь задать значение $I_B = 0 \text{ мкA}$, вариация по постоянному току (dc sweep) будет выполнена некорректно.

Проведите анализ и получите в Probe график $I(RC)$. Этот график приведен на рис. 10.2. Полезно маркировать различные характеристики соответствующими значениями входного тока. Диапазон по оси Y был изменен, границы его установлены от 0 до 2,1 мА.



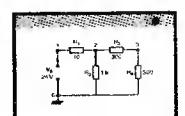
■ Рис. 10.1. Схема для снятия выходных характеристик биполярного транзистора



■ Рис. 10.2. Выходные характеристики биполярного транзистора

Обратите внимание, что при $I_B = 25 \text{ мкA}$ и V_{CC} (фактически V_{CE}) выражается в долях вольта, а ток коллектора, показанный на графике как $I(RC)$, равен 2,0 мА, что соответствует значению $h_{FE} = 80$.

Входные характеристики



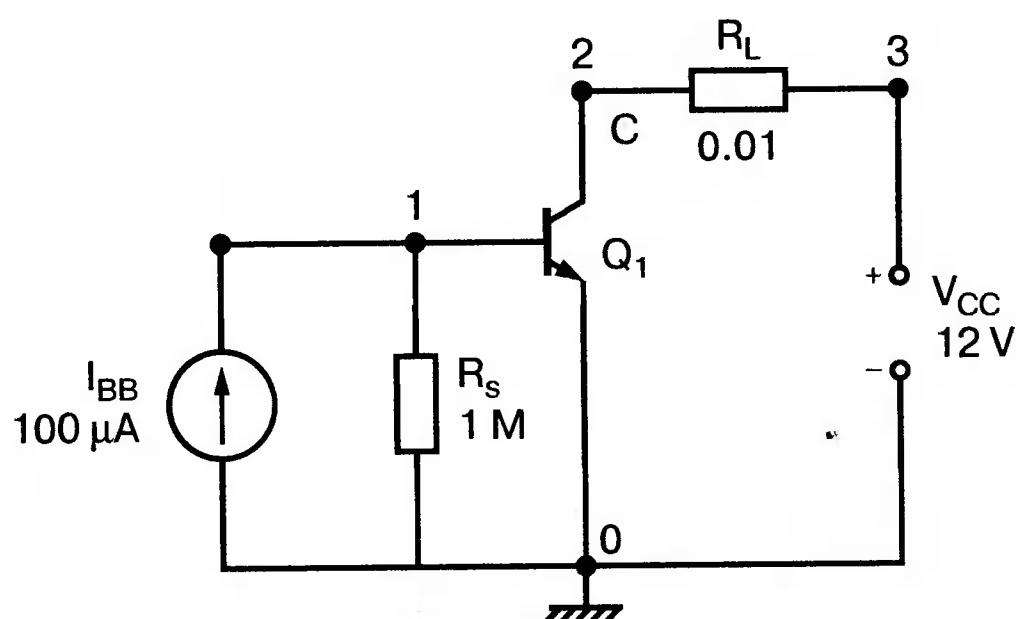
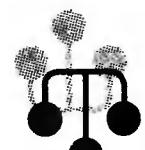
Чтобы получить входные характеристики, можно использовать схему, показанную на рис. 10.3. Источник тока I_{BB} превращается в неидеальный при включении параллельно его выходу резистора R_s . Входной файл:

```
BJT Input Characteristics
IBB 0 1 100uA
Rs 1 0 1000k
RL 2 3 0.01
Q1 2 1 0 BJT
VCC 3 0 10V
.MODEL BJT NPN(BF=80)
.dc IBB 0 100uA 1uA VCC 0V 10V 2V
.PROBE
.END
```

После проведения анализа измените разметку оси X , чтобы показать и $V(1)$, и график тока $I(IBB)$. Вы получите график, который показывает только две кривые. Первая, расположенная ближе к началу координат, получена для $V_{CE} = 0$ В, другая — для всех остальных значений V_{CE} (см. рис. 10.4). Если выполнить анализ, исключив нулевое значение V_{CC} , то первая кривая на графике исчезнет. Обратите внимание, что при использовании встроенной модели для Q напряжение V_{BE} будет приблизительно равно 0,8 В для типичных значений базового тока.

УСИЛИТЕЛИ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

Простая схема каскада с ОЭ показана на рис. 10.5. Входной контур получен путем преобразования более сложной цепи с помощью теоремы Тевенина. Мы проводим анализ при частоте 5 кГц, при которой конденсаторы могут рассматриваться просто как короткое замыкание, поэтому конденсатор связи в схеме отсутствует. Зададим значение $h_{FE} = 50$. Входной файл:



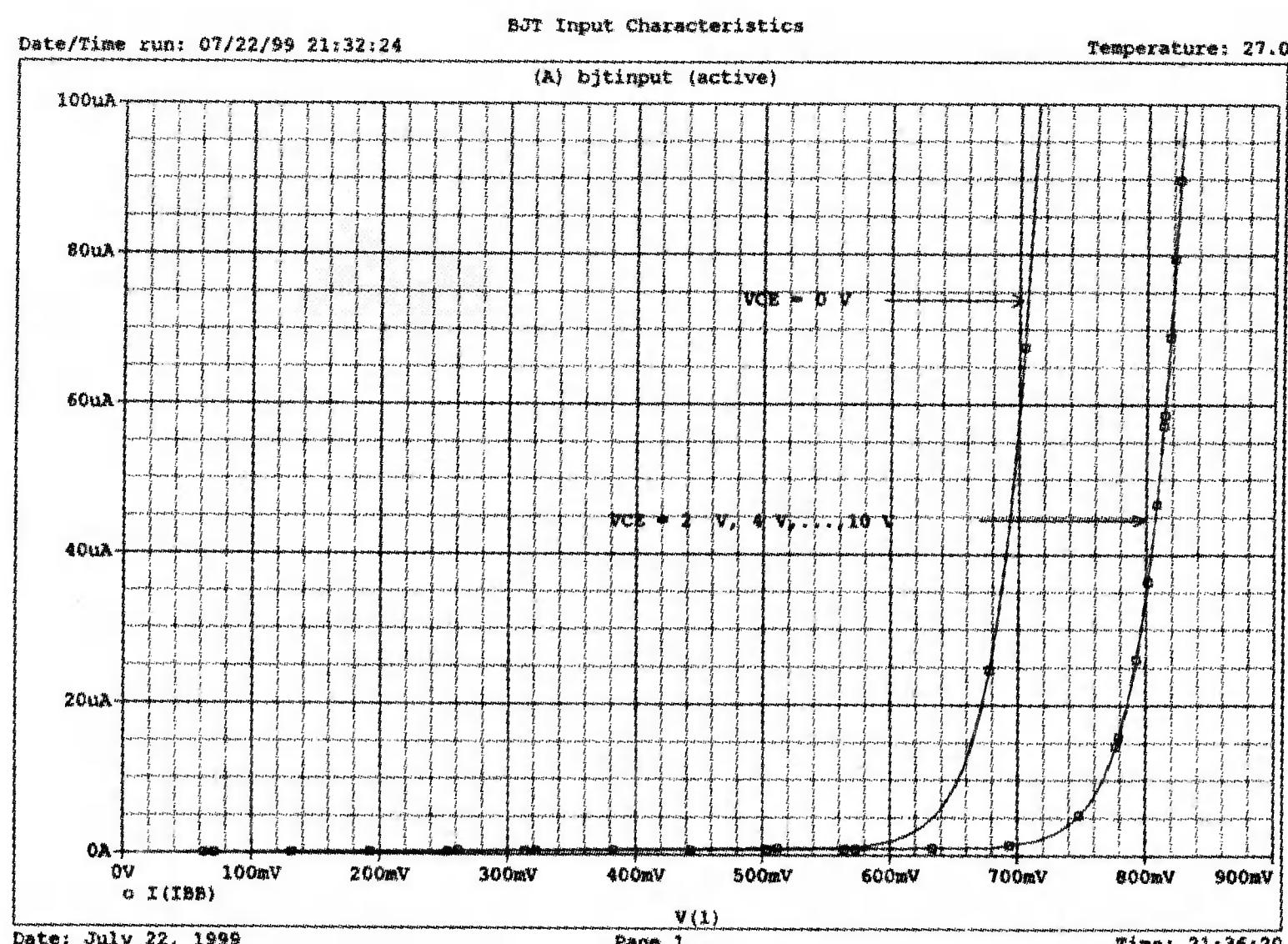
■ Рис. 10.3. Схема для снятия входных характеристик биполярного транзистора

```
CE Amplifier, BJT Model
VCC 5 0 18V
VBB 3 2 0.8V
RS 1 2 1k
RL 4 5 10k
Q1 4 3 0 BJT
.MODEL BJT NPN(BF=50)
```

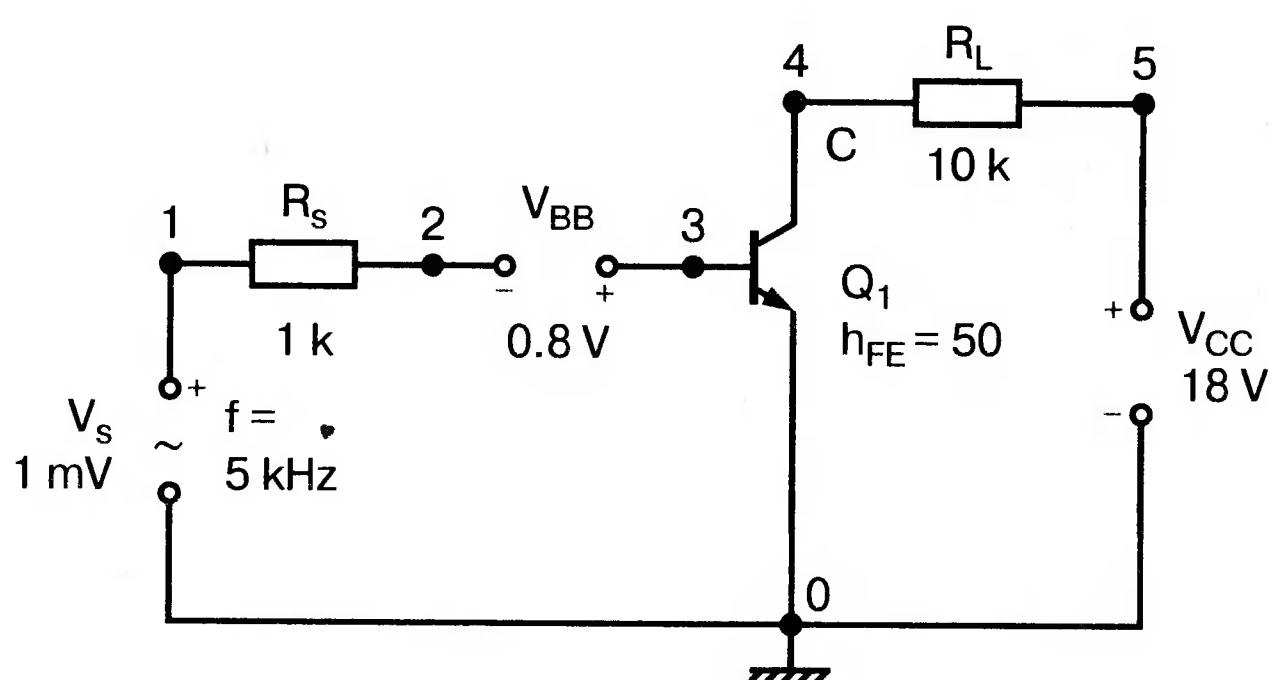
```

.TF V(4) VS
.OP
.OPT nopage
vs 1 0 ac 1mV
.AC lin 1 5kHz 5kHz
.PRINT ac I(RS) I(RL) V(3) V(4)
.END

```



■ Рис. 10.4 Входные характеристики биполярного транзистора



■ Рис. 10.5. Усилитель ОЗ на биполярном транзисторе

В команде .AC задана частота 5 кГц. Команда .PRINT ac позволяет нам находить определенные токи и напряжения. Выходной файл PSpice анализа показан на рис. 10.6. Различные формулы могли бы использоваться, чтобы вычислить коэффициент усиления по напряжению $V(4)/V(3)$, например,

$$A_V = -h_{fe} \frac{R_L}{h_{ie}} = \frac{-50(10\text{k}\Omega)}{1,1 \text{ k}\Omega} = -455,$$

CE Amplifier, BJT Model

```
VCC 5 0 18V
VBB 3 2 0.8V
RS 1 2 1k
RL 4 5 10k
Q1 4 3 0 BJT
.MODEL BJT NPN(BF=50)
.TF V(4) VS
.OP
.OPT nopage
VS 1 0 ac 1mV
.AC lin 1 5kHz 5kHz
.PRINT ac I(RS) I(RL) V(3) V(4)
.END
```

***** BJT MODEL PARAMETERS

```
BJT
NPN
IS 100.000000E-18
BF 50
NF 1
BR 1
NR 1
```

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	0.0000	(2)	-.0226	(3)	.7774	(4)	6.6929
(5)	18.0000						

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
------	---------

```
VCC -1.131E-03
VBB -2.261E-05
VS -2.261E-05
```

TOTAL POWER DISSIPATION 2.04E-02 WATTS

***** BIPOLEAR JUNCTION TRANSISTORS

NAME	Q1
MODEL	BJT
IB	2.26E-05
IC	1.13E-03
VBE	7.77E-01
VBC	-5.92E+00
VCE	6.69E+00
BETADC	5.00E+01
BETAAC	5.00E+01

***** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

V(4)/VS = -2.332E+02

INPUT RESISTANCE AT VS = 2.144E+03

OUTPUT RESISTANCE AT V(4) = 1.000E+04

AC ANALYSIS				TEMPERATURE = 27.000 DEG C
FREQ	I(RS)	I(RL)	V(3)	V(4)
5.000E+03	4.665E-07	2.332E-05	5.335E-04	2.332E-01

■ Рис. 10.6. Выходной файл с результатами анализа схемы на рис. 10.5

если использовать принятые значения $h_{ie} = 1,1 \text{ кОм}$. Затем при использовании отношения для делителя напряжений между R_L и h_{ie} можно определить коэффициент усиления по напряжению $V(4)/VS = -238$. В выходном файле, полученном на PSpice согласно малосигнальным характеристикам, показано значение $V(4)/VS$, равное -233 , что достаточно близко к вычисленному значению. Входное сопротивление относительно VS , также выведенное в выходном файле, равно $2,144 \text{ кОм}$. Вычитая из него внутреннее сопротивление источника R_s (1 кОм), получим $h_{ie} = 1,144 \text{ кОм}$, что также близко к принятому значению. Выходное сопротивление составляет 10 кОм . В практических случаях схема замещения выходного сопротивления представляет собой параллельное соединение R_L и h_{oe} . Но если мы примем, что $h_{oe} > R_L$, то выходное сопротивление будет близко к R_L . Обратите внимание, что при включении во входную цепь конденсатора этот метод нахождения малосигнальных характеристик не даст полезных результатов.

Последние строки выходного файла содержат результаты анализа на переменном токе. Частота составляет 5 кГц , ток базы равен $0,46665 \text{ мА}$, а ток коллектора составляет $23,32 \text{ мА}$. Чтобы проверить эти значения с помощью стандартного схемотехнического анализа мы должны найти переменную составляющую тока базы. Она равна

$$I_B = \frac{V_s}{R_s + h_{ie}} = \frac{1\text{мВ}}{1\text{кОм} + 1,14\text{кОм}} = 0,476\text{мА},$$

Переменная составляющая тока коллектора

$$I_c = h_{fe}I_b = 50 (0,476 \text{ мА}) = 23,37 \text{ мА}.$$

Эти значения близки к результатам, полученным в PSpice.

Возвратимся к анализу на постоянном токе и вычислим постоянную составляющую тока базы:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_s} = \frac{0,8 \text{ В} - 0,7774 \text{ В}}{1\text{кОм}} = 22,6\text{мА},$$

Это предварительное значение, так как V_{BE} получено из результатов PSpice. Теперь становится очевидно, что эта схема применима скорее для иллюстрации, чем для практических целей, так как даже незначительные изменения V_{BB} или V_{BE} вызовут большие изменения в I_B . Вычислим теперь постоянную составляющую тока коллектора, найденную как $h_{fe}I_b$, что даст нам значение $1,13 \text{ мА}$ и напряжение коллектора

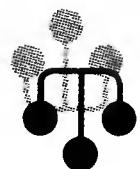
$$V_C = V_{CC} - R_L I_C = 18 \text{ В} - (10 \text{ кОм}) (1,13 \text{ мА}) = 6,7 \text{ В}.$$

Общая рассеиваемая мощность, показанная в PSpice как произведение тока на напряжение источника питания, равна $20,4 \text{ мВт}$.

На рис. 10.6 приведена распечатка выходного файла нашего анализа на PSpice. Для выбранного нами транзистора с именем $Q1$ и модели с именем BJT в выходном файле приведен список из 16 параметров (на рис. 10.6 показана лишь часть из них). Эти значения справедливы для конкретных условий смещения схемы. Они изменятся при изменении токов и напряжений покоя. Например, если транзистор войдет в режим насыщения, значение $BETADC$ будет намного ниже. После изучения результатов обратимся к практической схеме и проведем расширенный анализ.

АНАЛИЗ ЦЕПЕЙ СМЕЩЕНИЯ

Схема с более устойчивой точкой покоя, чем в предыдущем случае, показана на рис. 10.7. Она называется схемой с эмиттерным или автоматическим смещением. Входной файл:

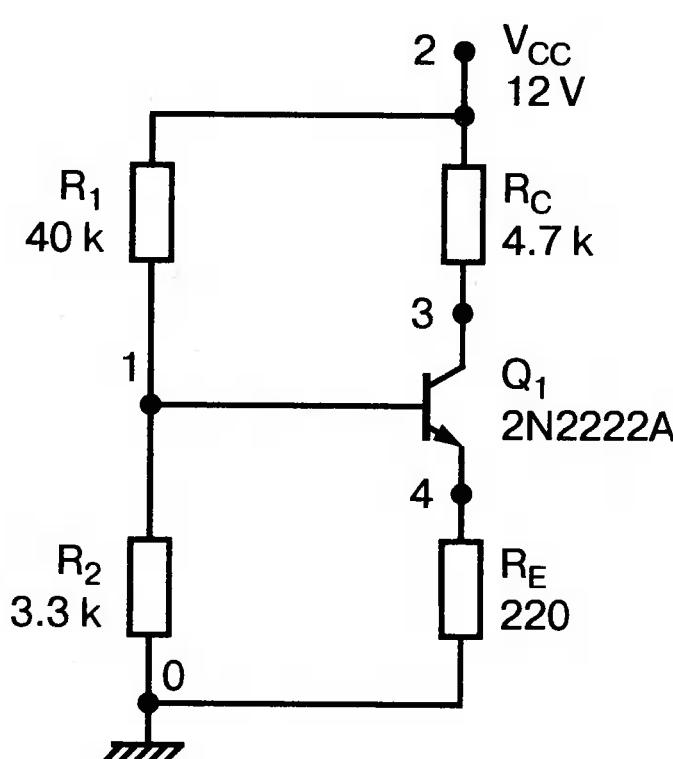


```

Biasing Case Study
VCC 2 0 12V
R1 2 1 40k
R2 1 0 3.3k
RC 2 3 4.7k
RE 4 0 220
Q1 3 1 4 Q2N2222
.LIB EVAL.LIB; команда вызывает библиотечный файл EVAL.LIB
.DC VCC 12V 12V 12V
.PRINT DC I(RC) I(R1) I(R2) I(RE)
.OP
.OPT nopage
.END

```

В этом входном файле отсутствует команда $.MODEL$. Вместо этого транзистор определяется как $Q2N2222$ (*prp*). Это – обозначение для одного из транзисторов, который смоделирован в рабочей версии PSpice.



■ Рис. 10.7. Схема с цепями смещения

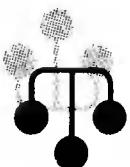
Другими библиотечными типами транзисторов BJT , приведенными в приложении Е, являются $Q2N2907A$ (*prp*), $Q2N3904$ (*prp*), $Q2N3906$ (*prp*). Чтобы использовать ресурсы библиотеки, входной файл должен включать строку, начинающуюся с $.LIB$. Промышленная версия PSpice содержит нам-

ного больше транзисторов, чем перечислено здесь. Библиотека находится в файле, названном eval.lib. Найдите листинг .model Q2N2222 в приложении Е, который начинается со строк

```
.model QN2222 NPN(Is=14.34f Xti=3 Eg=1.11 VaF=74.03  
Bf=255.9....)
```

В этой команде задаются различные параметры модели. Так, величина I_s представляет собой ток насыщения *p-n*-перехода и т. д. Полная распечатка параметров BJT дана в приложении D (раздел «*Q* - биполярный транзистор»). Проведите моделирование и проверьте напряжения и токи в рабочей точке. Убедитесь, что $V_{CE} = 6,5185$ В и что ток коллектора $I_C = 1,114$ мА. Обратите внимание на то, что, хотя Q_1 имеет максимальный прямой коэффициент передачи $h_{FE} = 255,9$, в информации о рабочей точке задано значение *BETADC*, равное 160 при токе базы $I_B = 6,96$ мА. Выходной файл приведен на рис. 10.8 (показаны не все параметры модели).

АНАЛИЗ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ



Чтобы показать, как ведет себя эта схема в качестве усилителя ОЭ, добавим несколько компонентов (рис. 10.9). Максимальное значение переменного напряжения равно 10 мВ, внутреннее сопротивление источника $R_s = 50$ Ом, кроме того добавлены конденсаторы C_b и C_e . Входной файл принимает вид:

```
Biassing Case Study Extended
VCC 2 0 12V
Vs 1a 0 ac 10mV
Rs 1a 1b 50
Cb 1b 1 15uF
Ce 4 0 15uF
R1 2 1 40k
R2 1 0 3.3k
RC 2 3 4.7k
RE 4 0 22 0
Q1 3 1 4 Q2N2222
.DC VCC 12V 12V 12V
-PRINT DC I(RC) KR1] I(R2) I (RE)
.OP
.opt nopage nomod; подавляется вывод баннера и параметров модели
.ac LIN 1 5kHz 5kHz; задается вариация для анализа на переменном токе
.PRINT ac i{RC} i(RE) i(RS)
.PRINT ac v(l) v(1b) v(3) v(4)
.LIB EVAL.LIB
.END
```

В этом входном файле величина V_s идентифицируется как переменная составляющая входного напряжения, и вызывается вариация по переменному току (ac sweep). Без команды .ac *L/N* выходной файл вообще не будет содержать информации о переменных составляющих.

Проведите анализ и убедитесь, что напряжение смещения и значения токов не изменились по сравнению с предыдущим выходным файлом. Фактически вся информация о рабочей точке осталась прежней. Выходной файл приведен на рис. 10.10.

```

Biasing Case Study
VCC 2 0 12V
R1 2 1 40k
R2 1 0 3.3k
RC 2 3 4.7k
RE 4 0 220
Q1 3 1 4 Q2N2222
.LIB EVAL.LIB ; this calls in the library file EVAL.LIB
.DC VCC 12V 12V 12V
.PRINT DC I(RC) I(R1) I(R2) I(RE)
.OP
.OPT nopage
.END

***** BJT MODEL PARAMETERS
      Q2N2222
      NPN
      IS   14.340000E-15
      BF   255.9
      NF   1
      VAF  74.03

***** DC TRANSFER CURVES          TEMPERATURE = 27.000 DEG C
      VCC      I(RC)      I(R1)      I(R2)      I(RE)
      1.200E+01  1.114E-03  2.777E-04  2.707E-04  1.121E-03

***** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION    TEMPERATURE = 27.000 DEG C
      NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE
(     1)   .8933  (     2)  12.0000  (     3)   6.7651  (     4)   .2466

      VOLTAGE SOURCE CURRENTS
      NAME      CURRENT
      VCC      -1.391E-03

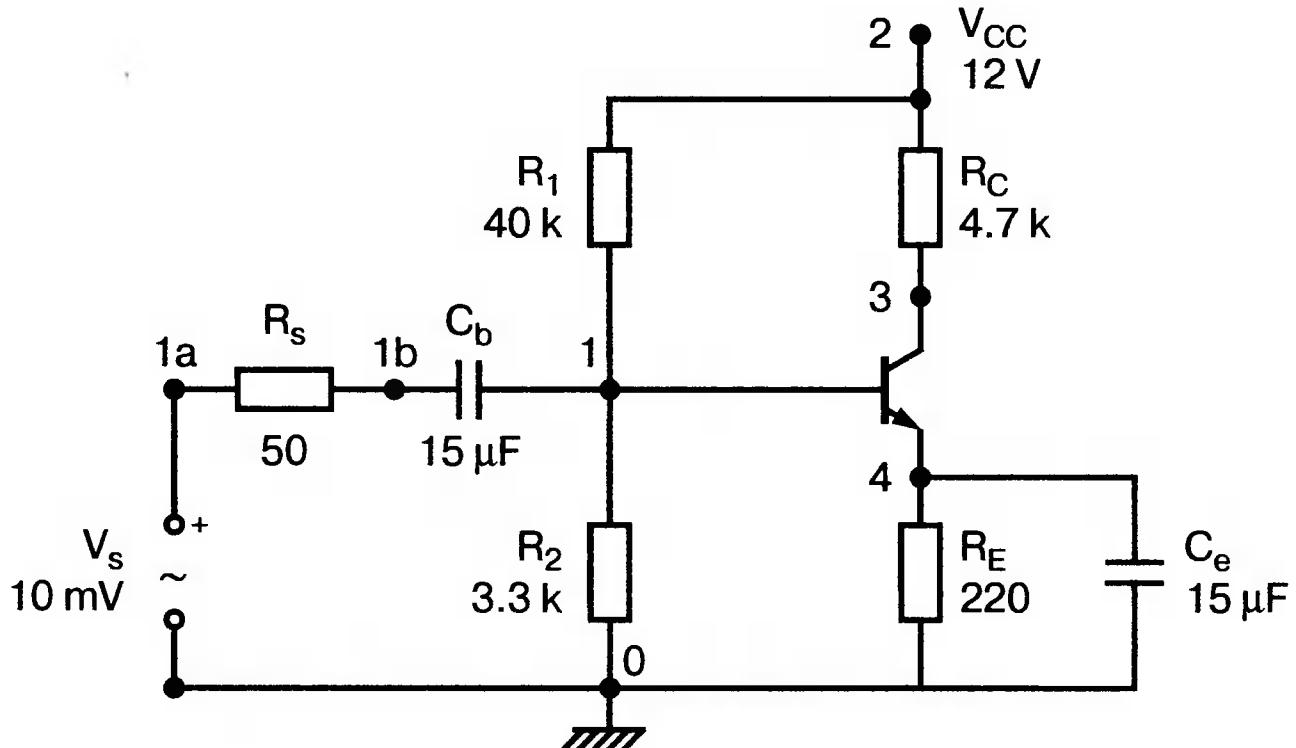
      TOTAL POWER DISSIPATION  1.67E-02  WATTS

***** OPERATING POINT INFORMATION    TEMPERATURE = 27.000 DEG C

***** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS
      NAME      Q1
      MODEL     Q2N2222
      IB       6.96E-06
      IC       1.11E-03
      VBE      6.47E-01
      VBC      -5.87E+00
      VCE      6.52E+00
      BETADC   1.60E+02
      GM       4.29E-02
      RPI      4.12E+03
      RX       1.00E+01
      RO       7.17E+04
      CBE      5.40E-11
      CBC      3.47E-12
      CJS      0.00E+00
      BETAAC   1.77E+02
      CBX/CBX2 0.00E+00
      FT/FT2   1.19E+08

```

■ Рис. 10.8. Выходной файл с результатами анализа схемы на рис. 10.7



■ Рис. 10.9. Усилитель ОЗ

В дополнение к предыдущим результатам мы запросили сведения о переменных составляющих нескольких токов и напряжений. Убедитесь, что $v(3)/v(1) = 188$ и $v(3)/v_s = 182,7$. Переменная составляющая выходного тока составляет 0,3888 мА, переменная составляющая входного тока равна 5,523 мкА, что дает для коэффициента усиления по току значение 70,4.

В качестве упражнения включите резистор с сопротивлением $R_B = 0,01 \Omega$ последовательно с базой и выведите значение тока через R_B с помощью команды *PRINT ac*; затем выполните анализ и найдите коэффициент передачи по току с базы на коллектор. Он не будет таким же, как найденный с использованием I_C/h_{fe} , где h_{fe} — это *BETAAC*. Можете ли вы дать объяснение этому?

Для понимания работы схемы полезно рассмотреть переменные составляющие напряжений в различных точках схемы. Измените входной файл следующим образом:

```

Biasing Case Study Extended for Probe
VCC 2 0 12V
Vs 1a 0 sin(0 10mV 5kHz)
; аргументы - смещение, максимальное значение и частота
Rs 1a 1b 50
Cb 1b 1 15uF
Ce 4 0 15uF
R1 2 1 40k
R2 1 0 3.3k
RC 2 3 4.7k
RE 4 0 220
Q1 3 1 4 Q2N2222
.opt nopage nomod
.TRAN 0.02ms 0.6ms
.PROBE
.FOUR 5kHz V(3)
.LIB EVAL.LIB
.END

```

Источник напряжения показан теперь не просто как источник переменного, а как источник именно синусоидального напряжения *sin ()*. Параметрами его являются смещение, амплитуда и частота. Временные диаграммы можно получить путем включения во входной файл команды *PROBE*. Пр-

ведите анализ, затем получите графики $v(3)$ и $v(1)$, показанные на рис. 10.11. На этом рисунке использовался курсор, чтобы найти максимальное значение напряжения коллектора. Обратите внимание, что напряжение коллектора повернуто на 180° относительно напряжения базы. Используйте курсор, чтобы найти максимум и минимум.

Biassing Case Study Extended

```

VCC 2 0 12V
Vs 1a 0 ac 10mV
Rs 1a 1b 50
Cb 1b 1 15uF
Ce 4 0 15uF
R1 2 1 40k
R2 1 0 3.3k
RC 2 3 4.7k
RE 4 0 220
Q1 3 1 4 Q2N2222
.DC VCC 12V 122V 212V
.PRINT DC I(RC) I(R1) I(R2) I(RE)
.OP
.opt nopage nomod ; suppress banner and model parameters
.ac LIN 1 5kHz 5kHz ; a sweep is necessary for ac analysis
.PRINT ac i(RC) i(RE) i(RS)
.PRINT ac v(1) v(1b) v(3) v(4)
.LIB EVAL.LIB
.END
**** DC TRANSFER CURVES           TEMPERATURE = 27.000 DEG C
      VCC          I(RC)          I(R1)          I(R2)          I(RE)
      1.200E+01    1.114E-03    2.777E-04    2.707E-04    1.121E-03

**** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION   TEMPERATURE = 27.000 DEG C
      NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE
      ( 1)       .8933      ( 2)     12.0000      ( 3)      6.7651      ( 4)      .2466
      ( 1a)      0.0000      ( 1b)      0.0000

      VOLTAGE SOURCE CURRENTS
      NAME          CURRENT
      VCC          -1.391E-03
      Vs           0.000E+00

      TOTAL POWER DISSIPATION  1.67E-02 WATTS

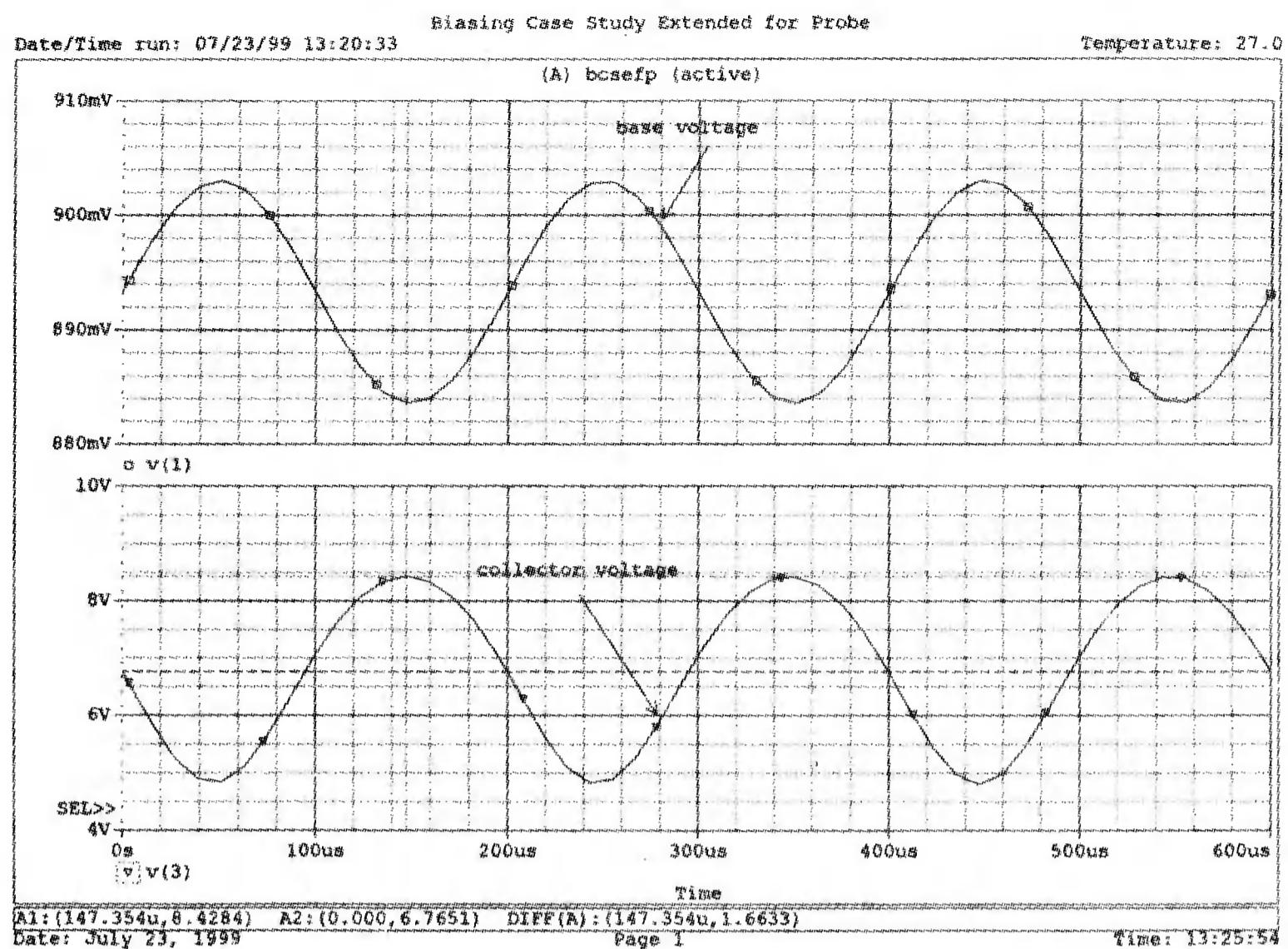
**** OPERATING POINT INFORMATION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

**** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS
      NAME        Q1
      MODEL       Q2N2222
      IB          6.96E-06
      IC          1.11E-03
      VBE         6.47E-01
      VBC        -5.87E+00
      VCE         6.52E+00
      BETADC     1.60E+02
      BETAAC     1.77E+02

**** AC ANALYSIS                  TEMPERATURE = 27.000 DEG C
      FREQ          I(RC)          I(RE)          I(RS)
      5.000E+03    3.888E-04    3.772E-06    5.523E-06
      FREQ          V(1)            V(1b)           V(3)           V(4)
      5.000E+03    9.724E-03    9.725E-03    1.827E+00    8.299E-04

```

■ Рис. 10.10. Выходной файл с результатами анализа схемы на рис. 10.9

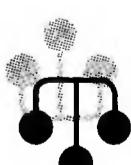


■ Рис. 10.11. Временные диаграммы напряжений на коллекторе и на базе в схеме на рис. 10.9

Убедитесь, что размах напряжения на базе (удвоенная амплитуда) равен 19,4 мВ, в то время как соответствующее значение на коллекторе равно 3,62 В, что дает коэффициент усиления по напряжению $A_v = 187$, соответствующий результату предыдущего анализа на переменном токе.

Последние строки выходного файла, показанного на рис. 10.12, содержат результаты гармонического анализа выходного напряжения $V(3)$. Постоянная составляющая, равная 6,75 В, в точности совпадает с напряжением смещения на коллекторе. Амплитуда основной гармоники (5 кГц) равна 1,781 В, что соответствует размаху в 3,562 В. График коллекторного напряжения дает размах 3,63 В. Вторая гармоника выходного напряжения составляет 0,134 В, что на порядок меньше основной. Более высокие гармоники имеют еще меньшую величину и дают общее гармоническое искажение приблизительно в 7,5%.

УСИЛИТЕЛЬ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ С НЕШУНТИРОВАННЫМ ЭМИТТЕРНЫМ РЕЗИСТОРОМ



Когда усилитель ОЭ использует эмиттерный резистор, не шунтированный конденсатором, коэффициент усиления по напряжению схемы уменьшается, зато улучшается частотная характеристика. Схема с последовательной обратной связью по току показана на рис. 10.13. Используем для анализа встроенную модель BJT при $h_{FE} = 80$. Входной файл при этом:

```
Analysis of CE Amplifier with Unbypassed RE
VCC 4 0 12V
R1 4 1 40k
R2 1 0 5k
```

Biasing Case Study Extended for Probe

```

VCC 2 0 12V
Vs 1a 0 sin(0 10mV 5kHz) ; arguments are offset, peak, and frequency
Rs 1a 1b 50
Cb 1b 1 15uF
Ce 4 0 15uF
R1 2 1 40k
R2 1 0 3.3k
RC 2 3 4.7k
RE 4 0 220
Q1 3 1 4 Q2N2222
.opt nopage nomod
.TRAN 0.02ms 0.6ms
.PROBE
.FOUR 5kHz V(3)
.LIB EVAL.LIB
.END

```

***** INITIAL TRANSIENT SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	.8933	(2)	12.0000	(3)	6.7651	(4)	.2466
(1a)	0.0000	(1b)	0.0000				

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
VCC	-1.391E-03
Vs	0.000E+00

TOTAL POWER DISSIPATION 1.67E-02 WATTS

***** FOURIER ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(3)

DC COMPONENT = 6.757350E+00

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+03	1.780E+00	1.000E+00	-1.752E+02	0.000E+00
2	1.000E+04	1.343E-01	7.541E-02	1.019E+02	2.771E+02
3	1.500E+04	4.445E-03	2.496E-03	-1.089E+01	1.643E+02
4	2.000E+04	2.902E-03	1.630E-03	-1.114E+02	6.384E+01
5	2.500E+04	2.710E-03	1.522E-03	-1.204E+02	5.485E+01
6	3.000E+04	2.695E-03	1.514E-03	-1.277E+02	4.750E+01
7	3.500E+04	2.638E-03	1.482E-03	-1.337E+02	4.154E+01
8	4.000E+04	2.563E-03	1.440E-03	-1.402E+02	3.502E+01
9	4.500E+04	2.430E-03	1.365E-03	-1.442E+02	3.100E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 7.553840E+00 PERCENT

■ Рис. 10.12. Выходной файл с результатами анализа Фурье для схемы на рис. 10.9

```

RC 4 2 1k
RE 3 0 100

```

```

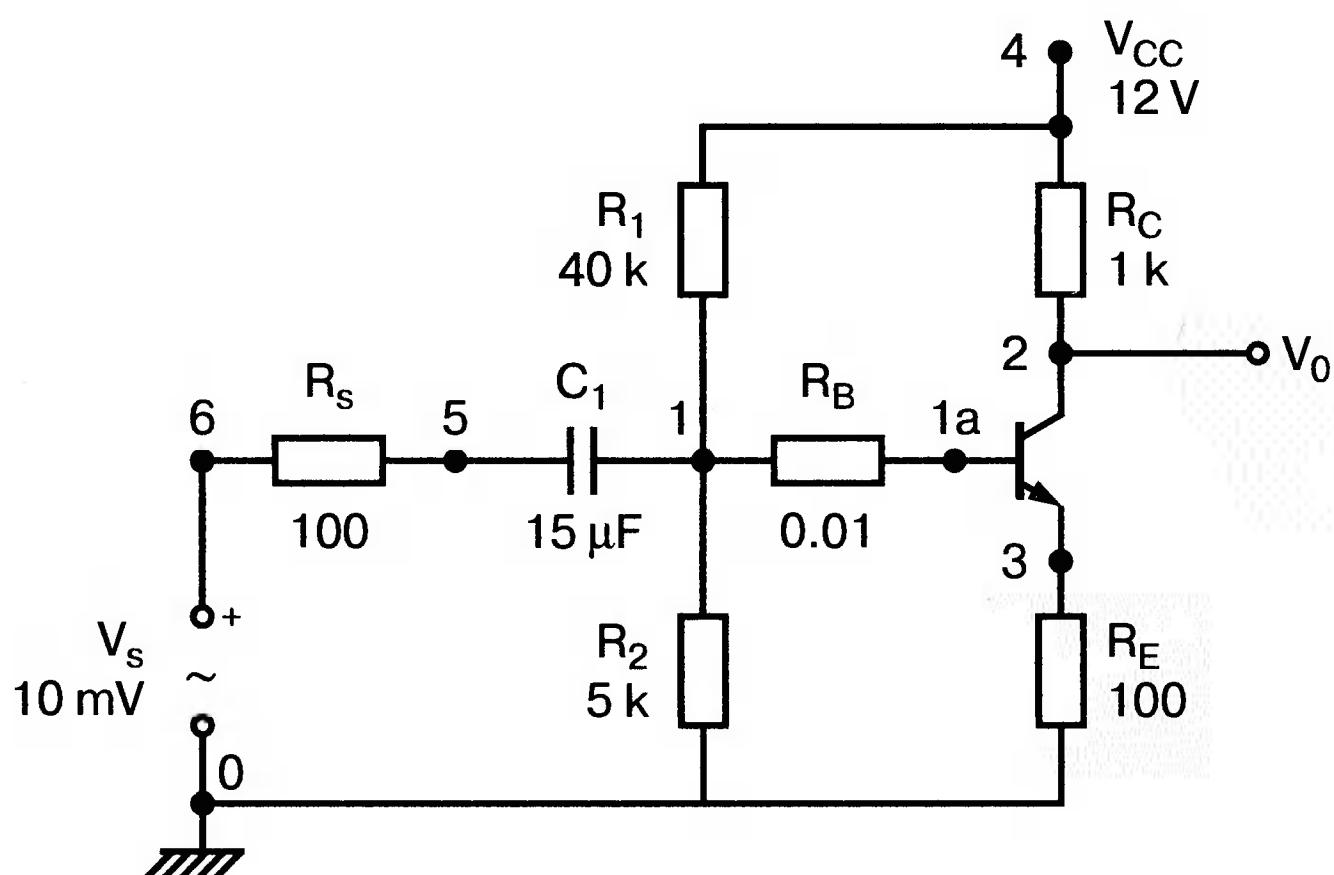
RS 6 5 100
RB 1 1a 0.01
CL 5 1 15uF
Q1 2 1a 3 BJT
.MODEL BJT NPN (BF=80)
.OP

```

```

.OPT nopage
vs 6 0 ac 10mV
.ac LIN 1 5kHz 5kHz
.PRINT ac i(RB) i(RC) i(RS) v(1) v(2) v(3)
.END

```



■ Рис. 10.13. Усилитель ОЗ с нешунтированным эмиттерным сопротивлением

Анализ на постоянном токе для этой схемы был приведен в разделе «Краткий обзор PSpice» в начале книги и мы не будем повторять его здесь.

Проведем расчет для переменных составляющих с использованием стандартного схемотехнического анализа. Коэффициент передачи по напряжению (с базы на коллектор) можно аппроксимировать выражением

$$A_v = \frac{-R_c}{R_e} = \frac{-1000 \text{ Ом}}{100 \text{ Ом}} = -10,$$

но для малых значений R_c это выражение может давать относительную ошибку в 10%. Более точное уравнение:

$$A_v = \frac{-R_c}{R_i} = \frac{-R_c}{h_{ie} + (1+h_{fe})R_e} = \frac{-1000 \text{ Ом}}{1100 + (1+80)100 \text{ Ом}} = -8,7,$$

Поскольку это коэффициент передачи по напряжению с базы на коллектор, необходимо использовать формулу для делителя напряжения, чтобы найти коэффициент передачи по напряжению с источника на коллектор:

$$A_{v_s} = \frac{A_v R_p}{R_p + R_s} = \frac{-8,7(3000 \text{ Ом})}{3000 \text{ Ом} + 100 \text{ Ом}} = -8,4,$$

где R_p — эквивалентное сопротивление для параллельного соединения R_1 , R_2 и R_i .

Обратимся теперь к выходному файлу (рис. 10.14), чтобы посмотреть, насколько анализ на PSpice сопоставим с результатами обычного расчета. PSpice дает для полного коэффициента передачи по напряжению $V(2)/vs = -8,878$, что отличается от расчетного значения немногим более, чем на 5 %.

Analysis of CE Amplifier with Unbypassed RE

```

VCC 4 0 12V
R1 4 1 40k
R2 1 0 5k
RC 4 2 1k
RE 3 0 100
Rs 6 5 100
Rb 1 1a 0.01
C1 5 1 15uF
Q1 2 1a 3 BJT
.MODEL BJT NPN (BF=80)
.OP
.opt nopage
vs 6 0 ac 10mV
.ac LIN 1 5kHz 5kHz
.PRINT ac i(RB) i(RC) i(RS) v(1) v(2) v(3)
.END

```

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	1.1464	(2)	8.6345	(3)	.3408	(4)	12.0000
(5)	0.0000	(6)	0.0000	(1a)	1.1464		

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
VCC	-3.637E-03
vs	0.000E+00

TOTAL POWER DISSIPATION 4.36E-02 WATTS

***** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

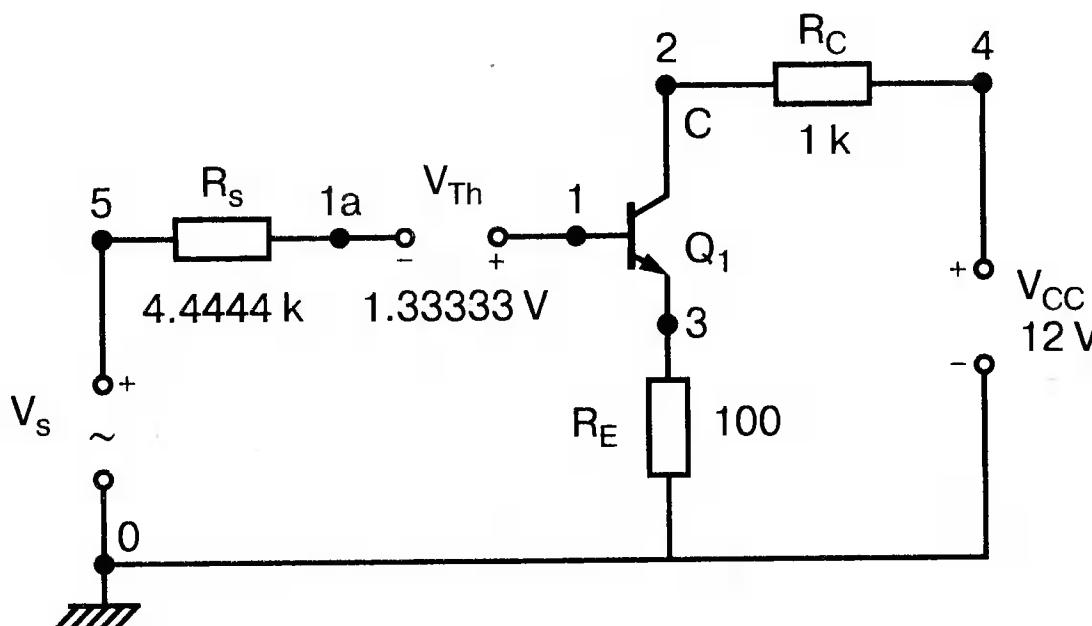
NAME	Q1
MODEL	BJT
IB	4.21E-05
IC	3.37E-03
VBE	8.06E-01
VBC	-7.49E+00
VCE	8.29E+00
BETADC	8.00E+01
GM	1.30E-01
RPI	6.15E+02
RX	0.00E+00
RO	1.00E+12
CBE	0.00E+00
CBC	0.00E+00
CJS	0.00E+00
BETAAC	8.00E+01
CBX/CBX2	0.00E+00
FT/FT2	2.07E+18

***** AC ANALYSIS

TEMPERATURE = 27.000 DEG C

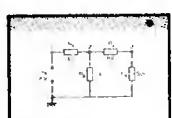
FREQ	I(RB)	I(RC)	I(RS)	V(1)	V(2)
5.000E+03	1.110E-06	8.878E-05	3.286E-06	9.671E-03	8.878E-02
FREQ	V(3)				
5.000E+03	8.989E-03				

■ Рис. 10.14. Выходной файл с результатами анализа схемы на рис. 10.13



■ Рис. 10.15. Схема для определения входного сопротивления усилителя ОЗ

Определение входного сопротивления



Желательно, кроме того, найти входное сопротивление со стороны источника входного напряжения. Если мы просто используем команду

.TF V (4) VS

результаты будут некорректными. Вы можете это сделать и посмотреть, что получится. Удаление конденсатора C_1 из схемы также не сработает, так как это приведет к изменению условий смещения.

Правильный подход показан на рис. 10.15, где во входную цепь включен источник с напряжением и внутренним сопротивлением, определенными по теореме Тевенина. При этом поддерживаются соответствующие напряжения и токи смещения, и можно использовать функцию преобразования .TF.

Из выходного файла на рис. 10.16 (содержащего также листинг входного файла) можно видеть, что напряжения смещения не изменились. Эта распечатка показывает входное сопротивление как 13,16 Ом. Сопротивление в цепи базы транзистора $R_i = 13,16 - 4,444 = 8,7$ кОм. Расчетное значение 9,2 кОм отличается от этого немногим больше, чем на 5 %, из чего мы заключаем, что оба метода адекватны.

ПРИМЕНЕНИЕ СОБСТВЕННЫХ МОДЕЛЕЙ С h -ПАРАМЕТРАМИ



Сравним теперь нахождение коэффициентов усиления по напряжению и по току двумя методами: при использовании встроенной модели PSpice и при применении нашей собственной модели в h -параметрах для усилителя ОЗ. Последний метод представлен в главе 3.

Анализ с помощью h -параметров

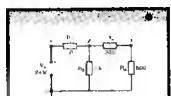


Схема на рис. 10.13 рассматривается относительно переменных составляющих. Узел источника V_{CC} заземляется (при этом R_1 подсоединяется параллельно R_2), конденсатор C_1 закорачивается. Преобразованная таким образом схема показана на рис. 10.17, а при использовании вместо транзистора модели в h -параметрах она приобретает вид, показанный на рис. 10.18.

Find Input Resistance of CE Amplifier Circuit with RE

```

VCC 4 0 12V
VTh 1 1a 1.33333V
RC 4 2 1k
RE 3 0 100
Rs 5 1a 4.4444k
Q1 2 1 3 BJT
.MODEL BJT NPN(BF=80)
.TF v(2) vs
.OP
.opt nopage
vs 5 0 ac 10mV
.ac LIN 1 5kHz 5kHz
.PRINT ac i(Rs) i(RC) v(1) v(2) v(3)
.END

```

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	1.1464	(2)	8.6345	(3)	.3408	(4)	12.0000
(5)	0.0000	(1a)	-.1870				

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
VCC	-3.366E-03
VTh	-4.207E-05
vs	-4.207E-05

TOTAL POWER DISSIPATION 4.04E-02 WATTS

***** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

$V(2)/vs = -6.079E+00$

INPUT RESISTANCE AT vs = 1.316E+04

OUTPUT RESISTANCE AT V(2) = 1.000E+03

FREQ	I(Rs)	I(RC)	V(1)	V(2)	V(3)
5.000E+03	7.599E-07	6.079E-05	6.623E-03	6.079E-02	6.155E-03

■ Рис. 10.16. Выходной файл с результатами анализа схемы на рис. 10.15

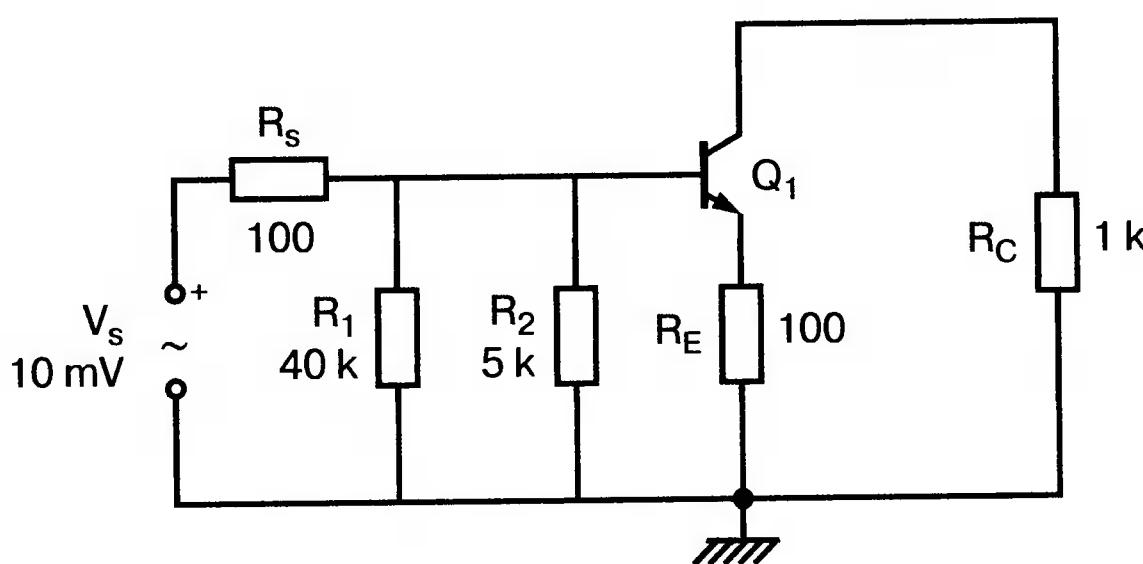
Вспомним, что значительно больше информации может быть получено, если мы будем проводить анализ на постоянном, а не на переменном токе. Это позволяет нам находить необходимые характеристики для малого сигнала, включая коэффициент усиления по напряжению и входное сопротивление. Мы не будем приводить здесь входной файл, поскольку он показан в распечатке выходного файла на рис. 10.19. Результаты анализа близки к полученным ранее с использованием встроенной модели BJT.

ФАЗОВЫЕ СООТНОШЕНИЯ В УСИЛИТЕЛЕ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

Когда в усилителе с ОЭ для стабилизации параметров смещения используется эмиттерный резистор R_E , он шунтируется конденсатором C_E с такой емкостью, чтобы на частоте входного сигнала эммитер можно было бы считать заземленным. Если мы рассматриваем временные диаграммы для перемен-

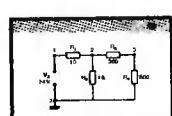


ных составляющих токов в коллекторе и эмиттере, то интересно сравнить, каким будет коэффициент усиления с применением и без применения C_E . Это также позволит нам исследовать потенциальные проблемы использования команды *.TRAN* для получения установившихся значений переменных составляющих.



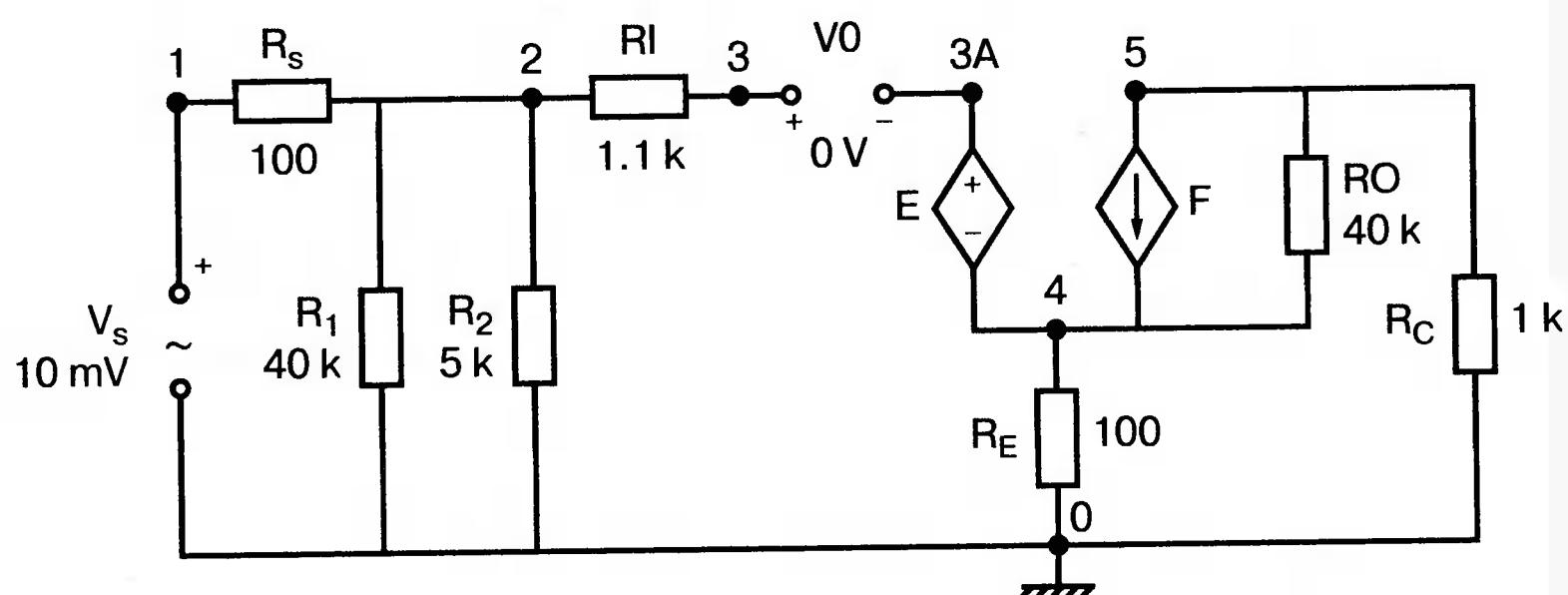
■ Рис. 10.17. Схема усилителя с ОЗ для анализа переменных составляющих

Усилитель без эмиттерного конденсатора



Обратимся к рис. 10.13, где приведена схема без C_E . Входной файл для анализа:

```
Phase Relations in CE Amplifier
VCC 4 0 12V
R1 4 1 40k
R2 1 0 5k
RC 4 2 1k
RE 3 0 100
Rs 6 5 100
RB 1 1A 0.01
C1 5 1 15uF
Q1 2 1A 3 BJT
.MODEL BJT NPN (BF=80)
vs 6 0 sin (0 10mV 5kHz)
.TRAN 0.02ms 0.2ms
.PROBE
.END
```



■ Рис. 10.18. Схема на рис. 10.17 с моделью транзистора в *h*-параметрах

CE Amplifier with Re using h-parameter model

```

vs 1 0 10mV
VO 3 3A 0
E 3A 4 5 4 2.5E-4
F 5 4 VO 80
Rs 1 2 100
R1 2 0 40k
R2 2 0 5k
RI 2 3 1.1k
RO 5 4 40k
RC 0 5 1k
RE 4 0 100
.TF V(5) Vs
.OP
.opt nopage
.dc vs 10mV 10mV 10mV
.PRINT dc i(RC) i(Rs) i(RI) i(RE)
.END

```

vs	I (RC)	I (Rs)	I (RI)	I (RE)
1.000E-02	8.402E-05	3.256E-06	1.079E-06	8.510E-05

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	.0100	(2)	.0097	(3)	.0085	(4)	.0085
(5)	-.0840	(3A)	.0085				

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
vs	-3.256E-06
VO	1.079E-06

TOTAL POWER DISSIPATION 3.26E-08 WATTS

**** VOLTAGE-CONTROLLED VOLTAGE SOURCES

NAME	E
V-SOURCE	-2.313E-05
I-SOURCE ..	1.079E-06

**** CURRENT-CONTROLLED CURRENT SOURCES

NAME	F
I-SOURCE	8.634E-05

**** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

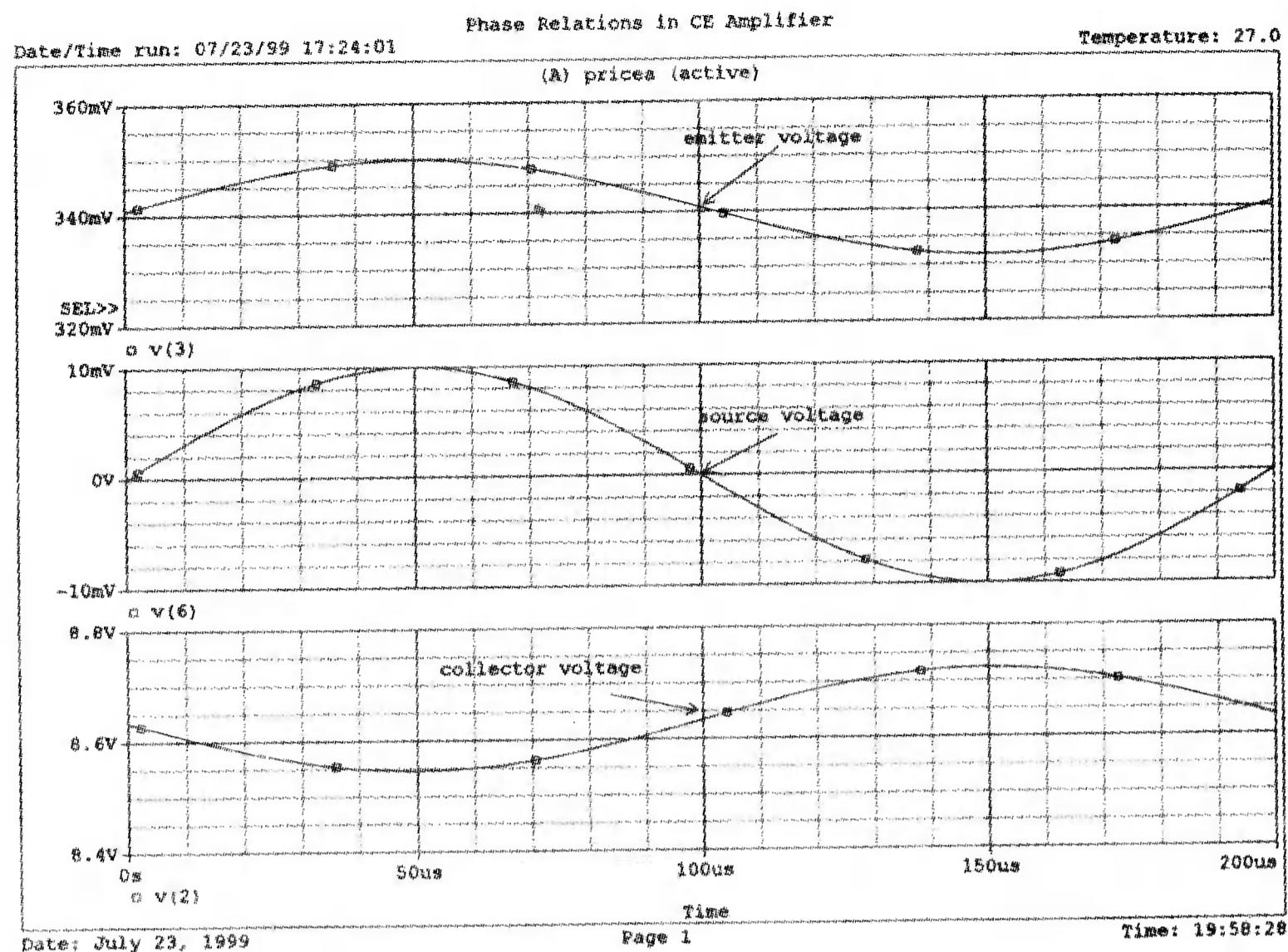
V(5)/vs = -8.402E+00

INPUT RESISTANCE AT vs = 3.071E+03

OUTPUT RESISTANCE AT V(5) = 9.987E+02

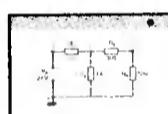
■ Рис. 10.19. Выходной файл с результатами анализа схемы на рис. 10.18

Проведите анализ и получите в Probe графики напряжений на коллекторе v(2), эмиттере v(3) и напряжения источника v(6). Обратите внимание, что входное напряжение и напряжение на эмиттере находятся в фазе, в то время как напряжение на коллекторе повернуто на 180°. Убедитесь, что значение максимума переменной составляющей v(2) равно 88,75 мВ, а максимальные значения для v(3) и v(6) составляют 9 мВ и 10 мВ соответственно. Таким образом, анализ переходных процессов был успешно использован для получения установившихся значений, и результаты были такими, какие мы ожидали бы из расчета с помощью стандартных методов. Сравните полученные вами графики с показанными на рис. 10.20.



■ Рис. 10.20. Временные диаграммы напряжений в схеме на рис. 10.18

Усилитель с эмиттерным конденсатором



Однако обычно усилитель работает с конденсатором C_E , подключенным параллельно R_E . Давайте снова вставим во входной файл исключенную строку

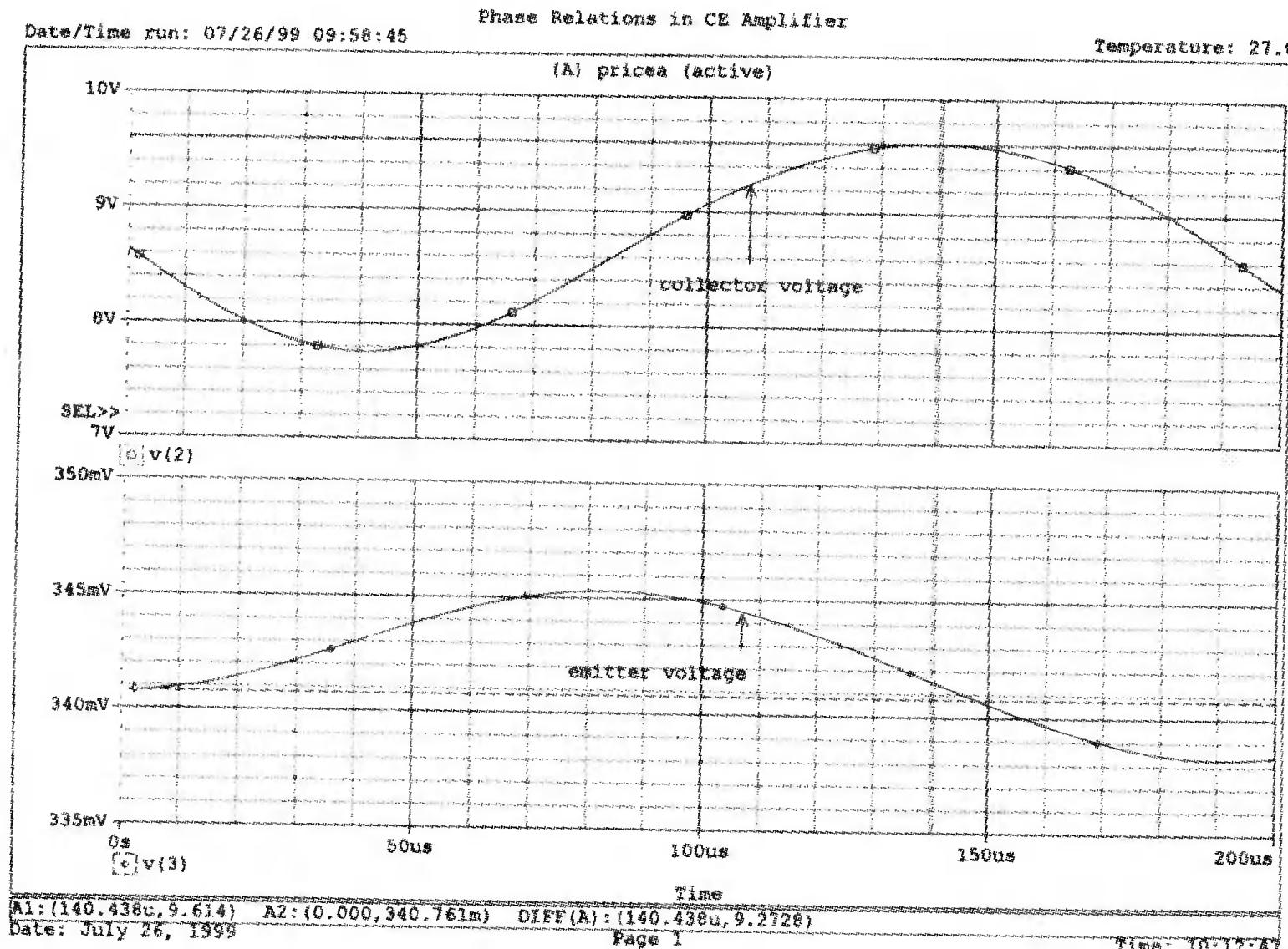
CE 3 0 10uF

и заново выполним анализ. Получите в Probe только график напряжения на эмиттере, занимающий весь экран, обратите внимание, что синусоида является искаженной. Если получить график для нескольких периодов этого напряжения, то мы увидим, что прежде, чем режим устанавливается, колебание проходит фазу переходного процесса. В лаборатории обычный осциллограф показал бы форму колебаний правильно, так почему же Probe показывает иначе? Причина заключается в том, что мы используем анализ переходных процессов в схеме с реактивными элементами. Следовательно, мы должны быть внимательными и учитывать возможность появления похожих проблем в других задачах.

Получите график $v(2)$ и убедитесь, что $v(2) = 0,929$ В (максимальное значение переменной составляющей) и что такое же значение для $v(3)$ составляет 3,5 мВ. Убедитесь также, что напряжение на коллекторе немного искажено: на оси Y его значение равно 8,6345 В, максимум составляет 9,614 В и минимум достигается при значении 7,756 В (рис. 10.21).

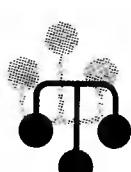
Убедитесь, что при $f = 5$ кГц конденсатор не является идеальным коротким замыканием. Вычислите полное сопротивление для параллельного соединения R_E и C_E . Оно равно $Z = 3,18 \angle 88^\circ$ Ом.

В качестве упражнения получите графики токов через C_E и тока через R_E . Для сравнения можно построить и ток эмиттера. График тока эммитера можно получить как $-IE(Q1)$. Обратите внимание на фазовые соотношения между различными токами и между напряжением на эмиттере и входным напряжением.



■ Рис. 10.21. Временные диаграммы напряжений в схеме на рис. 10.1 с блокирующим конденсатором

ТРИГГЕР НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ



Триггер, использующий транзисторы ВТ при-типа, показан на рис. 10.22. Для обеспечения правильной работы в этом мультивибраторе с двумя устойчивыми состояниями один транзистор должен находиться в режиме глубокой отсечки, в то время как другой транзистор должен быть насыщен. Допустим, что в начальном состоянии транзистор Q_1 заперт, а транзистор Q_2 включен. Воспользуемся стандартными методами анализа:

$$V_1 = \frac{V_{BB}R_2}{R_2 + R_3} = -1,57\text{В.}$$

Этого обратного смещения достаточно, чтобы запереть Q_1 . Определим ток коллектора для другого транзистора, вычислив I_{RC2} и I_{R2} :

$$I_{RC2} = \frac{V_{CC}}{R_{C2}} = 5,45 \text{ мА.}$$

$$I_{R2} = \frac{V_{CC}}{R_2 + R_3} = 0,104 \text{ мА.}$$

полагая, что $V_4 = 0$.

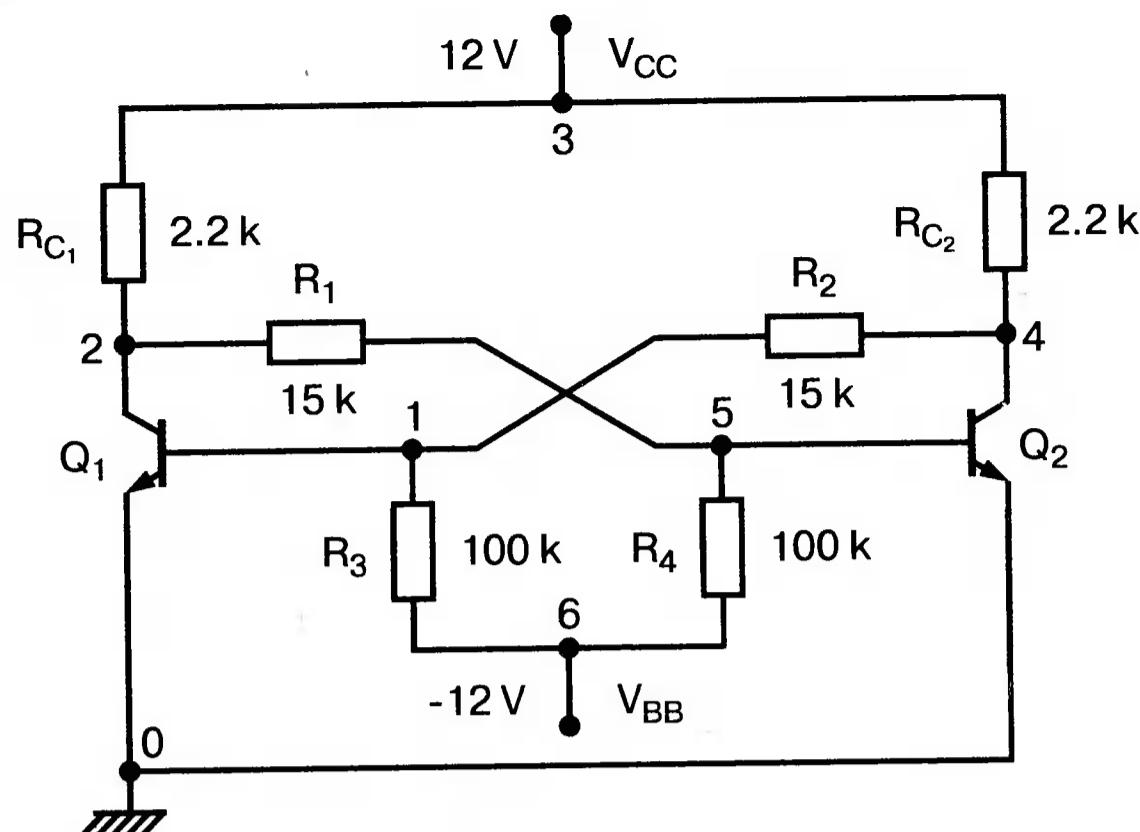


Рис. 10.22. Триггер на биполярных транзисторах

Ток коллектора I_{C2} транзистора Q_2 будет соответствовать разности:

$$I_{C2} = I_{RC2} - I_{R2} = 5,35 \text{ mA.}$$

При этом минимальный ток базы I_{B2} , необходимый для насыщения Q_2 , равен

$$I_{B2\min} = \frac{I_{C2}}{h_{FE}} = \frac{5,35 \text{ mA}}{39} = 0,18 \text{ mA.}$$

Ток базы можно найти как разность двух компонентов:

$$I_{R1} = \frac{V_{CC}}{R_{C1} + R_1} = 0,70 \text{ mA.}$$

$$I_{R4} = \frac{0 - V_{BB}}{R_4} = 0,12 \text{ mA.}$$

приняв $V_5 = 0$.

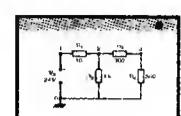
Ток базы I_{B2} транзистора Q_2 равен:

$$I_{B2} = I_{R1} - I_{R4} = 0,58 \text{ mA,}$$

и имеет значение, намного превышающее минимум, требуемый для насыщения.

Так как схема симметричная, и мы предполагали, что изначально транзистор Q_1 включен, а транзистор Q_2 выключен, анализ приведет к аналогичным результатам, если начальное состояние транзисторов будет противоположным.

Анализ на PSpice



Чтобы выполнить анализ на PSpice, примем, что транзистор Q_1 заперт, как мы делали в стандартном анализе. Учтем это во входном файле, применив команду .NODESET. Входной файл при этом принимает вид:

```

BJT Flip-flop (Q1 off)

VCC 3 0 12V
VBB 6 0 -12V
RC1 3 2 2.2k
RC2 3 4 2.2k
R1 2 5 15k
R2 4 1 15k
R3 1 6 100k
R4 5 6 100k
Q1 2 1 0 QN
Q2 4 5 0 QN
.MODEL QN NPN(IS=1E-9 BF=30 BR=1 TF=0.2ns TR=5ns)
.NODESET V(4)=0.15V; guess for Q2 on (in saturation)
.OP
.opt nopage
.DC VCC 12V 12V 12V
.PRINT DC I(RC1) I(RC2) I(R1) I(R2)
.END

***** BJT MODEL PARAMETERS
      QN
      NPN
      IS   1.000000E-09
      BF   30
      NF   1
      BR   1
      NR   1
      TF   200.000000E-12
      TR   5.000000E-09

      VCC           I(RC1)        I(RC2)        I(R1)        I(R2)
      1.200E+01    6.742E-04    5.421E-03    6.742E-04    1.050E-04

      NODE  VOLTAGE      NODE  VOLTAGE      NODE  VOLTAGE      NODE  VOLTAGE
      ( 1) -1.5012      ( 2) 10.5170     ( 3) 12.0000     ( 4) .0736
      ( 5) .4037       ( 6) -12.0000

      VOLTAGE SOURCE CURRENTS
      NAME          CURRENT
      VCC           -6.095E-03
      VBB            2.290E-04

      TOTAL POWER DISSIPATION 7.59E-02 WATTS

***** BIPOLEAR JUNCTION TRANSISTORS
      NAME          Q1          Q2
      MODEL         QN          QN
      IB            -1.05E-09   5.50E-04
      IC             1.02E-09   5.32E-03
      VBE            -1.50E+00  4.04E-01
      VBC            -1.20E+01  3.30E-01
      VCE             1.05E+01  7.36E-02
      BETADC         -9.78E-01  9.66E+00
      GM              0.00E+00  2.19E-01
      RPI             3.00E+13  1.29E+02
      RX              0.00E+00  0.00E+00
      RO              1.00E+12  7.40E+01
      CBE             2.00E-22  4.65E-11
      CBC             5.00E-21  6.76E-11
      CJS              0.00E+00  0.00E+00
      BETAAC          0.00E+00  2.83E+01
      CBX/CBX2        0.00E+00  0.00E+00
      FT/FT2           0.00E+00  3.06E+00

```

■ Рис. 10.23. Выходной файл для схемы на рис. 10.22

BJT Flip-flop (Q1 on)

```

VCC 3 0 12V
VBB 6 0 -12V
RC1 3 2 2.2k
RC2 3 4 2.2k
R1 2 5 15k
R2 4 1 15k
R3 1 6 100k
R4 5 6 100k
Q1 2 1 0 QN
Q2 4 5 0 QN
.MODEL QN NPN(IS=1E-9 BF=30 BR=1 TF=0.2ns TR=5ns)
.NODESET V(2)=0.15V; guess for Q1 on (in saturation)
.OP
.opt nopage
.DC VCC 12V 12V 12V
.PRINT DC I(RC1) I(RC2) I(R1) I(R2)
.END

```

***** BJT MODEL PARAMETERS

```

QN
NPN
IS      1.000000E-09
BF      30
NF      1
BR      1
NR      1
TF      200.000000E-12
TR      5.000000E-09

```

VCC	I(RC1)	I(RC2)	I(R1)	I(R2)
1.200E+01	5.421E-03	6.742E-04	1.050E-04	6.742E-04

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	.4037	(2)	.0736	(3)	12.0000	(4)	10.5170
(5)	-1.5012	(6)	-12.0000				

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
VCC	-6.095E-03
VBB	2.290E-04

TOTAL POWER DISSIPATION 7.59E-02 WATTS

***** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

NAME	Q1	Q2
MODEL	QN	QN
IB	5.50E-04	-1.05E-09
IC	5.32E-03	1.02E-09
VBE	4.04E-01	-1.50E+00
VBC	3.30E-01	-1.20E+01
VCE	7.36E-02	1.05E+01
BETADC	9.66E+00	-9.78E-01
GM	2.19E-01	0.00E+00
RPI	1.29E+02	3.00E+13
RX	0.00E+00	0.00E+00
RO	7.40E+01	1.00E+12
CBE	4.65E-11	2.00E-22
CBC	6.76E-11	5.00E-21
CJS	0.00E+00	0.00E+00
BETAAC	2.83E+01	0.00E+00
CBX/CBX2	0.00E+00	0.00E+00
FT/FT2	3.06E+08	0.00E+00

■ Рис. 10.24. Выходной файл для схемы на рис. 10.22 с другим начальным состоянием

BJT Flip-flop (Q1 off)

VCC 3 0 12V

VBB 6 0 -12V

RC1 3 2 2.2k

```

RC2 3 4 2.2k
R1 2 5 15k
R2 4 1 15k
R3 1 6 100k
R4 5 6 100k
Q1 2 1 0 QN
Q2 4 5 0 QN
.MODEL QN NPN(IS=1E-9 BF=30 BR=1 TF=0.2ns TR=5ns)
.NODESET Vf4)=0.15V;  допустим , что Q2 включен (насыщен)
.OP
.DC VCC 12V 12V 12V
.PRINT DC I(RC1) I(RC2) IR1) I(R2)
.END

```

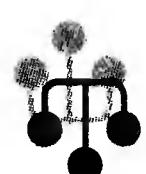
Значение .NODESET для $V(4) = 0,15$ В представляет собой начальное условие, которое используется при анализе на PSpice. Когда итеративный процесс решения закончится, это значение, вероятно, изменится.

Проведите анализ на PSpice и убедитесь, что напряжения узлов и токи смещения близки к полученным при стандартном схемотехническом расчете. Отметим также, что приведенные в выходном файле под заголовком BIPOLAR-JUNCTION TRANSISTORS значения эксплуатационного режима напряжений, токов и β близки к тем, которые ожидались. Результаты показаны на рис. 10.23.

Интересно выполнить анализ с противоположными начальными условиями, установленными для Q_1 и Q_2 , то есть используя начальное условие $V(2) = 0,15$ В вместо $V(4) = 0,15$ В. Результаты показывают, что роли двух транзисторов BJT меняются, различные напряжения и токи принимают значения, полученные для другого прибора. Выходной файл приведен на рис. 10.24.

СИММЕТРИЧНЫЙ МУЛЬТИВИБРАТОР

Симметричный мультивибратор с коллекторными связями представляет собой автогенератор. Эта схема может быть трудна для анализа на PSpice, поскольку при некоторых наборах параметров процесс итераций может не сходиться. На рис. 10.25 представлена симметричная схема, содержащая два транзистора BJT с коэффициентом усиления $h_{FE} = 80$. Мы можем вычислить период колебания по формуле



$$T = 0,693(R_1C_1 + R_2C_2) = 1,386RC.$$

Примем для параметров схемы соотношения $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$ при использовании стандартных значений для резисторов и конденсаторов $R = 56$ кОм и $C = 100$ пФ. Для нашего примера это дает значения периода $T = 7,762$ мкс и частоты $f = 128,8$ кГц. Входной файл:

```

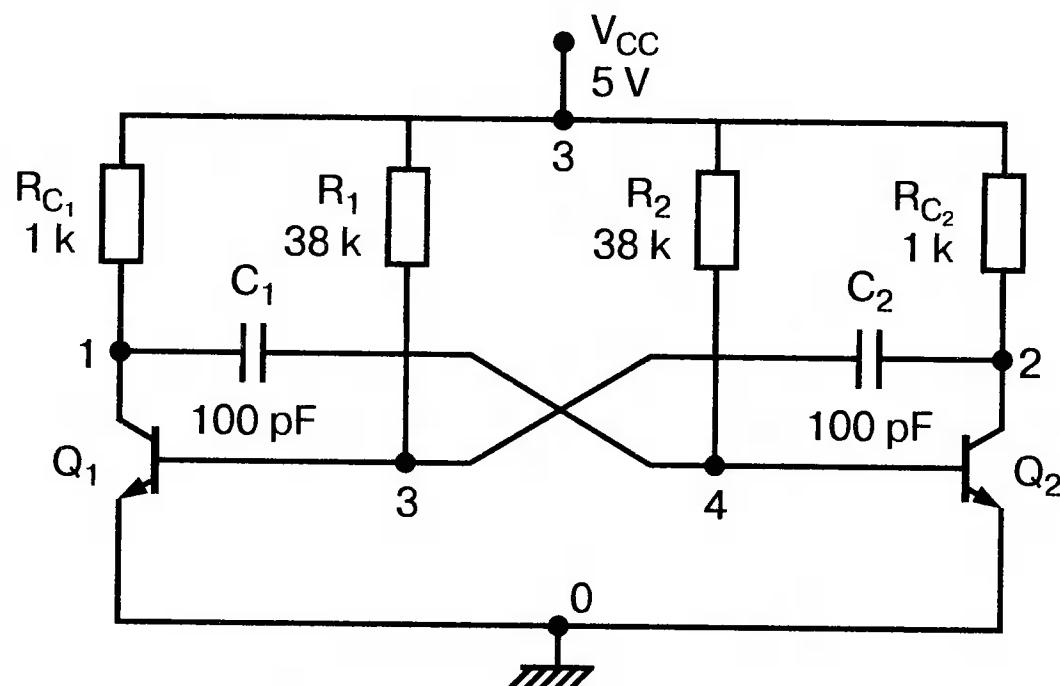
Astable Multivibrator
VCC 5 0 5V
RC1 5 1 1k
RC2 5 2 1k

```

```

R1 5 3 56k
R2 5 4 56k
C1 1 4 100pF
C2 2 3 100pF
Q1 1 3 0 QN
Q2 2 4 0 QN
.MODEL QN NPN (IS = 1E-12 BF = 80 BR=1 TF = 0.2ns TR=5ns)
.NODESET V(1)=0 V(3)=0
.OP
.OPT nopage
.PRINT DC I(RC1) I(RC2) I(R1) I(R2)
.THAN 0.18us 18us
.PROBE
.END

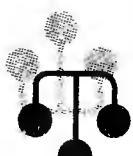
```



■ Рис. 10.25. Мультивибратор с коллекторными связями

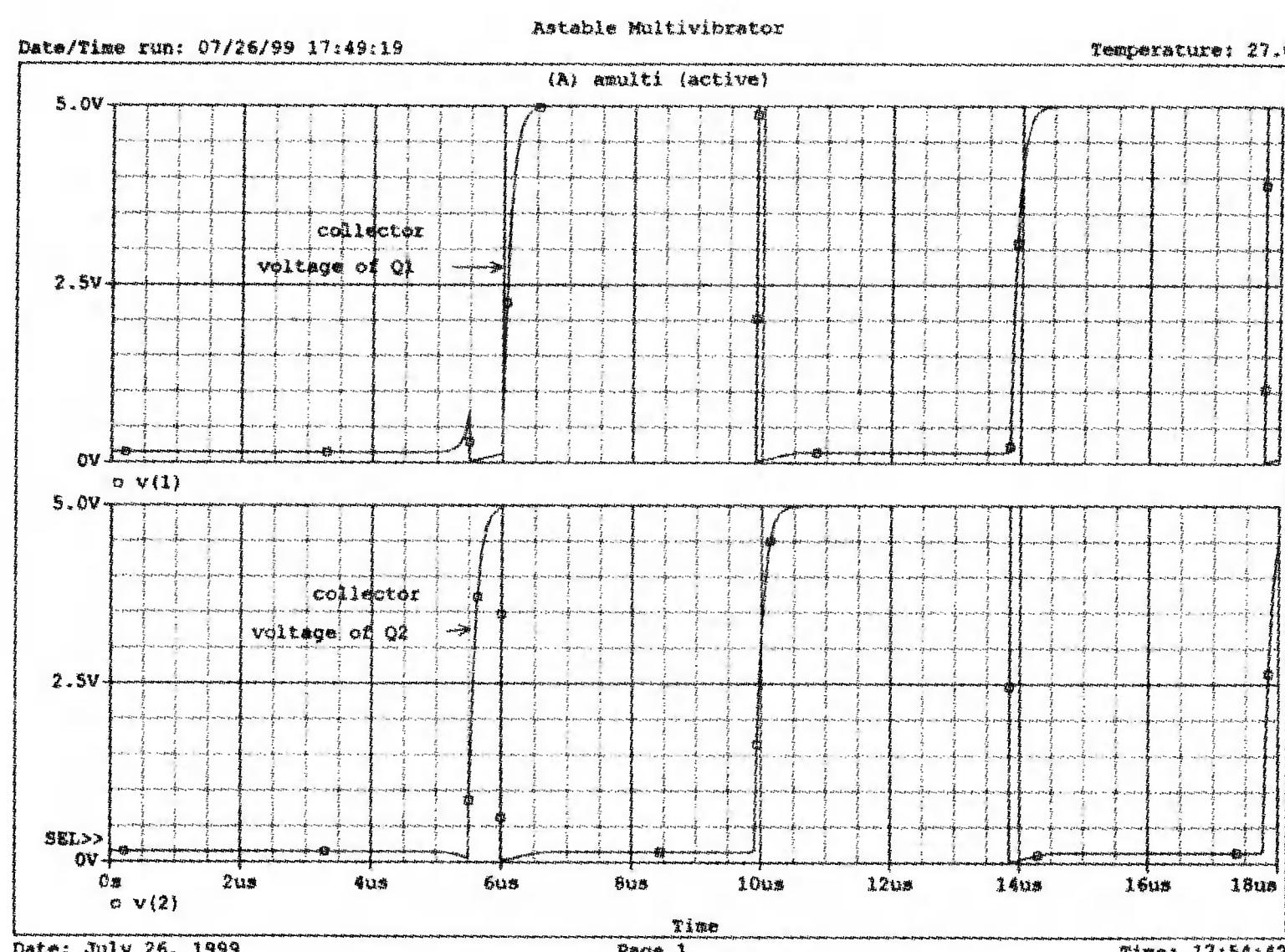
Заслуживает обсуждения команда *.TRAN*. Поскольку период, как известно, составляет немногим более 7 мкс, анализ должен проводиться на интервале до 20 мкс, чтобы дать колебаниям установиться. Когда использовалось время 20 мкс, итерации не сходились и графики были неверными. Попытки использовать другой шаг также были неудачны. Однако существуют некоторые комбинации, при которых получаются удовлетворительные результаты. Например, интервал 18 мкс при шаге 0,18 мкс дает хорошие результаты. Временная диаграмма для напряжения на коллекторе показана на рис. 10.26, для напряжения на базе — на рис. 10.27. При использовании курсора вы можете убедиться, что $T = 7,865$ мкс и, соответственно, $f = 127$ кГц. Эти значения близки к значениям, полученным нами при расчете. Напряжения смещения для малосигнального режима и начальные значения для напряжений в переходном процессе показаны в выходном файле (рис. 10.28).

МУЛЬТИВИБРАТОР С ЭМИТТЕРНЫМИ СВЯЗЯМИ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

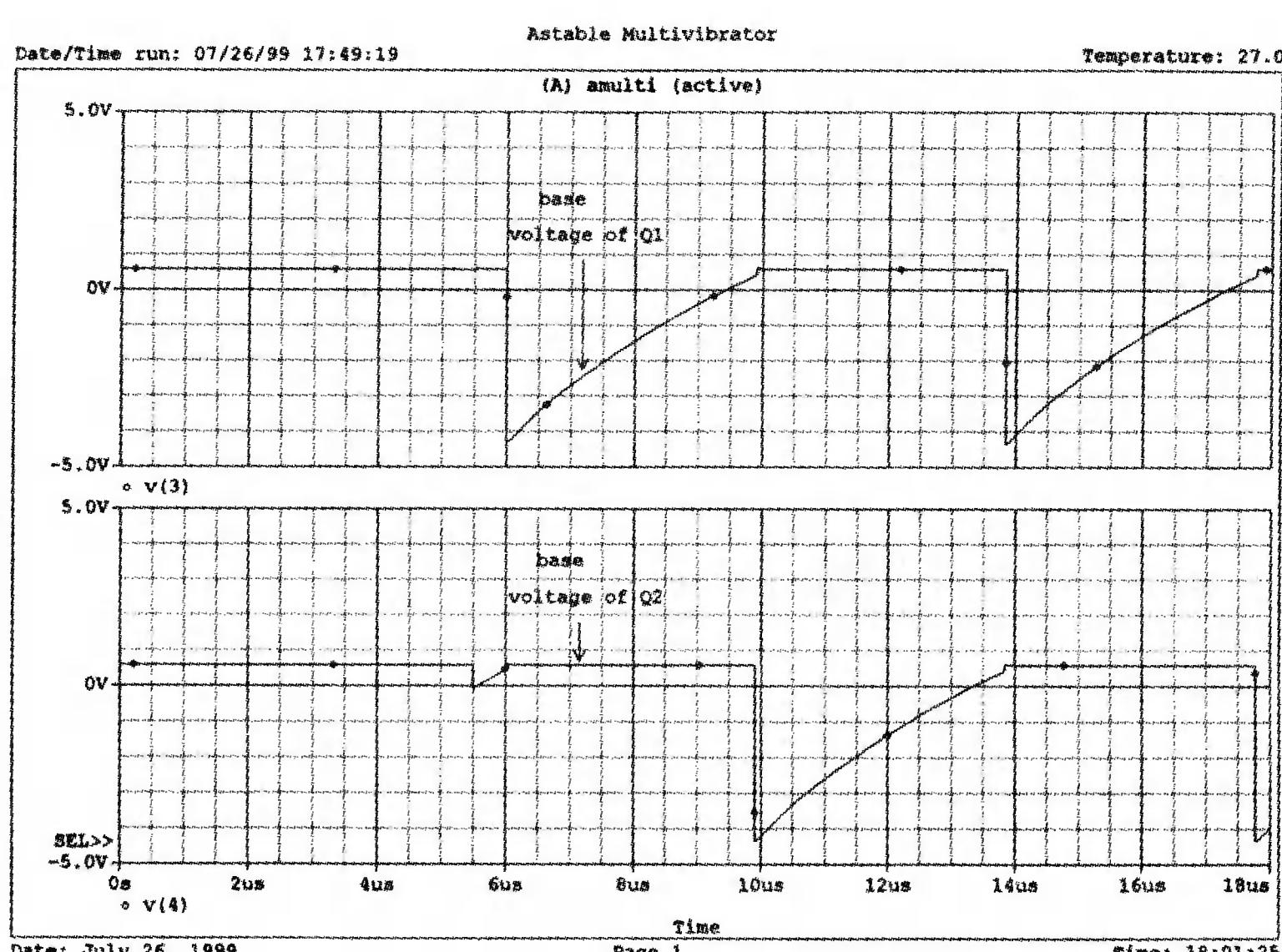


На рис. 10.29 показан мультивибратор с эмиттерными связями, использующий стандартные компоненты. Его подробный анализ приведен в книге *Millman, Taub, Pulse, Digital, and Switching Waveforms*. При анализе принимается, что Q_1 насыщается, а Q_2 — нет. Мы устанавливаем начальное напряжение на колек-

торе Q_1 равным 25 В. Вы можете попробовать несколько различных значений напряжения в команде .nodeset и сравнить результаты. Теоретический анализ дает для периода колебаний значение $T = 145,6$ мкс.



■ Рис. 10.26. Напряжения на коллекторах транзисторов для схемы на рис. 10.25



■ Рис. 10.27. Напряжения на базах транзисторов для схемы на рис. 10.25

```

Astable Multivibrator
VCC 5 0 5V
RC1 5 1 1k
RC2 5 2 1k
R1 5 3 56k
R2 5 4 56k
C1 1 4 100pF
C2 2 3 100pF
Q1 1 3 0 QN
Q2 2 4 0 QN
.MODEL QN NPN(IS=1E-12 BF=80 BR=1 TF=0.2ns TR=5ns)
.NODESET V(1)=0 V(3)=0
.OP
.opt nopage
.PRINT DC I(RC1) I(RC2) I(R1) I(R2)
.TRAN 0.18us 18us
.PROBE
.END

```

***** BJT MODEL PARAMETERS

```

QN
NPN
IS      1.000000E-12
BF      80
NF      1
BR      1
NR      1
TF      200.000000E-12
TR      5.000000E-09

```

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	.1452	(2)	.1452	(. 3)	.5770	(4)	.5770
(5)	5.0000						

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

```

NAME      CURRENT
VCC      -9.868E-03

```

TOTAL POWER DISSIPATION 4.93E-02 WATTS

***** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

NAME	Q1	Q2
MODEL	QN	QN
IB	7.90E-05	7.90E-05
IC	4.85E-03	4.85E-03
VBE	5.77E-01	5.77E-01
VBC	4.32E-01	4.32E-01
VCE	1.45E-01	1.45E-01
BETADC	6.15E+01	6.15E+01
BETAAC	7.97E+01	7.97E+01

***** INITIAL TRANSIENT SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	.1452	(2)	.1452	(. 3)	.5770	(4)	.5770
(5)	5.0000						

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

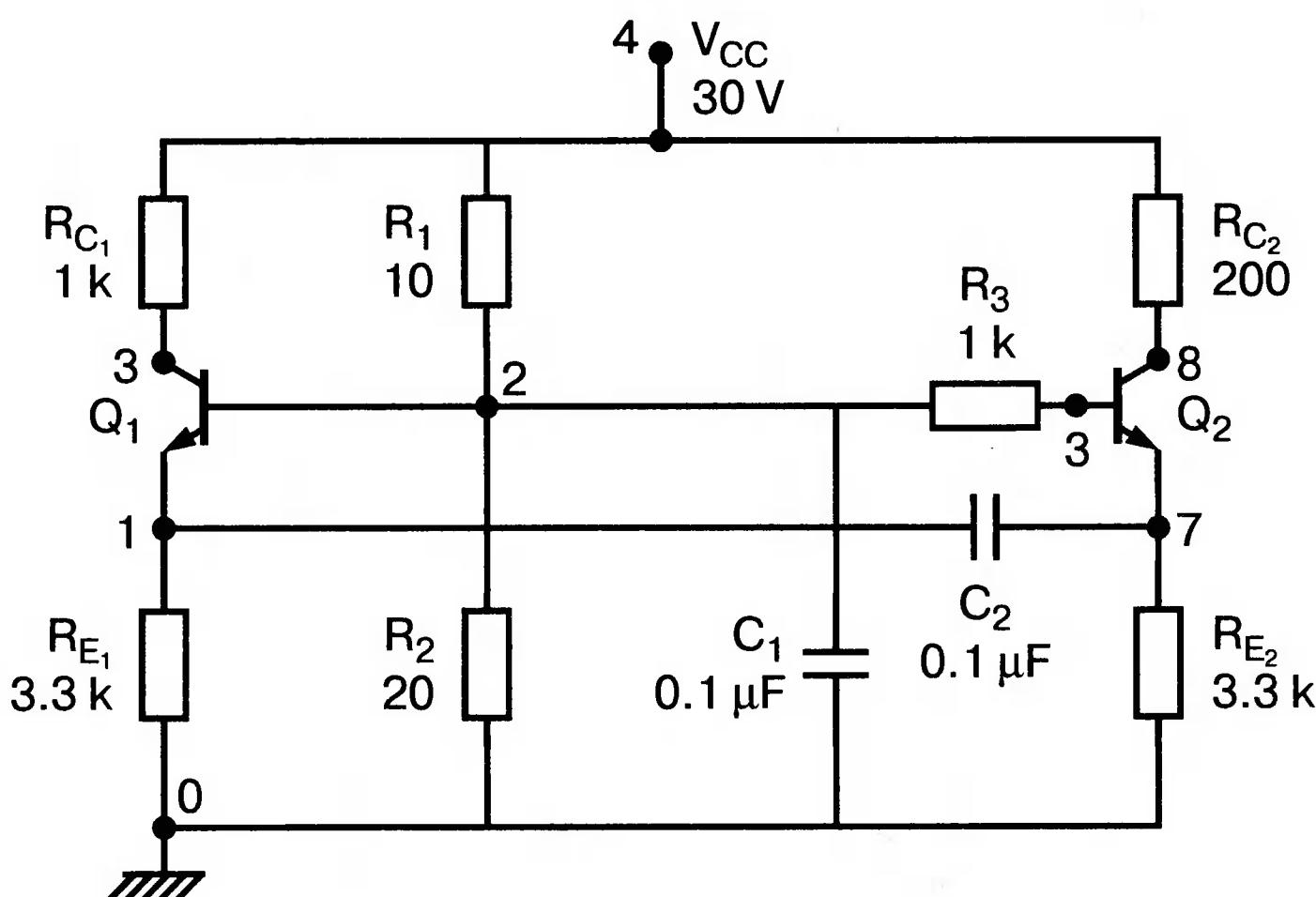
```

NAME      CURRENT
VCC      -9.868E-03

```

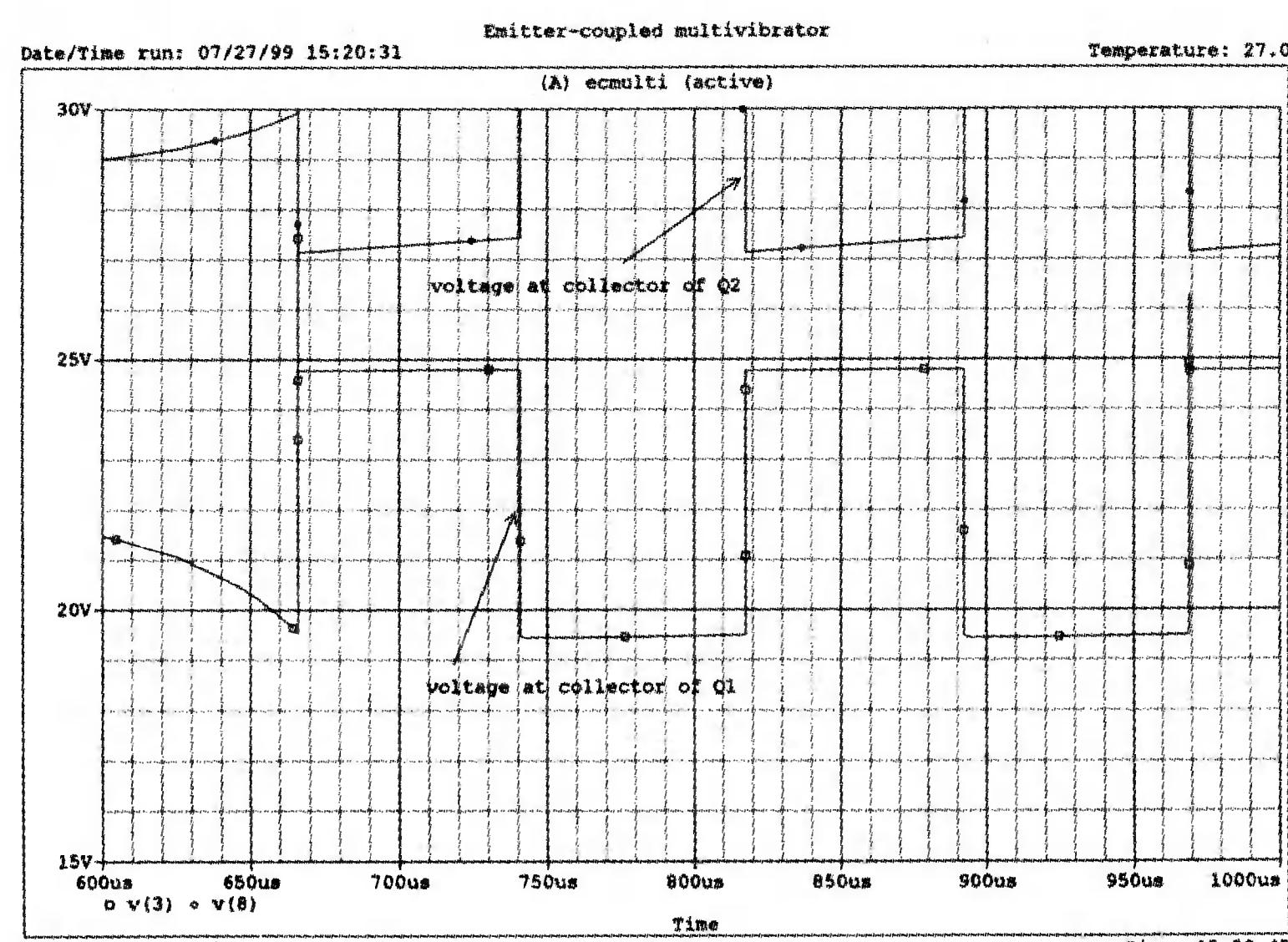
TOTAL POWER DISSIPATION 4.93E-02 WATTS

■ Рис. 10.28. Выходной файл с результатами анализа схемы на рис. 10.25



■ Рис. 10.29. Мультивибратор с эмиттерными связями

В качестве упражнения создайте собственный входной файл для этой схемы. Убедитесь, что результаты, полученные в Probe, дают $T = 151,4$ мкс. Графики напряжений на коллекторе показаны на рис. 10.30. Обратите внимание, что по оси X выбран временной интервал от 0,6 до 1,0 мс. Выходной файл показан на рис. 10.31.



■ Рис. 10.30. Напряжения на коллекторах для схемы на рис. 10.29

```
***** 07/27/99 15:53:59 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****
Emitter-coupled multivibrator
VCC 4 0 30V
R1 4 2 10
R2 2 0 20
R3 2 3 1k
RC1 4 3 1k
RC2 4 8 200
RE1 1 0 3.3k
RE2 7 0 3.3k
C1 2 0 0.1uF
C2 1 7 0.1uF
Q1 3 2 1 QN
Q2 8 3 7 QN
.MODEL QN NPN(IS=1E-12 BF=30 BR=1 TF=0.2ns TR=5ns)
.NODESET V(3)=25V
.OP
.opt nopage
.PRINT DC I(RC1) I(RC2) I(RE1) I(RE2)
.TRAN 0.5us 1ms
.PROBE
.END

*****
BJT MODEL PARAMETERS

          QN
          NPN
IS      1.000000E-12
BF      30

NODE   VOLTAGE     NODE   VOLTAGE     NODE   VOLTAGE     NODE   VOLTAGE
(    1)  19.4310  (    2)  20.0120  (    3)  22.0520  (    4)  30.0000
(    7)  21.4680  (    8)  28.7410

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME          CURRENT
VCC          -1.013E+00
TOTAL POWER DISSIPATION  3.04E+01 WATTS

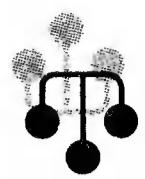
*****
BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS
NAME        Q1        Q2
MODEL       QN        QN
IB          1.90E-04  2.10E-04
IC          5.70E-03  6.30E-03
VBE         5.81E-01  5.84E-01
VBC         -2.04E+00 -6.69E+00
VCE         2.62E+00  7.27E+00
BETADC      3.00E+01  3.00E+01
BETAAC      3.00E+01  3.00E+01

*****
INITIAL TRANSIENT SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE   VOLTAGE     NODE   VOLTAGE     NODE   VOLTAGE     NODE   VOLTAGE
(    1)  19.4310  (    2)  20.0120  (    3)  22.0520  (    4)  30.0000
(    7)  21.4680  (    8)  28.7410

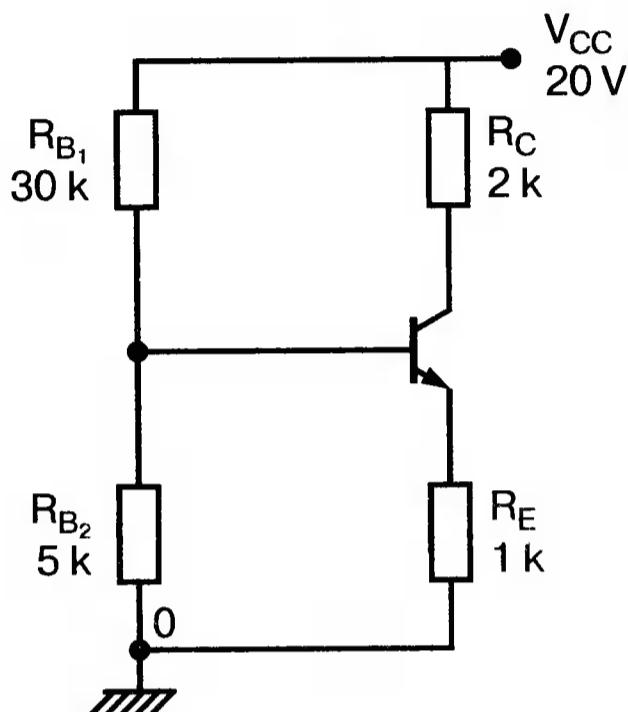
VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME          CURRENT
VCC          -1.013E+00
TOTAL POWER DISSIPATION  3.04E+01 WATTS
```

■ Рис. 10.31. Выходной файл с результатами анализа схемы на рис. 10.29

ЗАДАЧИ

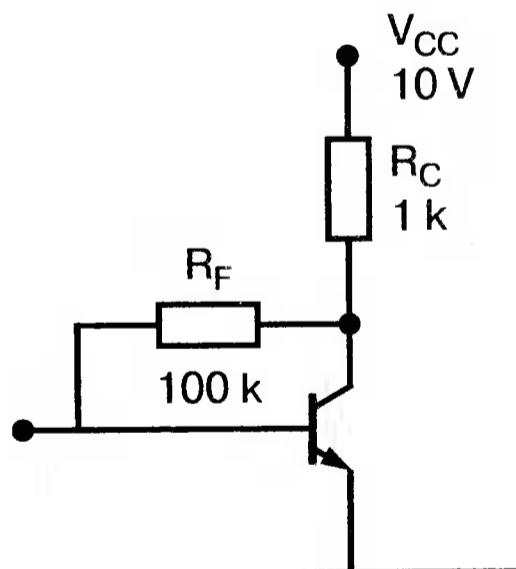


- 10.1. Снимите входные и выходные характеристики библиотечного *при*-транзистора 2N3251 ($h_{FE} = 180$). Используйте схемы для снятия характеристик *при*-транзисторов, представленные на рис. 10.1 и 10.3. Разработайте входной файл, позволяющий получить графики в Probe. Создайте метки для идентификации кривых.
- 10.2. а) В схеме на рис. 10.32 $h_{FE} = 100$. Найдите точку покоя, используя PSpice; затем сравните результаты с вашими вычислениями, приняв $V_{BE} = 0,7$ В.
б) при анализе на PSpice примите, что $h_{FE} = 50$ и найдите точку покоя.



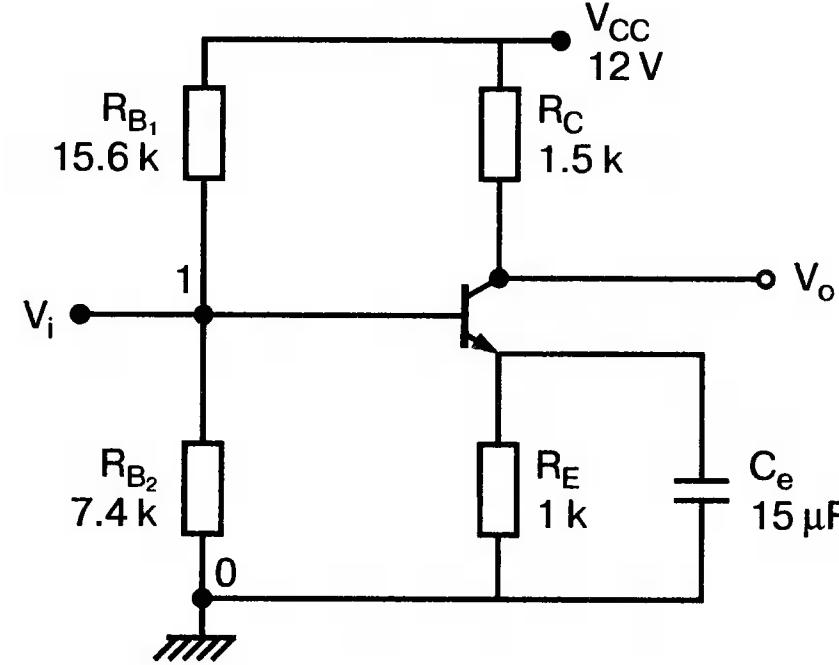
■ Рис. 10.32

- 10.3. Определите точку покоя для схемы, показанной на рис. 10.33, приняв, что $h_{FE} = 60$ и $V_{BE} = 0,7$ В. Проверьте ваши вычисления с помощью PSpice, воспользовавшись встроенной моделью транзистора.



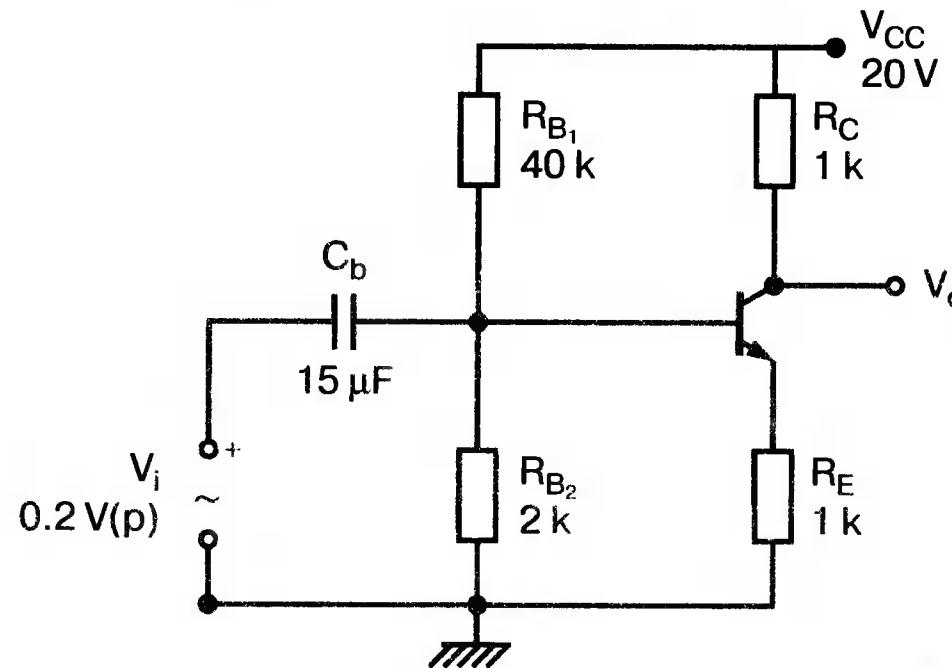
■ Рис. 10.33

- 10.4. На рис. 10.34 представлена схема усилителя с ОЭ. Желательно, чтобы точка покоя позволяла реализовать максимальный размах колебаний тока коллектора при приемлемых искажениях. Транзистор имеет коэффициент усиления $h_{FE} = 50$.
- а) Найдите ток и напряжение коллектора в точке покоя, используя PSpice.
б) Проведите PSpice/Probe анализ при синусоидальном входном напряжении v_i и определите практический предел колебаний входного напряжения. Каковы колебания тока коллектора при этом условии?



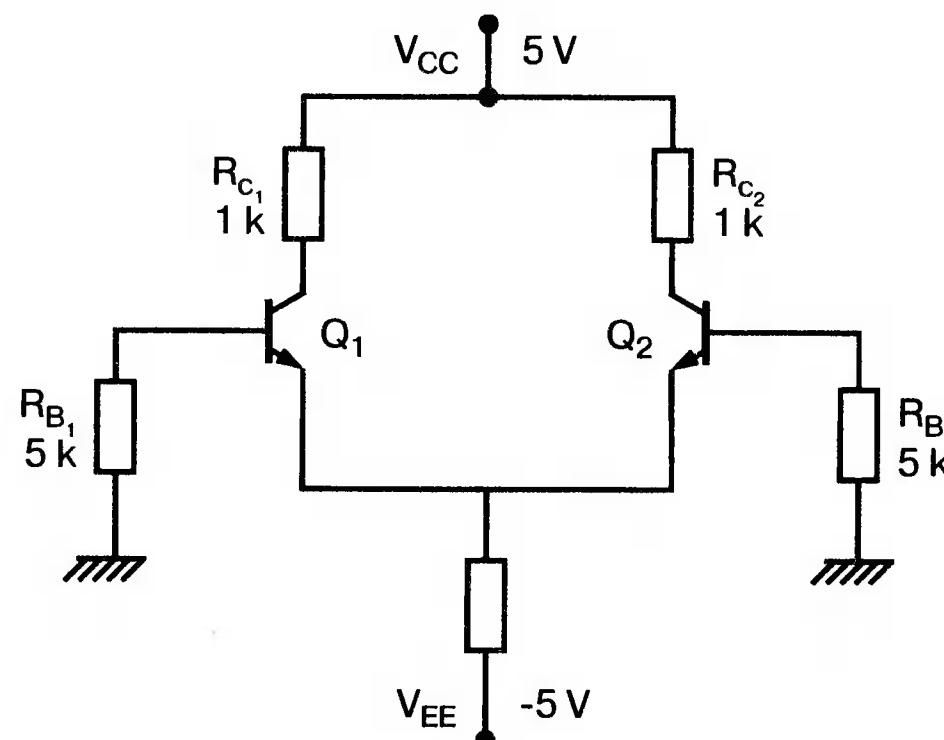
■ Рис. 10.34

10.5. Усилитель с ОЭ и незашунтированным R_E показан на рис. 10.35. Транзистор имеет коэффициент усиления $h_{FE} = 100$. Максимальное значение входного сигнала составляет 0,2 В. Используйте PSpice / Probe, чтобы получить временнную диаграмму выходного напряжения и определить коэффициент усиления по напряжению.



■ Рис. 10.35

10.6. На рис. 10.36 показана схема с эмиттерными связями. Используйте анализ на PSpice, чтобы найти токи и напряжения смещения коллектора для Q_1 и Q_2 . Оба транзистора имеют коэффициент усиления $h_{FE} = 100$.



■ Рис. 10.36

Полевые транзисторы

Встроенные модели для полевых транзисторов (FET) обозначены в PSpice именами, начинающимися: с *J* для канальных полевых транзисторов (JFET), с *M* для МОП-транзисторов (MOSFET) и с *B* для арсенид-галлиевых транзисторов (GaAsFET). Перед использованием любого из этих приборов желательно получить наборы характеристик, позволяющие правильно определить напряжения и токи покоя.

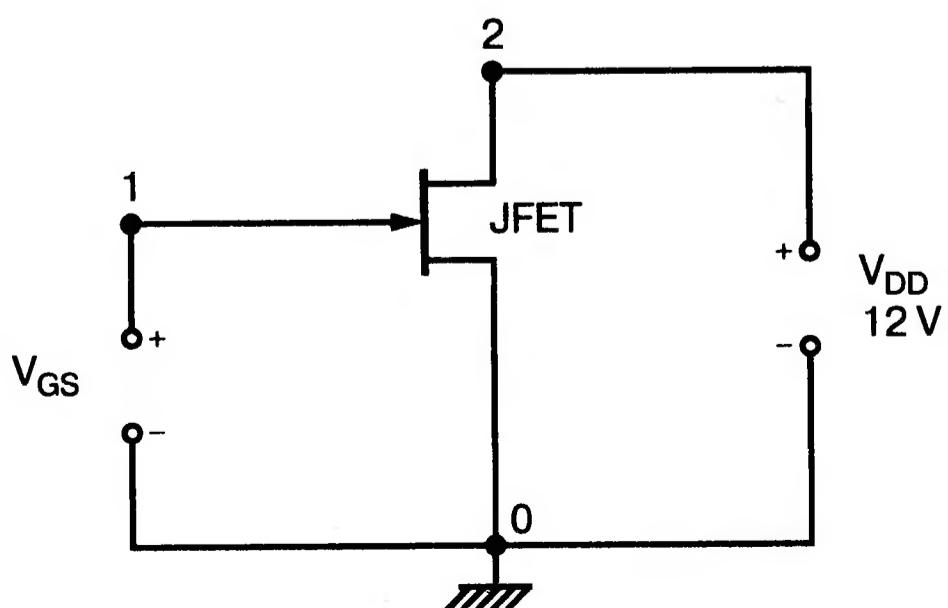
ВЫХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Демонстрационная версия PSpice содержит модели для двух типов *n*-канальных полевых транзисторов (JFET) в библиотеке *EVAL.LIB*. Получим необходимый набор выходных характеристик для транзистора *J2N3819*. Входной файл для анализа схемы рис. 11.1 содержит следующие команды:

```
Output Characteristics for JFET J2N3819
VGS 1 0 OV
VDD 2 0 12V
JFET 2 10 J2M3819
.DC VDD 0 12V 0.2V VGS 0 ~4V IV
.PROBE
.LIB EVAL.LIB
.END
```



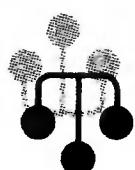
Вложенный цикл команды *.DC* позволяет получить пять характеристик при целочисленных значениях V_{GS} от 0 до -4 В.



■ Рис. 11.1. Схема для снятия характеристик полевых транзисторов JFET

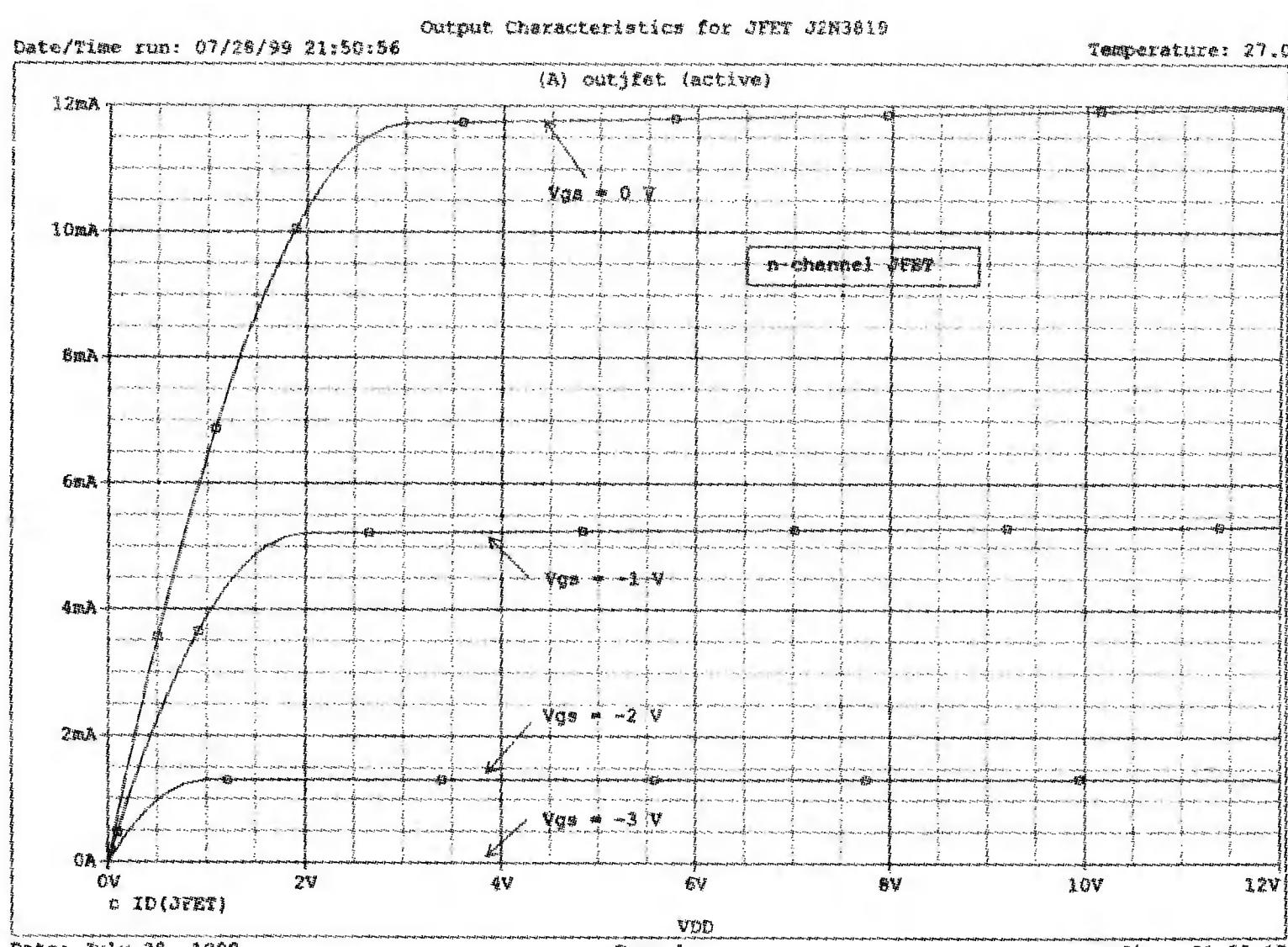
Однако после выполнения анализа вы обнаружите только четыре характеристики (рис. 11.2). Так как верхний график соответствует $V_{GS} = 0$ В, остальные соответствуют значения V_{GS} в -1 , -2 и -3 В, а характеристика для $V_{GS} = -4$ В отсутствует, так как при этом V_{GS} лежит ниже значения отсечки. Очевидно, отсечка происходит при значении -3 В. Зная диапазон рабочих значений V_{GS} и соответствующий ему диапазон токов I_D , мы можем теперь разработать схему смещения для этого транзистора.

ВХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЯ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ



При получении входных характеристик величина V_{GS} используется во внешнем цикле команды $.DC$ в качестве основной переменной, откладываемой по оси X . Значения V_{DD} изменяются от 2 до 10 В с шагом в 4 В, создавая три характеристики. Нижняя характеристика соответствует $V_{DD} = 2$ В. Для последующего использования полезно маркировать характеристики. Входной файл для анализа

```
Input Characteristics for JFET
VGS 1 0 0V
VDD 2 I 10V
JFET 2 10 J2N3819
.DC VGS -3 0 0.05V VDD 2V 10V 4V
.PROBE
.LIB EVAL.LIB
.END
```



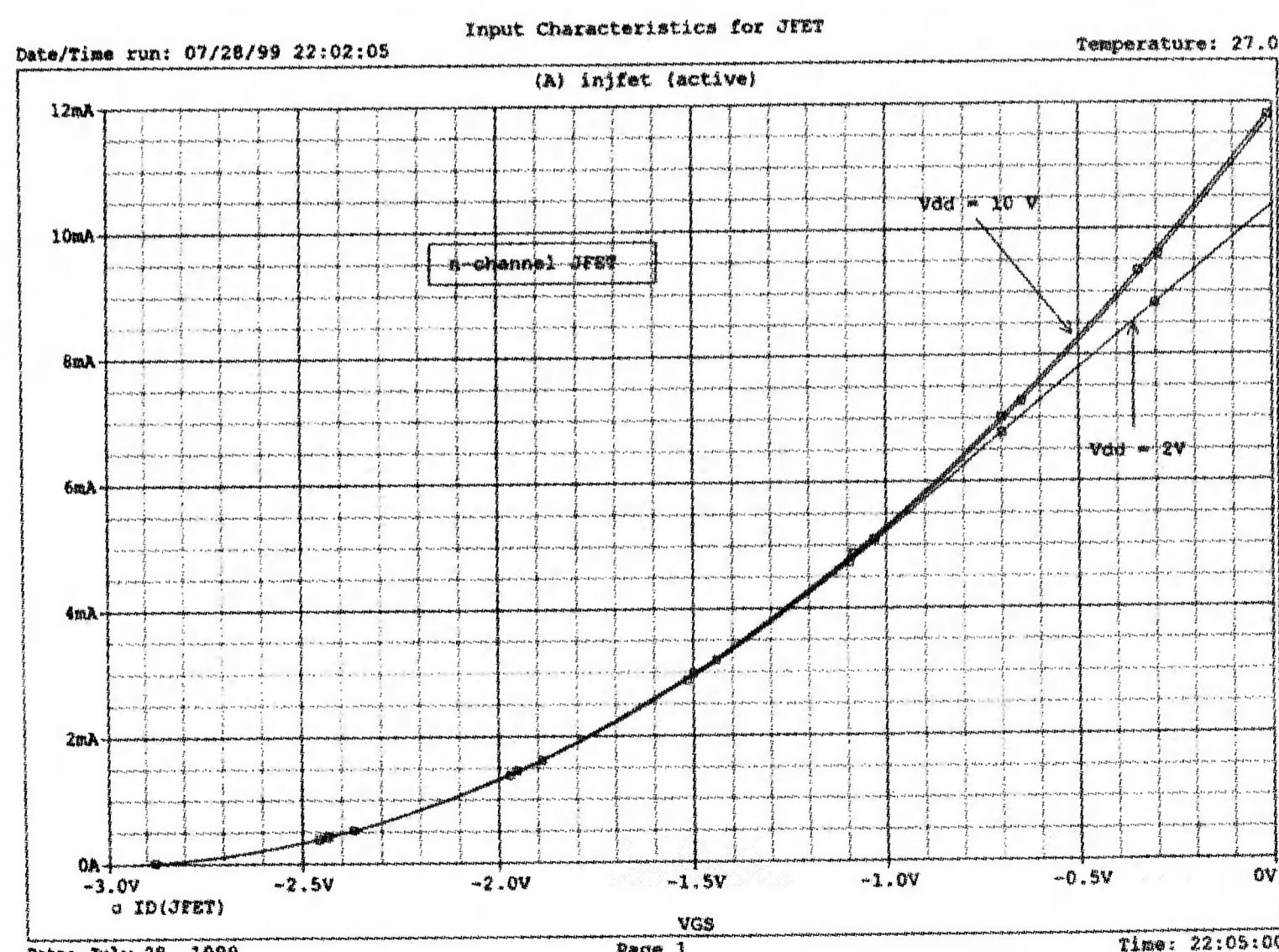
■ Рис. 11.2. Выходные характеристики транзисторов JFET

Характеристики с соответствующими метками показаны на рис. 11.3.

Библиотека рабочей версии содержит только *n*-канальные JFET. Если вам необходим *p*-канальный JFET, то вы можете вставить команду .MODEL во входной файл или изменить библиотеку EVAL.LIB, чтобы включить одно или большее количество таких устройств. Ввод модели для J2N3819 осуществляется следующим образом:

```
.model J2N3819 NJF (Beta=1.304m Betatce=-.5 Rd=1 Rs=1
Lambda=2.25m
+Vto=-3
+Vtotc=-2.5m Is=33.57f Isr=322.4f N=1 Nr=2 Xti = 3 Alplia
= 311.7
+Vk=243.6 Cgd=1.6p M=.3622 pb=1 Fc=.5 Cgs=2.414p
Kf=9.882E-18
+Af=1)
National pid=50 case=T092
"88-08-01 rmn BVmin=25
```

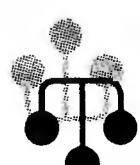
Обратите внимание, что для порогового напряжения задано значение $V_{t0} = -3$ В. Когда используется *p*-канальный JFET, модель должна быть *PJF* (а не *NJF*) и должно использоваться положительное значение V_{t0} .



■ Рис. 11.3. Входные характеристики транзисторов JFET

ТОКИ СМЕЩЕНИЯ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Схема с автоматическим смещением приведена на рис. 11.4. Во встроенной модели для *n*-канального JFET значения, заданные по умолчанию для ряда параметров, изменены. Новые значения показаны в следующем входном файле:



```

n-Channel JFET Bias Circuit
VDD 4 0 18V
RG 1 0 0.5MEG
RS 2 0 770
RD 4 3 8.8k
JFET 3 1 2 JM
.MODEL JM NJF(RD=10 RS = 10 VTO=~3 BETA=0.2m)
.DC VDD 18V 18V 18V
.OP
.OPT nopage
.PRINT DC I(RD) I(RS) I(RG)
.END

```

Выходной файл приведен на рис. 11.5. Чтобы посмотреть, совпадают ли результаты стандартного схемотехнического расчета и анализа на PSpice, необходимо найти значение I_{DSS} . Выполните анализ, подобный показанному на рис. 11.2, и убедитесь, что для этого JFET $I_{DSS} = 1,78$ мА. Сравните ваши результаты с рис. 11.6. Воспользовавшись этим значением, найдем

$$g_{mo} = \frac{-2I_{DSS}}{V_P} = \frac{-2(1,78 \text{ mA})}{-3\text{V}} = 1,87 \text{ mC}.$$

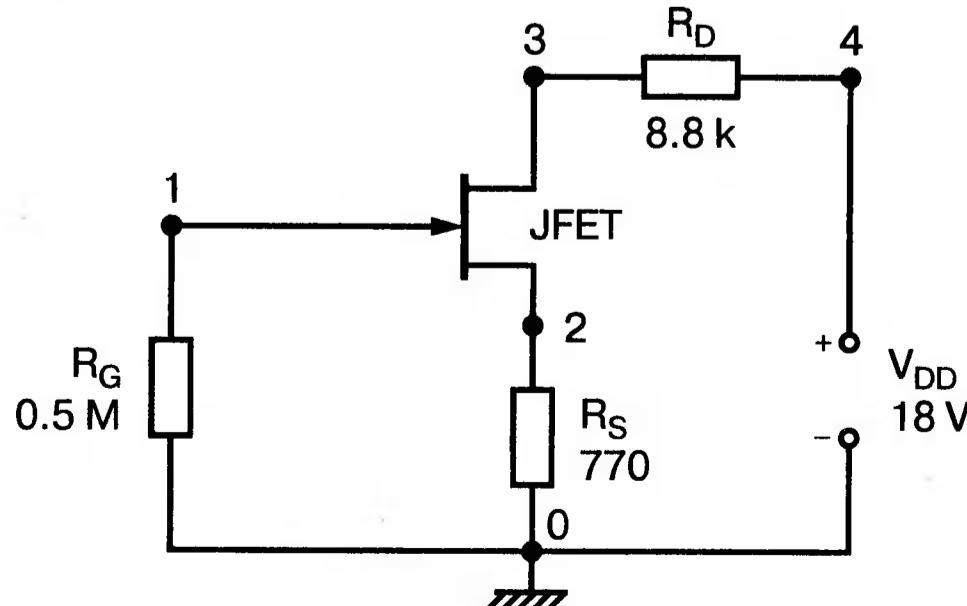
Используем теперь значение I_{DSS} , полученное в PSpice, чтобы найти V_{GS} . В следующем уравнении I_{DSS} представляет собой ток стока при насыщении:

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2.$$

Откуда при $I_{DS} = 0,992$ мА, $I_{DSS} = -1,78$ мА и $V_P = 3$ В после преобразований получим $V_{GS} = 0,78$ В и затем

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) = 1,187 \text{ mC} \left(1 - \frac{0,78}{3}\right) = 0,88 \text{ mC}.$$

Значения V_{GS} и g_m согласуются с показанными на рис. 11.5.



■ Рис. 11.4. Схема с автоматическим смещением транзистора JFET

**** 07/29/99 11:29:21 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****

n-Channel JFET Bias Circuit

```
VDD 4 0 18V
RG 1 0 0.5MEG
RS 2 0 770
RD 4 3 8.8k
JFET 3 1 2 JM
.MODEL JM NJF(RD=10 RS=10 VTO=-3 BETA=0.2m)
.DC VDD 18V 18V 18V
.OP
.opt nopage
.PRINT DC I(RD) I(RS) I(RG)
.END
```

**** Junction FET MODEL PARAMETERS

```
JM
NJF
VTO -3
BETA 200.000000E-06
RD 10
RS 10
```

**** DC TRANSFER CURVES TEMPERATURE = 27.000 DEG C

VDD	I(RD)	I(RS)	I(RG)
1.800E+01	9.915E-04	9.915E-04	1.006E-11

**** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	5.029E-06	(2)	.7635	(3)	9.2744	(4)	18.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

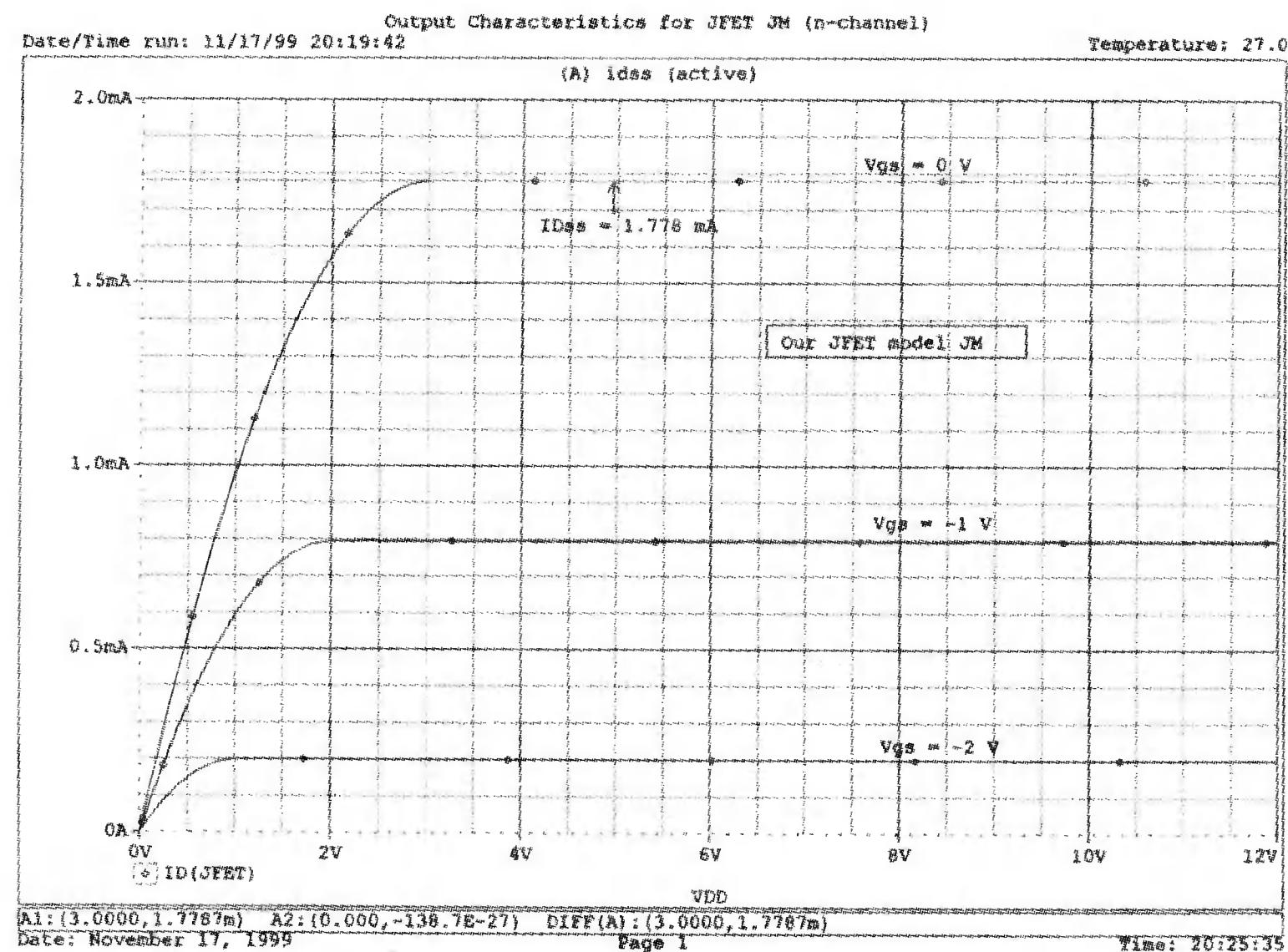
NAME	CURRENT
------	---------

VDD	-9.915E-04
-----	------------

TOTAL POWER DISSIPATION	1.78E-02 WATTS
-------------------------	----------------

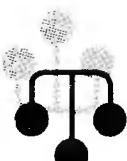
**** JFETS

NAME	JFET
MODEL	JM
ID	9.92E-04
VGS	-7.63E-01
VDS	8.51E+00
GM	8.91E-04
GDS	0.00E+00
CGS	0.00E+00
CGD	0.00E+00



■ Рис. 11.6 Выходные характеристики схемы на рис. 11.4

УСИЛИТЕЛИ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ



Можно преобразовать схему смещения, показанную на рис. 11.4, в усилитель напряжения, добавив два конденсатора и источник переменного напряжения (рис. 11.7). Приведенный ниже входной файл предназначен для анализа на переменном токе при $f = 5\text{ кГц}$:

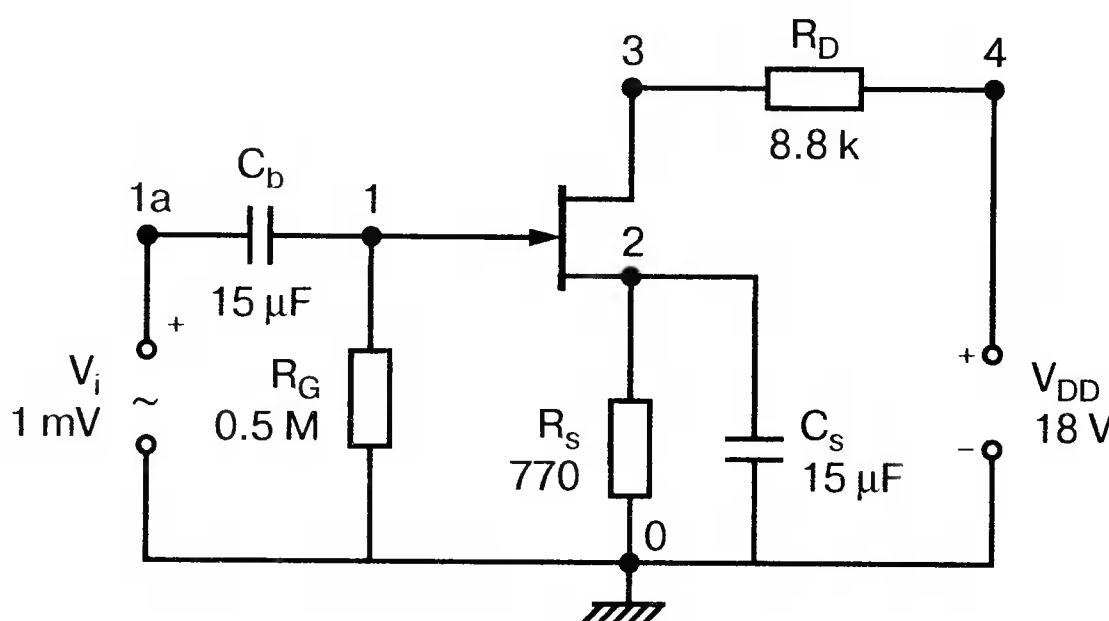
```

n-Channel JFET Amplifier circuit
VDD 4 0 18V
vi la 0 ac 1mV
Cb la 1 15uF
Cs 2 0 15uF
RG 1 0 0.5MEG
RS 2 0 770
RD 4 3 8.8k
JFET 3 1 2 JM
.MODEL JM NJF (RD=10 RS = 10 VT0 = -3V BETA=0.2m)
.DC VDD 18V 18V 18V
.OP
.OPT nopage
.PRINT DC I(RD) I(RS) I(RG)
.ac lin 1 5kHz 5kHz
.PRINT ac i(RD) v(3) v(1) v(2)
.END

```

Выходной файл показан на рис. 11.8. Просмотрите результаты анализа и убедитесь, что переменная составляющая напряжения на стоке $V(3) = 7,77\text{ мВ}$, что дает коэффициент усиления по напряжению 7,77. Это близко к значению, получаемому из аппроксимирующего уравнения

$$A_V = g_m R_D = (0,891 \text{ мС}) (8,8 \text{ кОм}) = 7,8 .$$

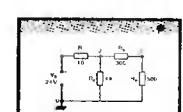


■ Рис. 11.7. Усилитель на транзисторе JFET

Временные диаграммы усилителей

Чтобы получить временные диаграммы синусоидального входного напряжения и напряжения на стоке, необходимо несколько изменить входной файл. Входное напряжение задается синусоидальной функцией

```
vi 1a 0 sin(0 1mV 5kHz)
```



Анализ переходных процессов выполняется с помощью команды

```
.TRAN 0.02ms 0.6ms
```

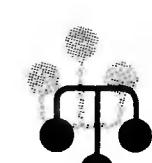
которая при частоте 5 кГц предусматривает анализ на протяжении трех периодов колебаний.

Проведите моделирование и по результатам в Probe убедитесь, что напряжение стока имеет максимальное значение 9,282 мВ и минимальное — 9,266 мВ. Это дает размах напряжения в 15,4 мВ и максимальное значение 7,7 мВ. Результаты близки к полученным ранее расчетным данным. Временные диаграммы показаны на рис. 11.9. Обратите внимание, что курсор расположен так, чтобы показать максимальное значение V(3). При этом входное напряжение находится в соответствующем минимуме.

В выходном файле (рис. 11.10) показана модификация входного файла, позволяющая включить наряду с анализом переходных процессов еще и гармонический анализ для выходного напряжения V(3). Выходной файл показывает постоянную составляющую напряжения на истоке в 9,274 В. Вторая и более высокие гармоники имеют незначительную величину, давая общее гармоническое искажение менее 1 %.

МОЩНЫЕ ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ MOSFET

Для изучения случая, касающегося МОП-транзисторов, необходимо выбрать соответствующую модель такого устройства из библиотеки *EVAL.LIB*. Это модель *IRF150*, которая отображает мощный МОП-транзистор *n*-типа. Чтобы познакомиться с его свойствами, рассмотрим семейства входных и выходных характеристик.



```
***** 07/29/99 14:40:00 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****
n-Channel JFET Amplifier circuit
VDD 4 0 18V
vi 1a 0 ac 1mV
Cb 1a 1 15uF
Cs 2 0 15uF
RG 1 0 0.5MEG
RS 2 0 770
RD 4 3 8.8k
JFET 3 1 2 JM
.MODEL JM NJF(RD=10 RS=10 VTO=-3V BETA=0.2m)
.DC VDD 18V 18V 18V
.OP
.OPT nopage
.PRINT DC I(RD) I(RS) I(RG)
.ac lin 1 5kHz 5kHz
.PRINT ac i(RD) v(3) v(1) v(2)
.END

***** Junction FET MODEL PARAMETERS
JM
NJF
VTO -3
BETA 200.000000E-06
RD 10
RS 10

VDD      I(RD)      I(RS)      I(RG)
1.800E+01  9.915E-04  9.915E-04  1.006E-11

NODE   VOLTAGE     NODE   VOLTAGE     NODE   VOLTAGE     NODE   VOLTAGE
(    1) 5.029E-06  (    2)    .7635  (    3)    9.2744  (    4)  18.0000
(  1a) 0.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME          CURRENT
VDD           -9.915E-04
vi            0.000E+00

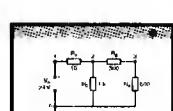
TOTAL POWER DISSIPATION  1.78E-02 WATTS

***** JFETS
NAME      JFET
MODEL     JM
ID        9.92E-04
VGS       -7.63E-01
VDS       8.51E+00
GM        8.91E-04
GDS       0.00E+00
CGS       0.00E+00
CGD       0.00E+00

***** AC ANALYSIS          TEMPERATURE = 27.000 DEG C
FREQ      I(RD)      V(3)      V(1)      V(2)
5.000E+03  8.828E-07  7.768E-03  1.000E-03  1.873E-06
```

■ Рис. 11.8. Выходной файл с результатами анализа схемы на рис. 11.7

Выходные характеристики



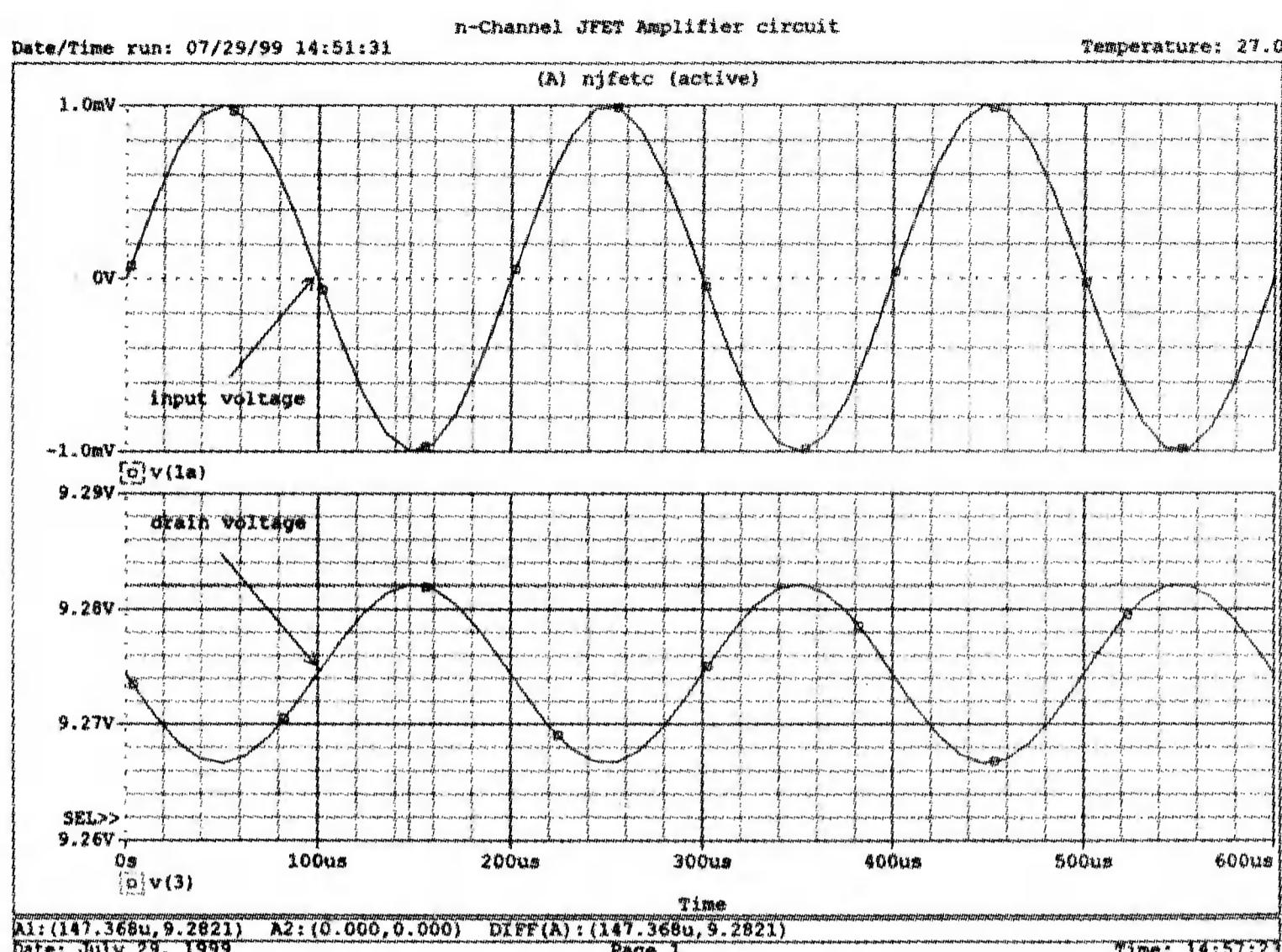
Чтобы получить выходные характеристики, используем схему, показанную на рис. 11.11. Входной файл для нее:

n-Channel MOSFET Output Characteristics

VDD 2 0 12V

VGS 1 0 0VMFET 2 1 0 0 IRF150; сток, исток, затвор и подложка

```
.DC VDD 0 12V 0.8V VGS 0 8V 1V
.LIB EVAL.LIB
.PROBE
.END
```

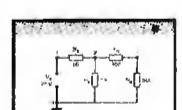


■ Рис. 11.9. Временные диаграммы входного и выходного напряжений

Как показано на рис. 11.11, источник и подложка объединены, как и требуется. Выходные характеристики показаны на рис. 11.12. В качестве примера больших токов стока отметим, что при $V_{GS} = 5$ В ток насыщения становится больше 7 А. Входной файл библиотечной модели для IRF150 задает пороговое значение напряжения при нулевом смещении $V_{to} = -2,831$ В. Для *n*-канального устройства это напряжение является положительным.

Входные характеристики

Для входных характеристик несколько значений V_{DD} будут использоваться, как показано в следующем файле:



```
Input Characteristic for MOSFET
VGS 1 0 0V
VDD 2 0 10V
MOS 2 1 0 0 IRF150
.DC VGS 0 8V 0.1V VDD 2V 10V 4V
.PROBE
.LIB EVAL.LIB
.END
```

Полученный в результате график показан на рис. 11.13. Из него видно, что пороговое значение V_{GS} немного ниже 3 В и что характеристики при $V_{DD} = 6$ В или больше сливаются в одну кривую.

n-Channel JFET Amplifier circuit

```

VDD 4 0 18V
vi 1a 0 sin(0 1mV 5kHz)
Cb 1a 1 15uF
Cs 2 0 15uF
RG 1 0 0.5MEG
RS 2 0 770
RD 4 3 8.8k
JFET 3 1 2 JM
.MODEL JM NJF(RD=10 RS=10 VTO=-3V BETA=0.2m)
.DC VDD 18V 18V 18V
.OP
.OPT nopage nomod
.TRAN 0.02ms 0.6ms
.PROBE
.FOUR 5kHz V(3)
.END

```

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	5.029E-06	(2)	.7635	(3)	9.2744	(4)	18.0000
(1a)	0.0000						

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
 NAME CURRENT
 VDD -9.915E-04
 vi 0.000E+00

TOTAL POWER DISSIPATION 1.78E-02 WATTS

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
 NAME CURRENT
 VDD -9.915E-04
 vi 0.000E+00

TOTAL POWER DISSIPATION 1.78E-02 WATTS

**** FOURIER ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C

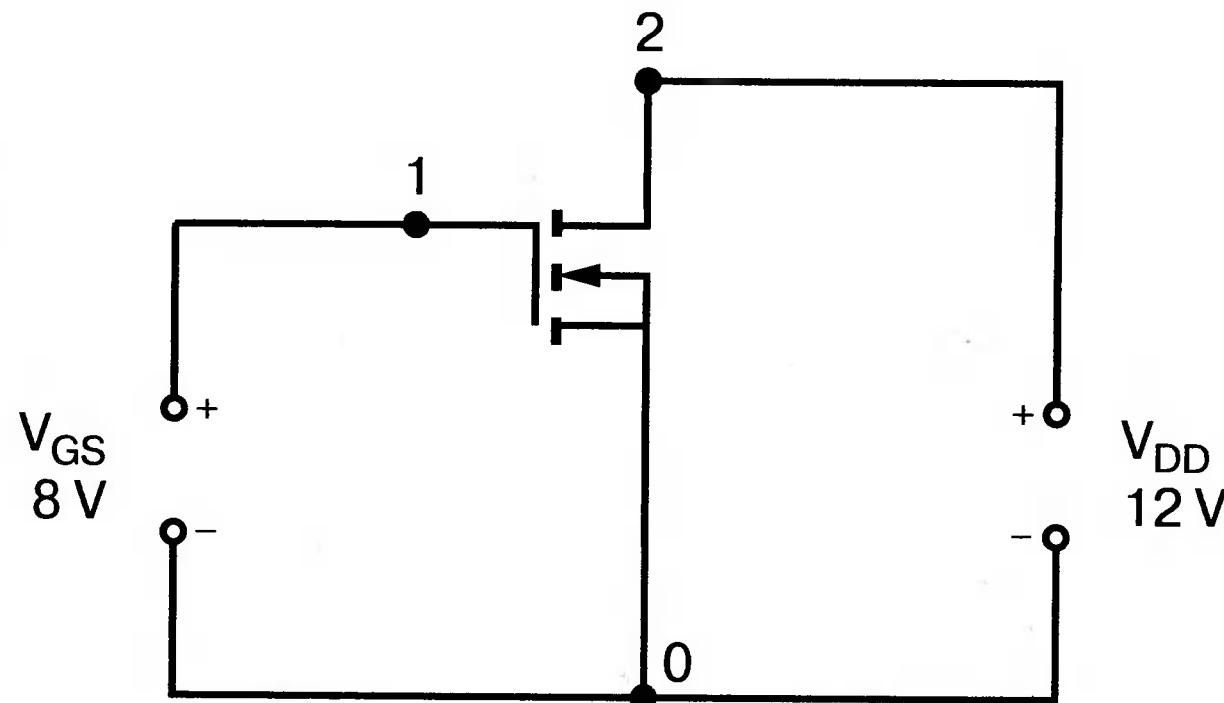
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(3)

DC COMPONENT = 9.274381E+00

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+03	7.679E-03	1.000E+00	-1.797E+02	0.000E+00
2	1.000E+04	2.155E-05	2.806E-03	-1.014E+02	7.829E+01
3	1.500E+04	2.311E-05	3.009E-03	-1.076E+02	7.208E+01
4	2.000E+04	2.231E-05	2.905E-03	-1.139E+02	6.578E+01
5	2.500E+04	2.154E-05	2.805E-03	-1.189E+02	6.079E+01
6	3.000E+04	2.067E-05	2.692E-03	-1.247E+02	5.507E+01
7	3.500E+04	1.949E-05	2.538E-03	-1.300E+02	4.974E+01
8	4.000E+04	1.848E-05	2.406E-03	-1.352E+02	4.449E+01
9	4.500E+04	1.723E-05	2.244E-03	-1.399E+02	3.983E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 7.599231E-01 PERCENT

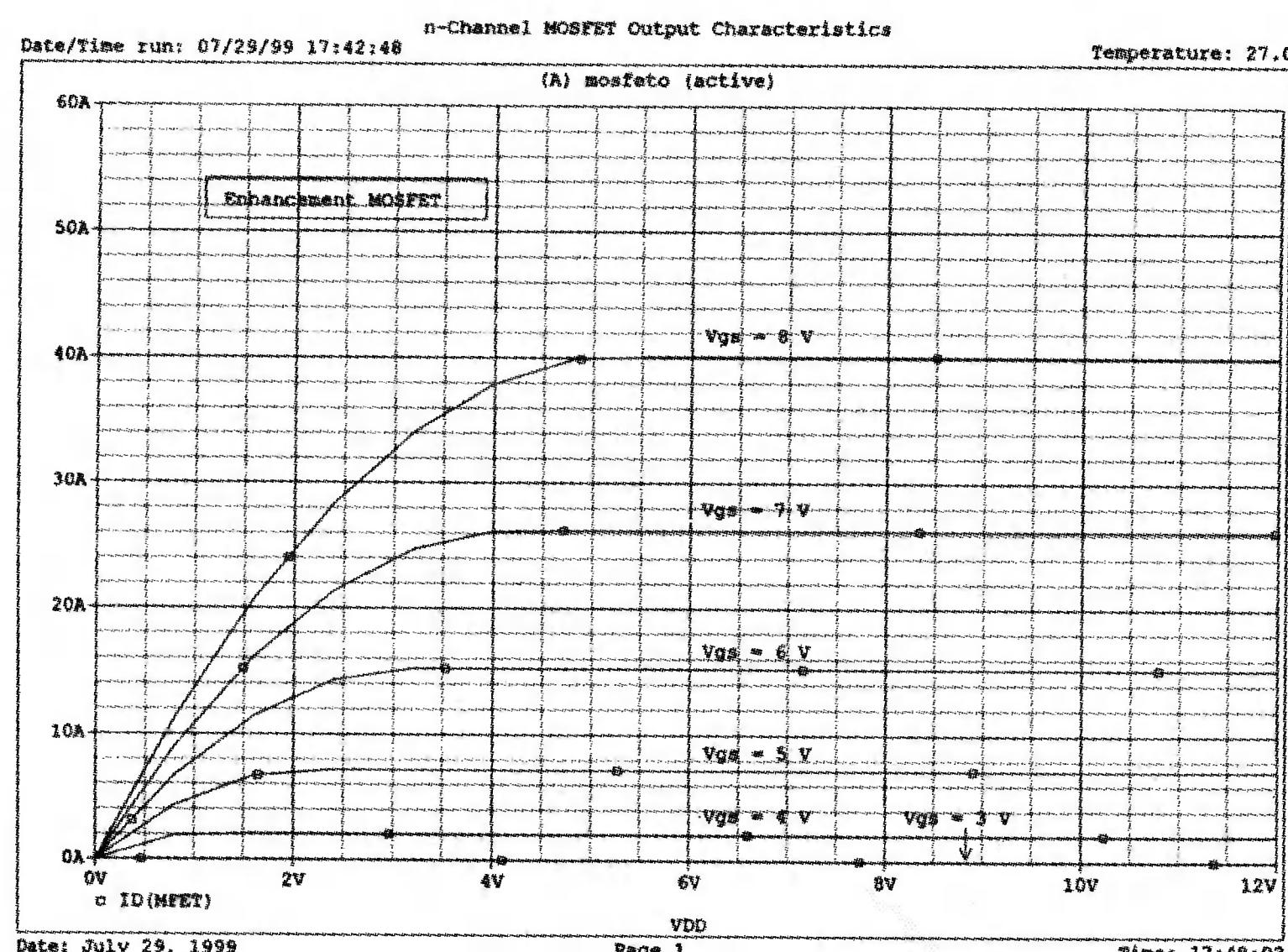
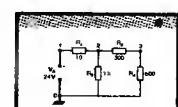
■ Рис. 11.10. Выходной файл результатов анализа схемы на рис. 11.7, дополненный результатами спектрального анализа



■ Рис. 11.11. Схема для снятия характеристик МОП-транзисторов

Усилители на MOSFET

Усилитель мощности, использующий *IRF150*, показан на рис. 11.14. Так как используется режим с большими токами истока и стока, значения R_d и R_s составляют 2 и 0,5 Ом соответственно. Резисторы R_1 и R_2 образуют делитель напряжения, обеспечивающий значение $V_{GS} = 4,7$ В. При этом входной файл имеет вид:



■ Рис. 11.12. Выходные характеристики МОП-транзистора

n-Channel Power MOSFET Amplifier

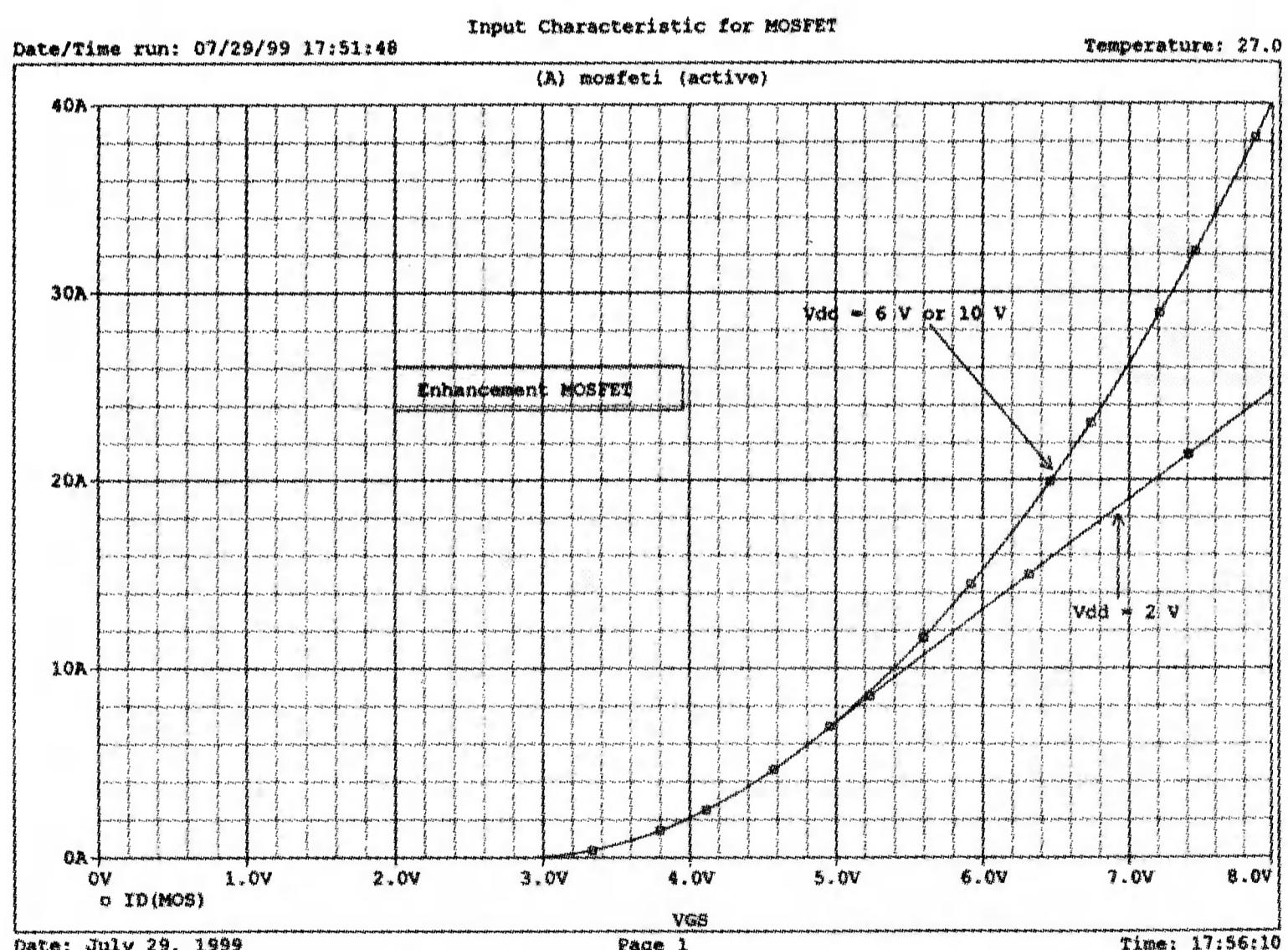
VDD 4 0 18V

vi 1 0 ac 0.5V

```

R1 4 2 330k
R2 2 0 220k
Rd 4 3 2
Rs 5 0 0.5
Cb 1 2 15uF
Cs 5 0 15uF
MFET 3 2 5 5 IRF150
.DC VDD 12V 12V 12V
.OP
.OPT nopage
.PRINT DC I(RD) I(R1) I(R2) I(RS)
.ac Lin 1 5kHz 5kHz
.PRINT ac i (Rd) v(2) v(3)
.LIB EVAL.LIB
.END

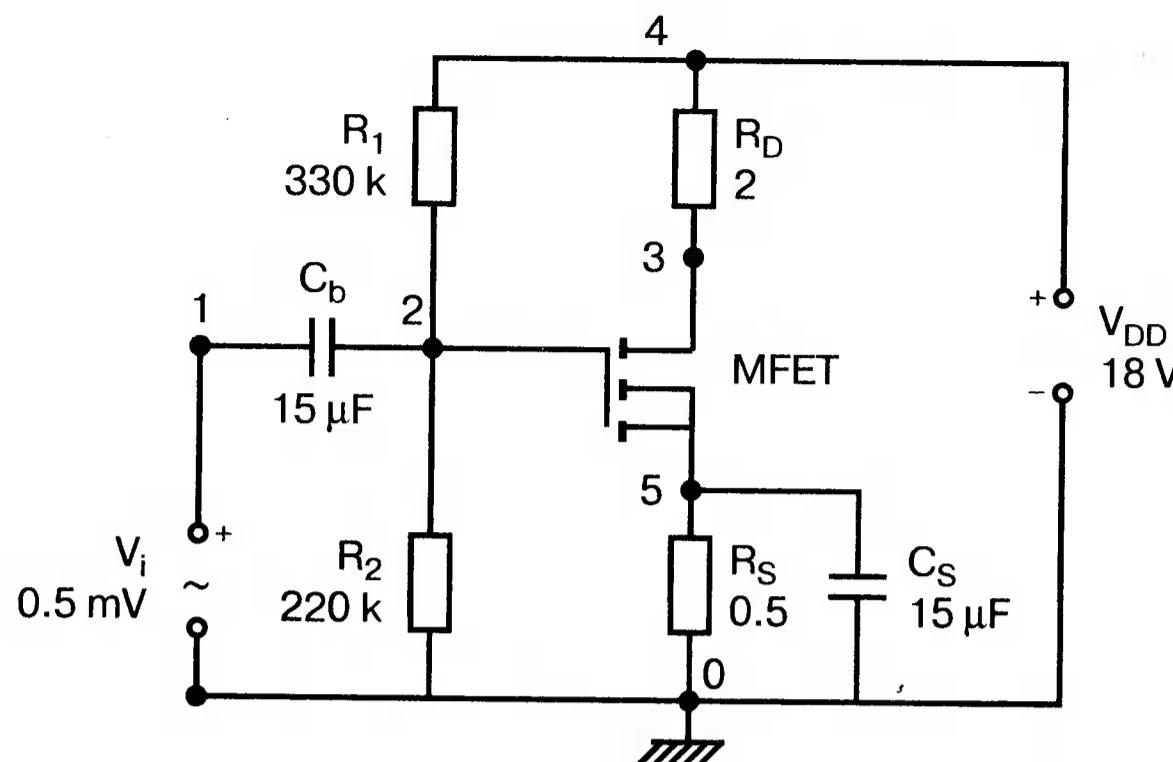
```



■ Рис. 11.13. Входные характеристики МОП-транзистора

Выходной файл показан на рис. 11.15. Приведены постоянные и переменные составляющие. Среди постоянных составляющих показаны ток стока (и истока) $I_D = 1,781 \text{ A}$, напряжения на стоке $V(3) = 7,827 \text{ В}$ и на истоке $V(5) = 2,543 \text{ В}$.

Анализ переменных составляющих дает входное напряжение $v_i = 0,5 \text{ В}$ и выходное напряжение на стоке $v(3) = 1,5 \text{ В}$, давая коэффициент усиления по напряжению, равный 3. Переменная составляющая выходного тока равна $I_D = 0,7536 \text{ A}$. Для всех переменных составляющих приведены максимальные значения.

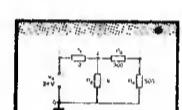


■ Рис. 11.14. Усилитель мощности на МОП-транзисторе

Временные диаграммы

Чтобы получить временные диаграммы входного и выходного напряжений, необходимо слегка изменить входной файл. Как и в предыдущем примере, будет использовано синусоидальное входное напряжение:

$V_i 1 0 \sin (0 0.5V 5kHz)$



Наряду с анализом переходных процессов выполним и гармонический анализ. Проведем моделирование и используем Probe, чтобы получить графики $v(3)$, $i(R_d)$ и $v(1)$. Результаты должны совпадать с приведенными на рис. 11.16. Используем режим курсора, чтобы найти максимальное значение выходного напряжения. Хотя значения каждого из максимумов слегка различаются из-за того, что график отражает переходной процесс, третий максимум равен 9,3188 В постоянная составляющая напряжения равна 7,8272 В. Для максимального значения переменной составляющей это дает значение 1,4916 В, которое близко к переменной составляющей, показанной в предыдущем анализе, и подтверждает коэффициент усиления по напряжению, равный 3.

Изменения в схемном файле показаны в выходном файле (рис. 11.17). Обратите внимание, что выходное напряжение содержит небольшую вторую гармонику, общее гармоническое искажение слегка превышает 0,5 %. Постоянная составляющая выходного напряжения равна 7,819 В, что лишь немногого отличается от напряжения покоя для узла 3.

АРСЕНИД-ГАЛЛИЕВЫЕ ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

PSpice включает встроенную модель для арсенид-галлиевого *n*-канального транзистора (GaAsFET). Имя этого прибора начинается с В. Хотя библиотека демонстрационной версии не содержит никаких входных файлов для этих транзисторов, вы можете определять параметры модели или просто использовать значения по умолчанию, приведенные в приложении D.



n-Channel Power MOSFET Amplifier

```

VDD 4 0 18V
vi 1 0 ac 0.5V
R1 4 2 330k
R2 2 0 220k
Rd 4 3 2
Rs 5 0 0.5
Cb 1 2 15uF
Cs 5 0 15uF
MFET 3 2 5 5 IRF150
.DC VDD 12V 12V 12V
.OP
.OPT nopage
.PRINT DC I(RD) I(R1) I(R2) I(Rs)
.ac lin 1 5kHz 5kHz
.PRINT ac i(Rd) v(2) v(3)
.LIB EVAL.LIB
.END

```

**** MOSFET MODEL PARAMETERS

```

IRF150
NMOS
LEVEL 3
L 2.000000E-06
W .3
VTO 2.831
KP 20.530000E-06
GAMMA 0
PHI .6
LAMBDA 0
RD 1.031000E-03
RS 1.624000E-03
RG 13.89
RDS 444.400000E+03

```

VDD	I(RD)	I(R1)	I(R2)	I(Rs)
1.200E+01	1.781E+00	2.182E-05	2.182E-05	1.781E+00

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	0.0000	(2)	7.2000	(3)	7.8271	(4)	18.0000
(5)	2.5432						

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
VDD	-5.086E+00
vi	0.000E+00

TOTAL POWER DISSIPATION 9.16E+01 WATTS

**** MOSFETS

NAME	MFET
MODEL	IRF150
ID	5.09E+00
VGS	4.66E+00
VDS	5.28E+00
VBS	0.00E+00
VTH	2.83E+00
VDSAT	1.82E+00
GM	5.60E+00

**** AC ANALYSIS

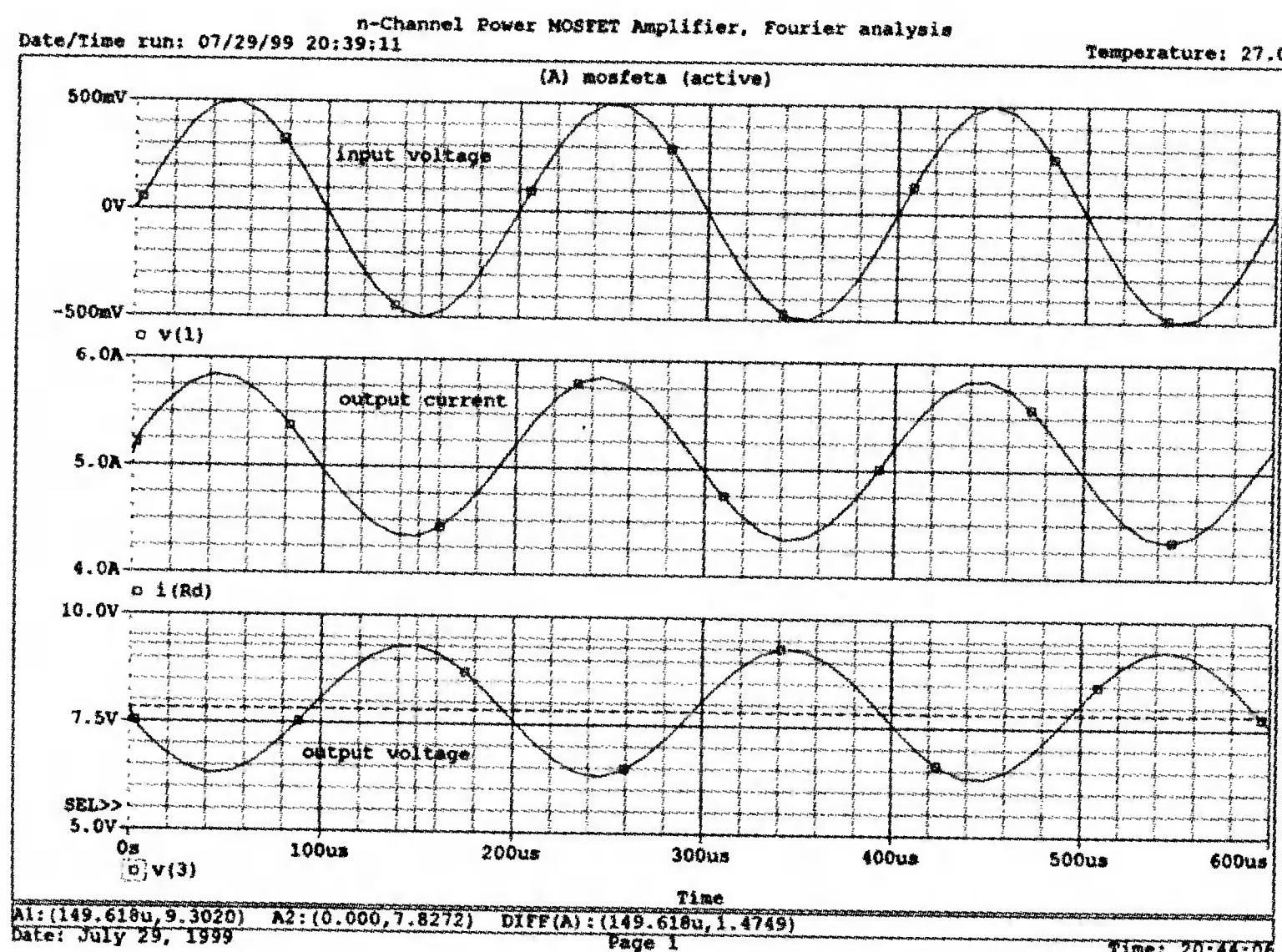
TEMPERATURE = 27.000 DEG C

FREQ	I(Rd)	V(2)	V(3)
5.000E+03	7.536E-01	4.999E-01	1.507E+00

■ Рис. 11.5. Выходной файл с результатами анализа схемы на рис. 11.4

Значение по умолчанию для напряжения отсечки $V_{to} = -2,5$ В. Пример типового входного файла, используемого для получения выходных характеристик, приведен ниже:

```
Output Curves for GaAsFET
VOD 2 0 12V
VGS 1 0 0V
BFET 2 1 0 B1; узлы стока, затвора и истока
.MODEL B1 GASFET (Vto=-2.5 B=0.3 Rg=1 Rd=1 Rs=1 Vbi=0.5V)
.DC VDD 0 12V 0.2V VGS 0 -3V 1V
.PROBE
.END
```



■ Рис. 11.16. Входные и выходные сигналы для схемы на рис. 11.14

Выполните моделирование на PSpice, затем используйте Probe, чтобы получить графики $ID(BFET)$, приведенные на рис. 11.18. Убедитесь, что $I_{DSS} = 429$ мА.

n-Channel Power MOSFET Amplifier, Fourier analysis

```

VDD 4 0 18V
vi 1 0 sin(0 0.5V 5kHz)
R1 4 2 330k
R2 2 0 220k
Rd 4 3 2
Rs 5 0 0.5
Cb 1 2 15uF
Cs 5 0 15uF
MFET 3 2 5 5 IRF150
.DC VDD 12V 12V 12V
.OP
.OPT nopage nomod
.TRAN 0.02ms 0.6ms
.PROBE
.FOUR 5kHz v(3)
.LIB EVAL.LIB
.END

```

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	0.0000	(2)	7.2000	(3)	7.8271	(4)	18.0000
(5)	2.5432						

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
VDD	-5.086E+00
vi	0.000E+00

TOTAL POWER DISSIPATION 9.16E+01 WATTS

**** INITIAL TRANSIENT SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
VDD	-5.086E+00
vi	0.000E+00

TOTAL POWER DISSIPATION 9.16E+01 WATTS

**** FOURIER ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C

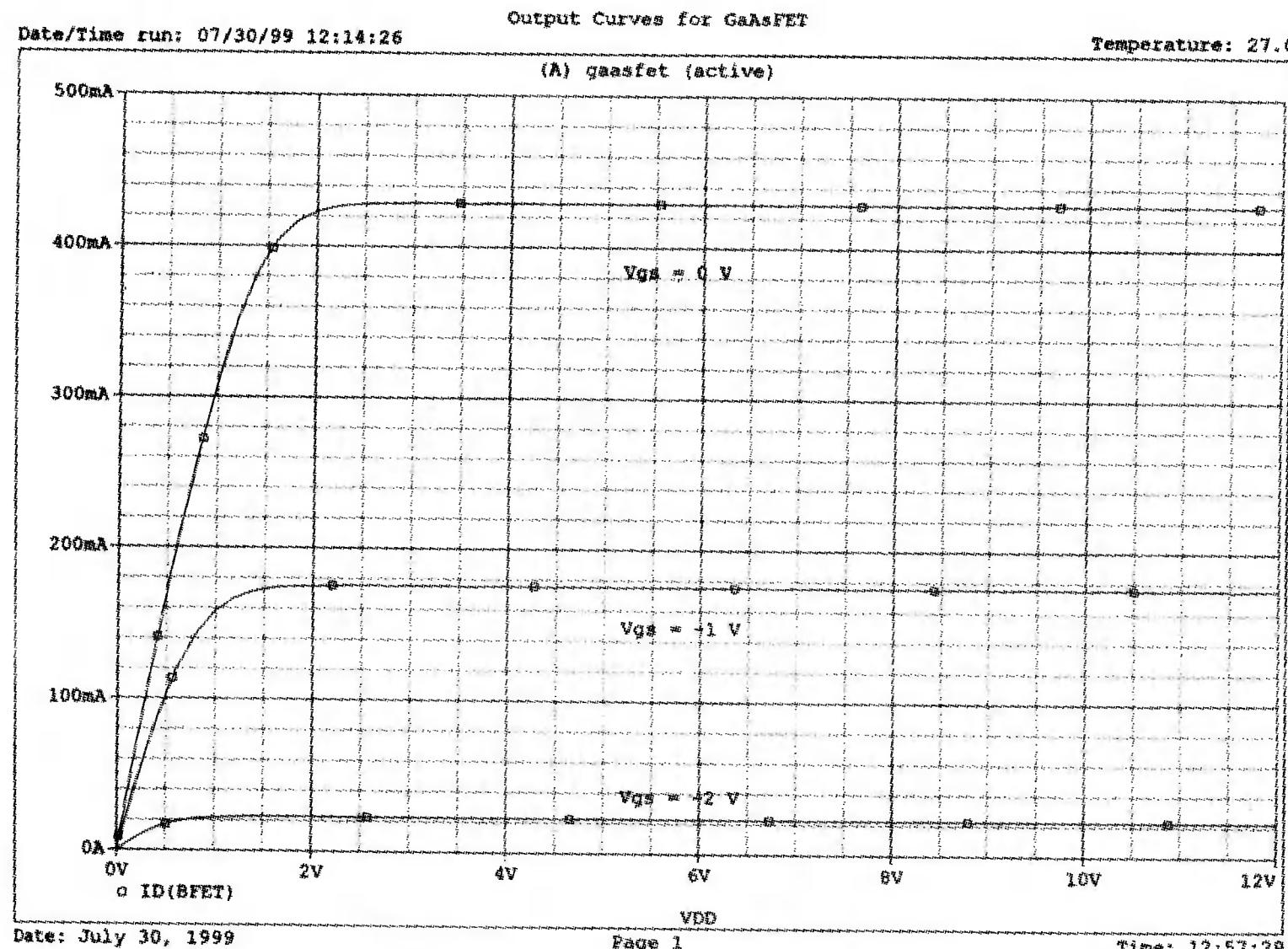
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(3)

DC COMPONENT = 7.819569E+00

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+03	1.490E+00	1.000E+00	-1.703E+02	0.000E+00
2	1.000E+04	7.816E-03	5.246E-03	1.286E+02	2.989E+02
3	1.500E+04	3.212E-04	2.156E-04	-1.040E+02	6.630E+01
4	2.000E+04	1.882E-04	1.263E-04	-8.023E+01	9.005E+01
5	2.500E+04	1.502E-04	1.008E-04	-7.562E+01	9.465E+01
6	3.000E+04	1.972E-04	1.323E-04	-7.245E+01	9.782E+01
7	3.500E+04	1.758E-04	1.180E-04	-1.008E+02	6.944E+01
8	4.000E+04	4.582E-05	3.075E-05	-3.885E+01	1.314E+02
9	4.500E+04	1.703E-04	1.143E-04	-3.659E+01	1.337E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 5.257215E-01 PERCENT

■ Рис. 11.17. Выходной файл с результатами анализа схемы на рис. 11.14, включая гармонический анализ



■ Рис. 11.18. Выходные характеристики арсенид-галлиевого транзистора

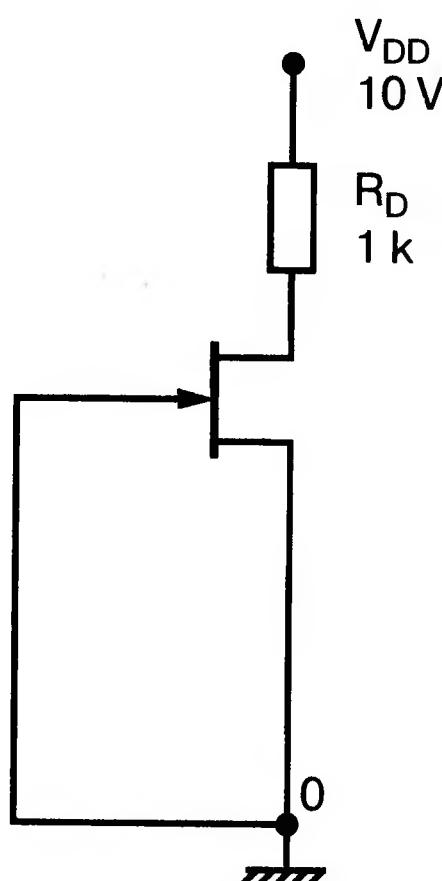
ЗАДАЧИ



Обратите внимание: в PSpice параметр $BETA$ для JFET определяется как

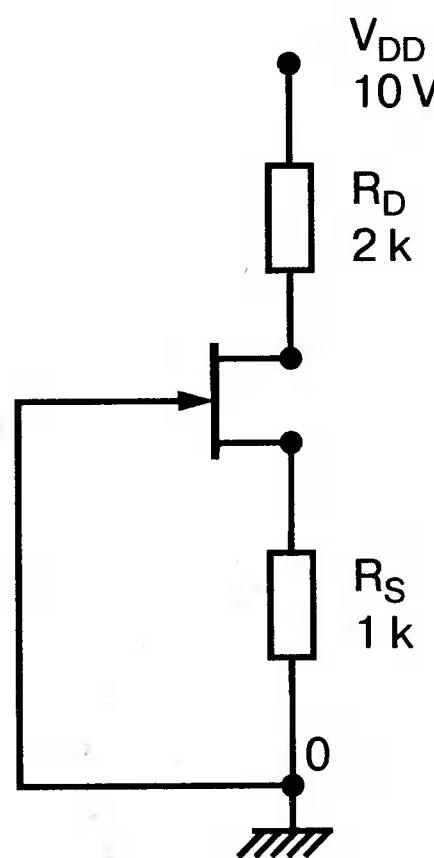
$$\beta = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}.$$

- 11.1. Определите с помощью PSpice ток стока I_D и напряжение на стоке V_{DS} для схемы с JFET-транзистором, показанной на рис. 11.19, при значениях $V_{PO} = 2\text{ В}$ и $I_{DSS} = 5\text{ мА}$.



■ Рис. 11.19

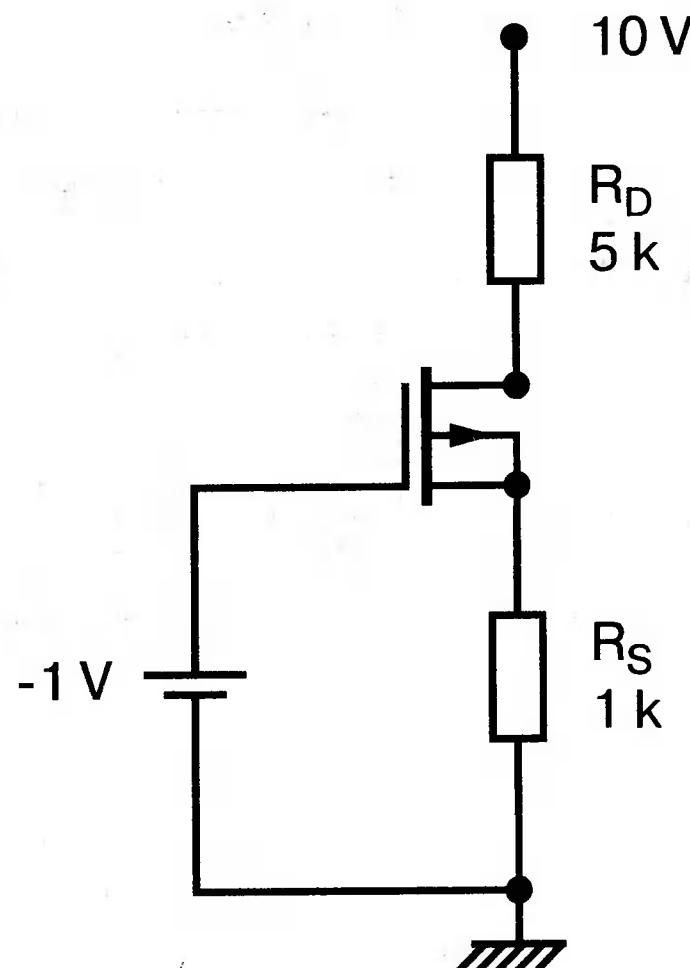
- 11.2. Найдите значения точки покоя I_D и V_{DS} для схемы с JFET-транзистором, показанной на рис. 11.20. Транзистор имеет те же характеристики, что и в предыдущей задаче.



■ Рис. 11.20

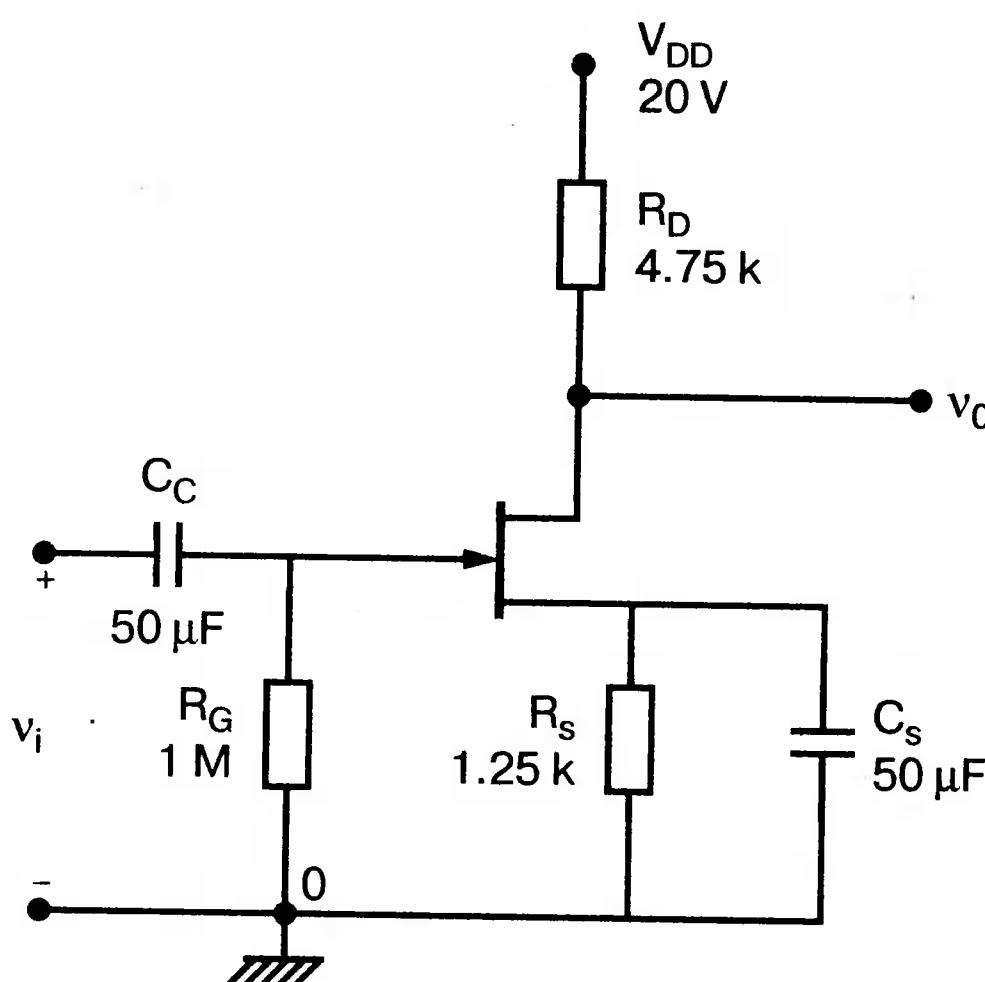
- 11.3. В схеме на рис. 11.21 для МОП-транзистора со встроенным каналом найдите значения I_D , V_{GS} и V_{DS} с помощью анализа на PSpice при $I_{DSS} = 5 \text{ мА}$ и $V_{PO} = 2 \text{ В}$.

- 11.4. В схеме полевого транзистора JFET, приведенной на рис. 11.22, $I_{DSS} = 8 \text{ мА}$ и $V_{PO} = 5,0 \text{ В}$. В рабочей точке $g_d = 0,3 \text{ мС}$. С помощью анализа на PSpice найдите коэффициент усиления по напряжению v_0/v_i для низких частот.

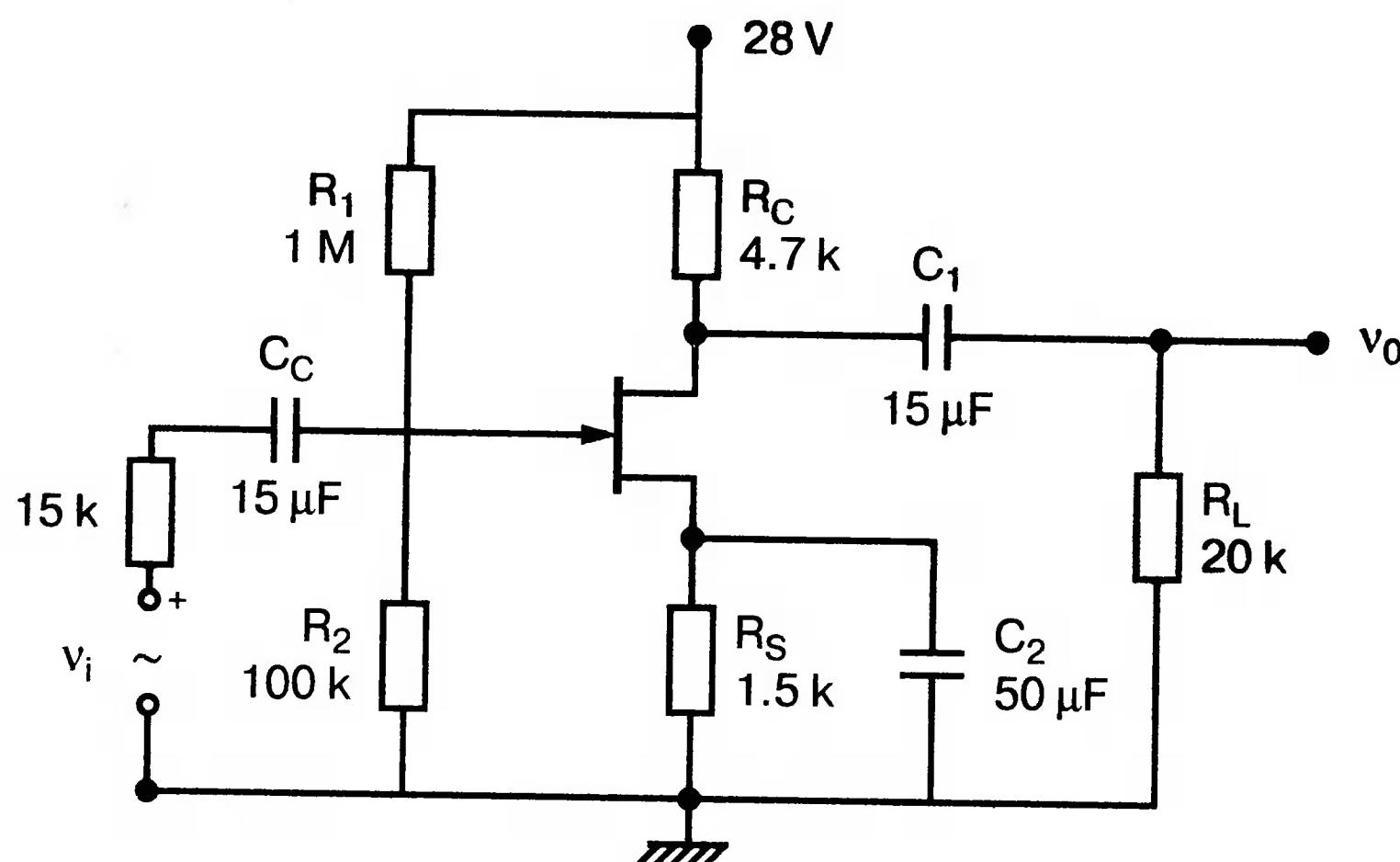


■ Рис. 11.21

11.5. Усилитель на базе транзистора JFET показан на рис. 11.23. Заданы значения $r_d = 100 \text{ кОм}$ и $g_m = 2850 \text{ мкС}$. Используйте PSpice, чтобы найти коэффициент усиления по напряжению v_0 / v_s .

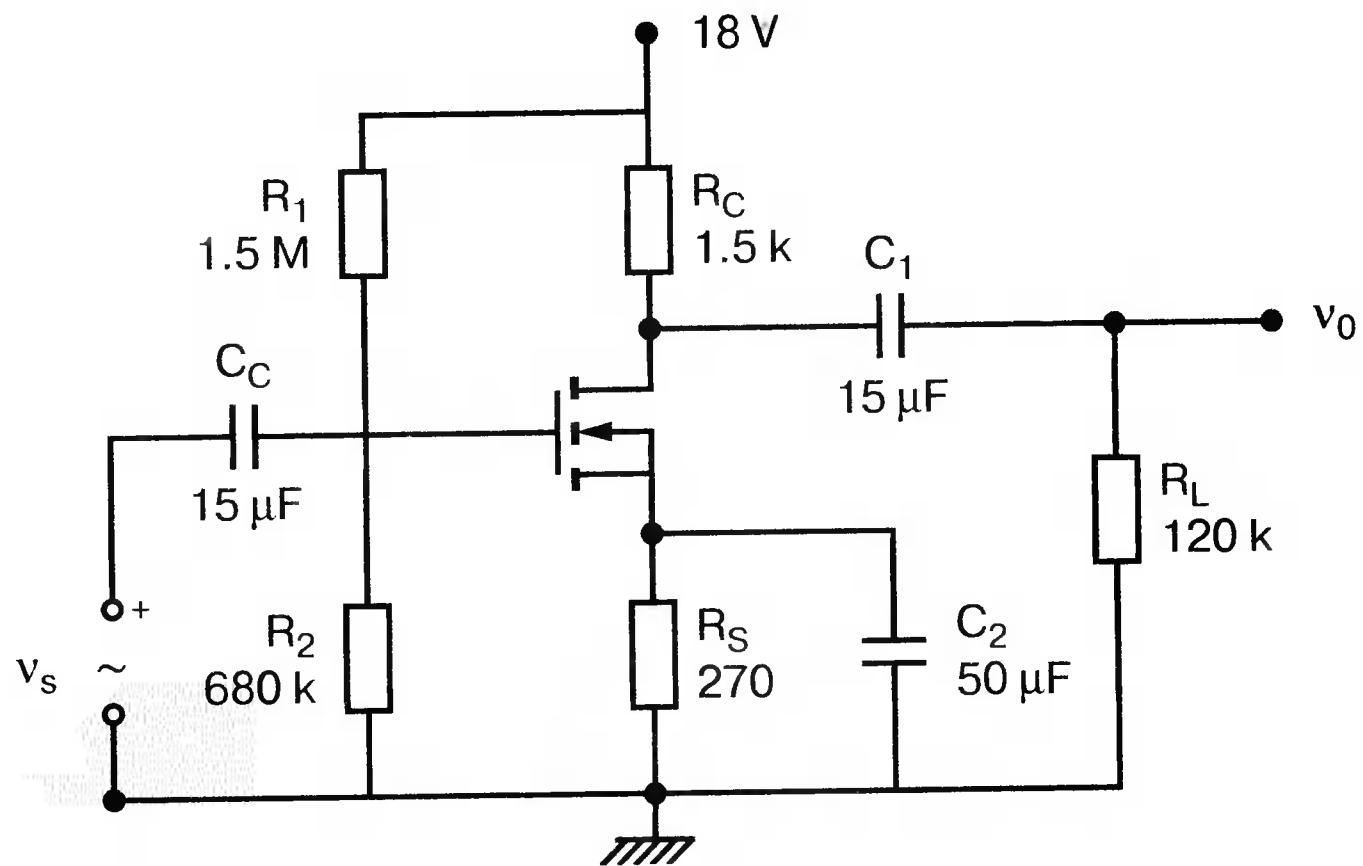


■ Рис. 11.22



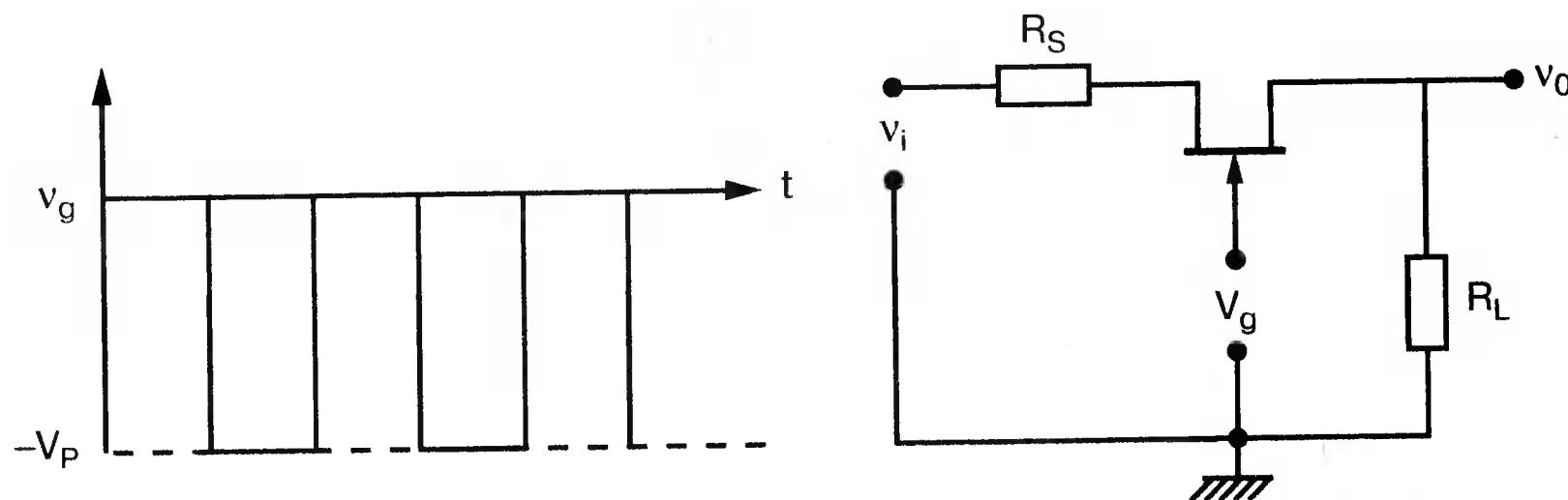
■ Рис. 11.23

11.6. Параметры усилителя на МОП-транзисторе, показанного на рис. 11.24: $V_T = 2,5 \text{ В}$, $\beta = 0,6 \text{ А/В}^2$ и $r_d = 120 \text{ кОм}$. Используйте PSpice, чтобы найти коэффициент усиления по напряжению v_0 / v_s .



■ Рис. 11.24

11.7. Схема прерывателя показана на рис. 11.25. На вход схемы включен источник синусоидального напряжения v_i с частотой 1 кГц и амплитудой, меньшей чем V_{PO} . Управляющее напряжение v_g имеет прямоугольную форму при частоте 2 кГц. Используйте анализ на PSpice/Probe, чтобы получить выходное напряжение v_0 .



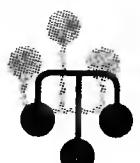
■ Рис. 11.25

Четырехполюсники и пассивные фильтры

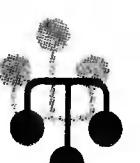
В некоторых случаях схема может быть представлена в виде «черного ящика», имеющего два входных и два выходных полюса. Компоненты внутри могут быть либо неизвестны, либо не нужны для схемотехнического анализа, который необходимо выполнить. Такие схемы называются четырехполюсниками могут представлять собой набор резисторов, линию электропроводки, фильтр и т. п. Они могут даже содержать активные элементы.

ПАРАМЕТРЫ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

Четырехполюсники имеют два входных полюса со стороны источника сигнала и два выходных полюса со стороны нагрузки. Для анализа этих цепей можно сначала узнать набор параметров, определяющих цепь, а затем использовать уравнения, составленные исходя из этих параметров. Этот метод анализа особенно полезен, когда изменяются источник сигнала и нагрузка, а сам четырехполюсник остается неизменным. Мы рассмотрим различные примеры, применяя для описания четырехполюсников параметры y , z , h и $ABCD$.



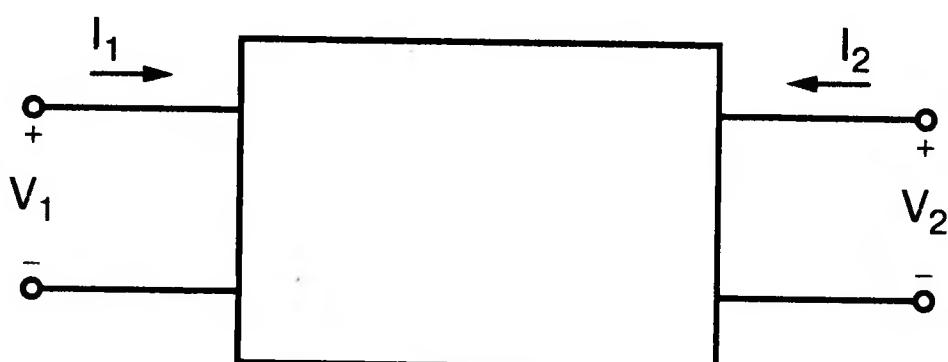
ОПРЕДЕЛЕНИЕ Y -ПАРАМЕТРОВ



Базовые уравнения для определения параметров проводимости четырехполюсника:

$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2;$$

$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2.$$



■ Рис. 12.1. Четырехполюсник

На рис. 12.1 представлен четырехполюсник с условными направлениями токов и напряжений. Проводимости в сомножителях, содержащих V_1 , можно вычислить при $V_2 = 0$ из выражений:

$$y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_2=0} .$$

$$y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} .$$

Таким образом, y_{11} определяется как отношение I_1 к V_1 при $V_2 = 0$, а y_{12} — как отношение I_2 к V_1 при $V_2 = 0$. Аналогично

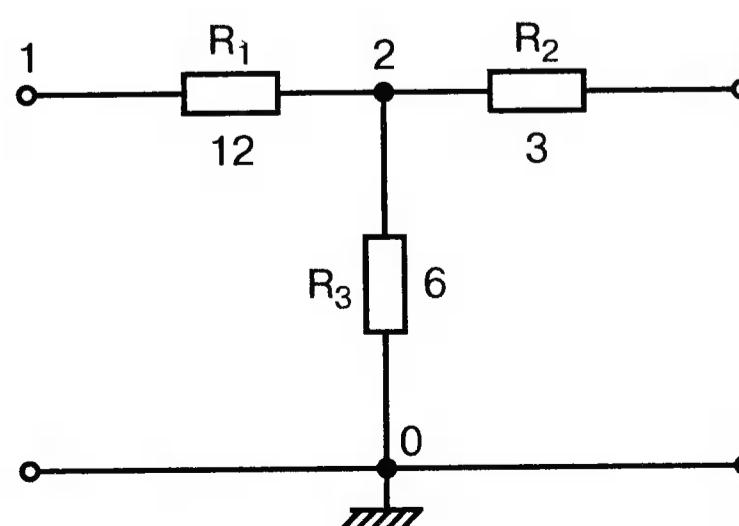
$$y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} .$$

$$y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} .$$

Эти y -параметры называются параметрами проводимости короткого замыкания четырехполюсника (*short-circuit admittance parameters*) и могут быть найдены с помощью PSpice. В качестве примера рассмотрим простую цепь, состоящую из резисторов.

На рис. 12.2 показана T -образная схема, состоящая из трех резисторов. Чтобы найти y_{11} и y_{21} закоротим выход четырехполюсника (полюсы справа), обеспечив тем самым условие $V_2 = 0$. На вход четырехполюсника подадим напряжение $V_1 = 1$ В. Входной файл при этом имеет вид:

```
Input and Transfer Admittances
VI 1 0 1V
R1 1 2 12
R2 0 2 3
R3 2 0 6
.DC V1 1V 1V 1V
.OPT nopage
.PRINT DC I(R1) I(R2); для y11 and y21
.END
```



■ Рис. 12.2. T -образная схема замещения

Обратите внимание, что в команде, описывающей резистор R_2 , узлы записаны в следующем порядке: 0, 2. Тем самым задается направление для тока I_2 , показанное на рис. 12.3. Проведите анализ на PSpice, чтобы найти I_1 и I_2 . В результате вы получите

$$I(R_1) = 71,43 \text{ мА и } I(R_2) = -47,62 \text{ мА.}$$

Поскольку напряжение V_1 выбрано равным 1 В, значение I_1 численно равно проводимости y_{11} а значение I_2 численно равно проводимости y_{21} . Следовательно,

$$y_{11} = 71,43 \text{ мс и } y_{21} = -47,62 \text{ мс.}$$

Остальные у-параметры могут быть найдены при подаче со стороны выхода напряжения $V_2 = 1$ В и при $V_1 = 0$. Последнее условие выполняется при коротком замыкании на входе. Входной файл:

```
Output and Transfer Admittances
V2 2 0 1V
R1 0 1 12
R2 2 1 3
R3 1 0 6
.DC V2 1V 1V 1V
.OPT nopage
.PRINT DC I(R1) I(R2); для o12      and    y22
.END
```

Поскольку напряжение V_2 выбрано равным 1 В, значение I_1 численно равно проводимости y_{12} , а значение I_2 численно равно проводимости y_{22} . Проведите анализ и убедитесь, что

$$y_{12} = -47,62 \text{ мс и } y_{22} = 142,9 \text{ мс.}$$

Обратите внимание, что $y_{12} = y_{21}$ и, следовательно, четырехполюсник является симметричным.

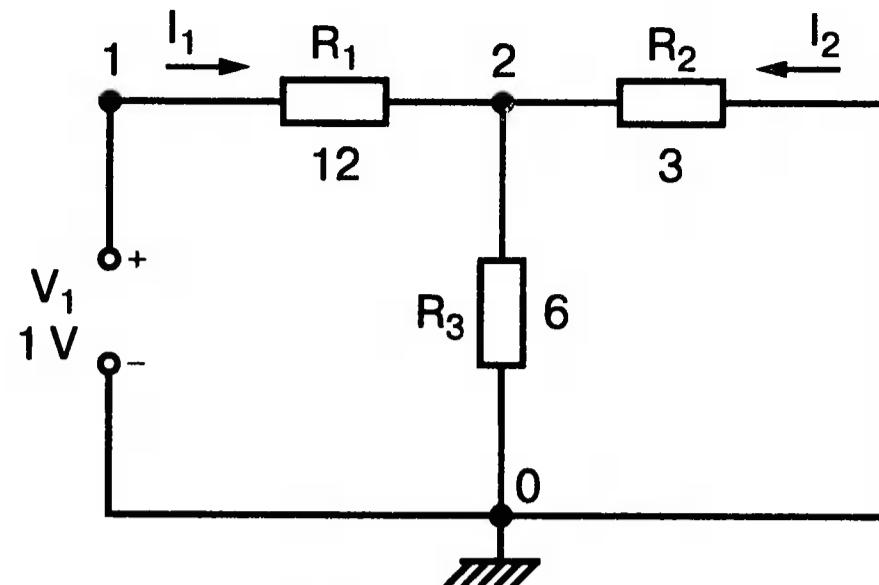
Отрицательные знаки для проводимостей $y_{12} = y_{21}$ не несут в себе какого-либо физического смысла, поскольку у-параметры не отражают свойств физических элементов. Однако легко показать, что П-образная схема на рис. 12.4 эквивалентна четырехполюснику, описываемому у-параметрами, и поэтому она эквивалентна исходной схеме, заключенной в «черном ящике», какой бы она ни была. В нашем примере

$$y_a = y_{21} + y_{21} = 23,81 \text{ мс};$$

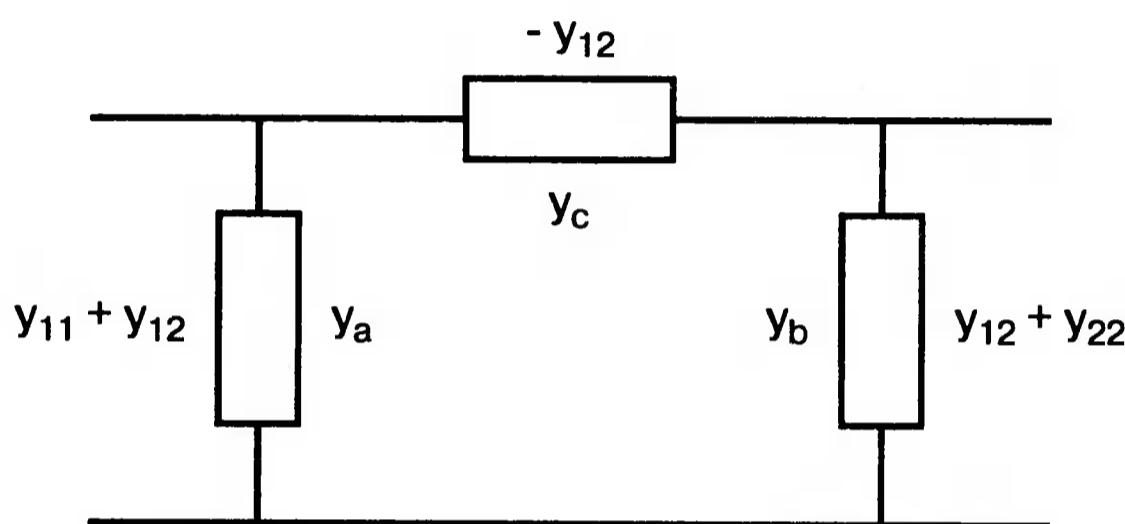
$$y_b = y_{22} + y_{12} = 95,28 \text{ мс};$$

$$y_c = -y_{12} = 47,62 \text{ мс.}$$

При этом реальные проводимости в схеме на рис. 12.4 положительны.



■ Рис. 12.3. Т-образная схема с короткозамкнутым выходом

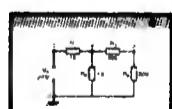


■ Рис. 12.4. Схема замещения для y -параметров

Если преобразовать y -параметры в z -параметры (для нашего случая в r -параметры), вычислив обратные величины, то получим $z_a = 42 \Omega$, $z_b = 10,5 \Omega$ и $z_c = 21 \Omega$.

Другая схема замещения, содержащая y -параметры, показана на рис. 12.5. В ней используются два зависимых источника тока, управляемых напряжением (ИТУН/VDCS), и она следует непосредственно из исходных уравнений для y -параметров. Вспомним, что команда, предназначенная для введения во входной файл таких источников, должна начинаться с символа G .

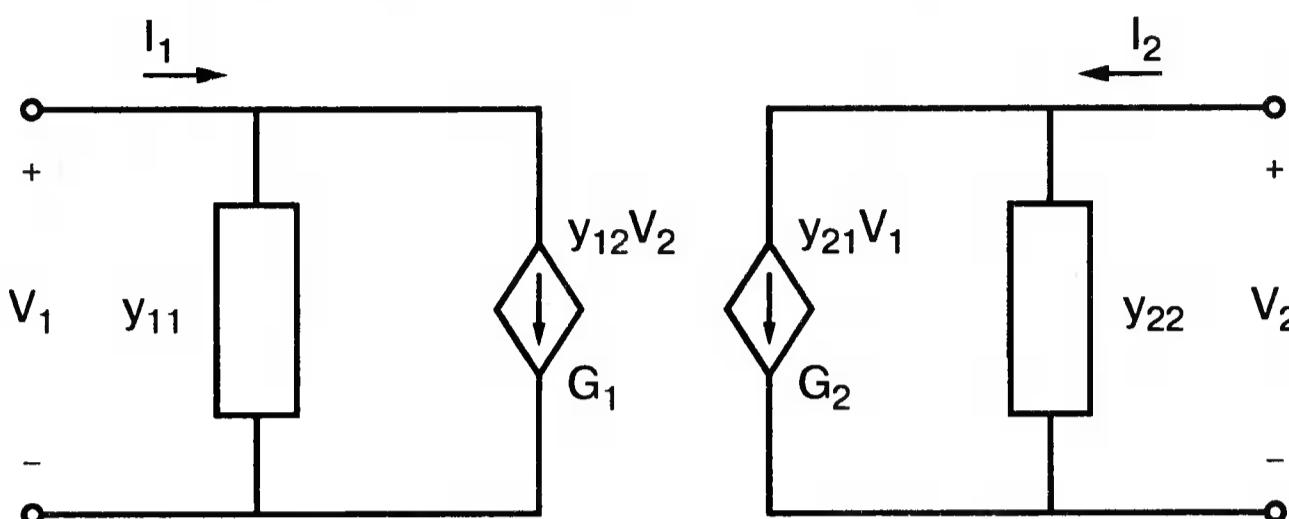
Использование y -параметров для расчета схем



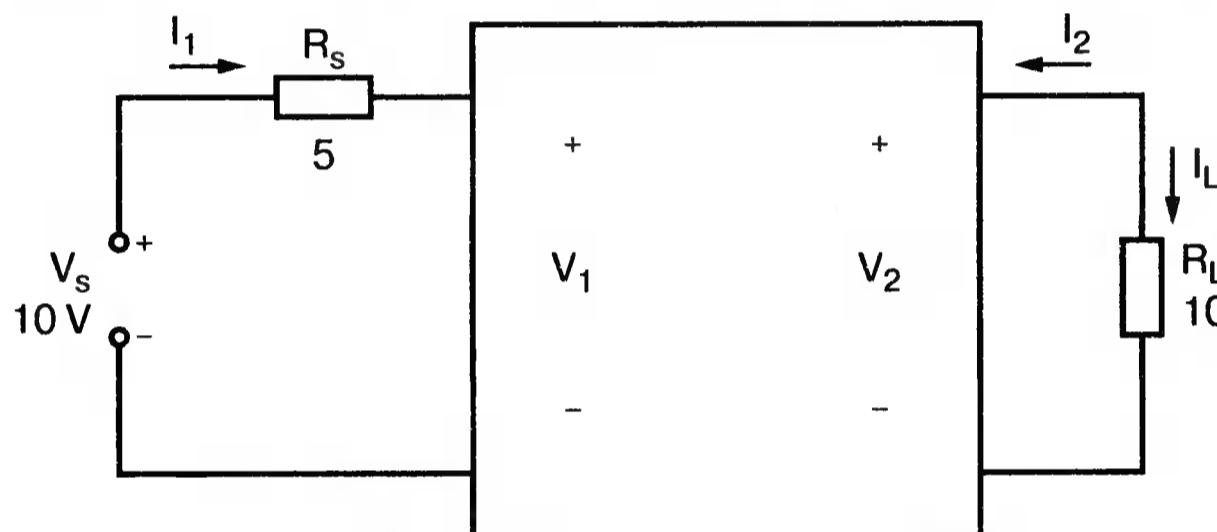
Вызывает затруднения практическое использование y -параметров в типичной ситуации, когда к четырехполюснику, для которого были найдены y -параметры, подключаются неидеальный источник напряжения и резистор нагрузки (рис. 12.6). Уравнения, которые определяют y -параметры, можно непосредственно использовать, когда известны напряжения V_1 и V_2 , но с их помощью трудно найти напряжение нагрузки V_2 и ток нагрузки I_2 . Анализ показывает, что для рассматриваемого случая справедливо уравнение:

$$\frac{V_2}{V_s} = \frac{-y_{21}}{(y_{11} + G_s)(y_{22} + G_L) - y_{12}y_{21}},$$

где $G_s = 1/R_s$ и $G_L = 1/R_L$. Используйте у-параметры из предшествующего примера наряду с $V_s = 10$ В, $R_s = 5$ Ом и $R_L = 10$ Ом, чтобы найти V_2/V_s . Убедитесь, что в результате получится $V_2/V_s = 0,1496$. Проведя анализ на PSpice для схемы рис. 12.7, получите то же значение для отношения $V(4)/V_s = 0,1496$. Входной файл для этой схемы создайте самостоятельно.



■ Рис. 12.5. Схема замещения для у-параметров на базе зависимого источника



■ Рис. 12.6. Практическая схема с источником и нагрузкой

У-ПАРАМЕТРЫ ДЛЯ ЦЕПЕЙ С НЕЗАВИСИМЫМИ ИСТОЧНИКАМИ

Предыдущий пример достаточно просто решить, применяя обычные аналитические методы, но для более сложных схем явными становятся преимущества PSpice. В следующем примере (рис. 12.8) в состав схемы входит зависимый источник тока. Чтобы найти y_{11} и y_{21} , выход необходимо замкнуть накоротко, но чтобы сделать возможным измерение I_2 , короткое замыкание осуществляется источником с нулевым напряжением (рис. 12.9). Входной файл:



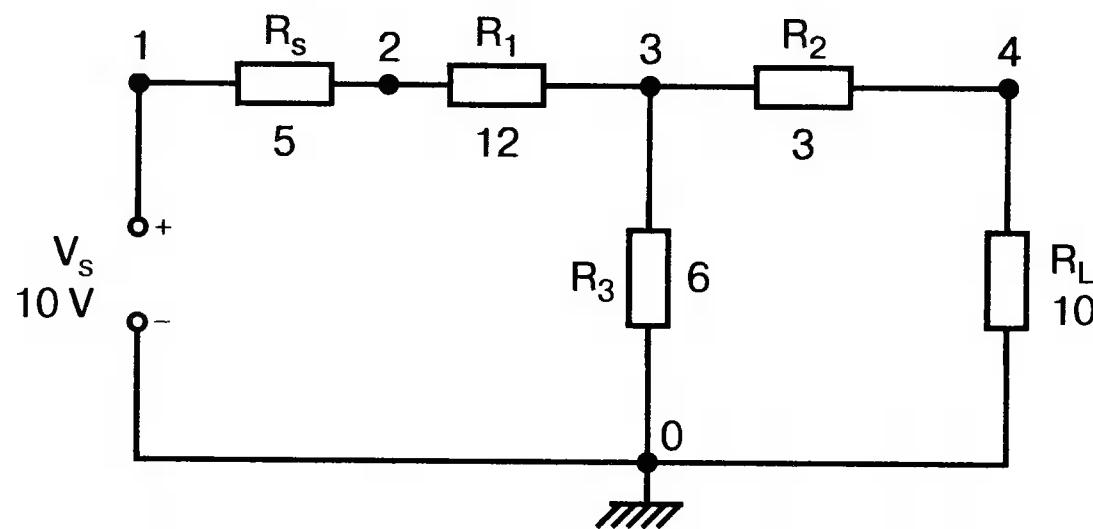
```
Input and Transfer Admittances with Dependent Source
VI 1 0 1V
F 3 2 V1 -3
VO 0 3 0V
R1 1 2 4
R2 2 0 2
R3 2 3 2
.DC V1 1V 1V 1V
.OPT nopage
.PRINT DC I(R1) IV0; чтобы найти I1 и I2
.END
```

Входным током I_1 будет ток через R_1 , а выходным током I_2 — ток через V_0 . Проведите анализ и убедитесь, что

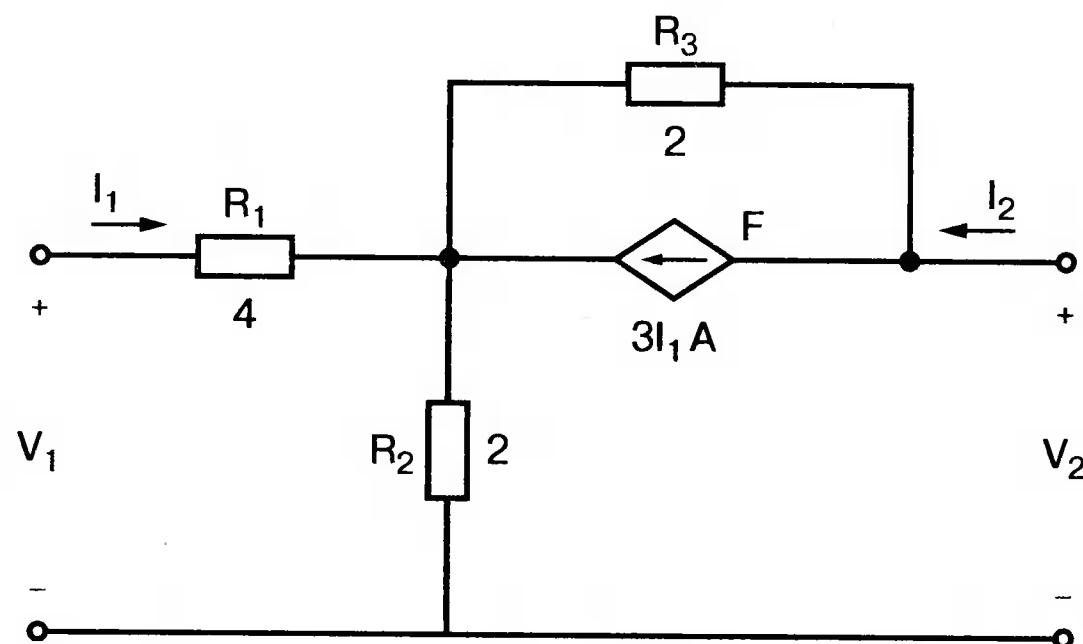
$$I(R_1) = 125 \text{ мА} \text{ и } I(V_0) = 125 \text{ мА.}$$

Поскольку входное напряжение равно 1 В, эти токи численно равны соответствующим проводимостям, поэтому

$$y_{11} = 125 \text{ мС} \text{ и } y_{21} = 125 \text{ мС.}$$



■ Рис. 12.7. Т-образная схема с источником и нагрузкой



■ Рис. 12.8. Схема с зависимым источником

Чтобы найти y_{12} и y_{22} , на выход подключается источник напряжения V_2 , а вход закорачивается источником V_0 с нулевым напряжением, как показано на рис. 12.10. Входной файл:

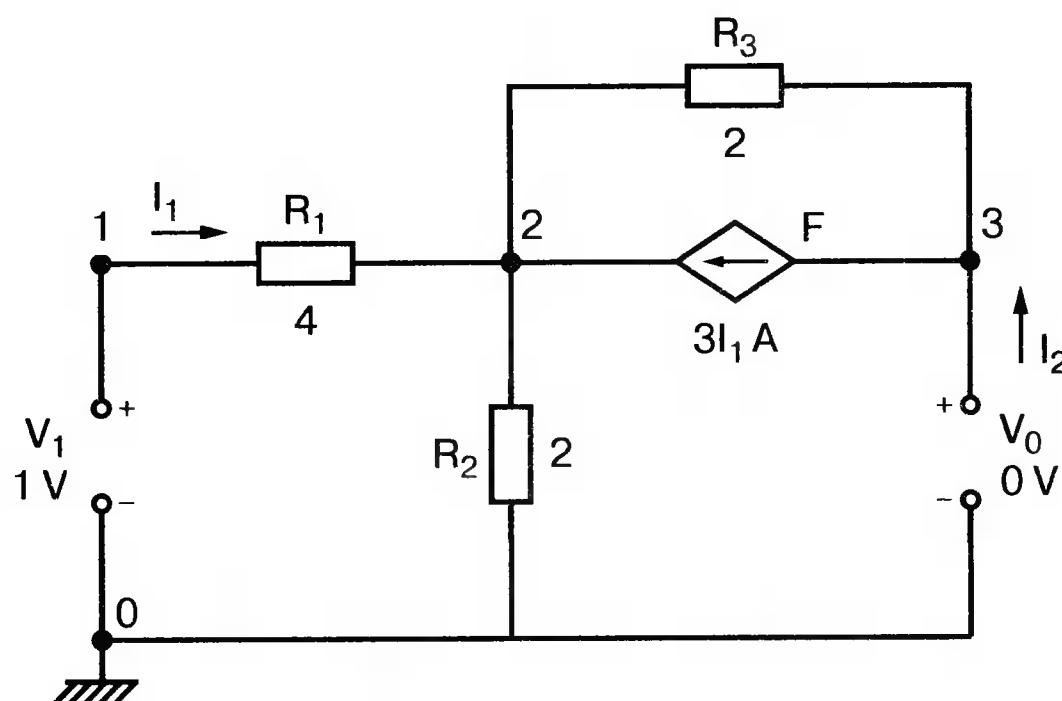
```
Output and Transfer Admittances with Dependent Source
V2 2 0 1V
F 2 1 V0 -3
VO 1a 0 0V
R1 1a 1 4
R2 1 0 2
R3 1 2 2
.DC V2 1V 1V 1V
.OPT nopage
.PRINT DC I(R1) I(V2); для определения токов I1 и I2
.END
```

Проведите анализ и убедитесь, что:

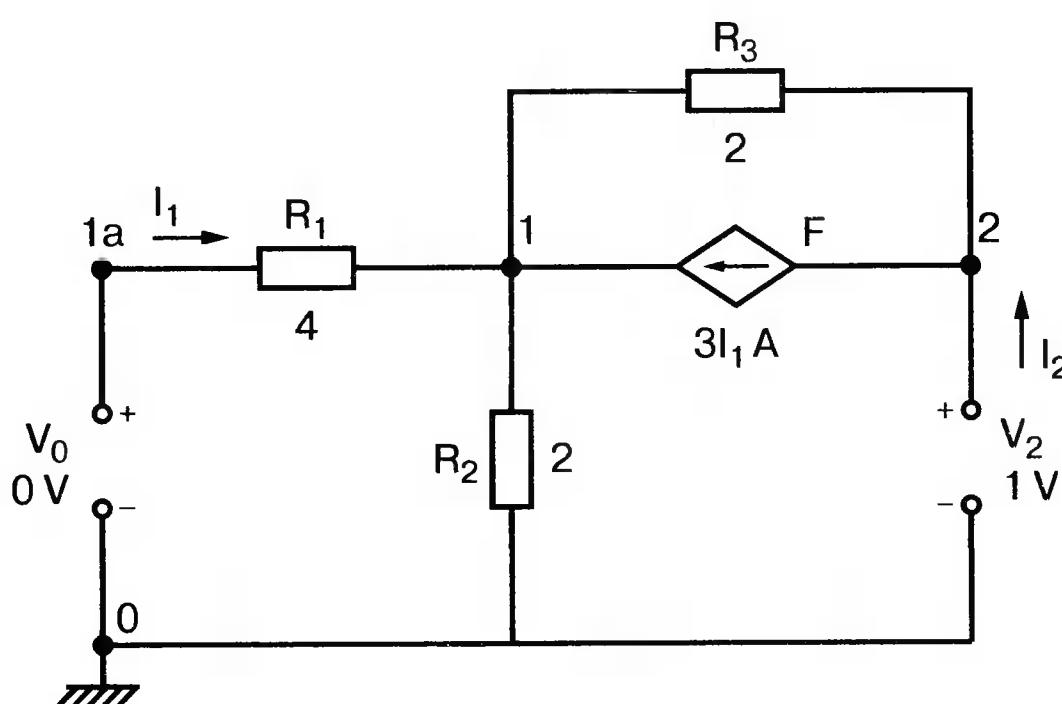
$$I(R_1) = -62,5 \text{ мА} \text{ и } I(V2) = -187,5 \text{ мА},$$

что дает для проводимостей значения

$$y_{12} = -62,5 \text{ мС} \text{ и } y_{22} = 187,5 \text{ мС.}$$



■ Рис. 12.9. Схема с короткозамкнутым выходом

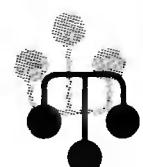


■ Рис. 12.10. Схема с короткозамкнутым входом

Обратите внимание, что проводимость y_{22} положительна, хотя ток $I(V2)$ отрицателен. Рассмотрите схему, чтобы обнаружить причину этого.

ПОЛНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ В РЕЖИМЕ ХОЛОСТОГО ХОДА

Если в качестве независимых переменных выбрать токи четырехполюсника, можно записать следующие уравнения:



$$V_1 = z_{11} I_1 + z_{12} I_2;$$

$$V_2 = z_{21} V_1 + z_{22} I_2;$$

из которых следует, что

$$z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0};$$

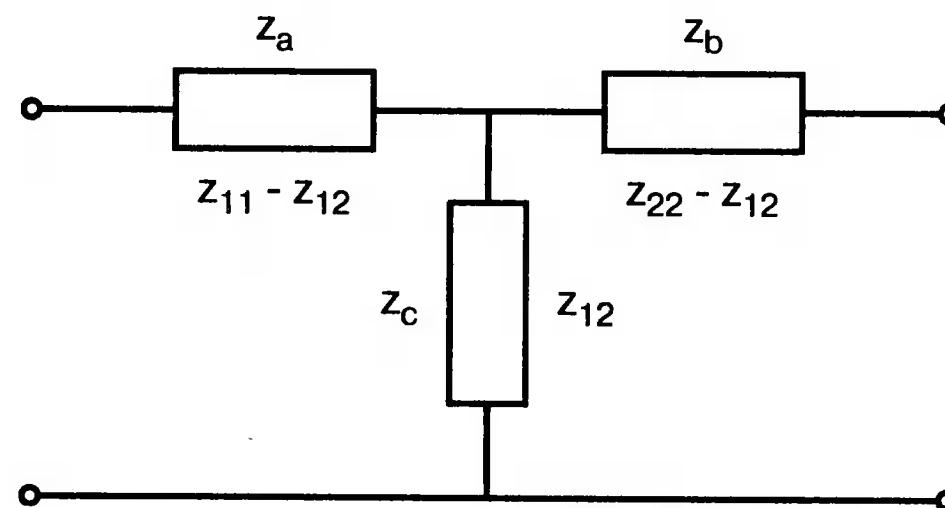
$$z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_1=0};$$

$$z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0};$$

$$z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0}.$$

Чтобы показать, как в этом случае используется PSpice, рассмотрим простую Π -образную цепь, приведенную на рис. 12.11. Для определения z_{11} и z_{12} при разомкнутом выходе ($I_2 = 0$) на вход схемы подключается источник тока $I_1 = 1$ А. Входной файл:

```
Finding Open-Circuit Impedance Parameters z11 and z21
I1 0 1 1A
R1 1 0 42
R2 1 2 21
R3 2 0 10.5
.TF V(2) I1
.AND
```



■ Рис. 12.11. T -образная схема

Проведя анализ, вы получите следующую запись в выходном файле:

INPUT RESISTANCE AT I1 = 18 Ω ¹,

из которой следует, что $z_{11} = 18$ Ом. Выходной файл показывает также $V(2) = 6$ В. Так как входной ток в 1 А численно равен передаточному сопротивлению, $z_{21} = 6$ Ом. В выходном файле имеется также запись:

OUTPUT RESISTANCE AT V(2) = 9 Ω ².

¹Входное сопротивление относительно I1 = 18 Ом

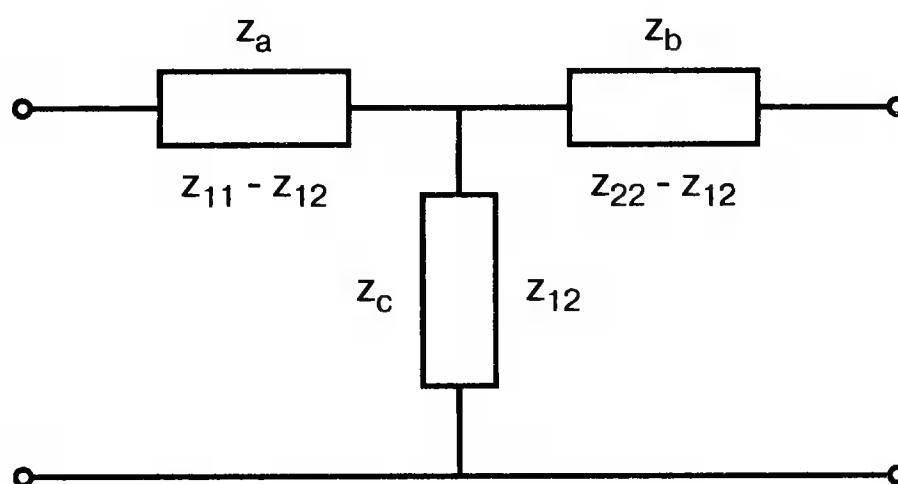
²Выходное сопротивление относительно V(2) = 9 Ом

Поскольку входной источник является независимым источником тока, при вычислении выходного сопротивления на PSpice вход схемы считается разомкнутым. Следовательно, $Z_{22} = 9 \Omega$.

Нам осталось найти последний z -параметр: Z_{12} . Так как наш четырехполюсник симметричен, $Z_{12} = Z_{21} = 6 \Omega$. В качестве упражнения проверьте значения Z_{12} и Z_{22} , подключив источник тока в 1 А к выходу четырехполюсника при разомкнутом входе.

Z -параметры не отражают физических свойств каких-либо элементов схемы замещения. Однако легко показать, что T -образная схема на рис. 12.12 содержит компоненты, просто выражаемые через z -параметры, и, таким образом эквивалентна первоначальному четырехполюснику. Для рассмотренного нами примера

$$\begin{aligned} Z_a &= Z_{11} - Z_{12} = 12 \Omega; \\ Z_b &= Z_{22} - Z_{12} = 3 \Omega; \\ Z_c &= Z_{12} = 6 \Omega. \end{aligned}$$



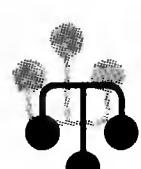
■ Рис. 12.12. Эквивалентная схема для z -параметров

Чтобы представить четырехполюсник в z -параметрах, может использоваться другая схема. Она содержит два источника напряжения, управляемых током (рис. 12.13).

Z-ПАРАМЕТРЫ ДЛЯ ЦЕПЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Z -параметры для схемы переменного тока, подобной показанной на рис. 12.14, могут быть найдены с использованием PSpice. Мы найдем параметры холостого хода для этой схемы при частоте $f = 500$ Гц. Удобно использовать источник тока в 1 А с нулевым фазовым углом на входе схемы. Входной файл:

```
Find z parameters for ac circuit
I1 0 1 an 1A
R1 1 3 20
R2 4 2 10
R3 3 0 50
L1 1 4 63.66mH
C1 3 2 12.73uF
C2 3 0 3.183uF
.ac lin 1 500Hz 500Hz
.OPT nopage
.PRINT
.ac v(1) vp(1)
.END
```



Проведите анализ и убедитесь, что

$$\begin{aligned} V(1) &= 5,199E + 01; VP(1) = -2,523E + 01; V(2) = -5,600E + 01; \\ VP(2) &= -4,030E + 01, \end{aligned}$$

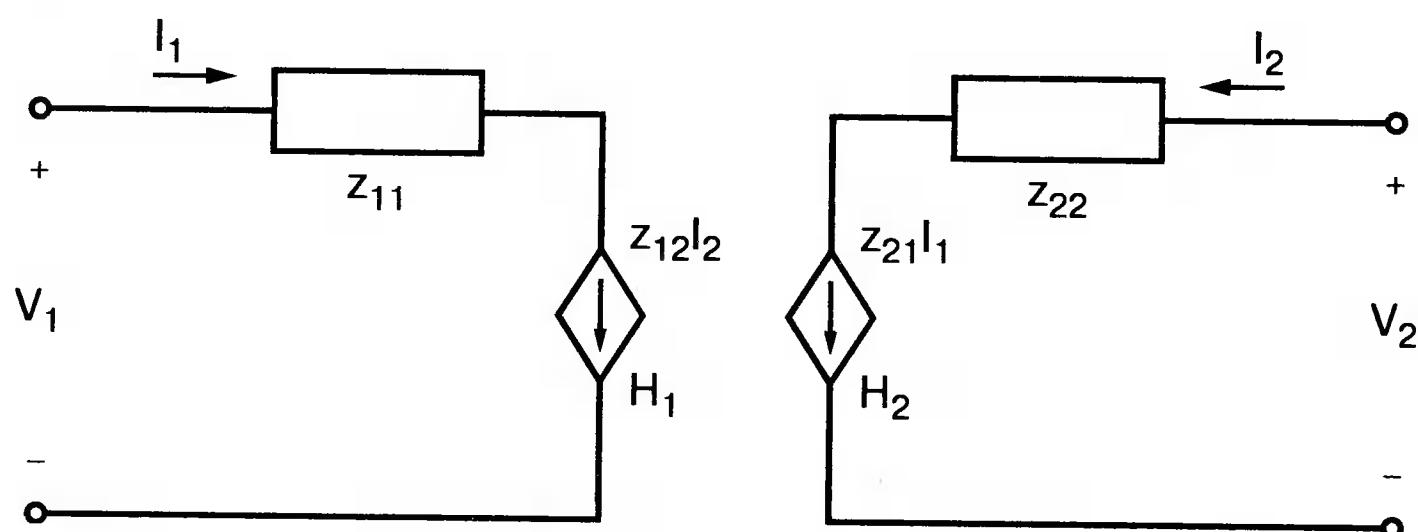
откуда $z_{11} = 52 \angle -25,23^\circ \Omega$ и $z_{21} = 56 \angle -40,30^\circ \Omega$.

Для нахождения других z -параметров подключим источник тока I_2 в 1 А к выходу четырехполюсника. Входной файл не показан, так как он подобен предыдущему, но вы должны выполнить анализ и убедиться, что в результате получается

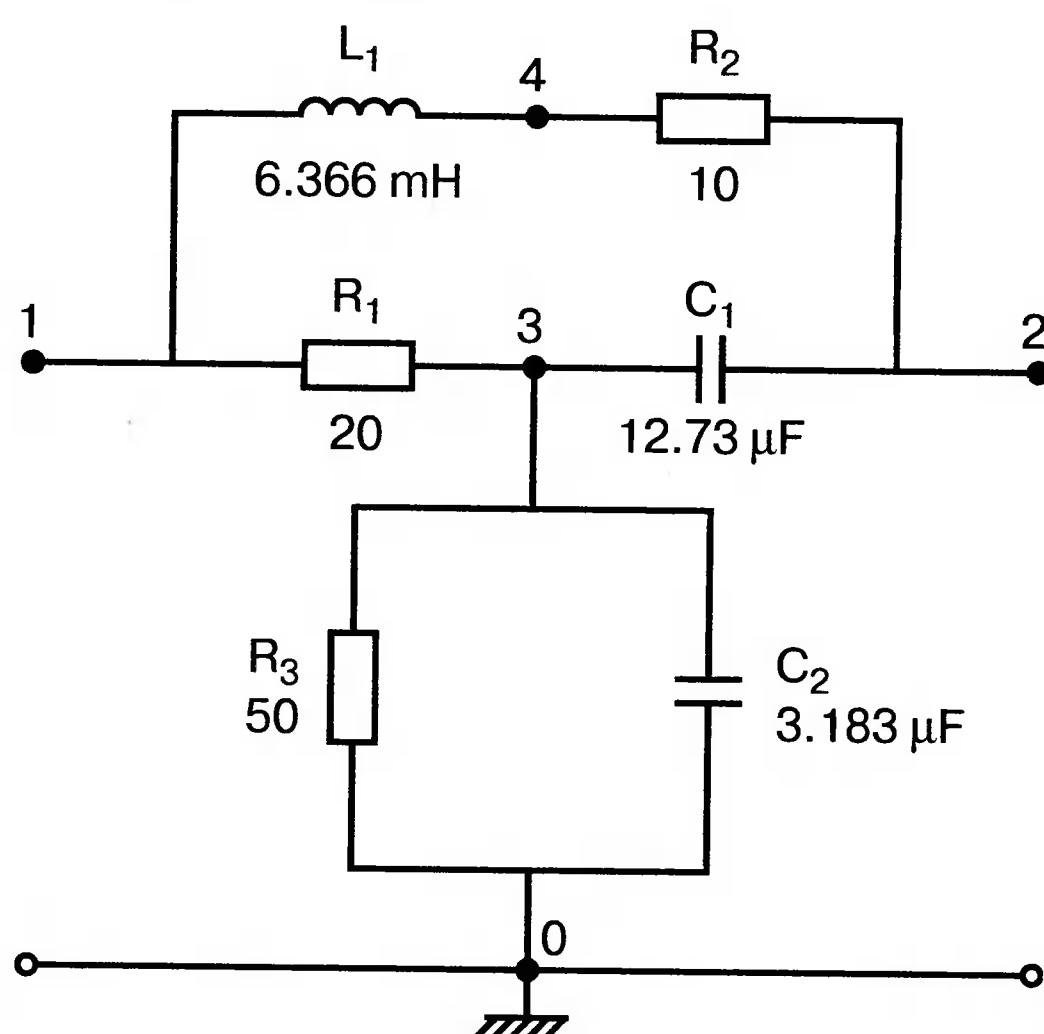
$$\begin{aligned} V(1) &= 5,600E + 01; VP(1) = -4,030E + 01; \\ V(2) &= 7,325E + 01; VP(2) = -3,463E + 01, \end{aligned}$$

откуда $z_{12} = 56 \angle -40,30^\circ \Omega$ и $z_{22} = 73,25 \angle -34,63^\circ \Omega$.

Поскольку используются только линейные элементы, схема симметрична и $z_{12} = z_{21}$.



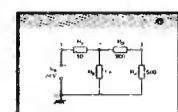
■ Рис. 12.13. Схема замещения для z -параметров на базе зависимого источника



■ Рис. 12.14. Схема на переменном токе

Использование z-параметров для расчета схем

Типичная схема имеет неидеальный источник с полным внутренним сопротивлением на входе и полное сопротивление нагрузки, подключенное к выходу (рис. 12.15). Можно показать, что



$$\frac{V_2}{I_s} = \frac{z_{21}Z_L}{(z_{11} + Z_s)(z_{22} + Z_L) - z_{12}z_{21}}.$$

Некоторые из задач, приведенных в конце этой главы, связаны с использованием этого и подобных уравнений.

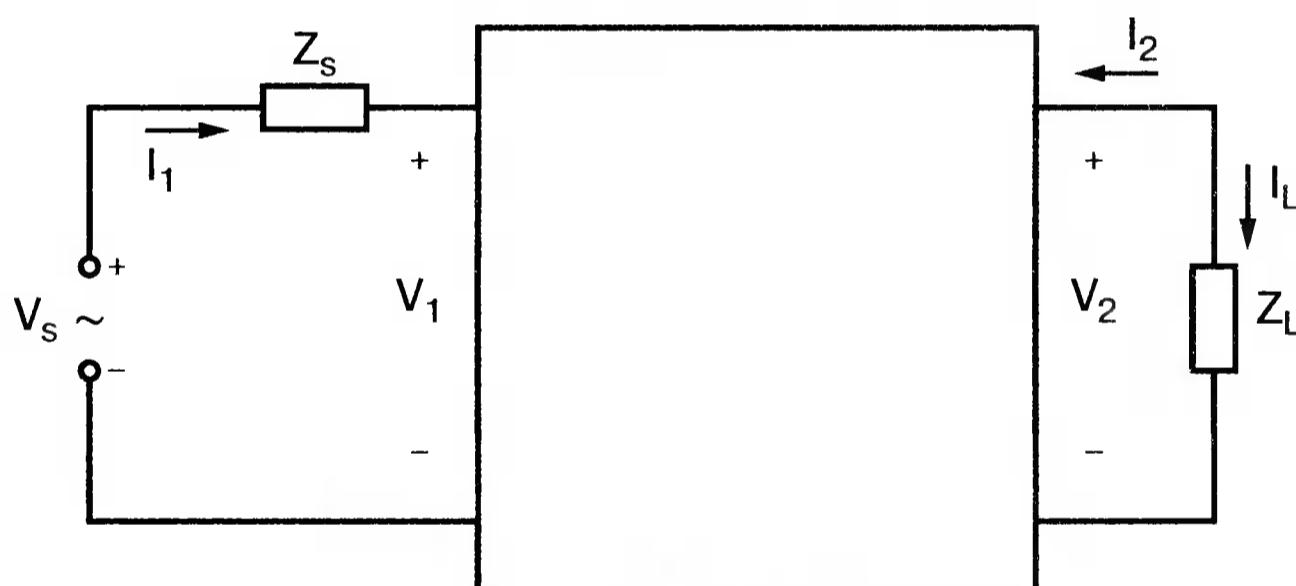
ПАРАМЕТРЫ ABCD

Еще одну группу параметров, которая широко используется при анализе силовых устройств, образуют параметры ABCD. Они основаны на уравнениях:



$$V_1 = AV_2 - BI_2;$$

$$I_1 = CV_2 - DI_2.$$



■ Рис. 12.15. Схема с источником и нагрузкой

Знак «минус» используется, чтобы согласовать эти уравнения с уравнениями для других параметров четырехполюсников, в которых ток I_2 направлен к положительному полюсу четырехполюсника, а не нагрузки, как в последнем случае. Из основных уравнений следует, что

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0};$$

$$C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0};$$

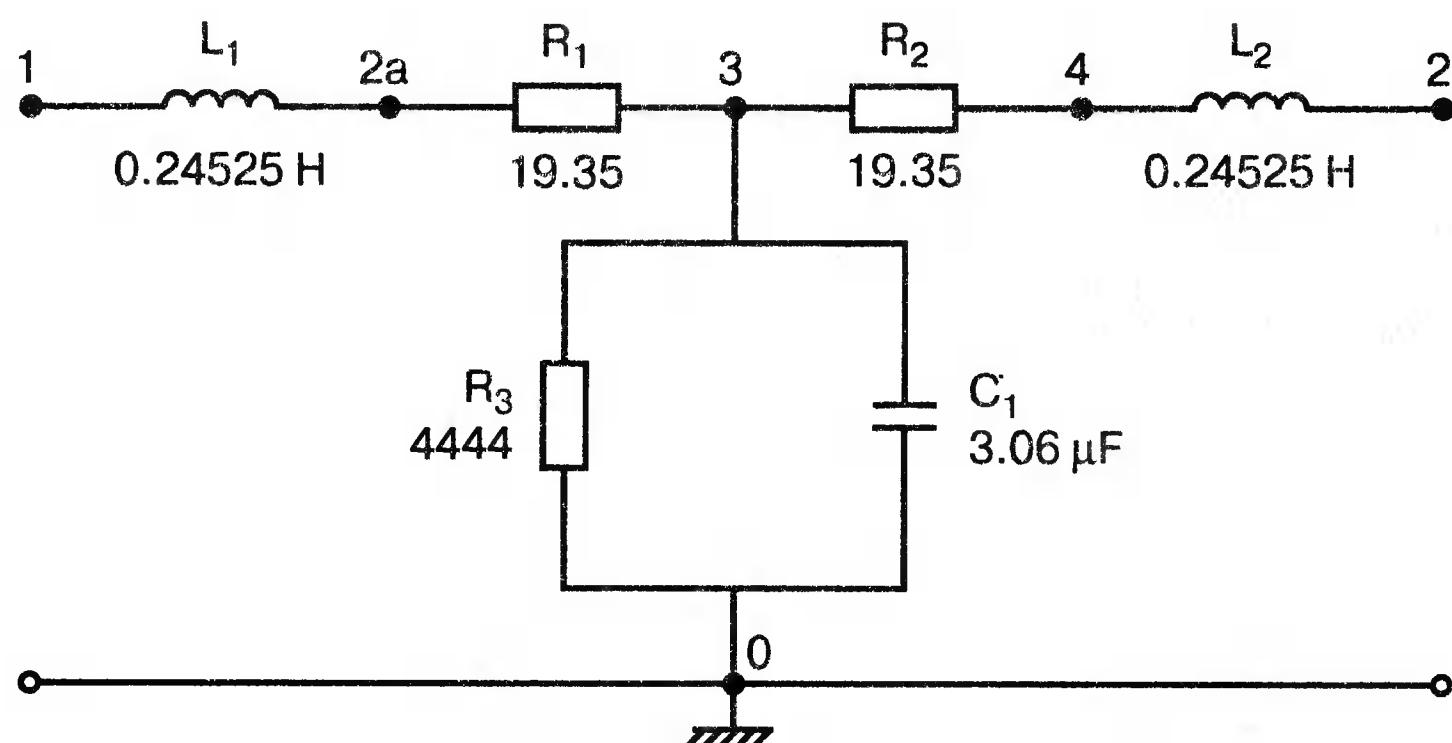
$$B = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0};$$

$$D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0}.$$

Таким образом, мы видим, что параметры A и C получены в режиме холостого хода на выходе четырехполюсника, а параметры B и D — при коротком замыкании выхода.

Линия передачи энергии часто представляется как последовательность T -образных секций, подобных приведенной на рис. 12.16, где полное сопротивление последовательно включенной цепочки отображается индуктивностью и сопротивлением, а полное сопротивление параллельно подключенной цепочки — сопротивлением и емкостью. Чтобы найти параметры A и C , необходимо подать на вход напряжение 1 В с частотой 60 Гц при разомкнутом выходе. Входной файл:

```
Circuit to find A and N parameters
V1 1 0 ac 1V
L1 1 2a 0.24525H
R1 2a 3 19.35
R3 3 0 4444
C1 3 0 3.06uF
.ac LIN 1 60Hz 60Hz
.OPT nopage
.PRINT ac v{3} vp(3) i(R1) ip(R1)
.END
```



■ Рис. 12.16. Т-образная секция линии передачи

Элементы R_2 и C_2 не отражены в этом файле, так как цепь, в которую они включены, разомкнута. При этом напряжение V_3 будет равно искомому напряжению V_2 . Проведите анализ, который должен дать

$$\begin{aligned} V(3) &= 1,113E + 00; VP(3) = -2,750E + 00; \\ I(R_1) &= 1,308E - 03; IP(R_1) = 7,621E + 01. \end{aligned}$$

Вычислив теперь отношение $A = V_1 | V_2$ с помощью калькулятора, получим $A = 0,8985 \angle -2,75^\circ$. Параметр C определим из отношения $I_1 | V_2$. Его значение равно $1,175 \angle -78,95^\circ$ мС.

Параметры B и D найдем, подключив на вход источник напряжения в 1 В при короткозамкнутом выходе. Входной файл для такого опыта:

```
Circuit to find A and D parameters
VI 1 0 ac IV
LI 1 2a 0.24525H
R1 2a 3 19.35
R2 4 3 19.35
L2 0 4 0.24525H
R3 3 0 4444
C1 3 0 3.06uF
.ac LIN 1 60Hz bOBz
.OPT nopage
.PRINT ac i(R2) ip(R2) i(R1) ip(R1)
.END
```

Выходной файл дает:

$$I(R_2) = 5,577E - 03; IP(R_2) = 1,005E + 01;$$

$$I(R_1) = 5,012E - 03; IP(R_1) = -7,673E + 01.$$

При коротком замыкании можно найти B и D с помощью калькулятора:

$$B = -V_1/I_1 = 179,3 \angle -79,5^\circ \text{ Ом};$$

$$C = -I_1/I_2 = 0,8987 \angle -2,77^\circ \text{ Ом}.$$

Как мы видим, A и D равны. Это будет происходить во всех схемах без источников питания, содержащих только линейные элементы. Из базовых уравнений можно непосредственно найти входные напряжение и ток, если известны аналогичные параметры на выходе передающей линии. Задачи, приведенные в конце главы, иллюстрируют этот метод.

Когда же известны условия на входе линии передачи, базовые уравнения полезно решить относительно V_2 и I_2 . При этом получим

$$V_2 = \frac{DV_1 - BI_1}{AD - BC};$$

$$I_2 = \frac{CV_1 - AI_1}{AD - BC}.$$

Можно показать, что

$$AD - BC = 1.$$

Это дает возможность упростить выражения для выходных параметров:

$$V_2 = DV_1 - BI_1;$$

$$I_2 = CV_1 - AI_1.$$

ГИБРИДНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Когда в качестве независимых переменных выбраны входной ток и выходное напряжение, уравнения четырехполюсника записываются в виде:



$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2;$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2.$$

Поскольку в уравнениях используются независимые переменные различного типа (ток и напряжение), соответствующие коэффициенты получили название гибридных параметров. Они уже знакомы нам под именем h -параметров и часто используются, чтобы характеризовать биполярные плоскостные транзисторы (BJT). Хотя такие параметры нетрудно найти для различных цепей постоянного и переменного тока, круг задач, не связанных с биполярными транзисторами, в которых применяются h -параметры, очень ограничен. Из базовых уравнений можно получить:

$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0};$$

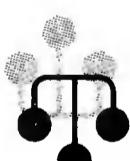
$$h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2=0};$$

$$h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0};$$

$$h_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_1=0}.$$

Так как применение h -параметров для анализа биполярных транзисторов подробно описано в главе 3, мы не будем приводить здесь дополнительных примеров. Чтобы установить соответствие использованных ранее индексов с двойными нижними индексами, сравните рис. 12.17 и 3.5.

ДРУГОЙ НАБОР ГИБРИДНЫХ ПАРАМЕТРОВ



В качестве независимых переменных можно выбрать другой набор разнотипных величин: входное напряжение и выходной ток. Хотя эти параметры по сути являются также гибридными, их так не называют, чтобы не спутать с h -параметрами. Базовые уравнения в этом случае:

$$I_1 = g_{11} V_1 + g_{12} I_2;$$

$$V_2 = g_{21} V_1 + g_{22} I_2.$$

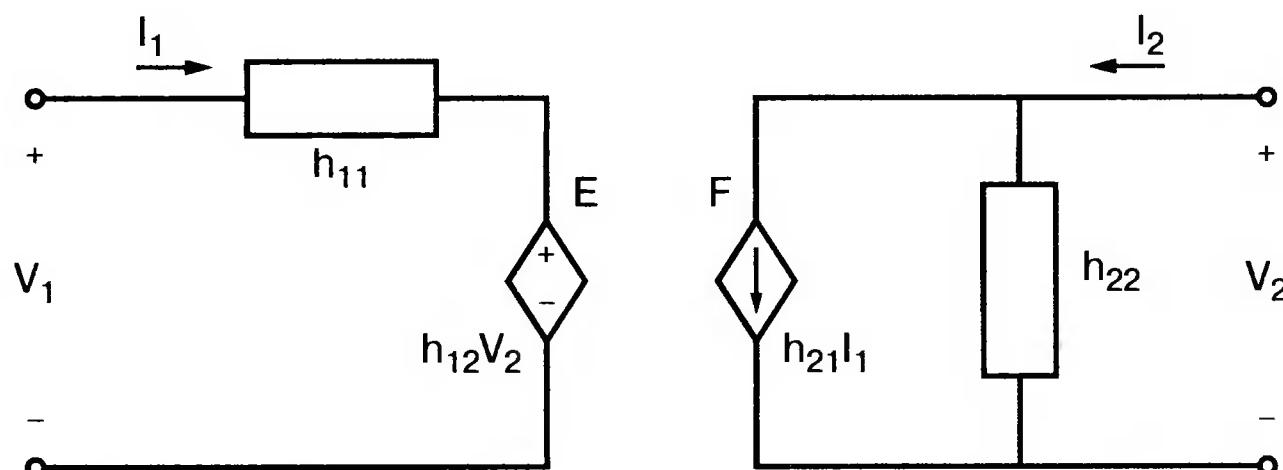
Коэффициенты в этом случае называются g -параметрами, но символ g не означает, что все они имеют размерность проводимости. В цепях постоянного тока только g_{11} представляет собой проводимость. Это легко проверить, находя размерности при различных условиях в базовых уравнениях. Общая схема замещения, использующая g -параметры (рис. 12.18), легко может быть получена из этих уравнений. Из них можно также получить:

$$g_{11} = -\frac{I_1}{V_1} \Big|_{I_2=0};$$

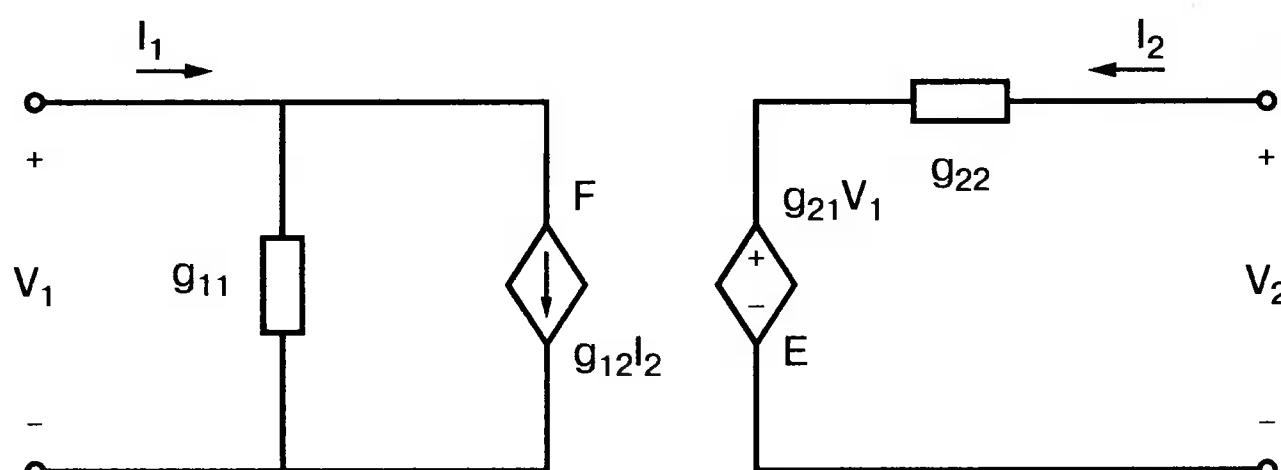
$$g_{21} = -\frac{V_2}{V_1} \Big|_{I_2=0};$$

$$g_{12} = -\frac{I_1}{I_2} \Big|_{V_1=0};$$

$$g_{22} = -\frac{V_2}{I_2} \Big|_{V_1=0}.$$



■ Рис. 12.17. Схема замещения для *h*-параметров



■ Рис. 12.18. Схема замещения для *g*-параметров

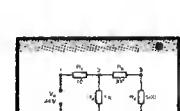
ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Хотя в PSpice имеется специальное устройство под именем *T* (для линий передачи), применение его ограничено, поскольку эта модель не учитывает потери в линии. Мы предпочитаем использовать для линии передачи модель, которая учитывает потери и содержит элементы *R*, *L*, *G* и *C*.



Длинные линии

Некоторые телефонные линии используют медные кабели диаметром 104 мм, которые состоят из 18 изолированных жил. Измеряемые параметры даны для линии длиной в одну милю:



$$\begin{aligned}R &= 10,15 \text{ Ом;} \\L &= 3,93 \text{ мГн;} \\G &= 0,29 \text{ мкС;} \\C &= 0,00797 \text{ мкФ.}\end{aligned}$$

Длина линии 200 миль. Рассмотрим, как уменьшаются ток и напряжение при изменении длины линии, если она нагружена на полное сопротивление, равное ее характеристическому сопротивлению Z_0 при угловой частоте $\omega = 5000$ рад/с.

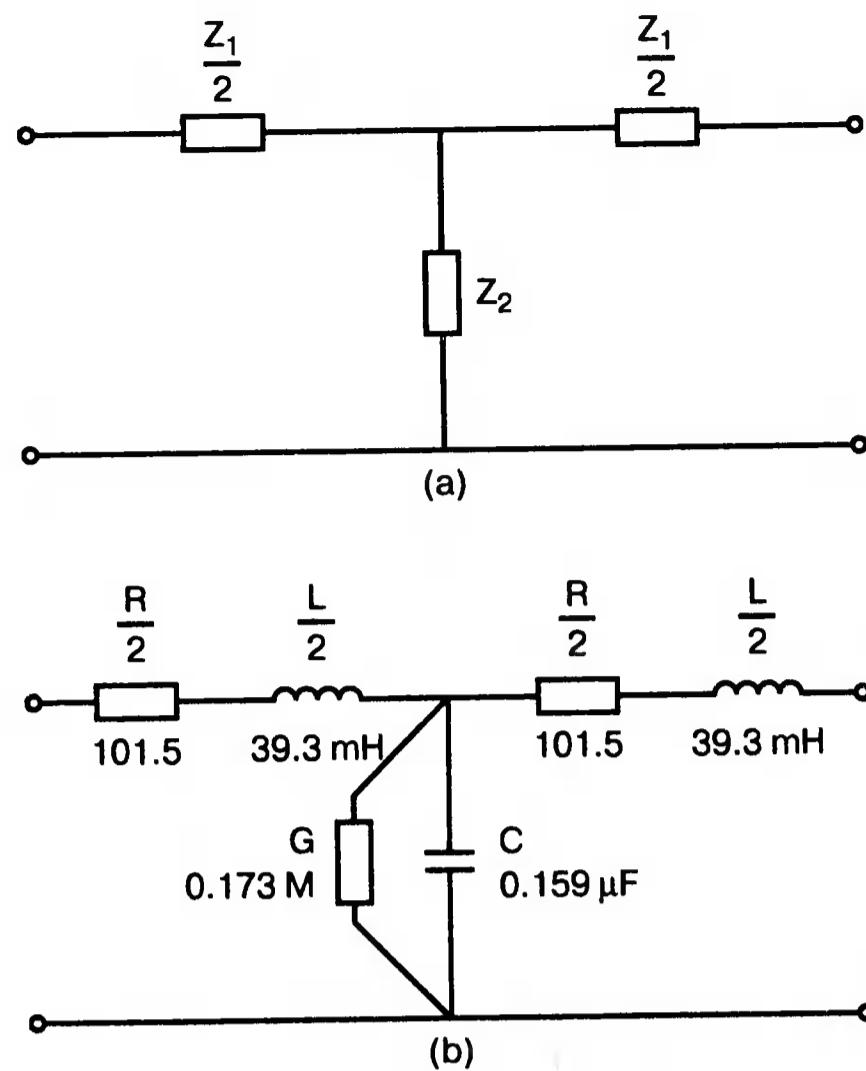
Характеристическое сопротивление определяется как $Z_0 = z | y$, где $z = R + j\omega L$ и $y = G + j\omega C$. Коэффициент распространения определяется как $\gamma = \sqrt{zy} = \alpha + j\beta$. При данной угловой частоте эти величины равны

$$\begin{aligned}Z_0 &= 445 \text{ Q} - 13,45^\circ \text{ Ом} = (724,567 - j173,285) \text{ Ом,} \\g &= 0,0297 \text{ Q} - 76,13^\circ = 0,00712 + j0,0288.\end{aligned}$$

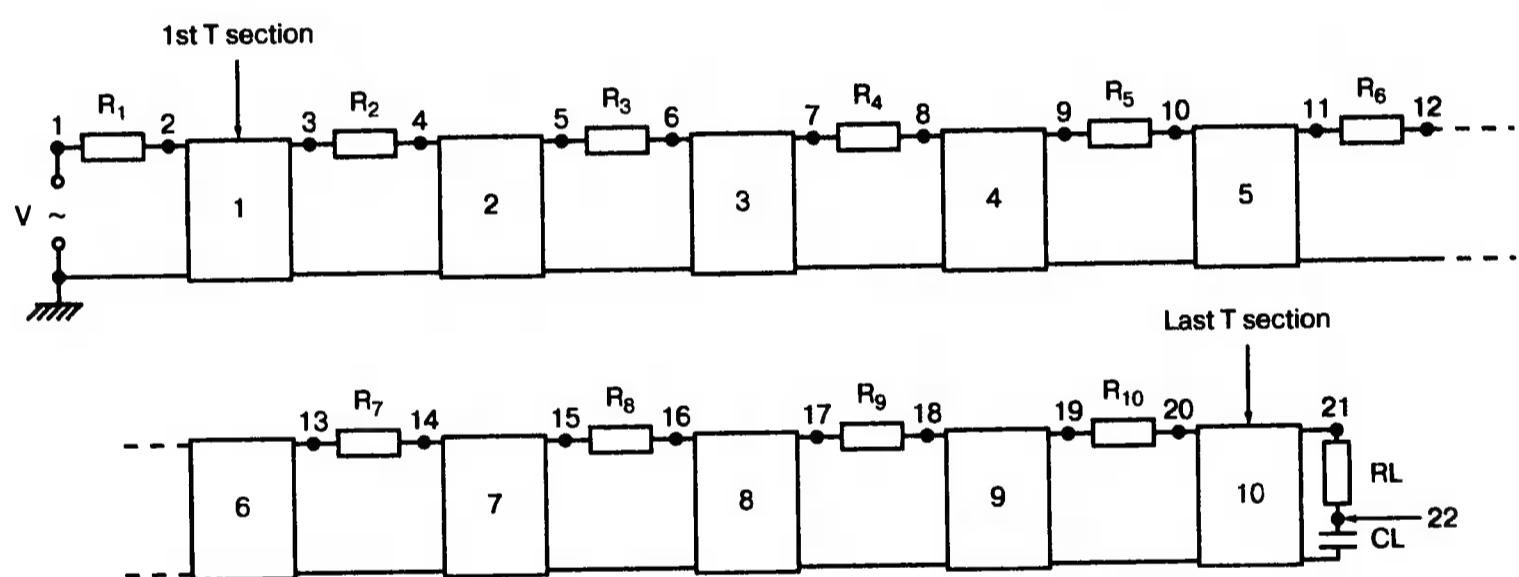
Наш подход к решению будет основан на выделении сегмента линии приемлемой длины, представлении этого сегмента сосредоточенными параметрами и использовании его в качестве подсхемы (subcircuit). Поскольку длина линии составляет 200 миль, выберем сегмент длиной 20 миль в качестве подсхемы с T -образной структурой и сосредоточенными параметрами. Приведенные выше значения для R , L , G и C на одну милю должны быть умножены 20, и половина полученных в результате значений для R и L будет использована в качестве параметра для каждой половины T -образной схемы. Результаты показаны на рис. 12.19 и включены в подсхему. Проверьте элементы, показанные в подсхеме TLINE.

На вход линии подано от источника напряжение в 1 В. Небольшие резисторы датчиков тока включены между сегментами линии. Это позволяет измерить напряжения и токи в этих точках. Линия нагружена на полное сопротивление Z_0 , емкостная составляющая которого равна $-173,285$ Ом, что на данной частоте соответствует емкости в $1,154$ мкФ. Обозначения узлов представлены на рис. 12.20. Входной файл:

```
Transmission-Line Representation
V 1 0 AC 1V
R1 1 2 0.01
R2 3 4 0.01
R3 5 6 0.01
R4 7 8 0.01
R5 9 10 0.01
R6 11 12 0.01
R7 13 14 0.01
R8 15 16 0.01
R9 17 18 0.01
R10 19 20 0.01
RL 21 22 724.567
CL 22 0 1.154uF
X1 2 0 3 TLINE
X2 4 0 5 TLINE
X3 6 0 7 TLINE
X4 8 0 9 TLINE
X5 10 0 11 TLINE
X6 12 0 13 TLINE
X7 14 0 15 TLINE
```



■ Рис. 12.19. Секция длинной телефонной линии



■ Рис. 12.20. Телефонная линия из 10 Т-образных секций, каждая из которых соответствует участку в 20 миль

```

X8 16 0 17 TLINE
X9 18 0 19 TLINE
X10 20 0 21 TLINE
.subckt TLINE 1 2 6
R 1 3 101.5
R1 4 5 101.5
L 3 4 39.3mH
L1 5 6 39.3mH
Rs 4 2 0.172Meg
N 4 2 0.159uF
.ends
.OPT nopage
.AC LIN 1 795.8Hz 795,8Hz
.PRINT AC I(R1) I(R2) I(R3) I(R4) I(R5) I(R6) I(R7) I(R8)
I(R9)
+ I(R10) I(RL)
.PRINT AC V(2) V(4) V(6) V(8) V(10) V(12) V(14) V(16)
V(18) V(20)

```

```

+ V(21)
.PRINT AC VP(2) VP(4) VP(6) VP(8) VP(10) VP(12) VP(14)
VP(16) +VP(18) VP{20} VP(21)
.END

```

Проведите анализ и по результатам, полученным из выходного файла, убедитесь, что ток на входе линии равен 1,392 мА, ток на выходе 0,3104 мА, а напряжение на выходе 0,2312 В. Получите график зависимости тока и напряжения от текущей координаты точки в линии передачи. Экспоненциальный спад этих величин будет очевиден.

Вы можете также наблюдать сдвиг фазы, который происходит с увеличением текущей координаты точки. Просто проведите анализ и выведите на печать 1P(R1), IP (R2) и т. д. Или распечатайте VP(2), VP(4) и так далее. Убедитесь, что $VP(4) = -33,3^\circ$. Это соответствует сдвигу фазы сегмента линии длиной 20 миль, что дает $1,665^\circ$ на милю. Переведя относительный сдвиг фазы в радианы на милю, мы получим величину, близкую к $\beta = 0,0288$ рад/миля. На рис. 12.21 показан выходной файл, в котором приведены значения токов, напряжений и фазовых углов напряжений.

ФИЛЬТРЫ С ПОСТОЯННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ k



Фильтр с постоянным коэффициентом k^* (фильтры типа k) в идеале должен быть составлен из чисто реактивных сопротивлений. В самой простой форме он мог бы представлять собой низко- или высокочастотный фильтр. T -образная секция низкочастотного фильтра показана на рис. 12.22. Параметры элементов, выбранные для этого примера: $L = 0,04$ Гн и $C = 0,1$ мкФ. Такой фильтр обычно нагружен на полное выходное сопротивление, равное характеристическому:

$$Z_{oT} = \sqrt{Z_1 Z_2 + \frac{Z_1^2}{4}},$$

где $Z_1 = j\omega L$ и $Z_2 = 1/(j\omega C)$.

При частоте $f = 1592$ Гц сопротивление $Z_{oT} = 600$ Ом является чисто активным. На рис. 12.22 источник напряжения с внутренним сопротивлением $R = 0,01$ Ом подключен на вход, значение сопротивления нагрузки $R_L = 600$ Ом. В результате анализа на PSpice найдем входные и выходные токи и напряжения. Входной файл:

```

Constant-k Filter, Pass-Band Frequency of 1592Hz
V 1 0 AC 1V
L 2 3 0.02H
L1 3 4 0.02H
N 3 0 0.1uF
R 1 2 0.01
RL 4 0 600

```

* Фильтрами с постоянным коэффициентом k , или фильтрами типа k , называются устройства, у которых в продольную и поперечные ветви включены взаимно - обратные двухполюсники. При этом произведение сопротивлений $Z_1 \cdot Z_2 = k^2$ является постоянной величиной на любых частотах, следовательно, постоянен и коэффициент k , имеющий размерность сопротивления. (Прим. переводчика.)

```
.AC LIN 1 1592Hz 1592Hz
.OPT nopage
.PRINT AC I(R) V(2) V(3) V(4) VP(2) VP(4)
.END
```

***** 07/31/99 11:20:46 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****

Transmission-Line Representation

```
V 1 0 AC 1V
R1 1 2 0.01
R2 3 4 0.01
R3 5 6 0.01
R4 7 8 0.01
R5 9 10 0.01
R6 11 12 0.01
R7 13 14 0.01
R8 15 16 0.01
R9 17 18 0.01
R10 19 20 0.01
RL 21 22 724.567
CL 22 0 1.154uF
X1 2 0 3 TLINE
X2 4 0 5 TLINE
X3 6 0 7 TLINE
X4 8 0 9 TLINE
X5 10 0 11 TLINE
X6 12 0 13 TLINE
X7 14 0 15 TLINE
X8 16 0 17 TLINE
X9 18 0 19 TLINE
X10 20 0 21 TLINE
.subckt TLINE 1 2 6
R 1 3 101.5
R1 4 5 101.5
L 3 4 39.3mH
L1 5 6 39.3mH
Rs 4 2 0.172Meg
C 4 2 0.159uF
.ends
.OPT nopage
.AC LIN 1 795.8Hz 795.8Hz
.PRINT AC I(R1) I(R2) I(R3) I(R4) I(R5) I(R6) I(R7) I(R8) I(R9) I(R10) I(RL)
.PRINT AC V(2) V(4) V(6) V(8) V(10) V(12) V(14) V(16) V(18) V(20) V(21)
.PRINT AC VP(2) VP(4) VP(6) VP(8) VP(10) VP(12) VP(14) VP(16) VP(18) VP(20)
VP(21)
.END
```

**** AC ANALYSIS			TEMPERATURE = 27.000 DEG C		
FREQ	I(R1)	I(R2)	I(R3)	I(R4)	I(R5)
7.958E+02	1.392E-03	1.202E-03	1.038E-03	8.953E-04	7.693E-04
FREQ	I(R6)	I(R7)	I(R8)	I(R9)	I(R10)
7.958E+02	6.608E-04	5.709E-04	4.967E-04	4.308E-04	3.678E-04
FREQ	I(RL)				
7.958E+02	3.104E-04				
FREQ	V(2)	V(4)	V(6)	V(8)	V(10)
7.958E+02	1.000E+00	8.613E-01	7.412E-01	6.390E-01	5.528E-01
FREQ	V(12)	V(14)	V(16)	V(18)	V(20)
7.958E+02	4.784E-01	4.117E-01	3.518E-01	3.015E-01	2.626E-01
FREQ	V(21)				
7.958E+02	2.312E-01				
FREQ	VP(2)	VP(4)	VP(6)	VP(8)	VP(10)
7.958E+02	-1.676E-04	-3.330E+01	-6.671E+01	-1.002E+02	-1.337E+02
FREQ	VP(12)	VP(14)	VP(16)	VP(18)	VP(20)
7.958E+02	-1.669E+02	1.601E+02	1.268E+02	9.283E+01	5.873E+01
FREQ	VP(21)				
7.958E+02	2.568E+01				

Проведите анализ и получите распечатку выходного файла. Интерпретируя результаты, вспомним, что при частоте $f = 1592$ Гц, характеристическое сопротивление является чисто активным. Частота находится в полосе пропускания, где сигнал проходит вообще без ослабления ($\alpha = 0$). Это означает, что входной и выходной токи попросту равны. Убедитесь, что входной ток $I(R)$ и выходной $I(R_L)$ составляют по 1,667 мА. Сдвиг фазы для фильтра задается выражением

$$\beta = 2 \tan^{-1} \left(\frac{\sqrt{A}}{\sqrt{1-A}} \right),$$

где

$$A = \left| \frac{Z_1}{4Z_2} \right|.$$

Рассчитанное по этой формуле значение для сдвига фазы равно $36,88^\circ$, что совпадает с результатом, полученным на PSpice (выходной файл также дает $VP(4) = 36,88^\circ$).

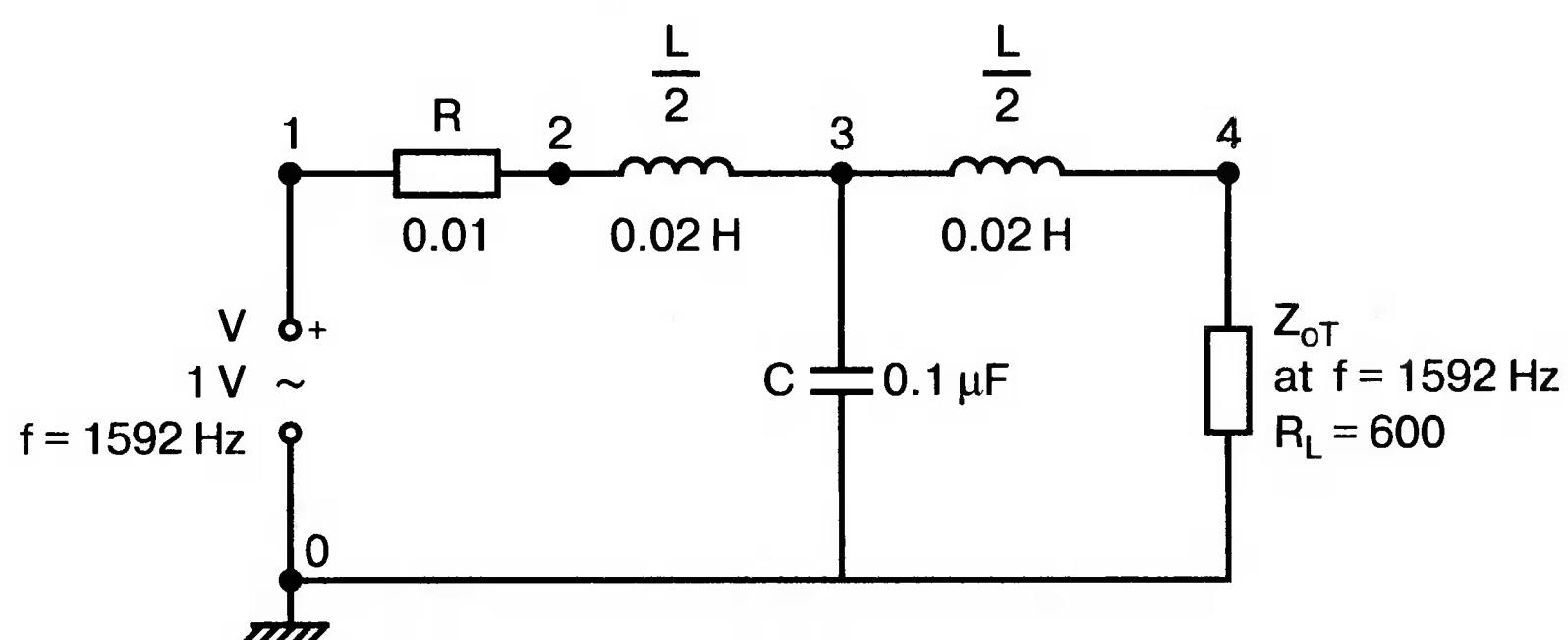
Фильтр низких частот имеет частоту среза, равную

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}}.$$

Что для выбранных параметров элементов дает $f_c = 5033$ Гц. Для сравнения на рис. 12.23 приведены результаты вычисления полосы пропускания для фильтра с постоянным k , полученные в программе MathCAD.

$$Z_1 = j\omega L$$

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C}$$



■ Рис. 12.22. Низкочастотный фильтр с постоянным k

MathCAD solution of Constant-k filter for $f = 1592$ Hz
This is a low-pass filter with a cut-off $f_c = 5033$ Hz

$$L := 0.04 \quad C := 0.1 \cdot 10^{-6} \quad j := \sqrt{-1} \quad f := 1592$$

The cut-off frequency is $f_c := \frac{1}{\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$ $f_c = 5.033 \cdot 10^3$

$$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f \quad Z_1 := j \cdot \omega \cdot L \quad Z_1 = 400.113i$$

$$Z_2 := \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} \quad Z_2 = -999.717i \quad A := \frac{Z_1}{4 \cdot Z_2} \quad A = -0.1$$

$$Z_{0T} := \sqrt{Z_1 \cdot Z_2 + \frac{Z_1^2}{4}} \quad Z_{0T} = 599.981$$

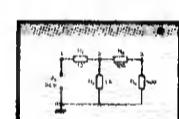
$$a := |A| \quad a = 0.1$$

$$\beta := 2 \cdot \text{atan} \left(\frac{\sqrt{a}}{\sqrt{1-a}} \right) \quad \beta = 0.644 \quad b := \beta \cdot \frac{180}{\pi} \quad b = 36.881$$

■ Рис. 12.23. Расчет фильтра с постоянным k в программе MathCAD

Поведение фильтров с постоянным коэффициентом в полосе подавления

Продолжим рассмотрение примера для фильтра низких частот. При частоте $f = 6$ кГц, находящейся в полосе подавления, сигнал должен быть передан с некоторым ослаблением. Чтобы согласовать нагрузку фильтра, вычислим значение Z_{0T} при частоте 6 кГц. Оно оказывается равным $Z_{0T} = j410,47$ Ом, что соответствует индуктивности нагрузки $L = 10,888$ мГн.



Рассмотрим теперь реакцию фильтра при $f = 6$ кГц. Изменим входной файл:

```
Constant-k Filter, Stop-Band; Frequency 6 kHz
V 1 0 AC 1V
L 2 3 0.02H
LI 3 4 0.02H
N 3 0 0.1uF
R 1 2 0.01
LL 4 0 10.888mH
.AC LIN 1 6000HZ GOOONHz
.PRINT AC I(R) I(LL) I(C) V(2) V(3) V(4) VP(2) VP(4)
.OPT nopage
.END
```

Проведите анализ и получите распечатку выходного файла. Убедитесь, что входной ток $I(R) = 2,436$ мА, а выходной $I(RL) = 0,7187$ мА. Фазовый сдвиг β соответствует в выходном файле $VP(4) = -180^\circ$. Коэффициент распространения равен

$$\gamma = \ln \left(-\frac{I_{in}}{I_{out}} \right) = \alpha + j\beta .$$

Из наших результатов $\gamma = \ln(3,3895) \angle 180^\circ$. Значение α находится как десятичный логарифм от модуля γ и равно $\alpha = 1,22$ Нп (непер). Формула для определения α :

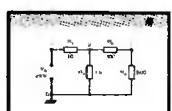
$$\alpha = 2 \ln(\sqrt{B-1} + \sqrt{B}),$$

где

$$B \angle \pm \pi = \left| \frac{Z_1}{4Z_2} \right|.$$

Полученное расчетное значение $\alpha = 1,22$ Нп соответствует результату, полученному в PSpice. Непер — основная единица ослабления, соответствующая отношению входного тока к выходному в 2,71728. Проведя соответствующие преобразования, можно получить 1 Нп = 8,686 дБ. На рис. 12.24 показан выходной файл для полосы пропускания и полосы подавления. MathCAD вычисления для полосы подавления даны на рис. 12.25.

Линии передачи без потерь



Фильтр типа k может использоваться также в качестве полезной модели для линии передачи без потерь. На рис. 12.26 показан участок такой линии,ключающий $L = 2$ мГн и $C = 50$ нФ. Допустим, что эта модель представляет участок реальной линии, длиной в 1 м. Значения L и C при этом являются удельной индуктивностью линии в мГн/м и удельной емкостью в нФ/м соответственно. Нетрудно определить частоту среза для этой линии равную $f_c = 31,8$ кГц. Проведем анализ для частоты $f = 10$ кГц, лежащей в полосе пропускания.

Чтобы согласовать линию с нагрузкой, необходимо найти Z_{0T} . Убедитесь, что $Z_{0T} = 189,874 \angle 90^\circ$ Ом. При использовании метода, описанного в предыдущем разделе, можно найти фазовый сдвиг β для участка линии. Убедитесь, что $\beta = 36,62^\circ$. Так как вычисления проводились для единичного участка линии, удельный фазовый сдвиг равен $36,62^\circ/\text{м}$. На рис. 12.27 показан результат вычислений для фильтра с постоянным k , проведенных в программе MathCAD.

Входной файл для проверки полученных результатов на PSpice имеет вид:

```
Transmission Line as Lumped Elements
v 1 0 sin(0 1 10kHz)
L 1 2 1mH
L1 2 3 1mH
C 2 0 50nF
R 3 0 189.874
.tran 1us 100us
.probe
.end
```

Проведите анализ и получите в Probe графики $v(1)$ и $v(3)$. Распечатайте полученные графики для дальнейшего изучения. Полученное выходное напряжение имеет большую амплитуду, чем входное. Переходя от максимумов напряжения к минимумам, достигаемым при отрицательных значениях, убедитесь, что минимум $v(1)$ достигается в момент 75 мкс, в то время как соответствующий минимум $v(3)$ — в момент 85 мкс. Запишите полученную

***** 07/31/99 12:13:52 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****

Constant-k Filter, Pass-Band Frequency of 1592 Hz

```
V 1 0 AC 1V
L 2 3 0.02H
L1 3 4 0.02H
C 3 0 0.1uF
R 1 2 0.01
RL 4 0 600
.AC LIN 1 1592Hz 1592Hz
.OPT nopage
.PRINT AC I(R) I(RL) I(C) V(2) V(3) V(4) VP(2) VP(4)
.END
```

***** AC ANALYSIS

TEMPERATURE = 27.000 DEG C

FREQ	I(R)	I(RL)	I(C)	V(2)	V(3)
1.592E+03	1.667E-03	1.667E-03	1.054E-03	1.000E+00	1.054E+00
FREQ	V(4)	VP(2)	VP(4)		
1.592E+03	1.000E+00	-2.884E-08	-3.688E+01		

***** 07/31/99 12:20:00 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****

Constant-k Filter, Stop-Band Frequency of 6000 Hz

```
V 1 0 AC 1V
L 2 3 0.02H
L1 3 4 0.02H
C 3 0 0.1uF
R 1 2 0.01
LL 4 0 10.888mH
.AC LIN 1 6000Hz 6000Hz
.OPT nopage
.PRINT AC I(R) I(LL) I(C) V(2) V(3) V(4) VP(2) VP(4)
.END
```

***** AC ANALYSIS

TEMPERATURE = 27.000 DEG C

FREQ	I(R)	I(LL)	I(C)	V(2)	V(3)
6.000E+03	2.436E-03	7.187E-04	3.155E-03	1.000E+00	8.369E-01
FREQ	V(4)	VP(2)	VP(4)		
6.000E+03	2.950E-01	1.396E-03	-1.800E+02		

■ Рис. 12.24. Выходной файл для полосы пропускания и полосы подавления

MathCAD solution of Constant-k filter for $f = 6000$ Hz
This is a low-pass filter with a cut-off $f_c = 5033$ Hz

$$L := 0.04 \quad C := 0.1 \cdot 10^{-6} \quad j := \sqrt{-1} \quad f := 6000$$

$$\text{The cut-off frequency is } f_c := \frac{1}{\pi \sqrt{L \cdot C}} \quad f_c = 5.033 \cdot 10^3$$

$$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f \quad Z1 := j \cdot \omega \cdot L \quad Z1 = 1.508 \cdot 10^3 i$$

$$Z2 := \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} \quad Z2 = -265.258 i$$

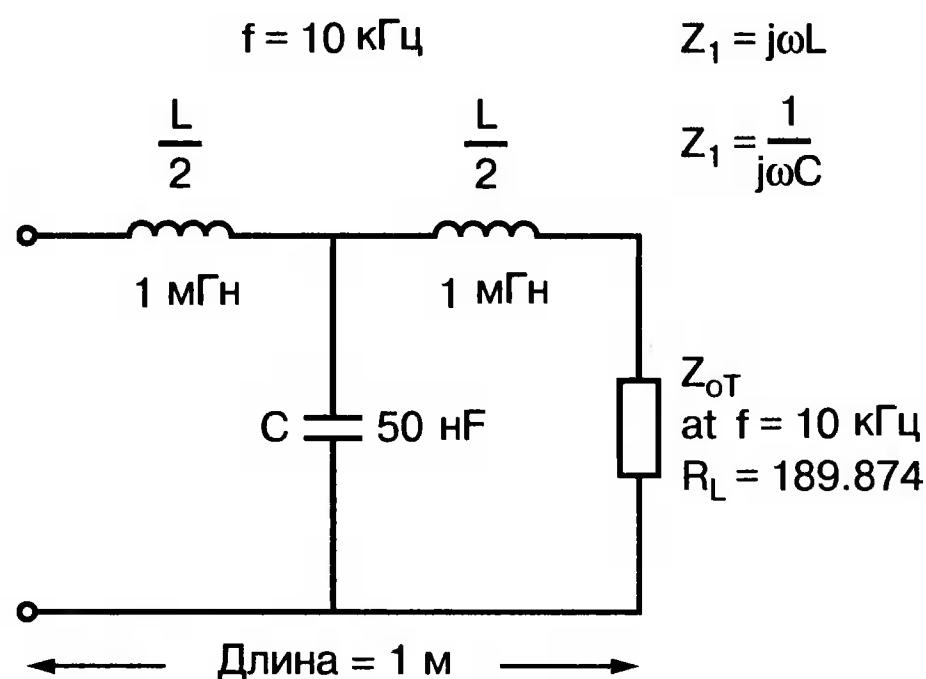
$$ZoT := \sqrt{Z1 \cdot Z2 + \frac{(Z1)^2}{4}} \quad ZoT = 410.474 i$$

$$B := \frac{Z1}{4 \cdot Z2} \quad B = -1.421 \quad b := |B| \quad b = 1.421$$

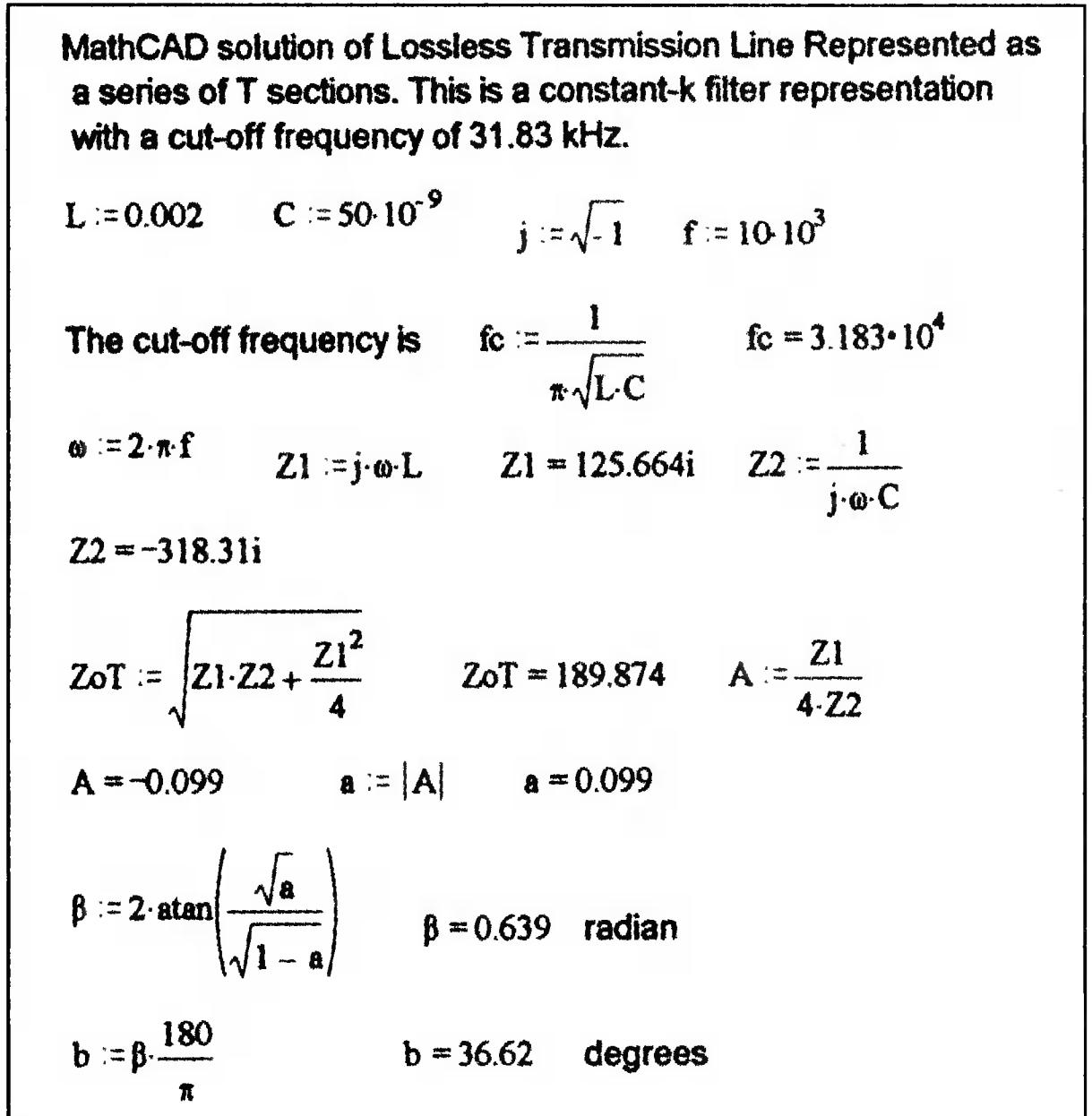
$$\alpha := 2 \cdot \ln(\sqrt{b-1} + \sqrt{b}) \quad \alpha = 1.221$$

Alpha is the attenuation (in nepers) in the stop band

■ Рис. 12.25. Вычисления в MathCAD для полосы подавления



■ Рис. 12.26. Секция линии передачи без потерь

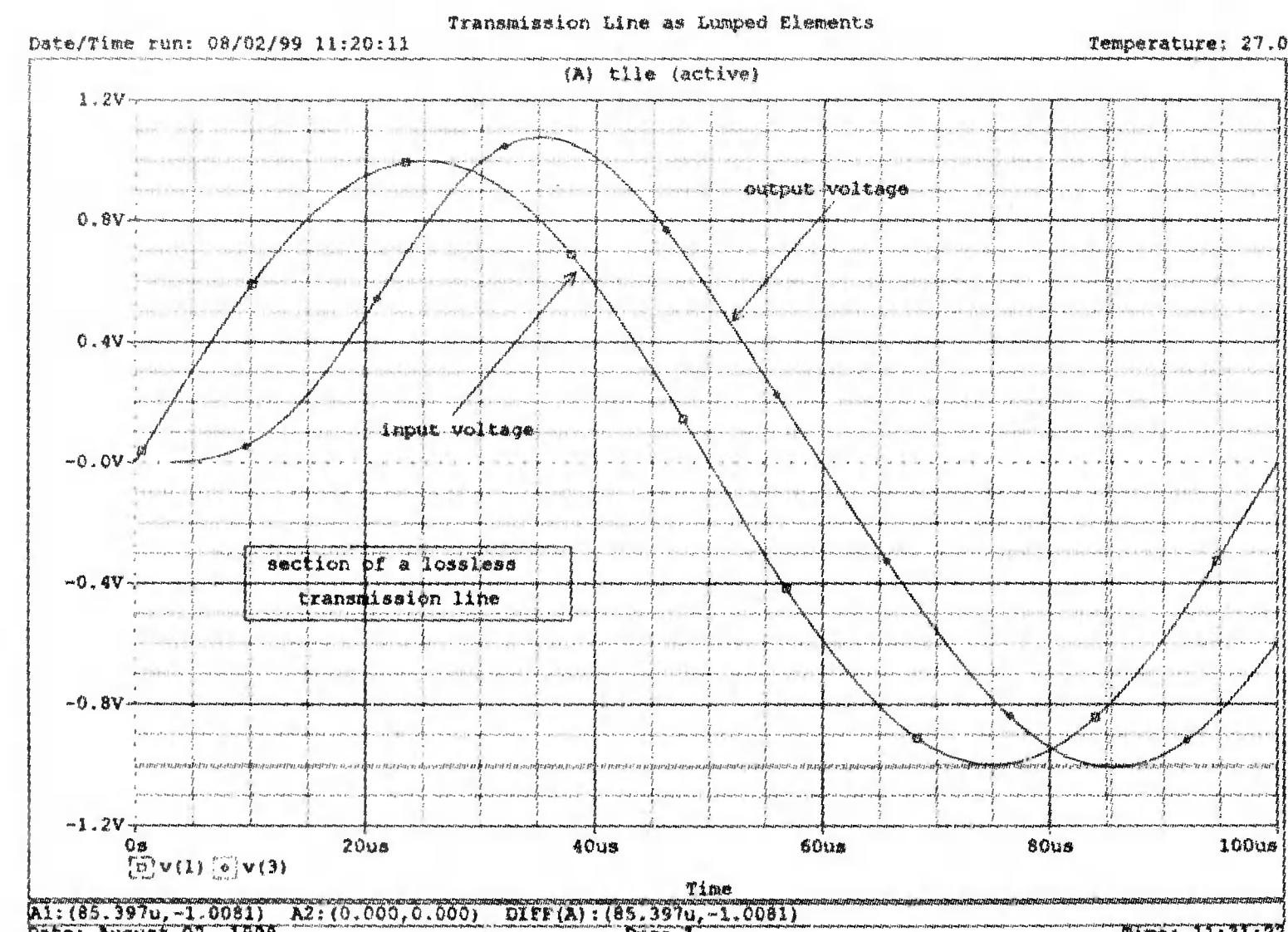


■ Рис. 12.27. Результаты расчета фильтра с постоянным k в MathCAD

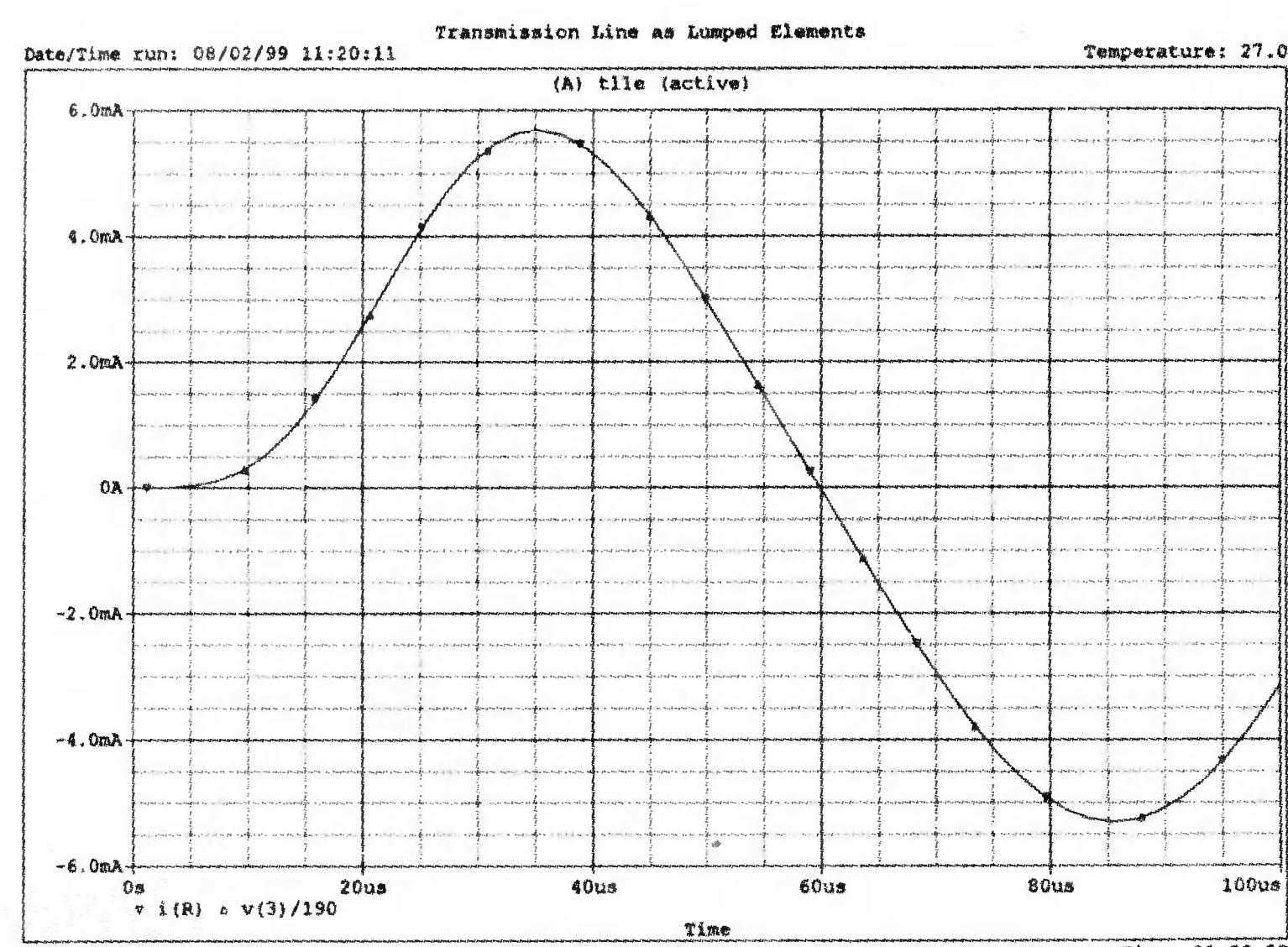
минимальную величину $v(3)$, которая равна $-1,008 \text{ В}$, для будущего использования. Как можно интерпретировать временной интервал в 10 мкс между двумя колебаниями? Длина волны линии передачи $\lambda = 360^\circ/\beta$, что для нашего примера дает $360/36,62 = 9,83 \text{ м}$. Скорость распространения волны для частоты 10 кГц равна $v = f\lambda = 98,3 \text{ км/с}$.

Между временем и расстоянием в линиях передачи существует, конечно, простая связь. В нашем примере мы заключаем, что линия длиной 98,3 км соответствует временной задержке в 1 с. То есть требуется время в 1 с, чтобы волна прошла вдоль этой линии. Длительность в 1 мкс соответствует расстоянию 0,0983 м. Временной интервал в 10 мкс — интервал времени между волнами $v(1)$ и $v(3)$ — эквивалентен $10 \times 0,0983 = 0,983 \text{ м}$, что близко к длине рассматриваемого участка линии в 1 м.

Рассматривая более внимательно графики $v(1)$ и $v(3)$, мы обнаружим задержку напряжения $v(3)$ в начале синусоидальной волны примерно на 10 мкс. Если вы дорисуете $v(3)$ как синусоидальную волну, вы увидите, что она пересекает ось при 10 мкс. Программа Probe просто использует подходящую кривую, чтобы продлить график, маскируя таким образом эту деталь. Графики $v(1)$ и $v(3)$ показаны на рис. 12.28.



■ Рис. 12.28. Входное и выходное напряжения для линии без потерь



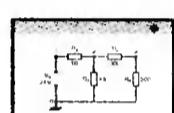
■ Рис. 12.29. Временные диаграммы тока и отношения выходного напряжения к характеристическому сопротивлению

Удалите график напряжения и получите график $i(R)$ для участка линии. Убедитесь, что минимум тока составляет $-5,3 \text{ мА}$. Величина полного сопротивления нагрузки равна $v | i = 1,008/0,0053 = 190,2 \text{ Ом}$ (напряжение было получено ранее). Так как ток и напряжение точно совпадают по фазе, $190,2 \text{ Ом}$ представляет собой чисто активное сопротивление. Это соответствует значению $Z_{0T} = 189,874 \angle 0^\circ \text{ Ом}$.

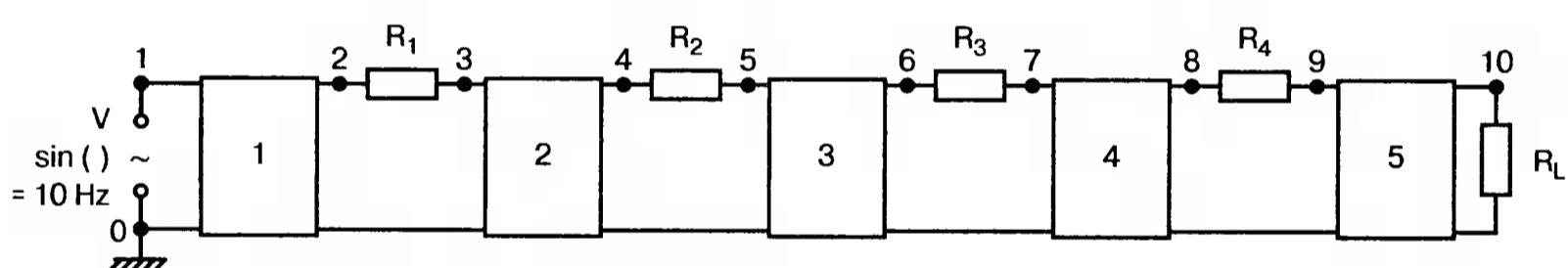
Графики получены для временного интервала в 100 мкс , чтобы получить полный период синусоиды, но длина линии составляет только 1 м , что соответствует, как мы установили, 10 мкс .

Можно получить еще более убедительный график, удалив предыдущую кривую и получив временную зависимость $v(3)/i(R)$. Как вы увидите, она имеет плоский участок. В режиме курсора выясните, что характеристическое сопротивление $Z_{0T} = 189,9 \text{ Ом}$. Теперь получите на одном графике кривые $i(R)$ и $v(3)/190$. Что при этом получилось и почему? Графики приведены на рис. 12.29.

Линии передачи без потерь из нескольких секций



Мы можем расширить анализ линий с постоянным коэффициентом k , моделирующих линии передачи без потерь, включив последовательно любое число участков. Используем, например, пять участков, как показано на рис. 12.30. Включим на вход линии источник с частотой 10 кГц и напряжением 1 В . Между участками включены резистивные датчики для измерения тока и напряжения.

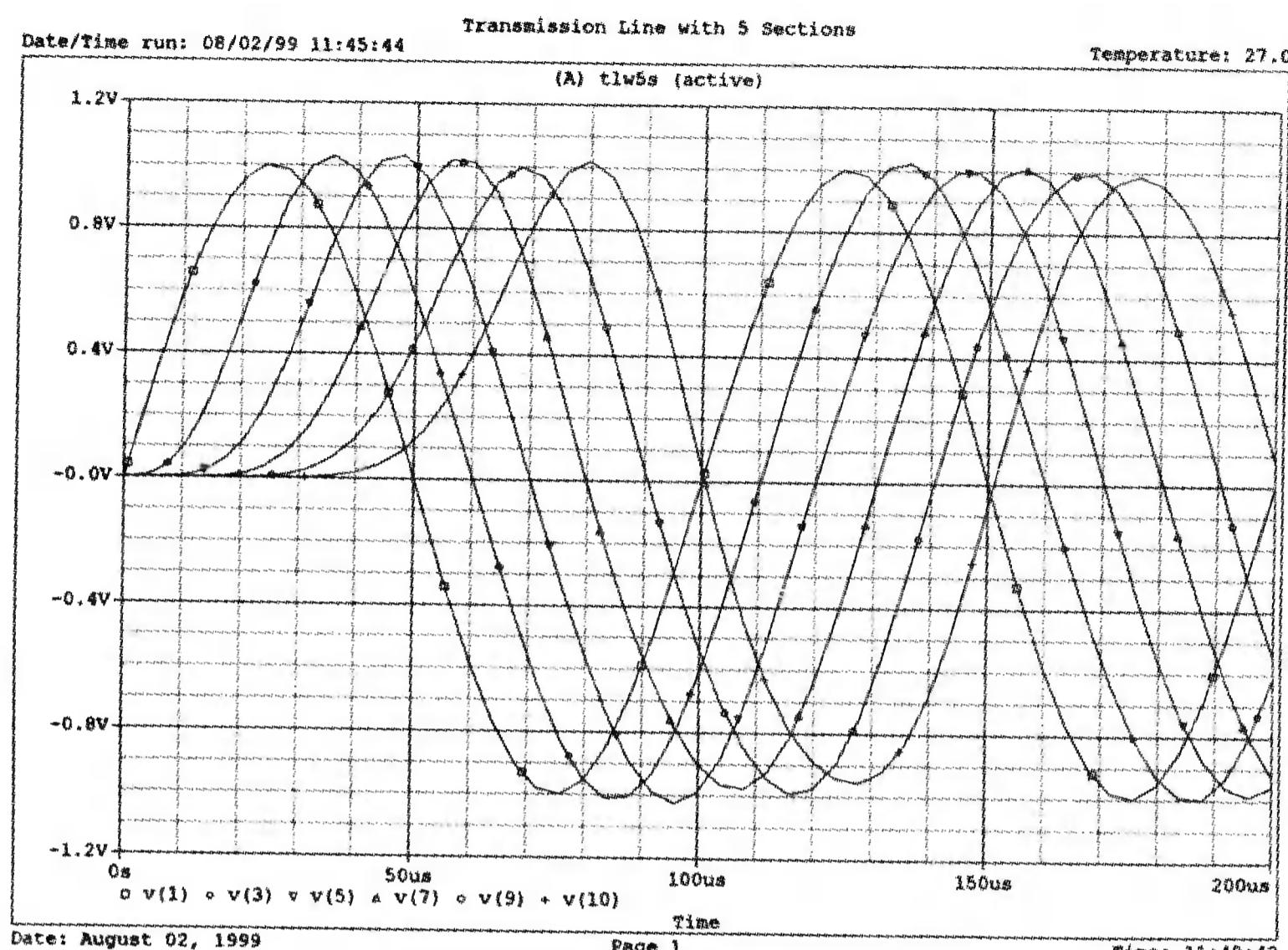


■ Рис. 12.30. Линия передачи из пяти секций

Входной файл для такой схемы:

```
Transmission Line with 5 Sections
v 1 0 sin(0 1 10kHz)
R1 2 3 0.001
R2 4 5 0.001
R3 6 7 0.001
R4 8 9 0.001
RL 10 0 189.874
X1 1 0 2 LC
X2 3 0 4 LC
X3 5 0 a LC
X4 7 0 8 LC
X5 9 0 10 LC
.subckt LC 1 2 3
L 1 a 1mH
L1 a 3 1mH
N a 2 50nF
.ends
.tran lus 200us
.probe
.end
```

Проведите анализ и в Probe получите графики $v(1)$, $v(3)$, $v(5)$, $v(7)$, $v(9)$ и $v(10)$. Каждая волна перемещена относительно соседней на временной интервал, который необходим для прохождения одного участка цепи. Графики приведены на рис. 12.31.

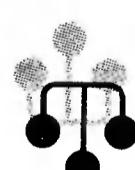


■ Рис. 12.31. Распространение волны по линии передачи

Чтобы провести измерения оставьте, на экране только графики $v(1)$ и $v(10)$. Определите, в какой точке каждая кривая пересекает ось X , переходя к отрицательным значениям. Убедитесь, что для $v(1)$ это происходит при $t = 50$ мкс, а для $v(10)$ при $t = 100$ мкс. Это означает, что общая задержка линии составляет 50 мкс. Хотя графики построены во временном интервале для 200 мкс, длина линии соответствует только 50 мкс, синусоидальные кривые дают ясное представление о прохождении волны по линии передачи.

ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ В РАЗЛИЧНЫХ ТОЧКАХ ЛИНИИ

Когда линия передачи согласована с нагрузкой, полное входное сопротивление должно быть равно характеристическому сопротивлению линии, из скольких бы участков она ни состояла. Анализ для переменных составляющих позволит легко получить результаты для амплитуд и фаз напряжений и токов. Продолжим исследования предыдущего примера, включив во входной файл анализ переменных составляющих:



```
Transmission Line with 5 Sections Modified
v 1 0 sin(0 1 10kHz)
R1 2 3 0.001
R2 4 5 0.001
R3 6 7 0.001
R4 8 9 0.001
RL 10 0 189.874
```

```

XI 1 0 2 LC
X2 3 0 4 LC
X3 5 0 a LC
X4 7 0 8 LC
X5 9 0 10 LC
.subckt LC 1 2 3
L 1 a 1mH
L1 a 3 1mH
N a 2 50nF
.ends
.OPT nopage
.ac lin 1 10kHz 10kHz
.print ac v(10) i(RL) vp(10) ip(RL)
.print ac v(9) i(R4) vp(9) ip(R4)
.print ac v(7) i(R3) vp(7) ip(R3)
.print ac v(5) i(R2) vp(5) ip(R2)
.print ac v(3) i(R1) vp(3) ip(R1)
.end

```

***** 08/02/99 11:59:12 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****

Transmission Line with 5 Sections Modified

```

v 1 0 ac 1
R1 2 3 0.001
R2 4 5 0.001
R3 6 7 0.001
R4 8 9 0.001
RL 10 0 189.874
X1 1 0 2 LC
X2 3 0 4 LC
X3 5 0 6 LC
X4 7 0 8 LC
X5 9 0 10 LC
.subckt LC 1 2 3
L 1 a 1mH
L1 a 3 1mH
C a 2 50nF
.ends
.opt nopage
.ac lin 1 10kHz 10kHz
.print ac v(10) i(RL) vp(10) ip(RL)
.print ac v(9) i(R4) vp(9) ip(R4)
.print ac v(7) i(R3) vp(7) ip(R3)
.print ac v(5) i(R2) vp(5) ip(R2)
.print ac v(3) i(R1) vp(3) ip(R1)
.end

```

***** AC ANALYSIS

TEMPERATURE = 27.000 DEG C

FREQ	V(10)	I(RL)	VP(10)	IP(RL)
1.000E+04	1.000E+00	5.267E-03	1.769E+02	1.769E+02
FREQ	V(9)	I(R4)	VP(9)	IP(R4)
1.000E+04	1.000E+00	5.267E-03	-1.465E+02	-1.465E+02
FREQ	V(7)	I(R3)	VP(7)	IP(R3)
1.000E+04	1.000E+00	5.267E-03	-1.099E+02	-1.099E+02
FREQ	V(5)	I(R2)	VP(5)	IP(R2)
1.000E+04	1.000E+00	5.267E-03	-7.324E+01	-7.324E+01
FREQ	V(3)	I(R1)	VP(3)	IP(R1)
1.000E+04	1.000E+00	5.267E-03	-3.662E+01	-3.662E+01

■ Рис. 12.32. Выходной файл с результатами анализа схемы на рис. 12.30

Проведите анализ и рассмотрите выходной файл. На выходе линии $V(10) = 1$ В и $I(RL) = 5,267$ мА. Угол сдвига между этими двумя синусоидами составляет $176,9^\circ$. Это дает для полного сопротивления $Z = 189,86 \angle 0^\circ$, что соответствует характеристическому сопротивлению. Полное входное сопротивление для следующего раздела найдем из $V(9) = 1$ В и $I(R4) = 5,267$ мА, $VP(9) = -146,5^\circ$ и $IP(R4) = -146,5^\circ$. Величины напряжения и тока не отличаются от предыдущих, они по-прежнему находятся в фазе, полное сопротивление снова равно характеристическому сопротивлению. Обратите внимание, что на смежных участках линии значения напряжений и токов остаются прежними, но сдвигаются на угол $36,6^\circ$. Выходной файл приведен на рис. 12.32.

Результаты ясно указывают на плоскую линию (без отражения), в которой не возникают стоячие волны. Это типично для линий, на выходе которых включено сопротивление, равное их характеристическому сопротивлению.

Полосовой фильтр

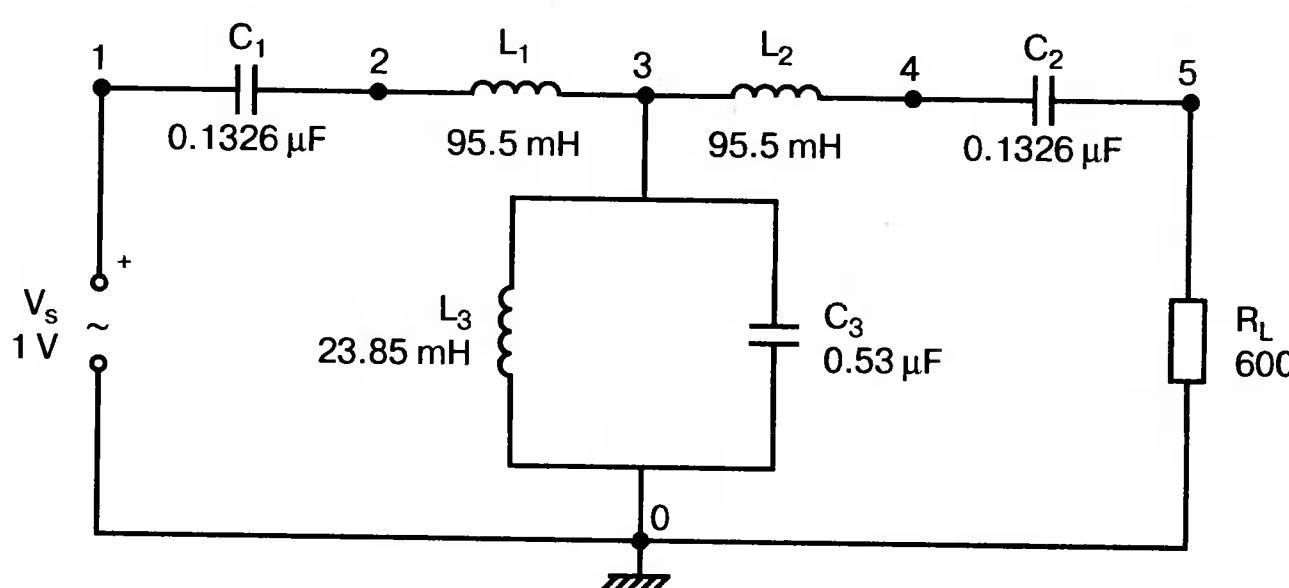
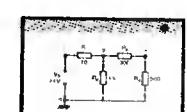
Более сложный пассивный фильтр показан на рис. 12.33. И последовательные, и параллельные элементы содержат емкость и индуктивность. Формулы для элементов приведены в книге Ware and Reed, *Communication Circuits* на с. 166 и показаны здесь для справки:

$$C_2 = \frac{1}{\pi R_0 (f''_0 - f'_0)} ;$$

$$L_2 = \frac{R_0}{\pi (f''_0 - f'_0)} ;$$

$$C_1 = \frac{f''_0 - f'_0}{4\pi f'_0 f''_0 R_0} ;$$

$$L_2 = C_1 R_0^2 = \frac{R_0 (f''_0 - f'_0)}{4\pi f'_0 f''_0} .$$



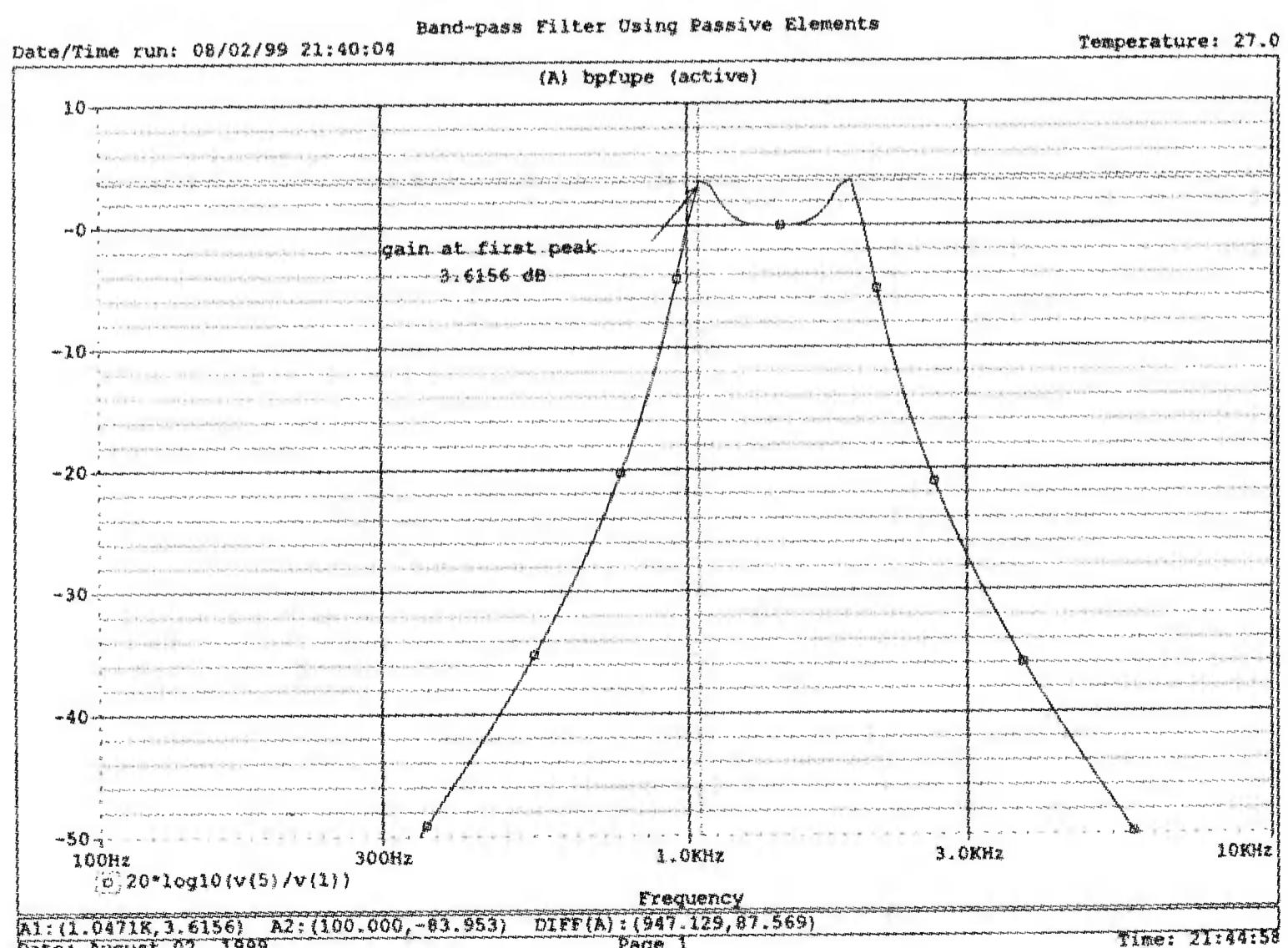
■ Рис. 12.33. Полосовой фильтр

Полоса пропускания лежит между частотами f_0' и f_0'' . Фильтр должен быть рассчитан на 600 Ом, чтобы полоса пропускания лежала в диапазоне от 1 до 2 кГц. Входной файл для этого случая:

```
Band-pass Filter Using Passive Elements
Vs 1 0 ac 1V
C1 1 2 0.1326uF
C2 4 5 0.1326uF
C3 3 0 0.536uF
L1 2 3 95.5mH
L2 3 4 95.5mH
L3 3 0 23.85mH
RL 5 0 600
.ac DEC 50 100Hz 10kHz
.PROBE
.END
```

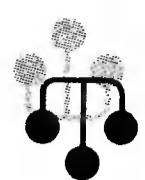
Получите в Probe частотную характеристику, приведенную на рис. 12.34. Поскольку ослабление за границами области пропускания очень велико, измените границы по оси Y , установив их от -50 до 10. Отметим, что вблизи центра области пропускания почти не наблюдается снижения кривой и вследствие резонансного характера цепи характеристика резко снижается сразу за границами области пропускания. В качестве упражнения найдите усиление для каждого из максимумов. Убедитесь, что для первого максимума оно составляет 3,62 дБ, а для второго — 3,72 дБ. Найдите также ослабление при $f = 2,4$ кГц.

Реальные элементы, в особенности катушки индуктивности, обладают некоторым активным сопротивлением. В задачах, приведенных в конце главы, это обстоятельство учитывается.



■ Рис. 12.34. График Боде для полосового фильтра

ЗАГРАДИТЕЛЬНЫЙ ФИЛЬТР



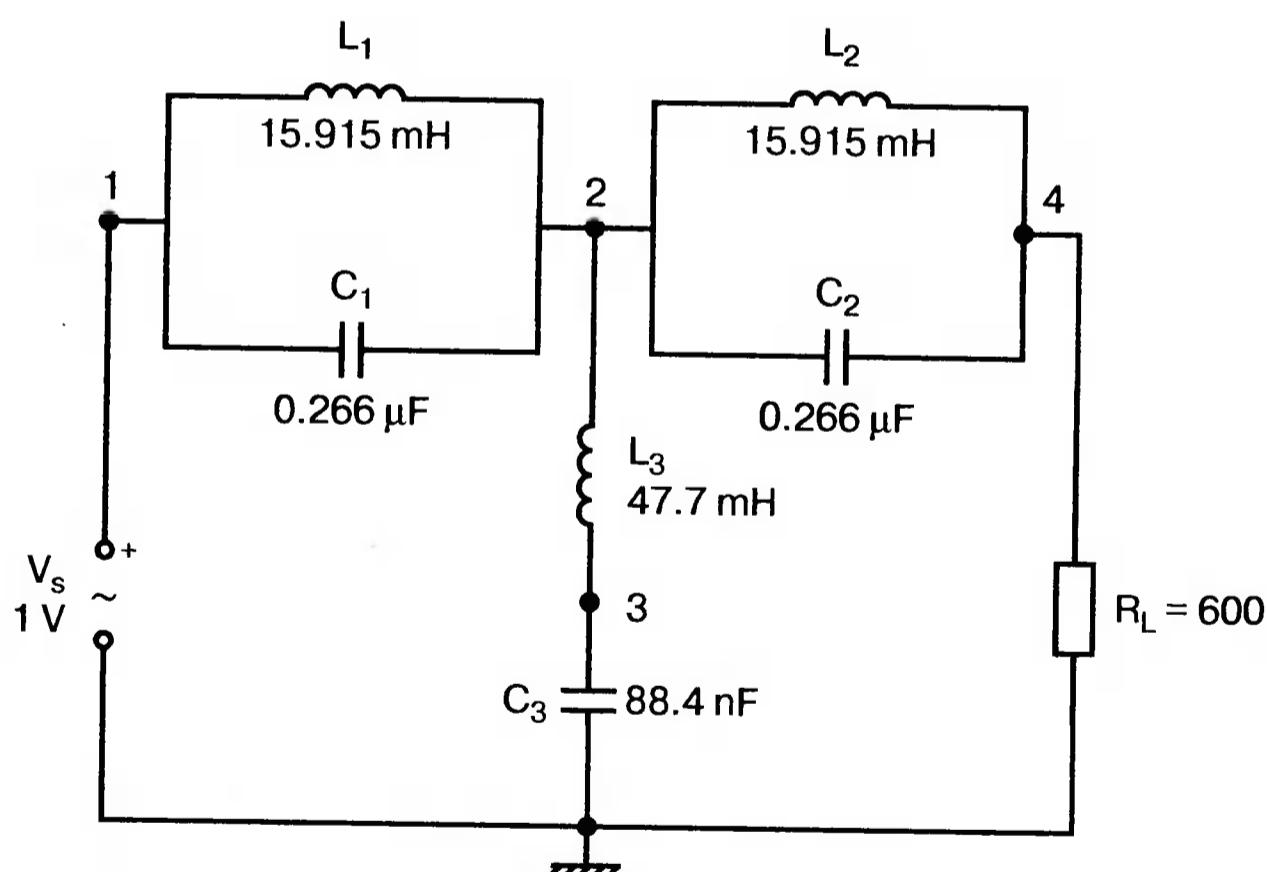
Если в T -образной секции, исследованной в предыдущем разделе, использовать параллельно соединенные катушку индуктивности и конденсатор (параллельный колебательный контур) в последовательных ветвях и последовательный колебательный контур в параллельной ветви (рис. 12.35), то мы получим заградительный фильтр. При расчете снова используются формулы из Ware and Reed, Communication Circuit для полосы заграждения от 2 до 3 кГц. Уравнения имеют вид:

$$L_1 = \frac{R_0(f''_0 - f'_0)}{\pi f'_0 f''_0} ;$$

$$C_1 = \frac{1}{4\pi R_0 (f''_0 - f'_0)} ;$$

$$L_2 = \frac{R_0}{4\pi (f''_0 - f'_0)} ;$$

$$C_2 = \frac{f''_0 - f'_0}{\pi f'_0 f''_0 R_0} .$$

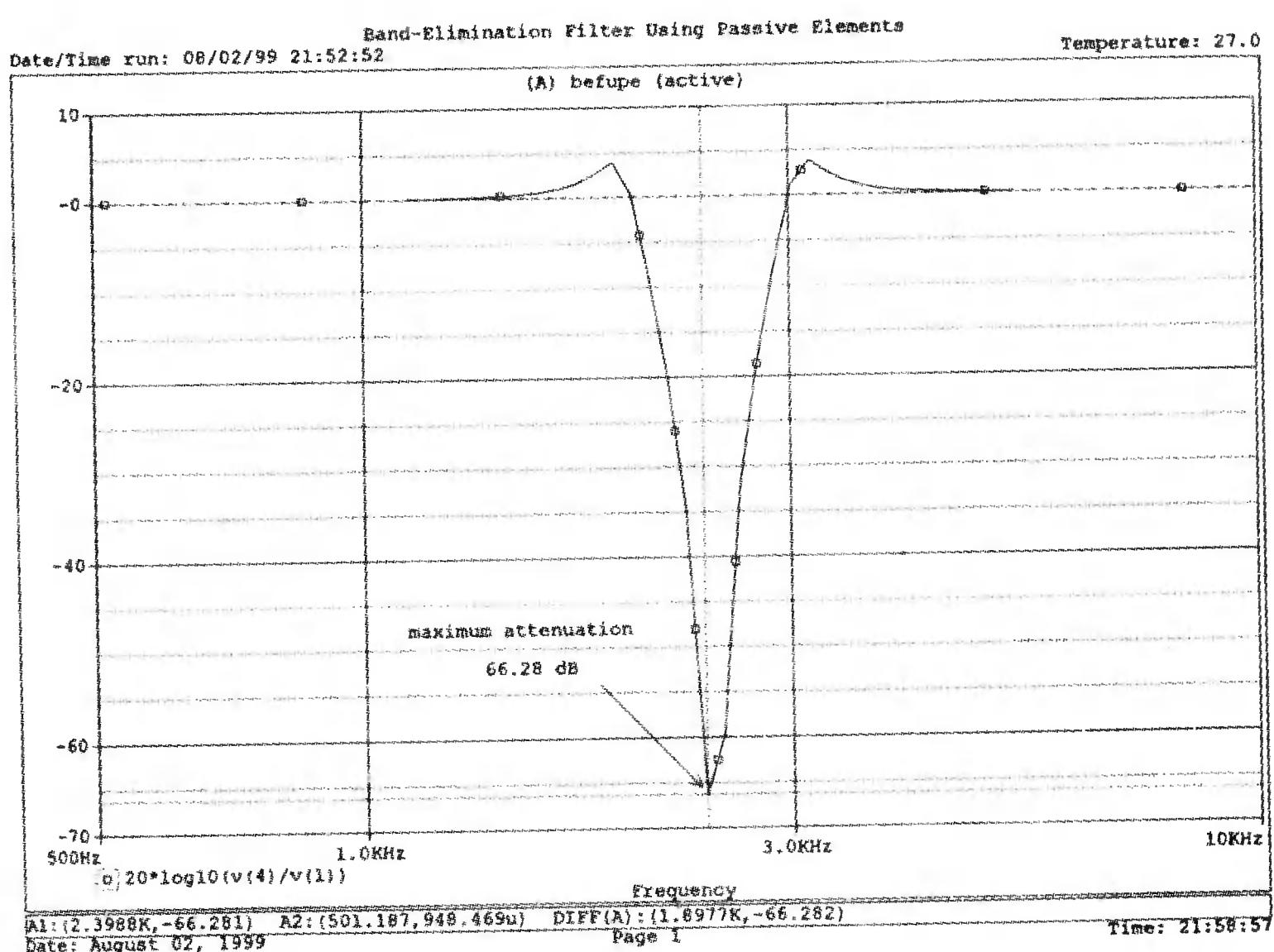


■ Рис. 12.35. Заградительный фильтр

Полоса подавления лежит между частотами f'_0 и f''_0 . Параметры элементов приведены на рис. 12.35, входной файл:

```
Band-Elimination Filter Using Passive Elements
Vs 1 0 ac 1V
L1 1 2 15.915mH
L2 2 4 15.915mH
C1 1 2 0.266uF
C2 2 4 0.266uF
L3 2 3 47.7mH
```

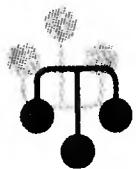
```
C3 3 0 88.4nF
RL 4 0 600
.ac DEC 50 100Hz 10kHz
.PROBE
.END
```



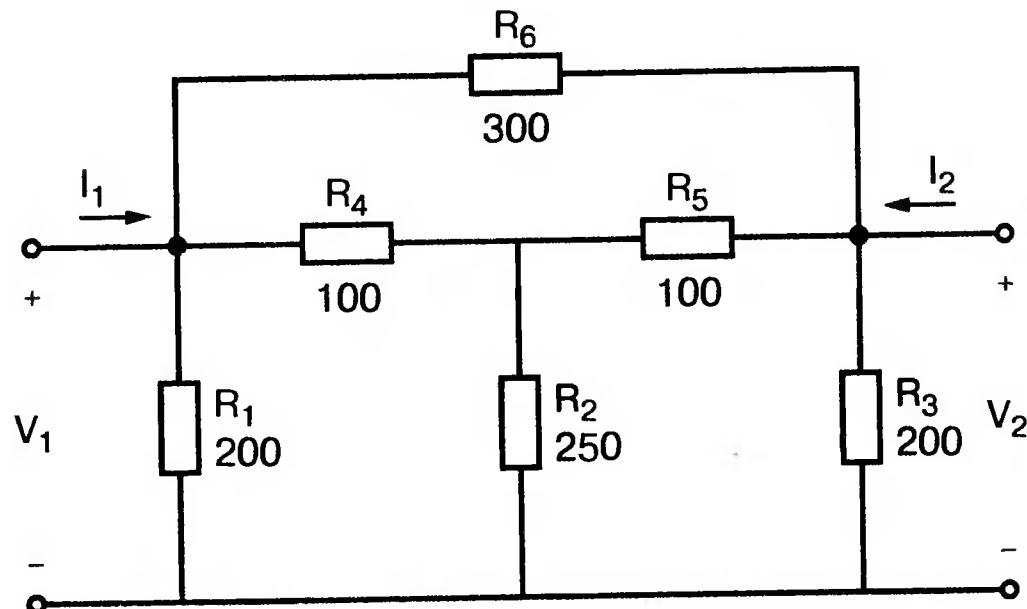
■ Рис. 12.36. График Боде для заградительного фильтра

В Probe получите график отношения выходного напряжения к входному в децибелах (график Боде). Измените диапазоны по осям X и Y , как показано на рис. 12.36. Убедитесь, что максимальное ослабление происходит в полосе подавления при $f = 2,4$ кГц, где ослабление достигает 66,23 дБ.

ЗАДАЧИ

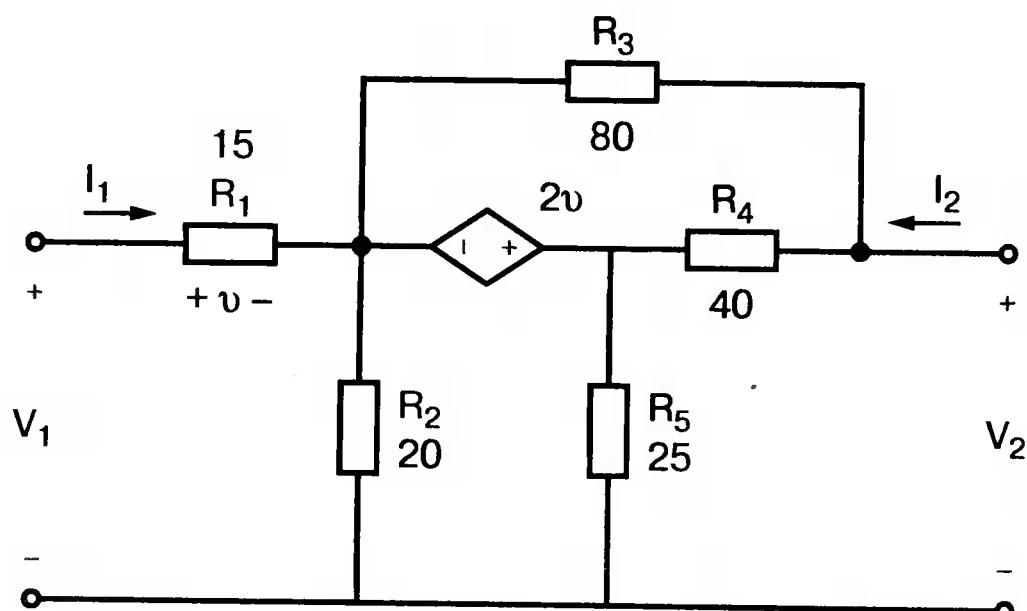


- 12.1. С помощью PSpice найдите y -параметры схемы, показанной на рис. 12.37. В этой и других задачах, спланируйте вашу работу так, чтобы проводить как можно меньше вычислений на бумаге.



■ Рис. 12.37

- 12.2. На вход четырехполюсника (рис. 12.37) включен источник с внутренним сопротивлением $R_s = 50 \Omega$, на выход — резистор нагрузки $R_L = 200 \Omega$. Используйте y -параметры, найденные в задаче 12.1, чтобы найти функцию передачи $V_2|V_s$.



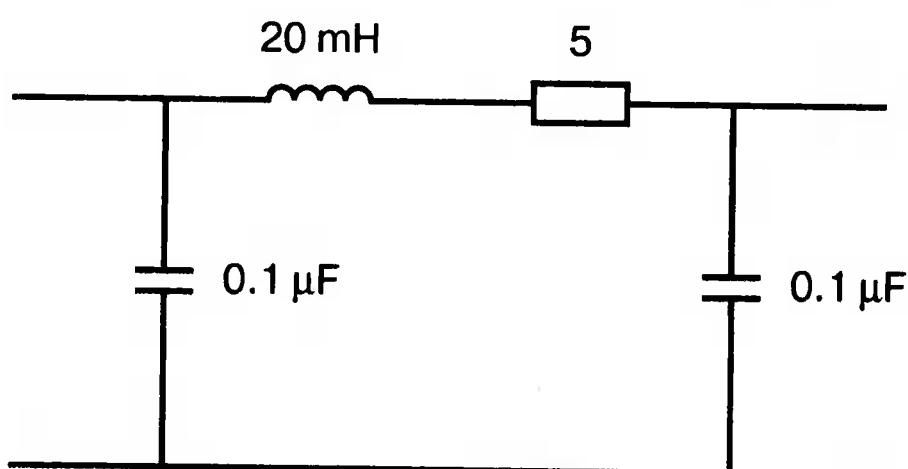
■ Рис. 12.38

- 12.3. С помощью PSpice найдите z -параметры схемы, показанной на рис. 12.37.

- 12.4. Для рис. 12.6 используйте $R_s = 50 \Omega$ и $R_L = 200 \Omega$ и z -параметры из задачи 12.3, чтобы найти функцию передачи $V_2|V_s$. Сравните результаты с ответом задачи 12.2.

- 12.5. С помощью PSpice найдите y -параметры схемы, показанной на рис. 12.38. Обратите внимание, что схема содержит источник с зависимым напряжением.

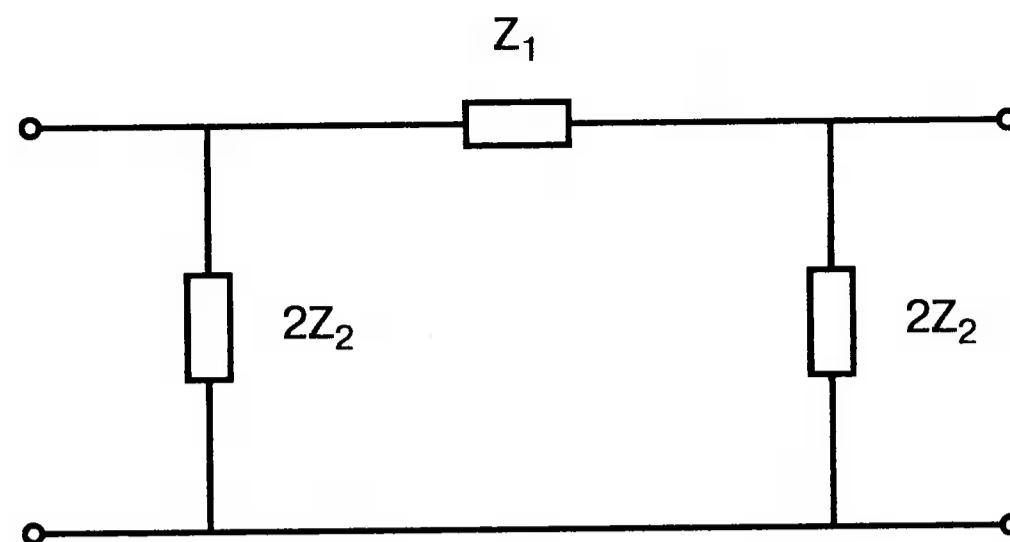
- 12.6. Π -образная схема на рис. 12.39 представляет собой модель линии передачи. С помощью PSpice найдите параметры $ABCD$ при частоте $f = 60 \text{ Гц}$.



■ Рис. 12.39

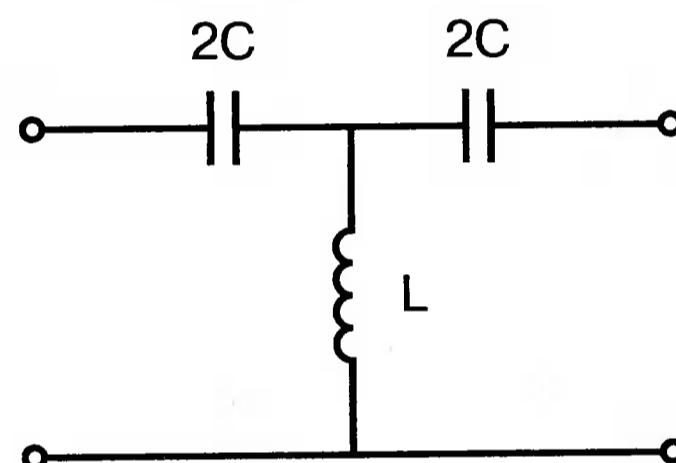
- 12.7. Когда Π -образная схема из задачи 12.6 нагружена на $Z_L = (20 + j20) \Omega$, выходной ток $I_L = 3.89 \angle -45^\circ \text{ А}$. Используйте параметры $ABCD$, чтобы найти напряжение V_1 и ток I_1 на входе схемы.

- 12.8. При обсуждении длинных линий использовалась T -образная схема замещения для определения сосредоточенных параметров линии. Альтернативная Π -образная схема замещения показана на рис. 12.40. Воспользуйтесь значениями параметров, приведенных в тексте, создайте подсхему для длинной линии, состоящей из 20 Π -образных звеньев. Измените входной файл и проведите анализ. Сравните результаты с полученными при T -образной схеме замещения.



■ Рис. 12.40

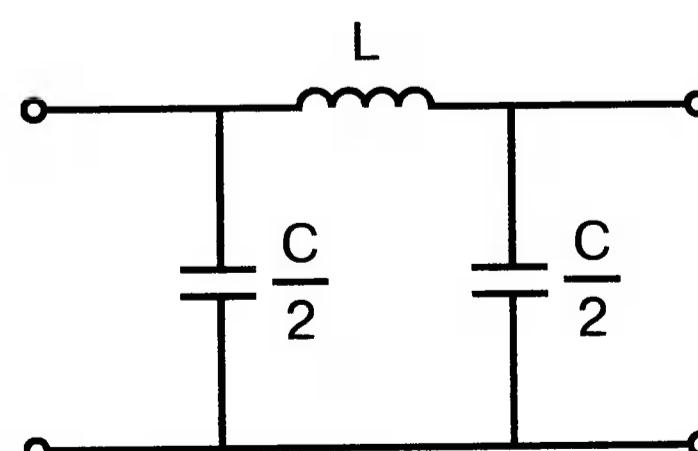
12.9. Высокочастотный фильтр с постоянным коэффициентом k имеет частоту среза $f_0 = 1$ кГц и полное сопротивление $Z_o = 600$ Ом (чисто активное сопротивление) при бесконечной частоте. Элементы фильтра показаны на рис. 12.41, $C = 0,1326$ мкФ и $L = 47,7$ мГн. Проведите анализ, аналогичный приведенному в тексте при а) $f = 2$ кГц и б) $f = 500$ Гц.



■ Рис. 12.41

12.10. При обсуждении линии передачи без потерь использовалась T -образная схема замещения. Альтернативная Π -образная схема приведена на рис. 12.42. Чтобы найти характеристическое сопротивление этой схемы, можно использовать уравнение:

$$Z_{o\pi} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_{oT}}.$$



■ Рис. 12.42

Выполните пример, приведенный в тексте, используя Π -образную схему замещения для линии передачи без потерь.

Нелинейные приборы

Во многих практических схемах элементы схемы ведут себя как нелинейные. Очевидна нелинейность диодов и транзисторов, которые уже использовались в многочисленных примерах этой книги. Существуют и нелинейные резисторы, например, нить лампы накаливания, нелинейные магнитные элементы типа трансформаторов на ферромагнитных магнитопроводах и им подобных. Можно ли проводить моделирование на PSpice в таких случаях? Как оказывается, это возможно.

НЕЛИНЕЙНЫЙ РЕЗИСТОР



Нелинейный резистор или другой пассивный элемент можно моделировать с помощью зависимых источников. Схема на рис. 13.1 состоит из источника напряжения и двух резисторов: R_i и R_{L1} . Ток через резистор R_{L1} всегда является функцией приложенного к нему напряжения, но, если вы не считаете, что величина R_{L1} постоянна, то эта функция не выражается законом Ома $v_1 = R_{L1} i$. Если включить R_{L1} в цепь обратной связи зависимого источника, то вольтамперная характеристика полученного устройства может принимать различные формы. При использовании полиномиальной формы зависимого источника можно придать вольтамперной характеристике любую форму, которая может быть выражена с помощью полинома. Вспомним, что выражение для полинома имеет вид

$$k_0 + k_1 x + k_2 x^2 + k_3 x^3 + \dots$$

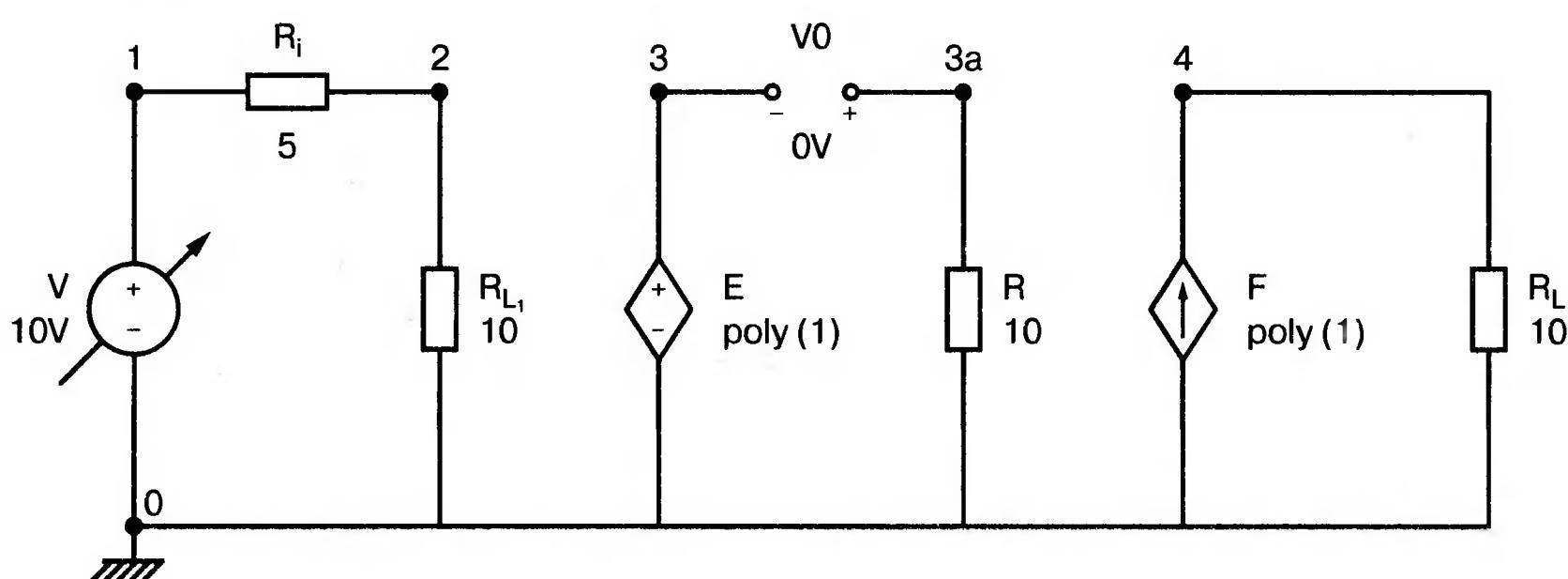
Задав значения коэффициентов k , мы можем получить необходимый вид характеристики. Сделать это не всегда просто, но для некоторых случаев связь устанавливается легко. Схема на рис. 13.1 содержит два типа зависимых источников. Один из них типа *E* (ИНУН) позволяет задать выходное напряжение E с помощью напряжения v_2 на резисторе R_{L1} . Другой источник типа *F* (ИТУТ) позволяет задать выходной ток F с помощью тока в определенной ветви схемы. Выберем в качестве управляющего ток через резистор R .

Все команды, используемые в этом примере нам уже знакомы, и входной файл будет иметь вид:

```

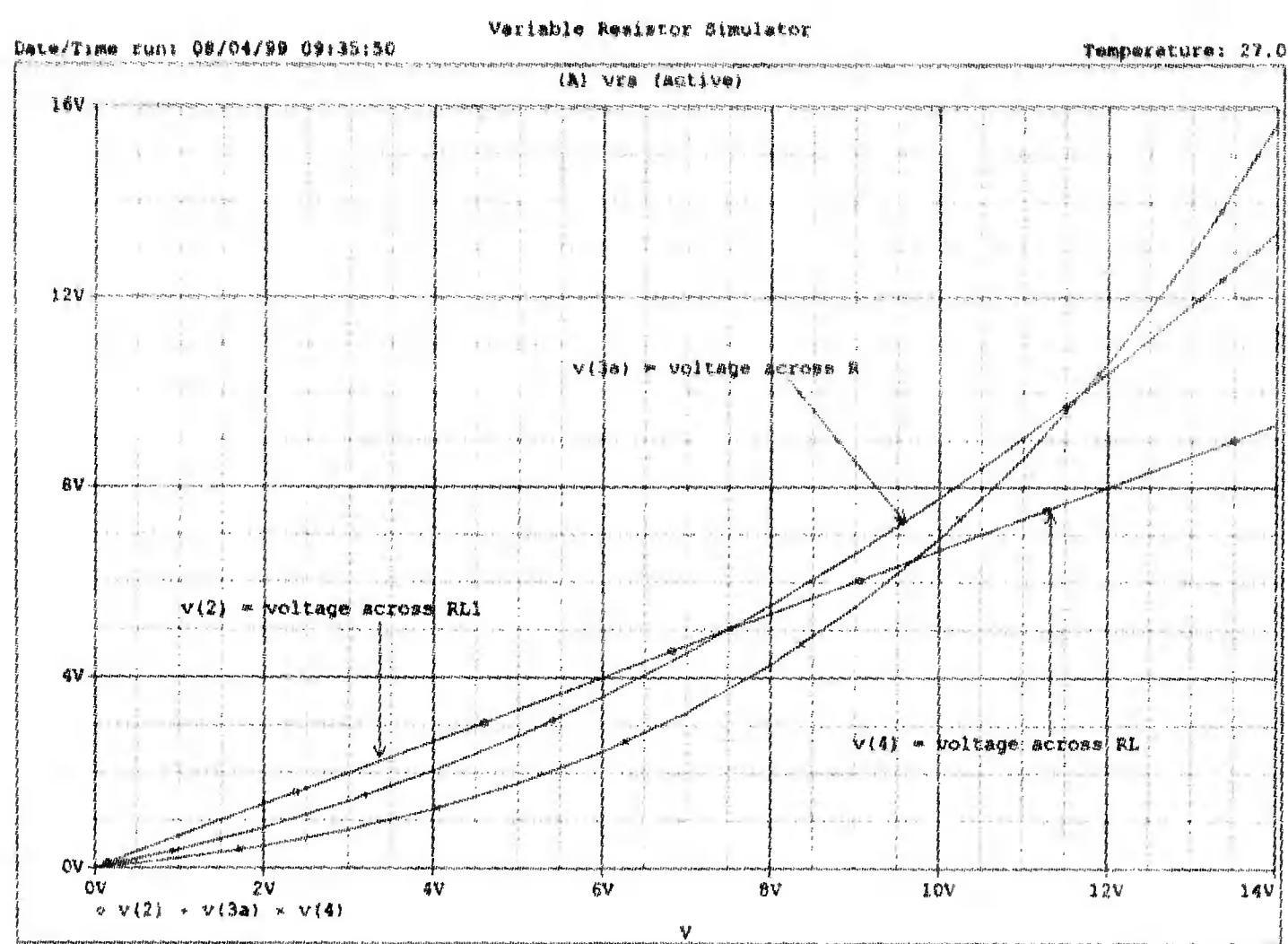
Variable-Resistor Simulator
VI 0 10V
Ri 1 2 5
RL1 2 0 10
E 3 0 POLY(1) 2,0 0 0.5 0.1
V0 CA 3 0V
R CA 0 10
F 0 4 POLY(1) V0 0 -0.5 0.5
RL 4 0 10
.DC V 0 14V IV
.PROBE
.END

```



■ Рис. 13.1. Моделирование нелинейного резистора

Выполните анализ и получите в Probe графики $v(2)$, $v(3a)$ и $v(4)$. Поскольку резисторы линейны, форма токов через них будет повторять форму приложенных к ним напряжений. Обратите внимание, что только график $v(2)$ линеен, в то время как два других имеют формы, задаваемые соответствующими полиномами. Эти графики приведены на рис. 13.2. Метод полиномиальных источников в равной степени применим и для создания таких нелинейных элементов, как конденсаторы и катушки индуктивности.



■ Рис. 13.2. Характеристики вход-выход для модели нелинейного резистора

ДРОССЕЛЬ СО СТАЛЬНЫМ СЕРДЕЧНИКОМ



В любой электрической цепи, через которую проходит ток, возбуждается также и магнитное поле. Величиной, характеризующей магнитное поле и прямо пропорциональной току I , является напряженность магнитного поля H . Эти две величины связаны константой, которая зависит от конфигурации устройства, например для какой-либо катушки провода, от ее размера и формы. Эта связь выражается линейным уравнением $H = kI$, хотя зачастую трудно найти точное значение k .

Индукция B связана с напряженностью поля уравнением $B = \mu H$. В вакуме магнитная проводимость обозначается как μ_0 и равна $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/A}^2$.

Когда магнитное поле распространяется в среде, отличной от вакуума, магнитную проводимость μ представляют в виде произведения $\mu = \mu_0 \mu_r$, где μ_r относительная магнитная проводимость среды. Последняя величина часто не является постоянной и зависит от тока.

После насыщения магнитного материала дальнейшее увеличение H приводит лишь к незначительному увеличению B . Когда ток начинает уменьшаться, остаточная намагниченность магнитного материала изменяет зависимость $B(H)$, по которой индукция изменялась при увеличении тока, и в результате получается известная характеристика $B(H)$ с гистерезисным циклом.

PSpice использует для описания ферромагнитной катушки индуктивности — модели, основанной на теории Джилеса–Атертона (Jiles–Atherton) для магнитных доменов (ссылка в соответствующем разделе приложения E). Полное описание этой модели выходит за рамки данной работы, однако мы можем исследовать кривую $B(H)$ для различных условий и посмотреть, что происходит с токами и напряжениями в трансформаторах при насыщении.

Кривая $B(H)$

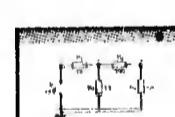


Схема на рис. 13.3 содержит ферромагнитную катушку с обмоткой в 20 витков и сопротивлением $R_L = 10 \Omega$. Обратите внимание, что команда для катушки индуктивности выглядит как

```
L1 1 0 20
```

где 20 представляет именно количество витков, а не индуктивность в 20 Гн. Это связано с присутствием во входном файле команды для модели, содержащей ключевое слово *core*. Если не использовать модель, последний параметр будет означать 20 Гн. Четыре генератора тока используются для создания низкочастотных синусоидальных колебаний с частотой 1 Гц. Первый генератор создает ток с максимальным значением 0,1 А и началом в момент $t = 0$.

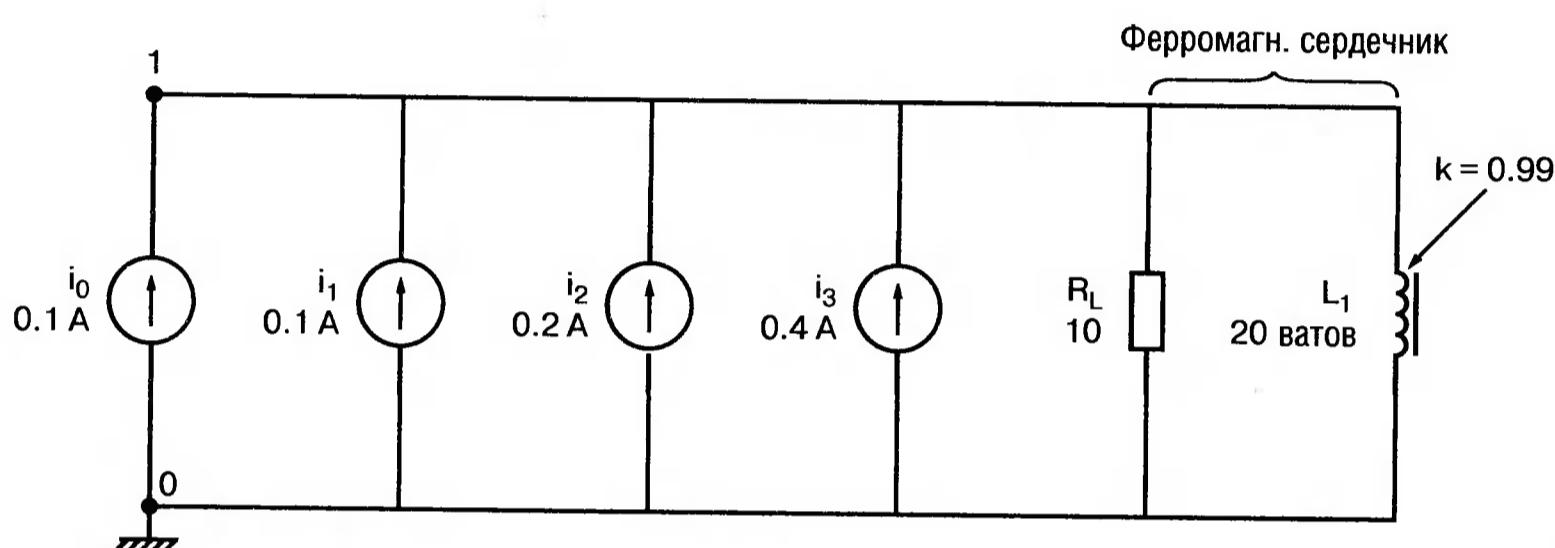
Затем при $t = 1$ с подключается следующий источник тока. Он также имеет максимальное значение 0,1 А. Затем подключаются третий и четвертый источники синусоидального тока в начале второй и третьей секунды соответственно. Амплитуда синусоидального тока увеличивается, чтобы показать влияние насыщения. Команда .MODEL использует ключевое слово *core* и позволяет учсть нелинейные магнитные параметры модели магнитопровода. Входной файл при этом:

This is the sample magnetic core problem

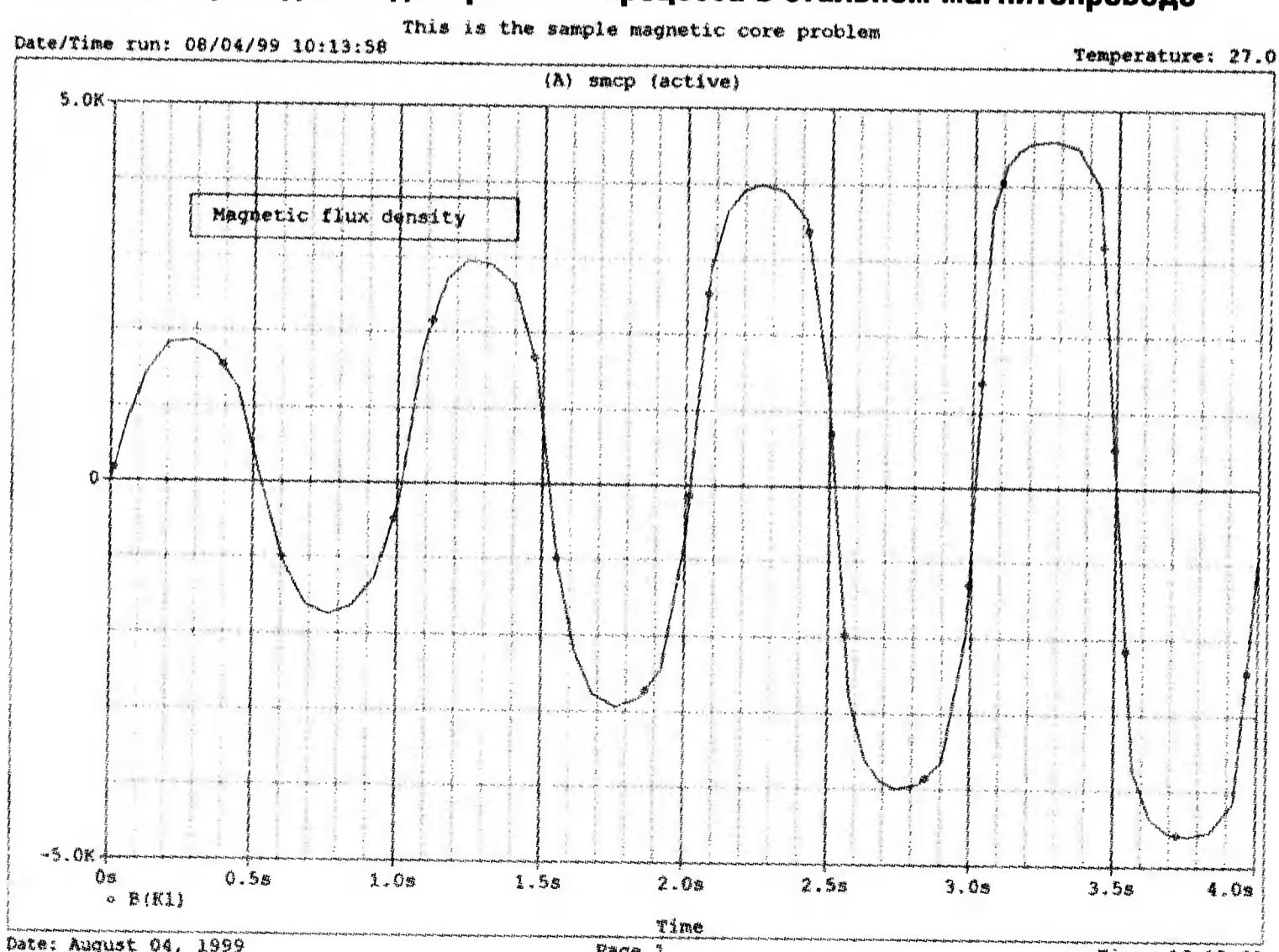
```

10 0 1 sin(0 0.1A 1Hz 0)
11 0 1 sin(0 0.1A 1Hz 1)
12 0 1 sin(0 0.2A 1Hz 2)
13 0 1 sin(0 0.4A 1Hz 3)
RL 1 0 10
LI 1 0 20 ; - число витков = 20, а не L = 20 Гн (используется модель)
K1 LI 0.99 KT ; коэффициент связи
.model KT Core(MS=420E3 A=26 K=18 C=1.05 AREA=1.17
PATH=8.49)
.options ITL5=0
.tran 0.1 4
.probe
.end

```



■ Рис. 13.3. Цепь для моделирования процесса в стальном магнитопроводе



■ Рис. 13.4. Временная диаграмма магнитной индукции в магнитопроводе

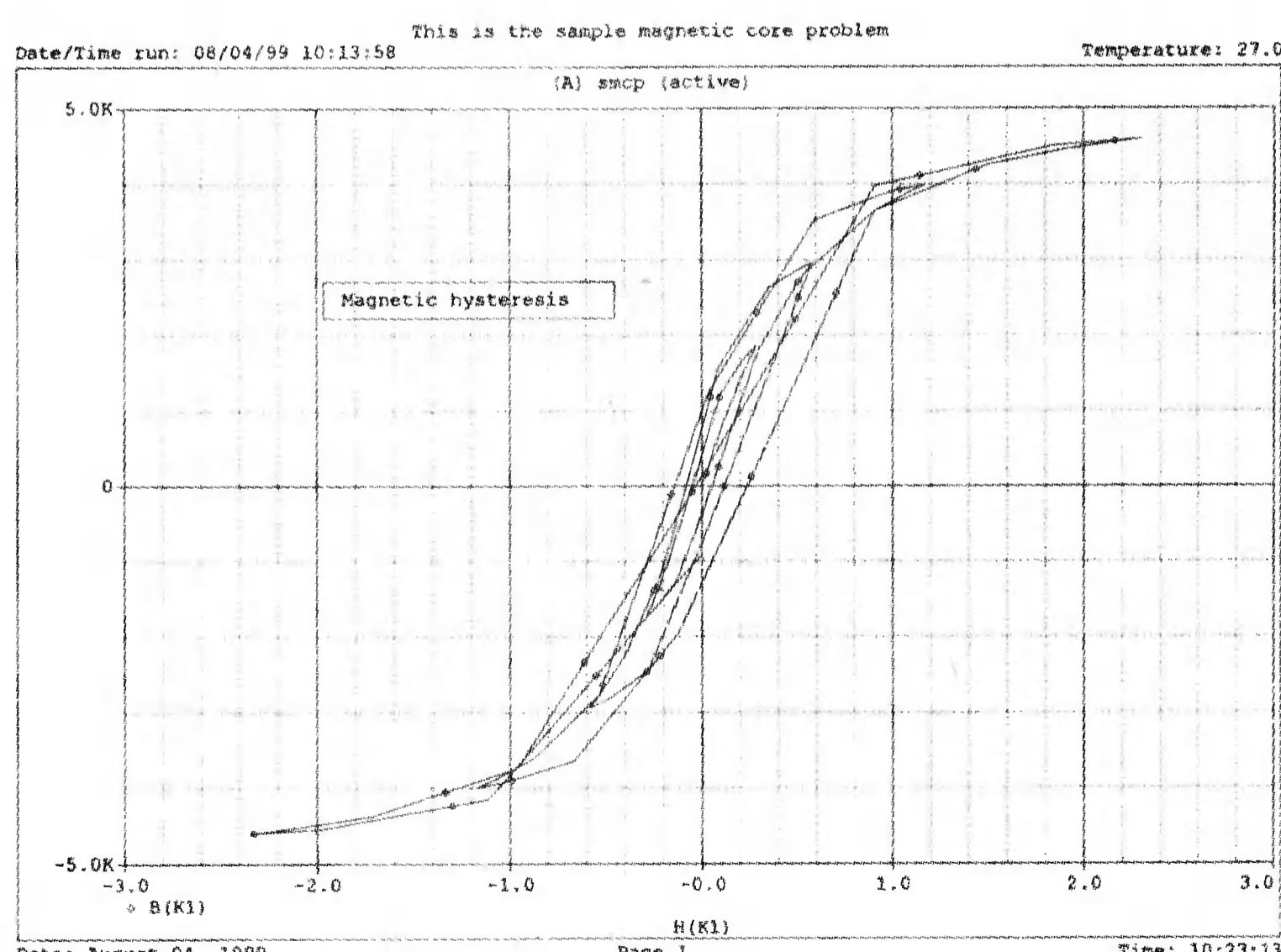
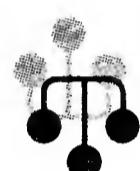
Выполните анализ в Probe и получите график $B(K_1)$ в функции времени. Он показывает нелинейную индукцию в магнитопроводе на временном интервале от 0 до 4 с. Обратите внимание, что на первых периодах нелиней-

ность невелика по сравнению с более поздними периодами. Убедитесь, что значение первого максимума составляет $B = 1864$ Э (эрстед), второй достигается при $B = 2965$ Э, третий — при $B = 3989$ Э, и заключительный — при $B = 4593$ Э. Временная диаграмма приведена на рис. 13.4.

Чтобы получить стандартную петлю гистерезиса $B(H)$, замените величину, отложенную по оси X на $H(R_1)$. Она представляет собой напряженность магнитного поля в магнитопроводе, пропорциональную току. По оси Y по-прежнему откладывается величина $B(R_1)$. На рис. 13.5 представлен этот график. Четыре петли гистерезиса соответствуют четырем уровням тока. Посмотрите, где на этой кривой появляются максимальные значения, показанные на предыдущем графике. Попробуйте изменить число витков, выполнить анализ снова и сравнить полученные результаты с предыдущими.

ТРАНСФОРМАТОР СО СТАЛЬНЫМ МАГНИТОПРОВОДОМ

Когда используется трансформатор с магнитопроводом из электротехнической стали, нелинейность характеристики магнитопровода влияет на форму тока вторичной обмотки. Чтобы показать это, рассмотрим схему (рис. 13.6), на которой представлен трансформатор, к первичной обмотке которого подключен источник тока. Параллельно источнику тока подключен резистор R_1 , поскольку трансформатор нельзя подключать к идеальному источнику тока.



■ Рис. 13.5. Магнитный гистерезис в стальном магнитопроводе

Первичная и вторичная обмотки содержат по 150 витков. Входной файл:

```
Iron-Core Transformer
i 0 1 sin(0 1A 60Hz)
81 1 0 1k
```

```

LI 1 0 150 ; Число витков первичной обмотки = 150
L2 2 0 150 ; Число витков вторичной обмотки = 150
R2 2 0 1
K1 LI L2 0.9999 KT
.model KT core ; - используется модель магнитопровода
по умолчанию
.options ITL5 = 0
.tran 1ms 16.67ms
.end

```

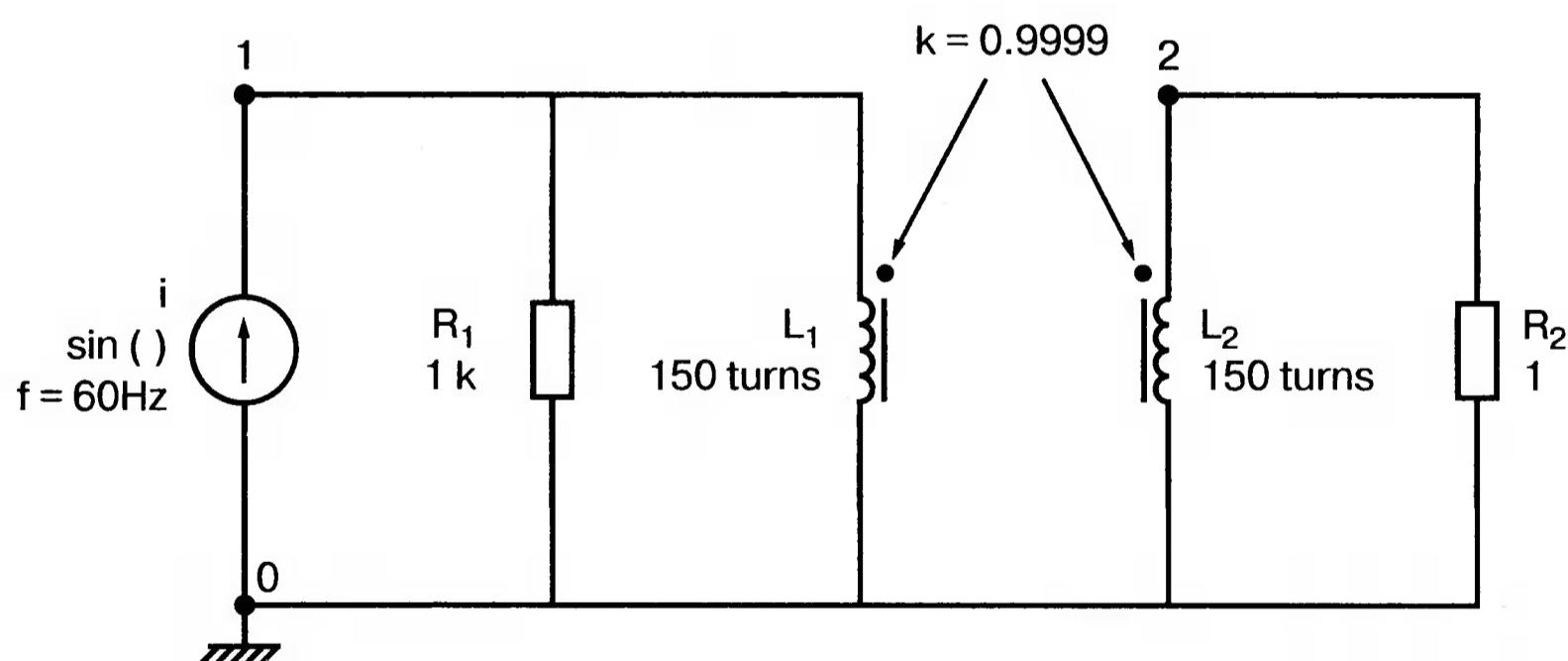
Проведите анализ и получите в Probe графики $i(R_2)$ и $i(L_1)$. Убедитесь в том, что хотя первичный ток имеет форму синусоиды, вторичный ток сильно искажен. Эти графики приведены на рис. 13.7.

Измените значение R_2 и/или число витков каждой обмотки и сравните результаты с полученными ранее. Чтобы показать, что получается при меньшей степени насыщения, используйте следующий входной файл:

```

Iron-Core Transformer with Less Saturation
I 0 1 sin(0 1A 60Hz)
R1 1 0 1k
LI 1 0 10; 10 витков первичной обмотки
L2 2 0 150; 150 витков вторичной обмотки
R2 2 0 1
K1 LI L2 0.9999 KT
.model KT core
.options ITL5 = 0
.tran 1ms 16.67ms
.probe
.end

```

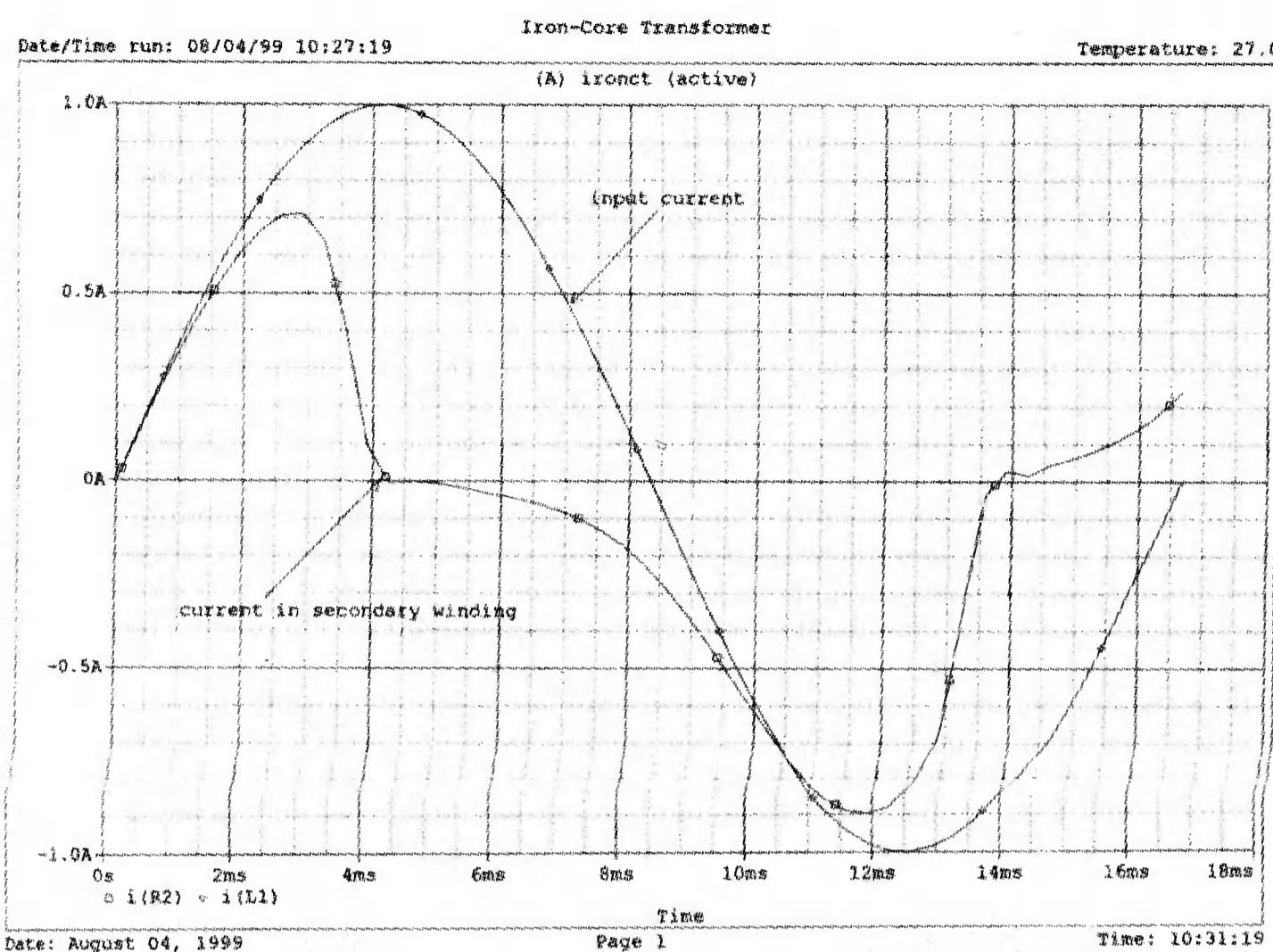


■ Рис. 13.6. Схема замещения трансформатора со стальным магнитопроводом

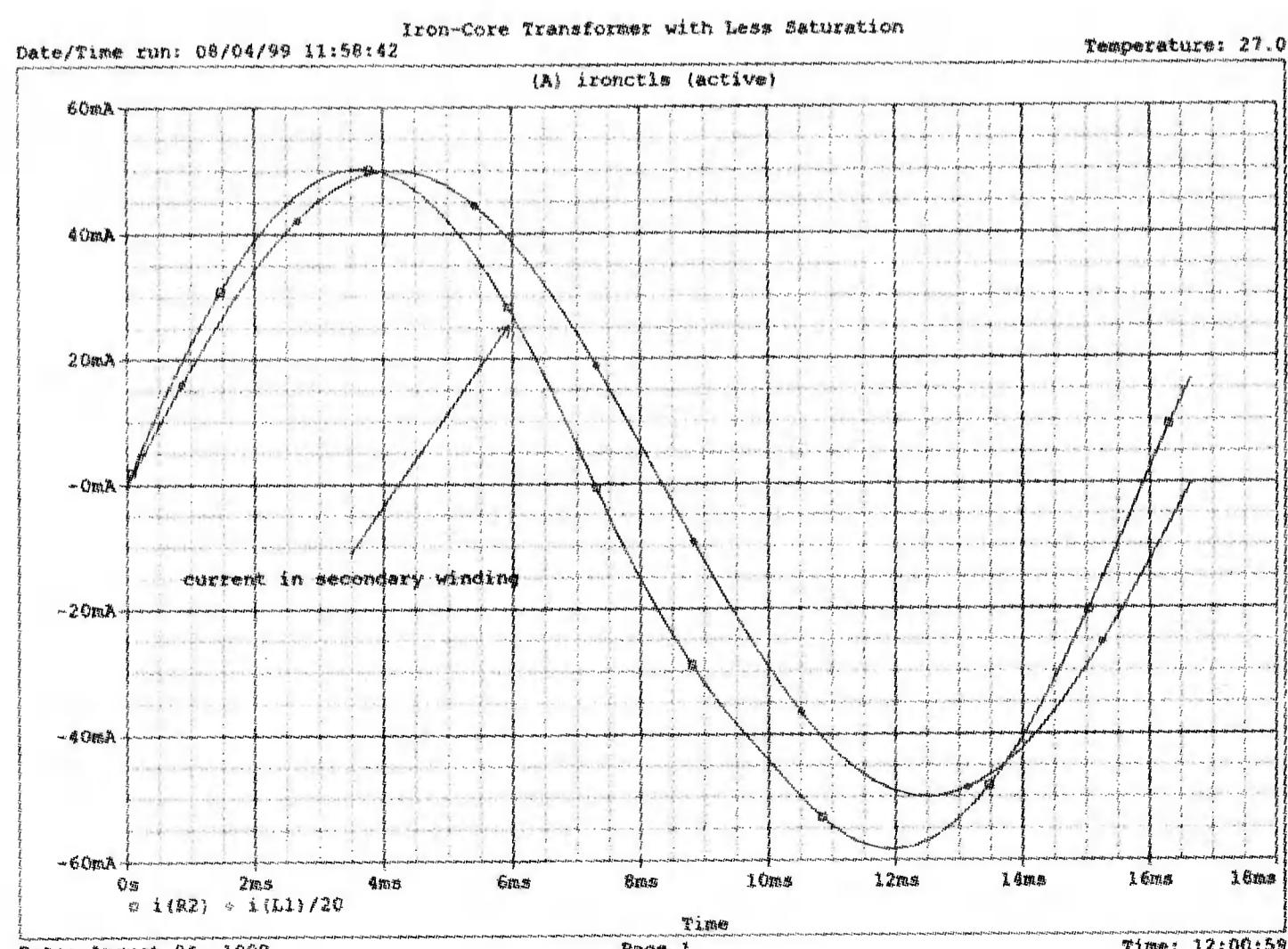
Выполните анализ и получите в Probe графики $i(R_2)$ и $i(L_1)/20$. Последний график масштабирован, чтобы облегчить сравнение двух кривых. Из рис. 13.8, где представлен результат моделирования, можно видеть, что обе кривые — почти синусоидальны. Однако вторичный ток по-прежнему несколько искажен.

Вы можете попробовать несколько других сочетаний сопротивления и числа витков, чтобы лучше понять, как работает основная модель. Вы обна-

ружите, что для некоторых сочетаний процесс моделирования в PSpice не сходится.



■ Рис. 13.7. Искажения формы тока вторичной обмотки трансформатора при сильном насыщении магнитопровода



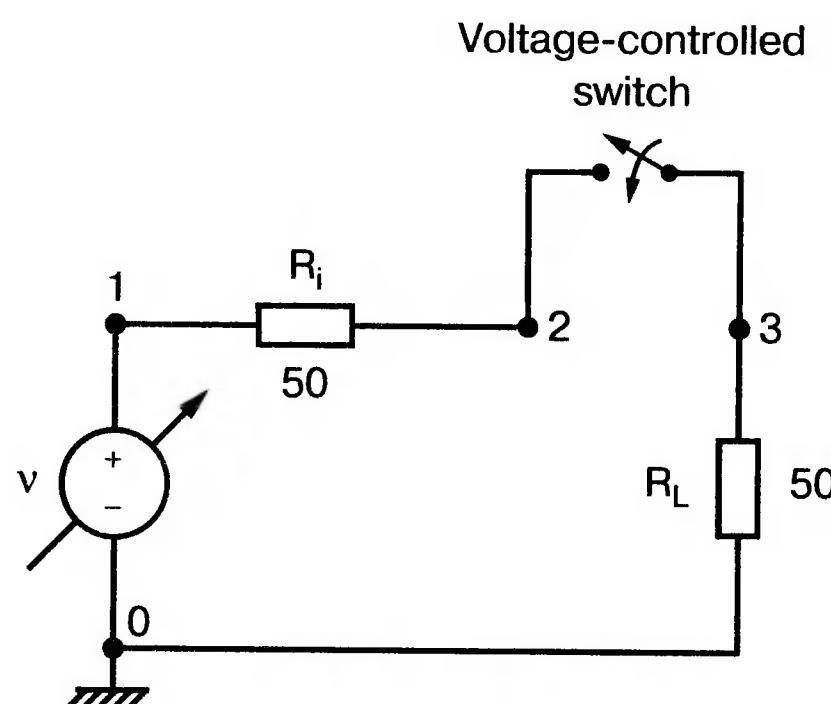
■ Рис. 13.8. Искажения формы тока вторичной обмотки трансформатора при допустимом насыщении магнитопровода

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КЛЮЧА, УПРАВЛЯЕМОГО НАПРЯЖЕНИЕМ, ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ НЕЛИНЕЙНОГО РЕЗИСТОРА

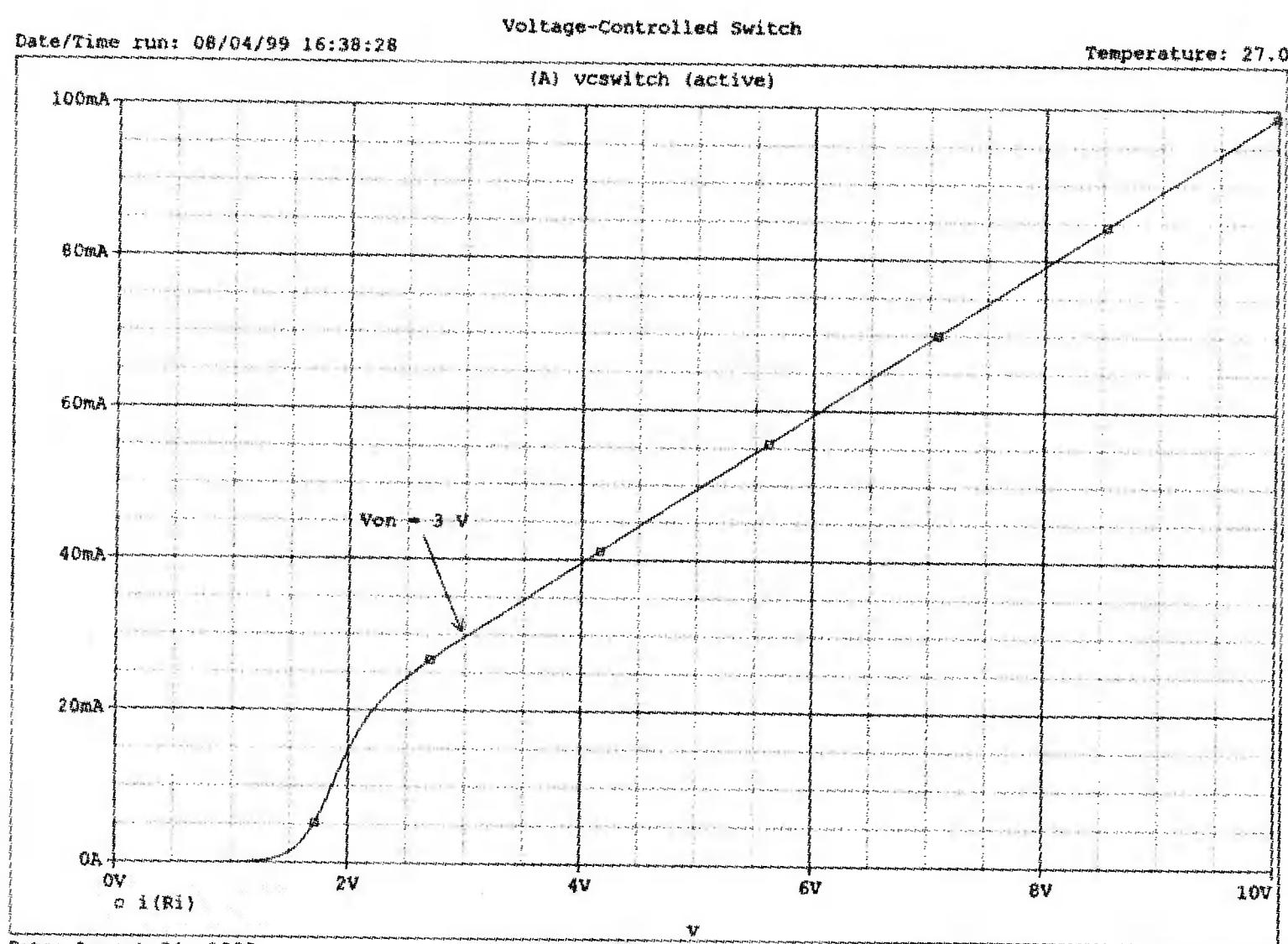


Другой способ получения нелинейного резистора состоит в использовании ключа, управляемого напряжением или током. Такой ключ может размыкаться или замыкаться в зависимости от значения напряжения или тока в другой части схемы.

На рис. 13.9 представлен ключ, управляемый напряжением, включенный последовательно с источником напряжения $V = 10$ В и резисторами $R_i = 50$ Ом и $R_L = 50$ Ом. Если выбрать напряжение V в качестве управляющего, то ключ может замыкаться при достижении напряжением заданного значения.



■ Рис. 13.9. Модель нелинейного сопротивления с ключом, управляемым напряжением



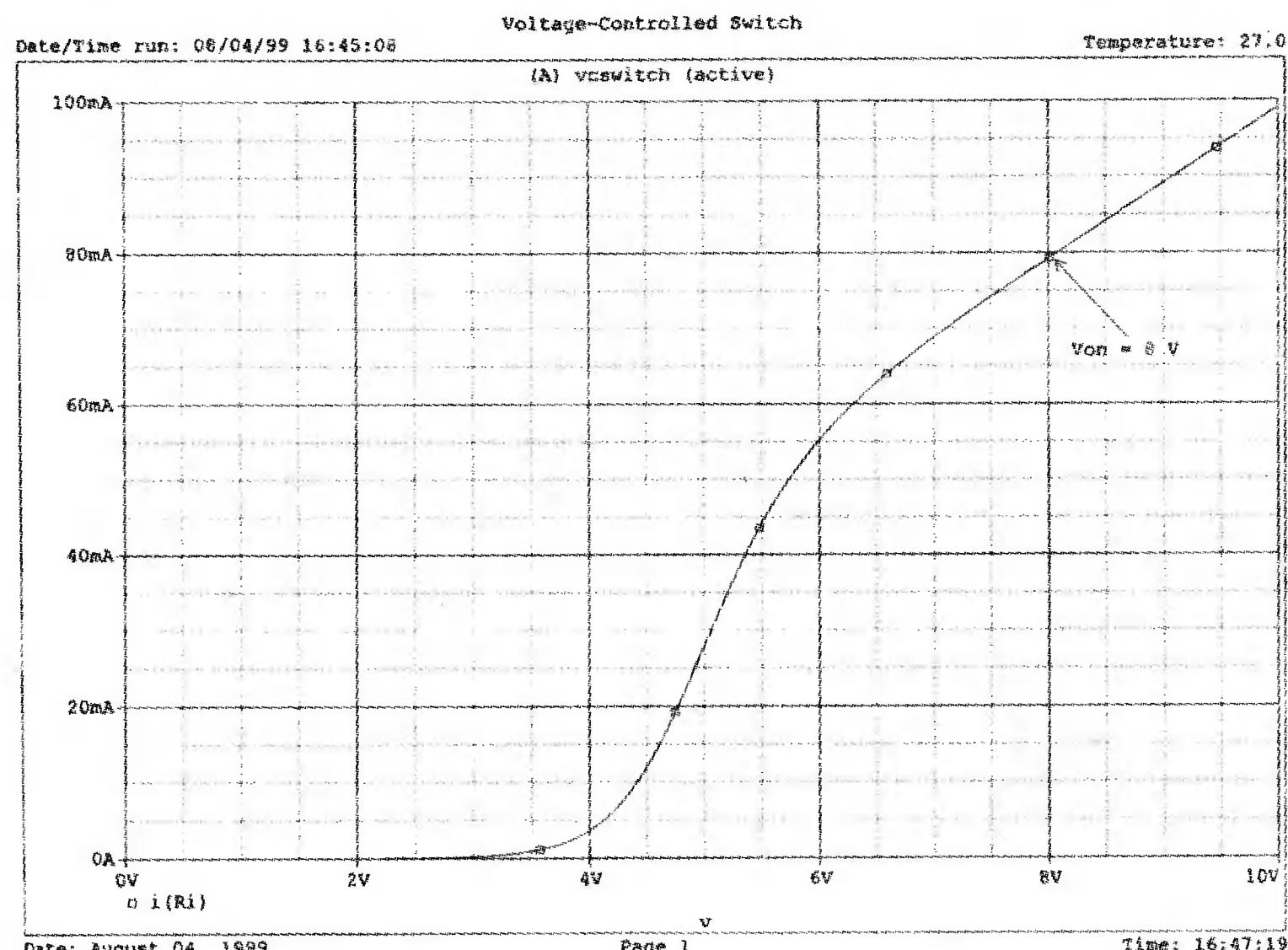
■ Рис. 13.10. ВАХ модели нелинейного резистора, представленной на рис. 13.9

Ключ в замкнутом состоянии имеет номинальное значение сопротивления $RON = 1 \Omega$, а в разомкнутом состоянии $ROFF = 1 M\Omega$. Сопротивление в разомкнутом состоянии вводится, чтобы предотвратить появление узла с плавающим потенциалом. Модель вводится с помощью команды, включающей имя *vswitch* и описание режима переключения. Чтобы определить условия, при которых ключ находится в замкнутом и разомкнутом состояниях, выберите напряжение включения $VON = 3$ В и используйте для напряжения выключения $VOFF$, значение, заданное по умолчанию $VOFF = 0$.

Входной файл:

```
Voltage-Controlled Switch
v 1 0 10V
Ri 1 2 50
RL 3 0 5 0
S 2 3 1 0 S1; имя ключа, управляемого напряжением, должно
начинаться с S
.model SI vswitch(RON=1 ROPF=1E6 VON=3V VOFF=0J
.dc v 0 10V 0.05V
.probe
.end
```

Проведите анализ и получите график $i(R_i)$. Обратите внимание, что кривая показывает почти нулевое значение тока, пока входное напряжение не приближается к значению 2 В. Затем к моменту, когда входное напряжение достигает $VON = 3$ В, наклон кривой отражает сопротивление контура при замкнутом ключе. В состав этого сопротивления, равного 101 Ом, входит и сопротивление самого ключа. Этот график приведен на рис. 13.10.



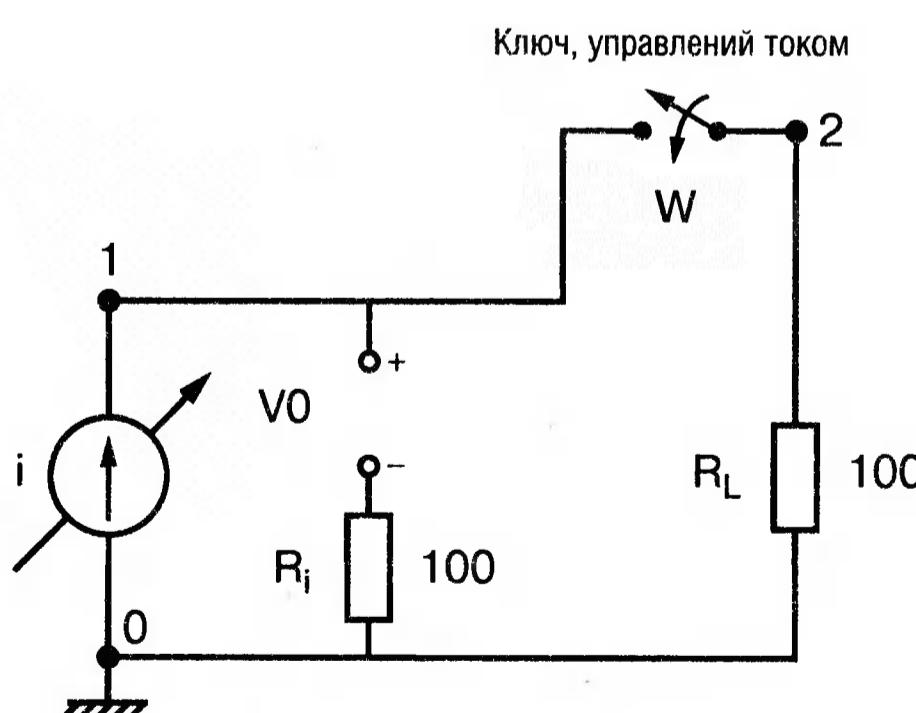
■ Рис. 13.11. ВАХ модели нелинейного резистора при напряжении переключения в 8 В

Измените значение V_{ON} на 8 В и снова проведите анализ. Вы должны получить график, подобный показанному на рис. 13.11. Наблюдайте изменения в начале вольтамперной характеристики. Ток начинает повышаться вблизи 4 В. Не забудьте, что наклон кривой обратно пропорционален сопротивлению контура. Обратите внимание, что наклон кривой изменяется плавно; не наблюдается никакого резкого изменения при значении V_{ON} . Вы должны учитывать это при использовании такого ключа в схемах. Перед использованием управляемого напряжением ключа в сложной схеме желательно получить ВАХ, подобную приведенной здесь.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КЛЮЧА, УПРАВЛЯЕМОГО ТОКОМ, ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ НЕЛИНЕЙНОГО РЕЗИСТОРА



Как вариант, дуальный ключу, управляемому напряжением, может использоваться ключ, управляемый током. В этом случае включение ключа происходит при определенном значении тока в какой-либо ветви схемы. На рис. 13.12 приведена схема, в которой имеется источник тока, подключенный к двум ветвям, каждая из которых содержит резистор сопротивлением 100 Ом. Правая ветвь содержит, кроме того, ключ W . Пока ключ не замкнут, сопротивление этой ветви очень высоко $R_{OFF} = 1 \text{ МОм}$. Когда ток в левой ветви достигает установленного значения (тока включения) $I_{ON} = 10 \text{ мА}$, ключ в правой ветви замыкается. Значение I_{ON} по умолчанию принимается равным нулю. После достижения током значения в 10 мА, сопротивление правой ветви становится равным 101 Ом, поскольку $R_{ON} = 1 \text{ Ом}$. Ключи, управляемые током, должны иметь имена, начинающиеся с W . В команде .MODEL должна использоваться запись ISWITCH. Входной файл:



■ Рис. 13.12. Модель нелинейного сопротивления с ключом, управляемым током

Current-Controlled Switch

$i\ 0\ 1\ 4\ 0\text{mA}$

$VO\ 1\ 1\text{A}\ 0\text{V}$

$Ri\ 1\text{A}\ 0\ 100$

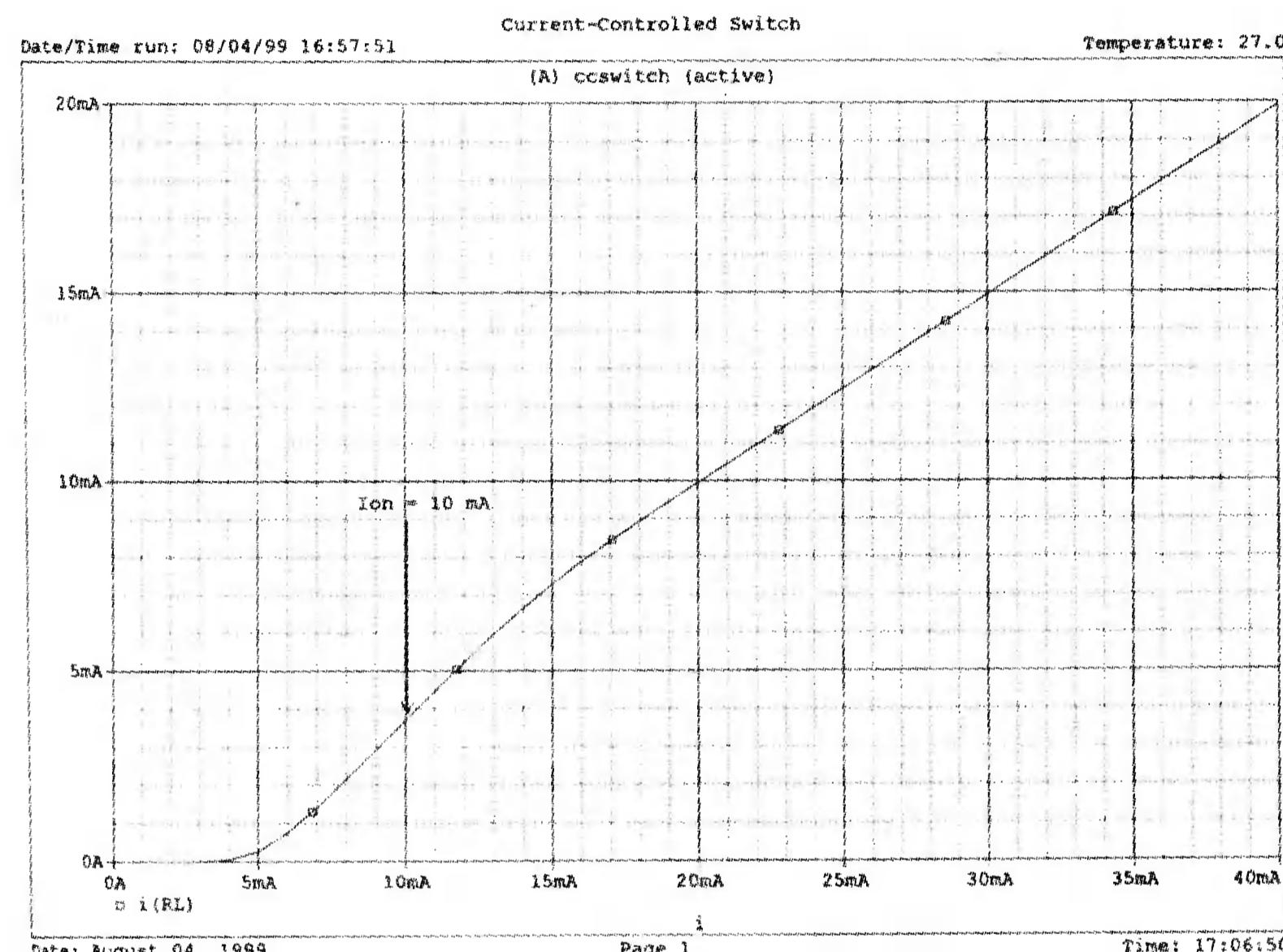
$RL\ 2\ 0\ 100$

```

W 1 2 V0 W1
.MODEL W1 ISWITCH(ION=10mA RON=1 ROFF=1E6)
.DC i 0 40mA 1mA
.PROBE
.END

```

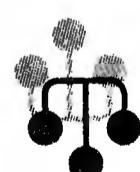
Выполните анализ и получите график зависимости $i(R_L)$ от тока i . Поскольку изменение сопротивления происходит в схеме плавно, график тока через R_L не имеет постоянного наклона, пока ток существенно не превышает 15 мА. Для токов в этой ветви, больших чем 15 мА, сопротивление ветви равно 101 Ом. График приведен на рис. 13.13.



■ Рис. 13.13. Характеристика модели нелинейного сопротивления с ключом, управляемым током

ОБЗОР НОВЫХ КОМАНД PSpice, ПРИМЕНЯЕМЫХ В ДАННОЙ ГЛАВЕ

S[имя] <+узел ключа> <-узел ключа> <+узел управления> <-узел управления> <имя модели>



Например, запись

S 2 3 1 0 S1

показывает, что управляемый напряжением ключ **S** включен между узлами 2 и 3. По умолчанию ключ обычно разомкнут, но когда напряжение управления (между узлами 1 и 0) достигает некоторого значения, ключ замыкается. Команда **S** требует включения во входной файл директивы **.MODEL**, чтобы определить сопротивления во включенном и выключенном состояниях и значение управляемого напряжения. В нашем примере

модель идентифицируется как S_1 . Запись идентификации всегда должна начинаться с символа S . Полное описание команды приведено в приложении D.

W[имя] <+узел> <-узел> <имя источника напряжения> <модель>

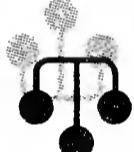
Например, запись

W 1 2 V0 w1

показывает, что ключ, управляемый током, включен между узлами 1 и 2. По умолчанию ключ обычно разомкнут, но когда ток управления, протекающий через ветвь, содержащую источник нулевого напряжения $V0$ достигает установленного значения, ключ замыкается. Команда W также требует включения во входной файл директивы .MODEL, чтобы определить сопротивления во включенном и выключенном состояниях и значение управляющего тока. В директиве .MODEL имя модели должно начинаться с символа W . Полное описание команды приведено в приложении D.

НОВАЯ ДИРЕКТИВА, НАЧИНАЮЩАЯСЯ С ТОЧКИ

.MODEL <имя> <тип> ([<имя параметра> = <значение>]*)



Например, запись

.MODEL KT core

вводит модель для связанных катушек индуктивности, имя должно начинаться с K . Если команда также содержит слово *core*, то используется нелинейная модель. Кривая B (H) для этого нелинейного устройства будет подобна показанной на рис. 13.5.

ЗАДАЧИ



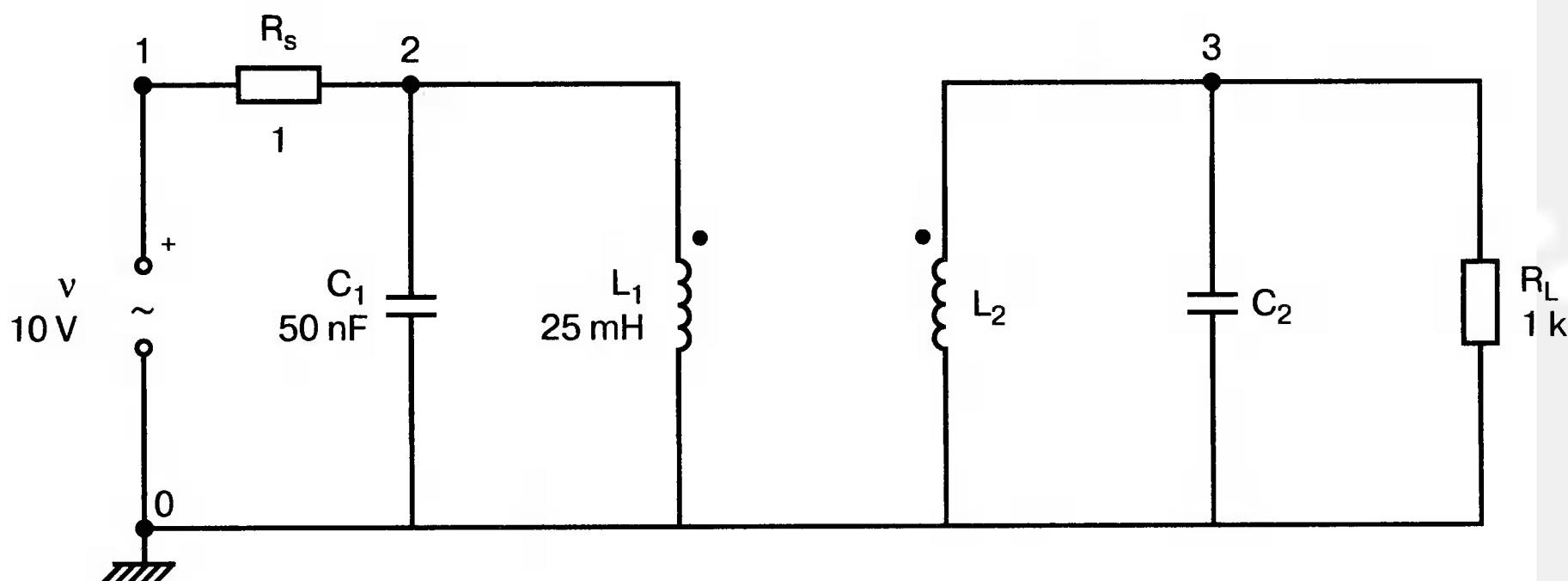
13.1. При обсуждении модели нелинейного резистора мы указали, что нелинейными являются фактически не резисторы, а зависимые источники. Измените схему, показанную на рис. 13.1, чтобы получить такое напряжение $V(3)$, при котором мощность источника V увеличилась бы приблизительно в 1.5 раза.

13.2. Для схемы, показанной на рис. 13.14, $L_1 = 25 \text{ мГн}$, $C_1 = C_2 = 50 \text{ нФ}$, $R_s = 1 \Omega$, $R_L = 1 \text{ к}\Omega$ и $M = 1 \text{ мГн}$. Команда ввода для трансформатора имеет форму:

K1 L1 L2 value

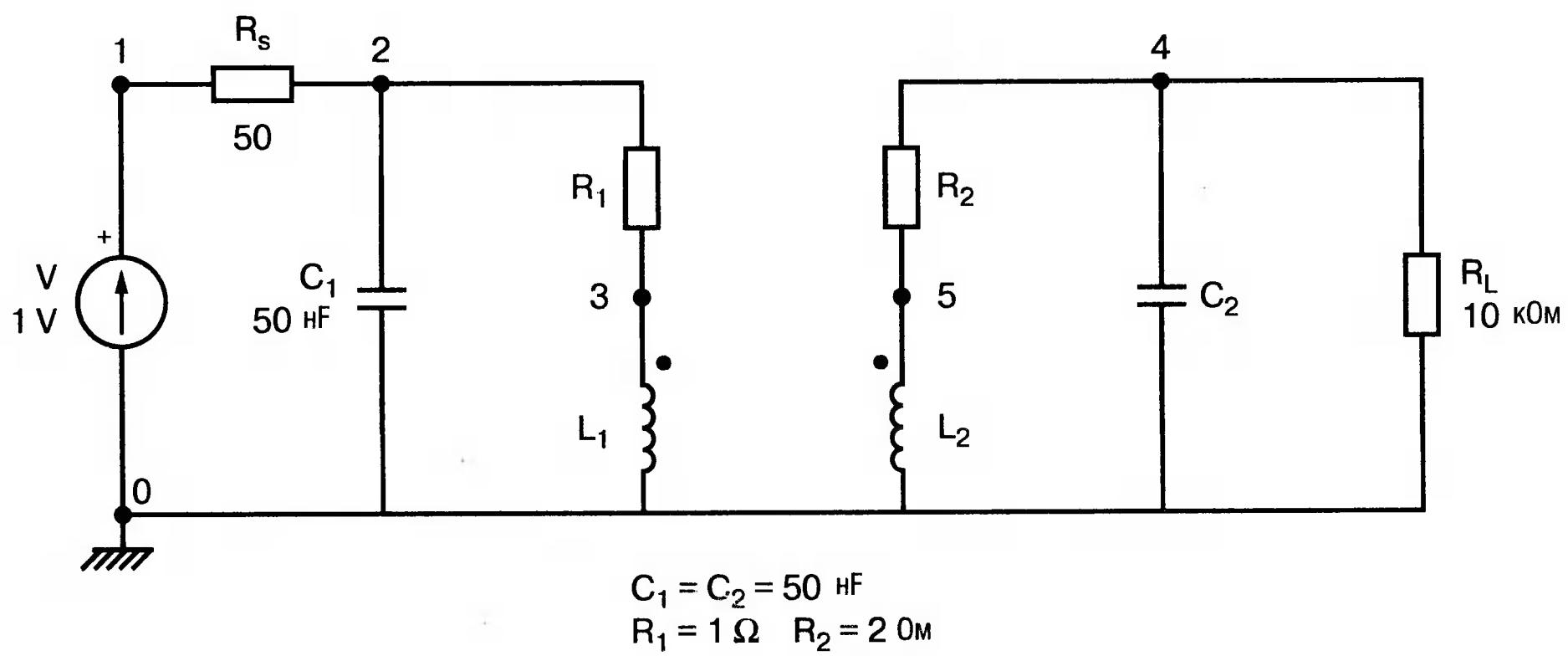
где *value* — значение коэффициента связи. Создайте входной файл, позволяющий получить график напряжения на R_L вблизи резонансной частоты. Получите из графика коэффициент связи и сравните его с критическим значением (установите, больше он, меньше или равен критическому значению). Проверьте ваш ответ.

13.3. Каково значение критического коэффициента связи в задаче 13.2? Выполните анализ, чтобы показать, что при критическом значении коэффициента связи обеспечивается максимальная передача мощности в R_L .



■ Рис. 13.14

- 13.4. В схеме, показанной на рис. 13.15, используется трансформатор с ферромагнитным магнитопроводом (модель по умолчанию). Катушка индуктивности L_1 содержит 150 витков, в то время как вторичная катушка имеет 300 витков. Выполните анализ при частоте $f = 4,5$ кГц, чтобы определить напряжение и ток резистора нагрузки.
- 13.5. Используйте рисунок к задаче 13.4, заменив в нем модель трансформатора двумя катушками индуктивности L_1 и L_2 . Чтобы получить приблизительно те же результаты, что и прежде, задайте $L_1 = 5$ мГн и $L_2 = 10$ мГн. Проведите анализ и распечатайте переменные составляющие напряжений $V(2)$ и $V(4)$. Вы должны получить $V(2) = 0,978$ В и $V(4) = 1,367$ В. Выберите другие значения для L_1 и L_2 , чтобы получить результаты, близкие к полученным в задаче 13.4. Выполните анализ несколько раз, используя выбранные значения.
- 13.6. Ключ, управляемый напряжением, показан на рис. 13.9. Выберите параметры так, чтобы ключ имел сопротивление 1 кОм в разомкнутом и 1 Ом в замкнутом состояниях. Задайте $R_i = 50$ Ом и $R_L = 100$ Ом. Сначала ключ должен быть замкнут. Он должен разомкнуться, когда входное напряжение v достигнет 5 В. Создайте входной файл, проведите анализ и проверьте ваши результаты по графику, полученному в Probe.



■ Рис. 13.15

13.7. Вернувшись к рис. 13.9, используйте значения сопротивлений, приведенные на рисунке. Ключ должен иметь сопротивление в 1 кОм в разомкнутом и 1 Ом в замкнутом состояниях. Сначала ключ должен быть замкнут. Он должен разомкнуться, когда напряжение на R_i достигнет 0,25 В. Создайте входной файл, проведите анализ и проверьте ваши результаты по графику, полученному в Probe.

Обратите внимание, что в команде ввода ключа порядок следования узлов должен обеспечить правильный анализ. Выполните анализ, чтобы определить соответствующий порядок этих узлов. Вы можете быть удивлены. По графикам, полученным в Probe, убедитесь, что ток через R_i становится значительным, когда входное напряжение v превышает 0,55 В.

Программа Capture

В предыдущих версиях PSpice от MicroSim Corporation для схемотехнического анализа применялся метод, при котором схема вводилась с чертежной доски или с экрана компьютера. Это давало возможность проектировщику схемы обойтись без создания схемного файла PSpice — программа создавала его автоматически, используя информацию о компонентах и их связях, извлекаемую из рисунка. Программа для создания и анализа схем называлась *Schematics*.

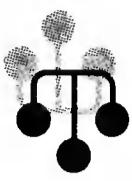
При разработке OrCAD PSpice исходный вариант программы PSpice не изменялся. Все схемные файлы, используемые в первых тринадцати главах этой книги, будут правильно работать в OrCAD PSpice без всякой доработки. Однако с введением программы OrCAD *Capture* предыдущая программа *Schematics* больше не может использоваться. К сожалению, между OrCAD *Capture* и *Schematics* имеются существенные различия.

Новая программа *Capture* не получила пока одобрения в академических кругах, так как передать информацию из предыдущей программы в новую достаточно сложно. Но поскольку демонстрационная версия нового программного обеспечения доступна всем желающим, переход на OrCAD *Capture* без сомнения будет одобрен.

Одним из основных преимуществ PSpice и *Capture* является большое разнообразие компонентов, доступных проектировщику. Имеется широкий выбор источников питания, пассивных и активных устройств и ряд специальных компонентов.

Каждый из компонентов, доступных пользователю PSpice, помещен в соответствующую библиотеку. В демонстрационной версии *Capture* и PSpice имеются такие библиотеки, как *analog*, *breakout*, *eval*, *source* и *special*. При выборе компонента в одной из библиотек его условное изображение может быть помещено в рабочую область экрана, повернуто при необходимости относительно своей оси и подсоединенено затем к другим частям схемы, пока вся схема не будет выведена на экран. После этого создание схемного файла для схемотехнического моделирования выполняется уже не пользователем, а самой программой *Capture*.

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ

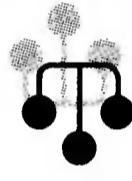


Простая схема постоянного тока, состоящая из источника напряжения и трех резисторов, могла бы быть описана в уже знакомом нам листинге:

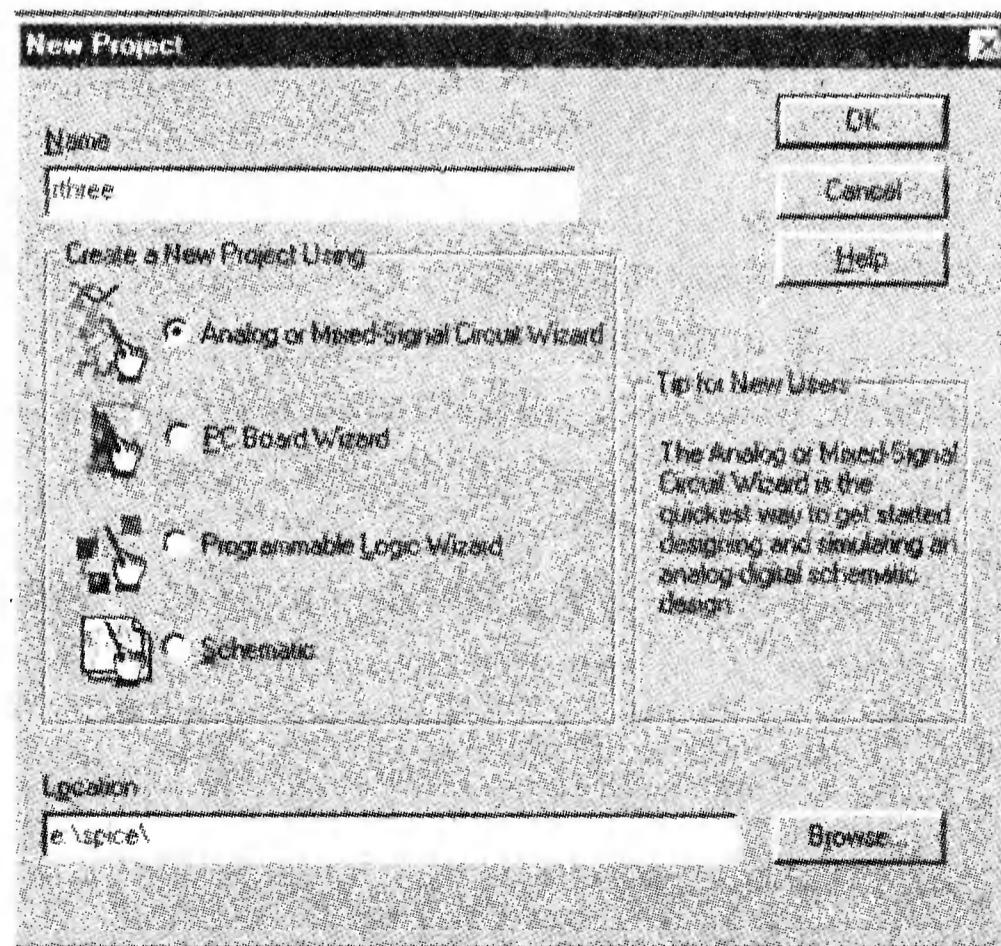
```
Series Circuit with Source and Three Resistors
VI 1 0 2 4V
R1 1 2 50
R2 2 3 100
R3 3 0 80
```

В PSpice это был бы листинг входного или схемного файла. Ему было бы присвоено имя типа *rthree.cir*, и было бы проведено моделирование для получения выходного файла. Можно было бы, конечно, снова получить схемный файл и с помощью программных средств создать схему, аналогичную показанной на рис. 1.1 (за исключением того, что здесь изменены параметры элементов). С другой стороны, программа *Capture* позволяет нам по схеме, построенной на экране, создать схемный файл и выполнить моделирование. Рассмотрим, как это делается.

СОЗДАНИЕ СХЕМ В ПРОГРАММЕ CAPTURE



Вызовите программу OrCAD Capture, щелкнув мышью на значке, имеющемся на рабочем столе. Выберите из главного меню *File, New Project*, чтобы создать новый проект, обеспечивающий графическое изображение схемы на экране с последующим анализом ее на PSpice.



■ Рис. 14.1. Начало нового проекта в программе OrCAD Capture

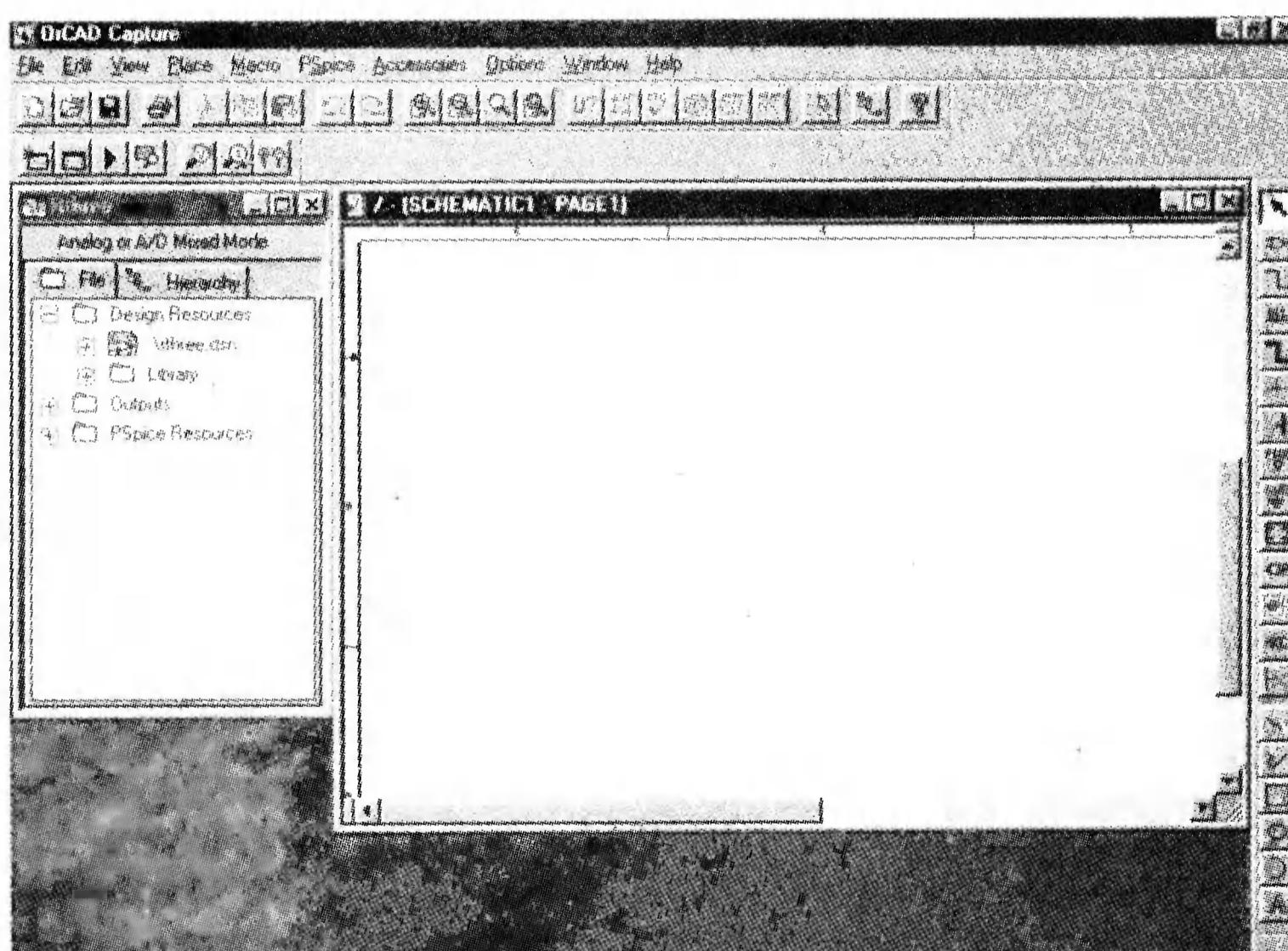
После этого появится окно *New Project* (новый проект), показанное на рис. 14.1. Вы должны присвоить проекту имя, например *rthree*. Затем выберите *Analog* или *Mixed-Signal Circuit Wizard* и наберите *c:\spice*, если каталог или папка Spice у вас расположены на этом диске*.

* Вместо набора пути с клавиатуры можно воспользоваться функцией *Browse*. (Прим. переводчика.)

Нажмем OK, чтобы создать схему. Появится окно *Analog Mixed-Mode Project Wizard*, на нем отображены символы различных библиотек компонентов PSpice, которые могут быть включены в наш проект. Любая библиотека из левого окна станет доступной, если вы выделите ее и выберете Add>. Для данного проекта необходимо использовать библиотеки *source.olb* и *analog.olb*. Добавьте их в группу пиктограмм, расположенных справа на экране, если они там уже не присутствуют, и нажмите Finish.

Теперь на экране появятся два окна (рис. 14.2): меньшее с заголовком проекта *Rthree* наверху и большее с заголовком / – (*SCHEMATIC: PAGE1*). Щелкнув в случае необходимости в области последнего заголовка, на экране справа от большего окна вы увидите список символов в палитре инструментов. Если выбрано окно *SCHEMATIC*, то вы можете подвести курсор мыши к любому из этих символов, чтобы просмотреть назначение каждого из них.

Выберите Place, Part, а затем *SOURCE* из списка библиотек. При этом станут доступными источники питания различных типов. Просмотрите список и найдите *VDC*. После выбора этого компонента снова появляется список символов справа.



■ Рис. 14.2. Создание нового проекта в Capture

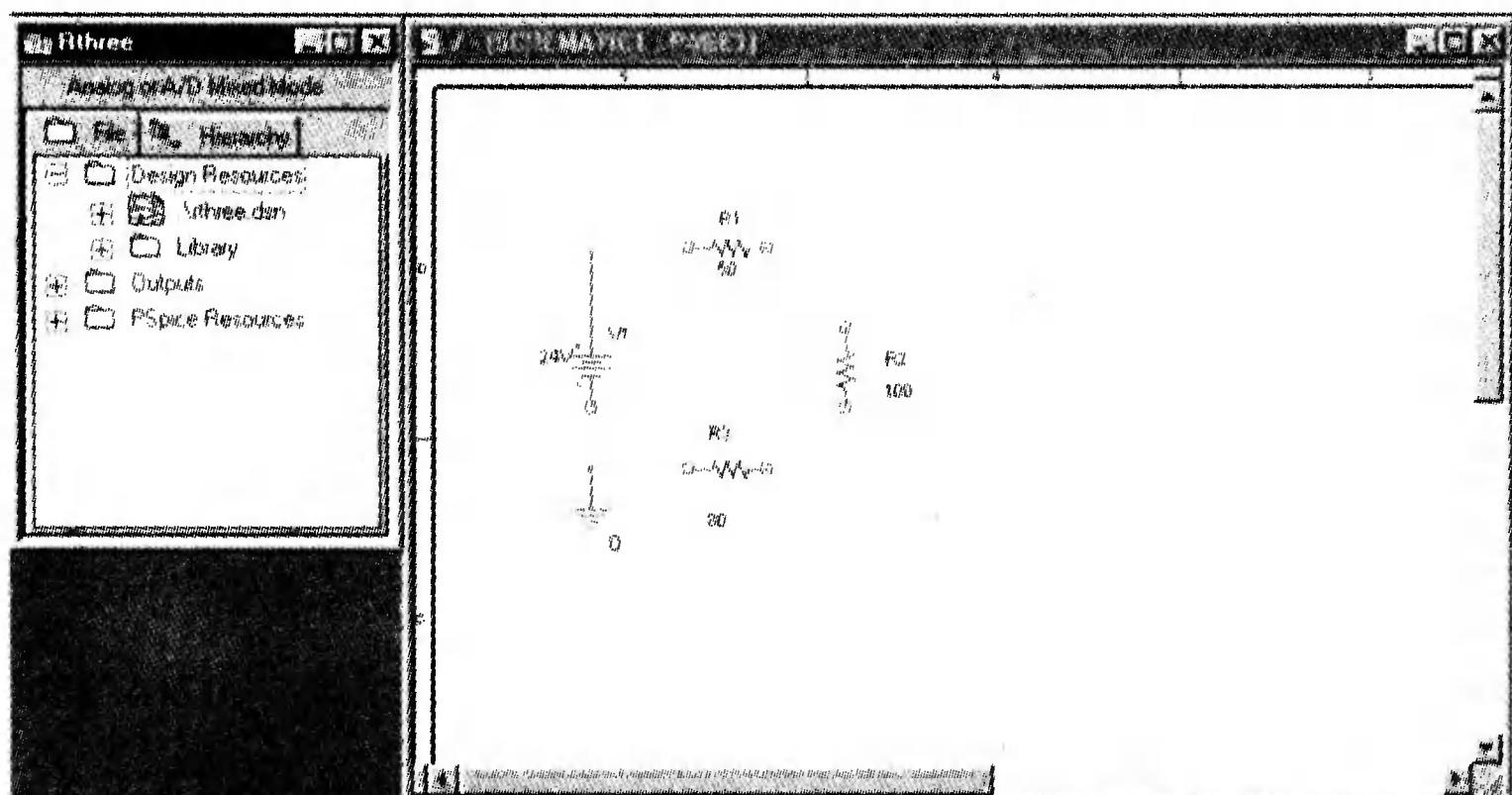
Нажмите OK. Окно выбора исчезнет и на экране появится символ для источника постоянного напряжения вместе с курсором. С помощью мыши переместите источник в левую часть схемы, как показано на рис. 14.3, и зафиксируйте его щелчком левой клавиши мыши. Нажмите Esc, чтобы выйти из библиотеки источников постоянного тока (или нажмите правую клавишу и выберите *End Mode*).

Чтобы разместить на схеме три резистора, повторите процесс, начиная с Place, Part и выбирая теперь библиотеку ANALOG и *R* из числа доступных компонентов этой библиотеки. В поле предварительного просмотра снова появится символ выбранного компонента. Нажмите OK и поместите в схему.

му резисторы. Сначала в верхнюю часть рабочей области поместим резистор R_1 (рис. 14.3). Перед размещением R_2 можно повернуть его условное изображение, нажав на правую клавишу мыши и выбрав Rotate. Так как на каждом шаге происходит поворот изображения против часовой стрелки, рекомендуется трижды повернуть R_2 перед размещением. При этом левый конец R_2 окажется вверху (при одиночном повороте он будет внизу). После размещения R_2 выделите и поверните резистор еще раз, возвратив символ в исходное положение, чтобы при размещении следующего резистора R_3 метка « R_3 » находилась выше символа, а номинал сопротивления оказался внизу.

Символ заземления может быть извлечен из палитры инструментов, расположенной на правой стороне экрана (значок помечен надписью *GND*). После выбора этого символа появится окно Place Ground. Выберите поле *0/SOURCE* (обратите внимание на ноль в поле предварительного просмотра!). Поместите символ заземления на схему ниже источника, затем нажмите *Esc*.

Чтобы завершить изображение контура, выберите Place, Wire и обратите внимание на курсор мыши, который примет вид перекрестия. Каждый компонент в схеме имеет небольшое поле около каждого полюса, которое может быть подсоединенено к схеме. Щелкните на верхнем полюсе V_1 , затем переместите мышь к точке левого полюса R_1 , с которой необходимо осуществить соединение. Щелкните снова.



■ Рис. 14.3. Размещение элемента на рабочем поле

Действуя аналогичным образом, соедините R_1 с верхним концом R_2 и нижний конец R_2 с правым концом R_3 , левый конец этого резистора с нижним концом источника V_1 и в завершение соедините последний узел с заземлением.

Теперь схема нарисована, но компоненты имеют значения, присваиваемые им по умолчанию. Подведите курсор мыши к источнику напряжения на рисунке. Около исходных символов V_1 и OV появится поле. После двойного щелчка на выбранном источнике откроется окно Property Editor. Это окно называют еще электронной таблицей компонента. В нижнем поле “Reference” появляется V_1 . Если вы хотите обозначить этот источник как-то иначе, введите другое имя. В поле Value появится метка VDC . Она означает, что этот

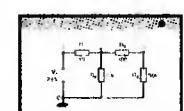
компонент является источником постоянного напряжения и вы не можете его изменить. В поле, расположенном ниже, появляется значение «0V». Измените это значение на «24V», задав необходимое значение исходного напряжения. Не путайте это поле с полем Value. Теперь закройте это окно, и обратите внимание, что на рисунке появится значение 24V.

Подведите мышь к резистору R_1 , отмечая, что около него появилось поле, затем, после двойного щелчка, вы увидите окно Property Editor. В нижнем поле Value впечатайте «50», установив необходимое сопротивление резистора R_1 в Омах. Закройте это окно и обратите внимание, что на рисунке появляется 50. Тем же способом установите значения для $R_2 = 100$ Ом и $R_3 = 80$ Ом.

Прежде чем продолжить, сохраните схему, выбирая File, Save. Появится окно OrCAD Capture с сообщением об изменении данных. Нажмите OK.

Анализ схемы

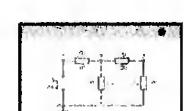
Чтобы выполнить анализ и получить выходной файл, выберем PSpice, New Simulation Profile из главного меню. В окне New Simulation наберите имя *rthrees*, затем нажмите на кнопку Create. Появляется окно Simulation Settings с меню в верхней части (рис. 14.4). Выберите позицию Analysis в поле Analysis type: выберите Bias Point. Никаких опций выходного файла для этого простого анализа не нужно, просто нажмите OK.



В главном меню выберите PSpice, Run. Анализ должен дать в результате информацию о параметрах смещения. После того как моделирование закончено, появится окно с заголовком *SCHEMATIC1 – Rthrees – OrCAD PSpice A/D Demo*. Из этого окна возможен переход в окно Probe, если оно было предварительно вызвано, но в нашем случае эта опция отсутствует и для исследования выходного файла следует выбрать View, Output File.

Исследование выходного файла

Рассматривая выходной файл, обратите внимание, что он намного объемнее файла, приведенного для подобного примера в главе 1.



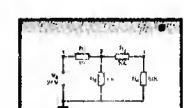
Проверьте ошибки в выходном файле, но не распечатывайте его непосредственно из OrCAD PSpice. Вместо этого закройте выходной файл, минимизируйте программу и откройте выходной файл в редакторах Word или WordPad. Вы можете найти этот файл по адресу

c:\spice\rthrees-SCHEMATIC1-Rthrees.out

Эта запись представляет соответствующий путь. В редакторе Word отредактируйте файл, как это показано на рис. 14.5.

Печать результатов

После обработки результатов в соответствующем редакторе распечатайте файл для будущих исследований. Шрифт должен быть Courier New в формате Portrait. Программа OrCAD позволяет вам получить также и распечатку схемы. Мы возвратимся к этой теме после исследования выходного файла. Рассмотрим некоторые новые свойства выходного файла.

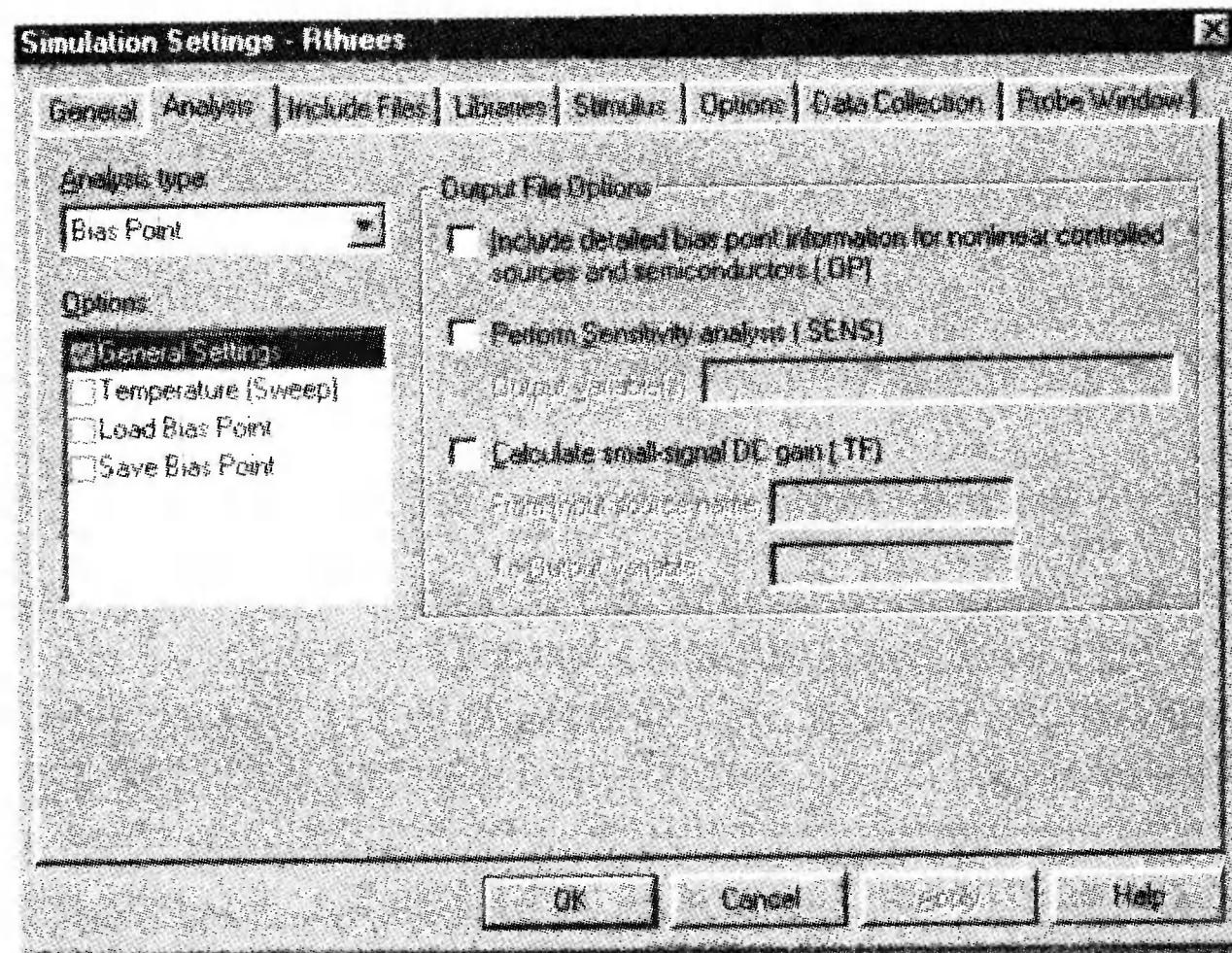


В нем имеется команда, предупреждающая о редактировании или удалении файла. Вы не должны пытаться сохранить отредактированную версию в Word или WordPad; достаточно просто закрыть файл без сохранения изменений. Кроме того, вы увидите в разделе ссылок на библиотеки директиву .lib nom.lib,

которая обращается к типовой стандартной библиотеке компонентов. Эта библиотека будет автоматически включена в анализ. Включена также директива вызова программы Probe, хотя она и не используется в данном анализе. Эта запись также включается автоматически. Имеется также директива, вводящая файл netlist. Она будет важна при внесении изменений в схему. Приведем краткое пояснение. Под заголовком «*Alias File:» вы видите такие входы, как

R R3 0 N00032 80

Эта запись относится к резистору R_3 , который включен между узлами 0 и N00032 и имеет сопротивление 80 Ом. Назначение нулевого, или опорного, узла было определено, когда вы поместили в схему компонент GND (земля). Номер другого узла (N00032) был назначен программой. Пользователю было бы удобнее, если бы узлы были отмечены цифрами 1, 2, 3..., но в программе предусмотрены иные номера.



■ Рис. 14.4. Окно установки опций моделирования

Затем приводится список псевдонимов, который показывает более детально каждый из компонентов. Например:

R_R3 R3 (1=0 2=N0032)

В этой записи повторяются ссылки на узлы 0 и N0032, но, кроме того, сообщается, что конец 1 резистора R_3 подключается к узлу 0, а конец 2 этого резистора — к узлу N0032. Подобная информации показана и для каждого из других компонентов схемы. Обратите внимание, что источник напряжения показан как

```
***** 09/20/99 20:08:43 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****
** circuit file for profile: Rthrees
**** CIRCUIT DESCRIPTION
** WARNING: DO NOT EDIT OR DELETE THIS FILE

*Libraries:
* Local Libraries :
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib

*Analysis directives:
.PROBE

*Netlist File:
.INC "rthree-SCHEMATIC1.net"

*Alias File:

**** INCLUDING rthree-SCHEMATIC1.net ****
* source RTHREE
R_R3      0 N00032  80
R_R2      N00025 N00032 100
R_R1      N00018 N00025  50
V_V1      N00018 0 24V

**** RESUMING rthree-SCHEMATIC1-Rthrees.sim.cir ****
.INC "rthree-SCHEMATIC1.als"

**** INCLUDING rthree-SCHEMATIC1.als ****
.ALIASES
R_R3      R3(1=0 2=N00032 )
R_R2      R2(1=N00025 2=N00032 )
R_R1      R1(1=N00018 2=N00025 )
V_V1      V1(+=N00018 -=0 )
.ENDALIASES

**** RESUMING rthree-SCHEMATIC1-Rthrees.sim.cir ****
.END

**** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE
(N00018) 24.0000 (N00025) 18.7830 (N00032) 8.3478

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
V_V1     -1.043E-01

TOTAL POWER DISSIPATION 2.50E+00 WATTS
```

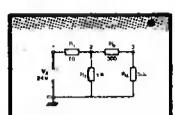
■ Рис. 14.5. Выходной файл для последовательной схемы с тремя резисторами

V-V1 V1 (+=1 -=0)

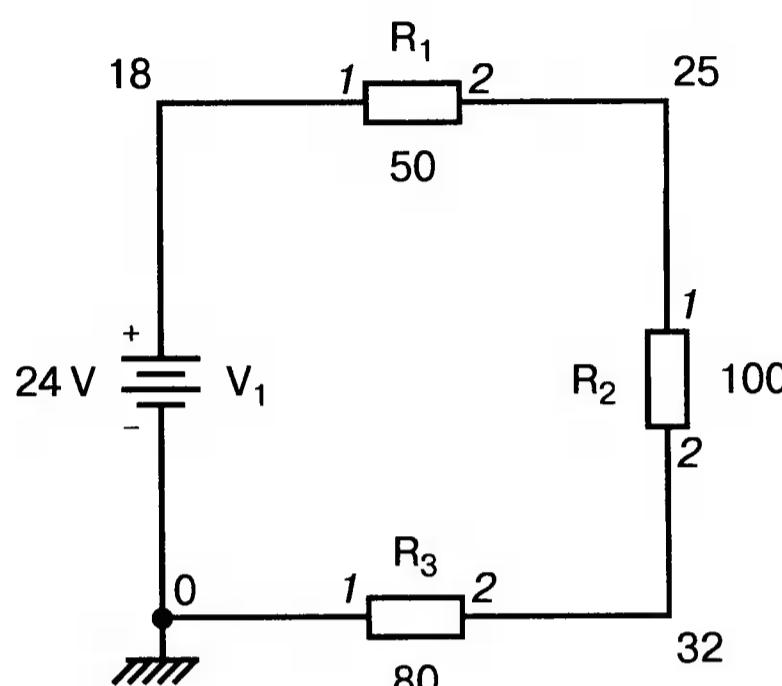
Положительный полюс источника (+) подключен к узлу 1, а отрицательный полюс — к узлу 0. На рис. 14.6 прямым шрифтом показаны номера узлов (без первых символов *N000* ...), а курсивом выделены номера соответствующих зажимов для компонентов.

В конце выходного файла приведены параметры смещения для малого сигнала в знакомом нам формате. Очевидно, вывод напряжений и токов в этой схеме намного более подробный, чем непосредственно в PSpice, отличается и схемный файл. Иногда желательно получить рисунок схемы с помощью OrCAD Capture и продолжить решение на PSpice, но во многих случаях лучше просто использовать PSpice.

Псевдонимы в цепях

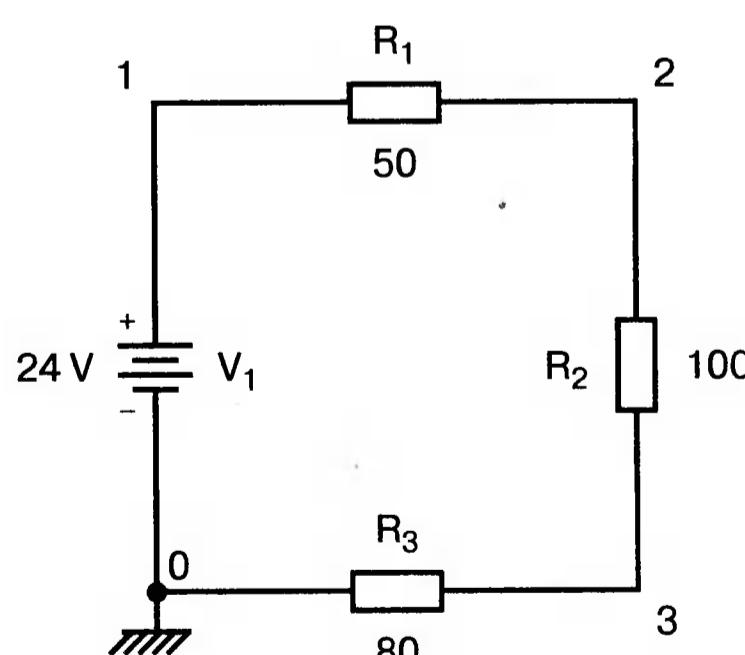


Система сложных меток типа *N00032*, применяемая программой OrCAD Capture для узлов, является несколько запутанной и совершенно излишней для пользователя. Чтобы рассмотреть это, возвратимся к схеме постоянного тока с тремя резисторами и добавим метки к каждому из узлов. В соответствии с файлом *Rthree* мы создадим три помеченных узла на рисунке следующим образом.



■ Рис. 14.6. Схема с разметкой узлов

В главном меню выберите Place, Net Alias. Появится окно *Place Net Alias* с полем для вставки меток узлов. Впечатайте «1» для первой метки узла (это схемный псевдоним) и нажмите OK. Около курсора появится маленькое прямоугольное поле. Поместите его слева от R_1 , щелкнув мышью на этой отметке. Повторите процесс, чтобы поместить метку 2 справа от R_1 . В заключение, поместите метку 3 справа от R_3 . Теперь схема должна быть такой, как на рис. 14.7.



■ Рис. 14.7. Схема с псевдонимами узлов

Выполните моделирование и сравните ваши результаты с представленными на рис. 14.8. Обратите внимание, что неуклюжая длинная маркировка узлов была заменена привычными обозначениями: 0, 1, 2 и 3. Псевдонимы теперь проще идентифицировать и легче разместить на схеме.

Теперь мы готовы установить параметры для печати копии схемы в том виде, в каком она появляется на экране OrCAD. Выделим схему и выберем

File, Print из главного меню. При этом на печать выводится рабочий чертеж с рамкой и блоком заголовка, как это показано на рис. 14.9. Схема занимает только малую часть полной страницы – так будет для большинства схем, используемых в примерах этой книги.

```
**** 09/20/99 20:15:21 **** Evaluation PSpice (Nov 1998) ****
** circuit file for profile: Rthrees
*****
CIRCUIT DESCRIPTION
** WARNING: DO NOT EDIT OR DELETE THIS FILE

*Libraries:
* Local Libraries :
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib

*Analysis directives:
.PROBE

*Netlist File:
.INC "rthree-SCHEMATIC1.net"

*Alias File:

***** INCLUDING rthree-SCHEMATIC1.net ****
* source RTHREE
R_R3      0 3  80
R_R2      2 3  100
R_R1      1 2  50
V_V1      1 0 24V

***** RESUMING rthree-SCHEMATIC1-Rthrees.sim.cir ****
.INC "rthree-SCHEMATIC1.als"

***** INCLUDING rthree-SCHEMATIC1.als ****
.ALIASES
R_R3      R3(1=0 2=3 )
R_R2      R2(1=2 2=3 )
R_R1      R1(1=1 2=2 )
V_V1      V1(+=1 -=0 )
-       -(1=1)
-       -(2=2)
-       -(3=3)
.ENDALIASES

***** RESUMING rthree-SCHEMATIC1-Rthrees.sim.cir ****
.END

***** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE   VOLTAGE     NODE   VOLTAGE     NODE   VOLTAGE     NODE   VOLTAGE
(    1)  24.0000  (    2)  18.7030  (    3)  8.3478

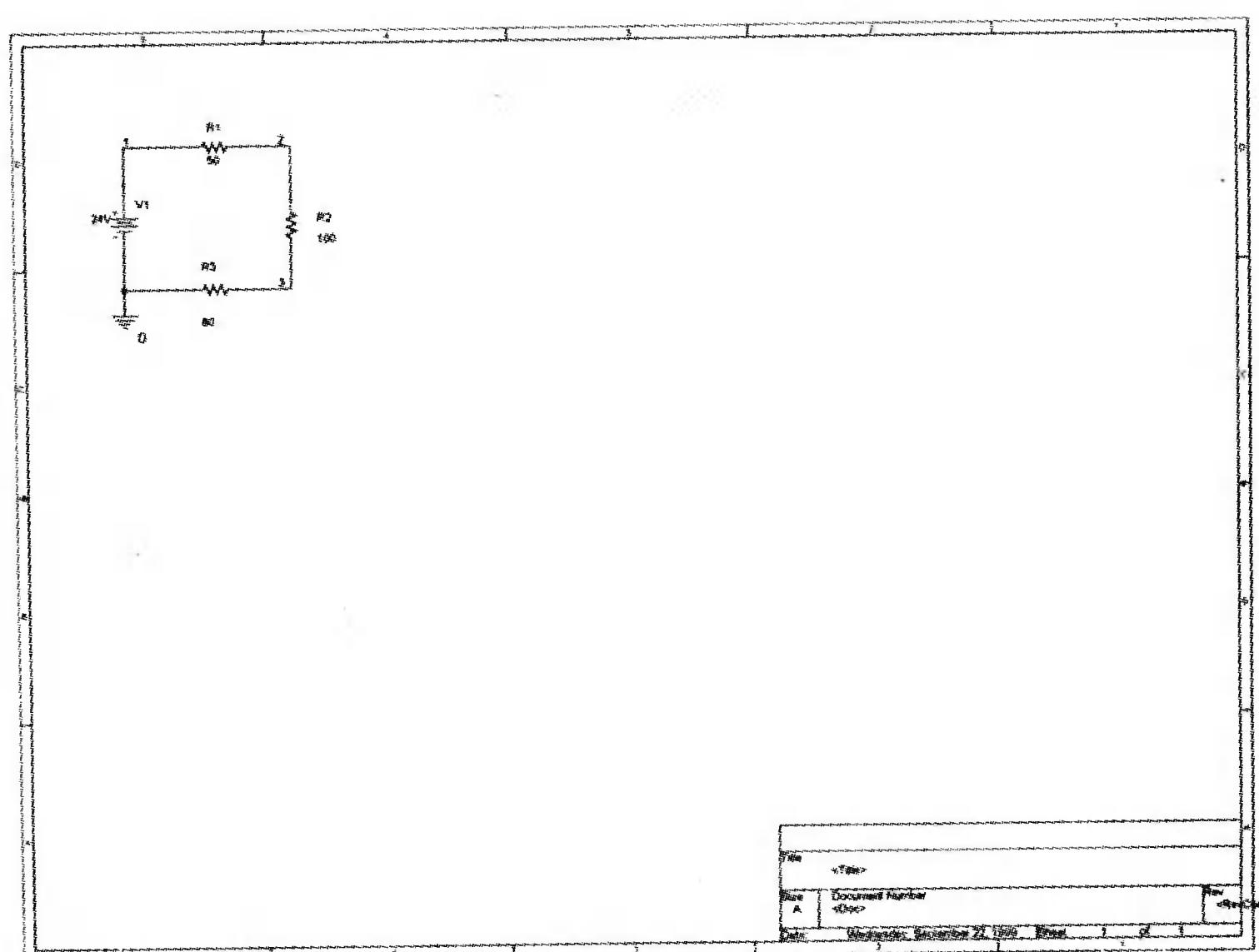
VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
V_V1      -1.043E-01

TOTAL POWER DISSIPATION  2.50E+00 WATTS
```

■ Рис. 14.8. Выходной файл для схемы с тремя резисторами и псевдонимами

В предыдущих выпусках PSpice можно было выбрать только печать рисунка, обведя его мышью и распечатав затем только выбранную область. В последней версии OrCAD Capture так сделать нельзя, можно только распечатать копию части экрана с помощью функции *Screen Shot*. Она позволяет выбрать прямоугольную область, которая включает только нужный рисунок,

и затем распечатать ее. Этот метод использовался, чтобы получить многие рисунки из этой книги. Обратите внимание, что в Capture вы можете использовать функции View, Zoom, чтобы увеличить рисунок перед печатью.



■ Рис. 14.9. Рабочая область с рамкой и штампом

ИЗОБРАЖЕНИЕ Т-ОБРАЗНОЙ ЦЕПИ

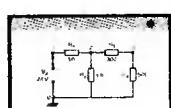


Создайте схему, показанную на рис. 14.10 в *Capture*. Эта схема может быть выведена на печать с помощью методов, описанных в предыдущем разделе. Единственные необходимые компоненты *VDC*, *R* и *0/SOURCE* (для земли). Чтобы создать рисунок в OrCAD Capture, выберите File, New Project и введите имя проекта для *T*-образной схемы. Как и в первом примере, мы выберем Analog или Mixed-Signal Circuit Wizard и адрес папки

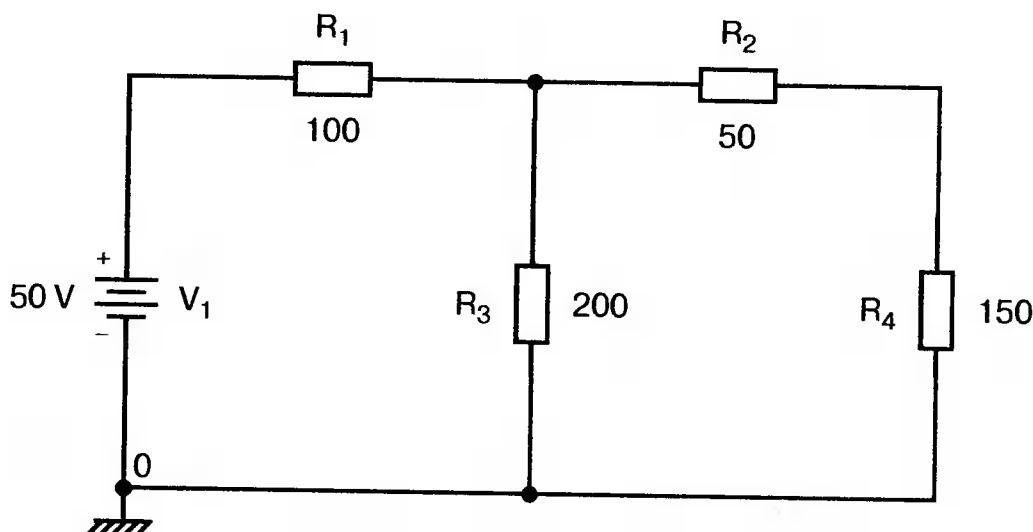
C:\spice\.

После того как компоненты размещены, а их значения (отличные от значений по умолчанию) заданы, желательно пронумеровать узлы так же, как мы сделали бы в схемном файле PSpice. Вспомним, что для этого следует выбрать Place, Net Alias из главного меню. Номера узлов 1, 2 и 3 расставлены по часовой стрелке и начинаются для удобства в общей точке между V_1 и R_1 .

Запуск моделирования



Чтобы провести моделирование схемы, выберите PSpice, New Simulation Profile и используйте имя *tees*. Затем нажмите кнопку Create. Для Analysis type: выберите опцию Bias point и затем OK. Не выходя из OrCAD Capture, просмотрите выходной файл и проверьте ошибки. Если вы удовлетворены результатами, закройте выходной файл и используйте Word или WordPad для его редактирования и получения распечатки. Она должна быть похожа на приведенную на рис. 14.11.



■ Рис. 14.10. Т-образная схема для Capture

```
**** 09/23/99 12:25:50 **** Evaluation PSpice (Nov 1998) ****
** circuit file for profile: Tees

***** CIRCUIT DESCRIPTION

*Libraries:
* Local Libraries :
* From {PSpice NETLIST} section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib

*Analysis directives:
.PROBE

*Netlist File:
.INC "tee-SCHEMATIC1.net"

*Alias File:

***** INCLUDING tee-SCHEMATIC1.net ****
* source TEE
R_R4      3 0 150
R_R3      2 0 200
R_R2      2 3 50
R_R1      1 2 100
V_V1      1 0 50V

***** RESUMING tee-SCHEMATIC1-Tees.sim.cir ****
.INC "tee-SCHEMATIC1.als"

***** INCLUDING tee-SCHEMATIC1.als ****
.ALIASES
R_R4      R4(1=3 2=0 )
R_R3      R3(1=2 2=0 )
R_R2      R2(1=2 2=3 )
R_R1      R1(1=1 2=2 )
V_V1      V1(+=1 -=0 )
-        -(1=1)
-        -(2=2)
-        -(3=3)
.ENDALIASES

***** RESUMING tee-SCHEMATIC1-Tees.sim.cir ****
.END

** circuit file for profile: Tees

***** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION          TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE    VOLTAGE      NODE    VOLTAGE      NODE    VOLTAGE      NODE    VOLTAGE
( 1)  50.0000  ( 2)  25.0000  ( 3)  18.7500

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
V_V1     -2.500E-01

TOTAL POWER DISSIPATION  1.25E+01 WATTS
```

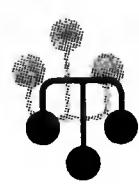
■ Рис. 14.11. Выходной файл для Т-образной схемы

ЗАВИСИМЫЕ ИСТОЧНИКИ В СХЕМАХ



Схемы с зависимыми источниками в OrCAD Capture сложнее, чем просто в PSpice. Если в PSpice зависимые источники изображаются двухполюсниками, а управляющие величины отражаются просто в записях команды ввода, то в OrCAD Capture они изображаются четырехполюсниками, поскольку в схеме должны быть отображены и полюса управления.

ИСТОЧНИК НАПРЯЖЕНИЯ, УПРАВЛЯЕМЫЙ НАПРЯЖЕНИЕМ



Источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН – VDVS) был представлен в главе 1 (рис. 1.21). Вспомним, что для источников этого типа используется символ E . В этом примере строка, описывающая E , выглядит как

E 3 0 2 0 2

Первые два числа (3 0) указывают, что зависимый источник включен между узлами 3 (+) и 0 (-). Следующая пара чисел (2 0) относится к двум узлам, на которых формируется управляющее напряжение. Таким образом, значение E является функцией напряжения V_a между узлами 2 и 0. Последнее число в строке, описывающей E (также равное 2), представляет собой масштабный множитель, увеличивающий значение V2,0 до двух E . Преобразуем эту информацию PSpice в данные для OrCAD. К сожалению, обычный символ для зависимого источника не применяется для этой цели в OrCAD. Символом будет квадратное поле с двумя полюсами слева и двумя полюсами справа.

Выберем в OrCAD команды File, New Project, чтобы нарисовать схему. Введите имя Vcontrol, убедитесь, что выбран маркер Analog и что адрес папки c:\spice\. Начните создание схемы, показанной на рис. 14.12, с выводами на рабочее поле резисторов $R_1 = 250$ Ом и $R_2 = 1$ кОм. Затем поместите E , потом $R_3 = 40$ Ом и $RL = 100$ Ом. (Эти значения такие же, как на рис. 1.21). Круг в прямоугольном поле представляет два полюса E как в PSpice, а выводы с символами «плюс» и «минус» в поле слева должны быть подключены к узлам управляющего напряжения, которое в данном случае снимается с резистора R_2 . Подключите остальную часть схемы, затем дважды щелкните на поле E . Наберите коэффициент усиления «2» и введите на дисплее имя и значение. После того как вы введете значения для всех компонентов, ваша схема должна такой, как на рис. 1.21. Сохраните рисунок перед продолжением анализа.

В главном меню выберите PSpice, New Simulation Profile, используйте имя Vcontrol1. На вкладке Analysis окна Simulation Settings установите тип анализа Bias Point и опциях Output File Option: выберите «Include detailed bias point information for nonlinear controlled sources and semiconductors (.OP)». Эта опция вводит директиву .OP в анализ (рис. 14.13). Теперь выполните моделирование, выбрав PSpice, Run из главного меню.

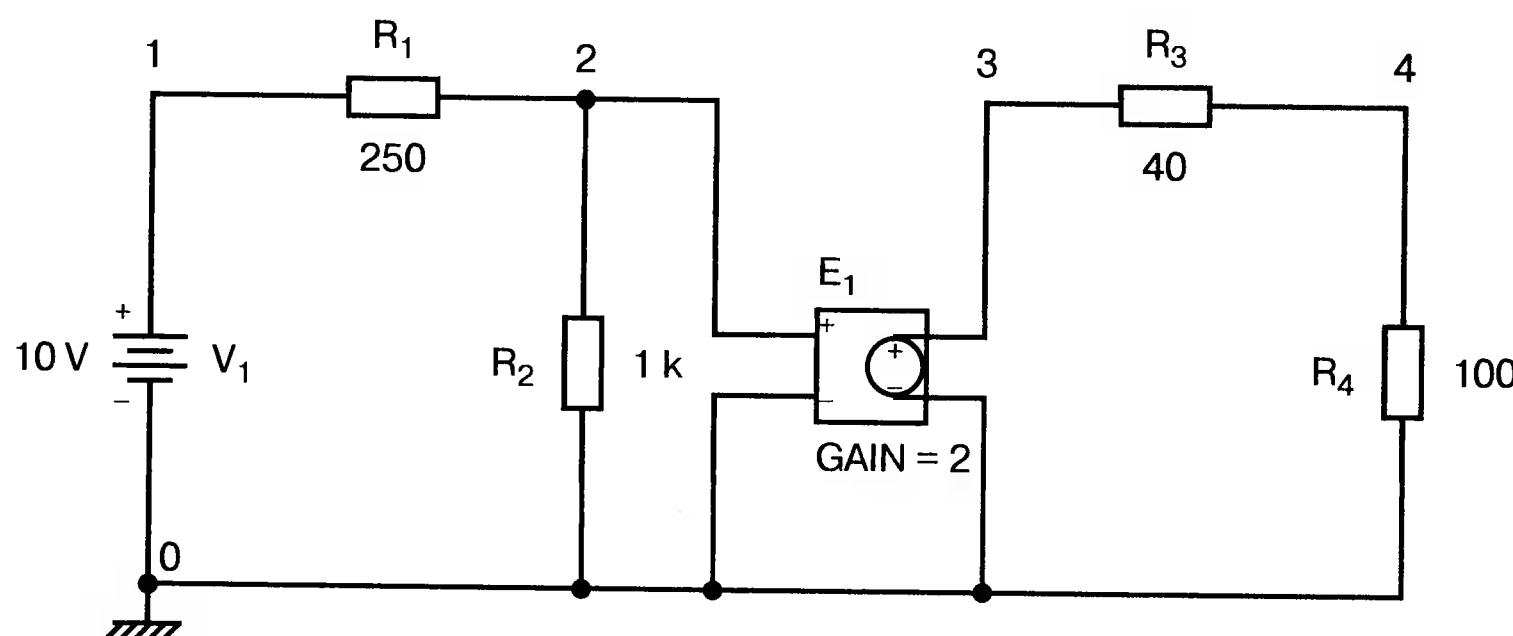
Проверьте выходной файл на наличие ошибок, затем закройте его и используйте текстовый редактор для распечатки результатов. Выходной файл показан на рис. 14.14. Сравните с ним ваши результаты. Напряжения узлов легко проверить с помощью ручного расчета. Отметим, что без включения команды .OP информация, выведенная под заголовком VOLTAGE-CONTROLLED VOLTAGE SOURCE (источники напряжения, управляемые напряжением), не была бы отображена.

Сравним директиву из netlist

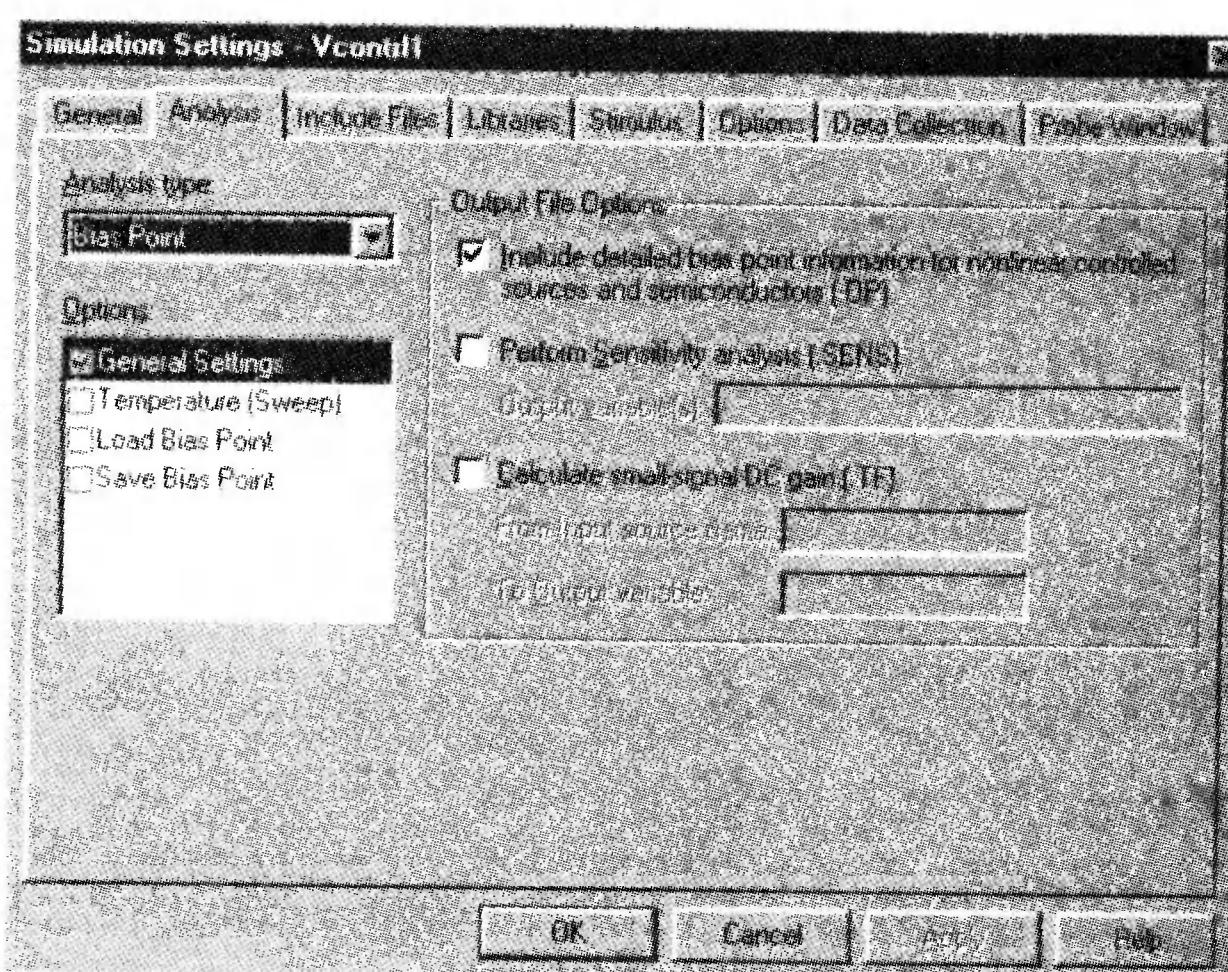
```
E_E1 3 0 2 0 2
```

с директивой, описываемой псевдонимами (ALIASES):

```
E_E1 E1 (3=3 4=0 1=2 2=0)
```



■ Рис. 14.12. Источник напряжения, управляемый напряжением



■ Рис. 14.13. Установки моделирования для Vcontrol1

Последняя команда задает номера четырех полюсов (первые номера каждой пары, то есть 3, 4, 1 и 2). Очевидно, что полюсы 3 и 4 находятся справа, а полюсы 1 и 2 слева на условном обозначении Capture для E . Так как мы нумеровали узлы E слева как 2, 0 и справа как 3, 0 (используя команды Place, Alias), команда псевдонимов задает соответствие. Если вы разберетесь в этой системе соответствий, то расположение и маркировка различных выводов не вызовут у вас никаких сомнений.

Почему необходимо использовать четырехполюсник, чтобы представить зависимый источник? Стандартное условное обозначение (ромб), имеющее только два полюса, не годится для Capture, поскольку в этой программе все связи должны быть отображены графически. Поэтому условное обозначение

для Capture должно, кроме выходных полюсов зависимого источника E , содержать входные полюса, используемые для управления.

```
**** 09/23/99 21:16:56 **** Evaluation PSpice (Nov 1998) ****
** circuit file for profile: Vcontrll
*Libraries:
* Local Libraries :
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib
*Analysis directives:
.OP
.PROBE
*Netlist File:
.INC "vcontrol-SCHEMATIC1.net"

*Alias File:
**** INCLUDING vcontrol-SCHEMATIC1.net ****
* source VCONTROL
E_E1      3 0 2 0 2
R_R4      4 0 100
R_R3      3 4 40
R_R2      2 0 1k
R_R1      1 2 250
V_V1      1 0 10V

**** RESUMING vcontrol-SCHEMATIC1-Vcontrll.sim.cir ****
.INC "vcontrol-SCHEMATIC1.als"
**** INCLUDING vcontrol-SCHEMATIC1.als ****

.ALIASES
E_E1      E1(3=3 4=0 1=2 2=0 )
R_R4      R4(1=4 2=0 )
R_R3      R3(1=3 2=4 )
R_R2      R2(1=2 2=0 )
R_R1      R1(1=1 2=2 )
V_V1      V1(+=1 -=0 )
      -(1=1)
      -(2=2)
      -(3=3)
      -(4=4)
.ENDALIASES
**** RESUMING vcontrol-SCHEMATIC1-Vcontrll.sim.cir ****
.END
** circuit file for profile: Vcontrll

**** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION          TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE
(    1)  10.0000  (    2)   8.0000  (    3)  16.0000  (    4)  11.4290

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME        CURRENT
V_V1       -8.000E-03

TOTAL POWER DISSIPATION  8.00E-02 WATTS

**** VOLTAGE-CONTROLLED VOLTAGE SOURCES
NAME        E_E1
V-SOURCE    1.600E+01
I-SOURCE    -1.143E-01
```

■ Рис. 14.14. Выходной файл с результатами анализа источника ИНУН

Источник тока, управляемый током

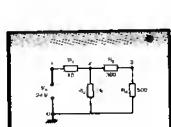


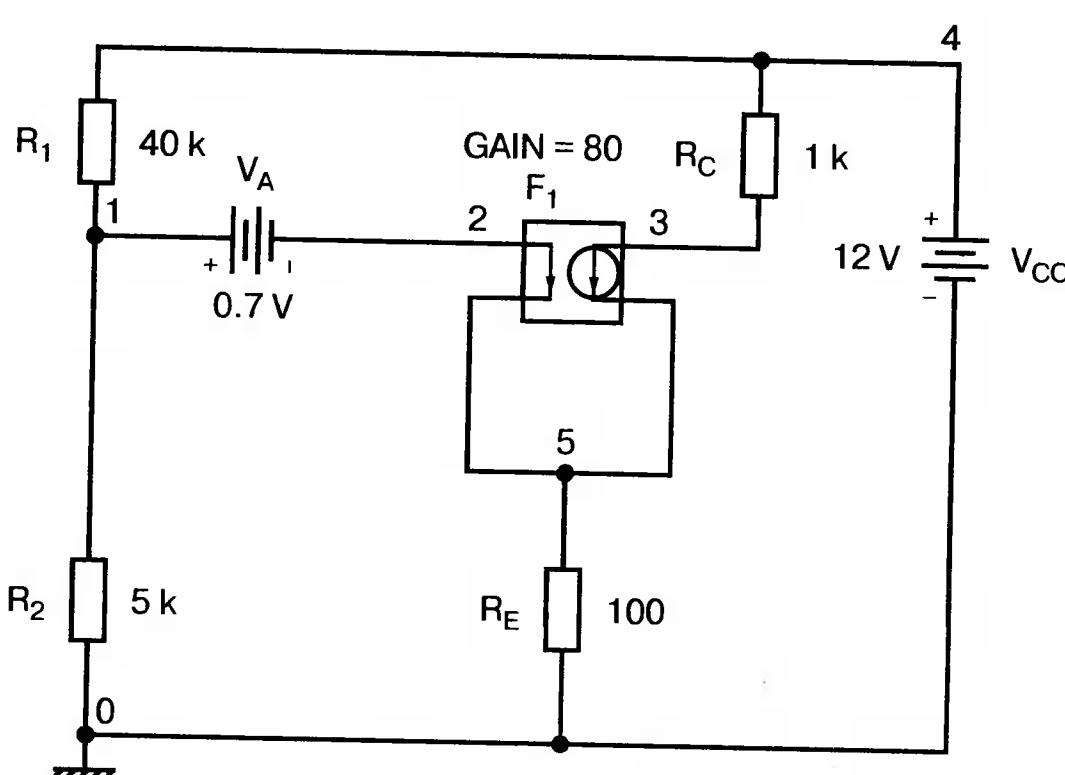
Схема смещения для транзисторов (рис. 3.2) представляет собой пример практического использования источника тока управляемого током (ИТУТ – CCCS).

Используйте команды File, New Project, выберите имя *Icontrol* и задайте в проекте аналоговое моделирование. Разместим компоненты на схеме в следующем порядке: $R_1 = 40 \text{ кОм}$, $R_2 = 5 \text{ кОм}$, $R_C = 1 \text{ кОм}$, $R_E = 100 \text{ Ом}$, F (коэффициент усиления будет установлен позже), $V_A = 0,7 \text{ В}$ (параметр, представляющий собой значение V_{BE} в активной области) и $V_{CC} = 12 \text{ В}$. Параметры взяты из первого примера главы 3. Узлы пронумерованы с помощью команд Place, Netlist, как показано на рис. 14.15. Эта схема содержит, кроме опорного узла *GND*, еще пять узлов, в то время как на схеме на рис. 3.2 имеется только четыре узла. Для моделирования используйте PSpice, New Simulation Profile с именем *Icontrol1*, запросив опцию .OP так же, как и в предыдущем примере.

Сравните схему на рис. 3.2, которая используется для создания входного файла PSpice, со схемой на рис. 14.15, используемой в Capture. Поскольку выходной ток F зависит от тока в какой-либо ветви схемы, входные полюсы F должны быть включены в контур, через который проходит управляющий ток. В нашем случае ток через V_A проходит и через полюсы 1 и 2 четырехполюсника ИТУТ. Выходные полюсы включены в цепь коллекторного тока.

Задайте параметры компонентов, затем дважды щелкните на поле *F1*. Задайте коэффициент усиления равным 80 и убедитесь, что на дисплее рядом с обозначением ИТУТ появилась надпись GAIN = 80. После нумерации узлов согласно рисунку (с помощью Place, Netlist) сохраните окончательную версию рисунка, затем для моделирования выберите PSpice, New Simulation Profile. Выберите имя *Icontrol1* и включите опцию .OP.

Проведите моделирование и сравните ваши результаты с показанными на рис. 14.16. В выходном файле напряжения узлов такие же, как и в главе 3. Номера узлов не такие, как в примере главы 3, поскольку в Capture необходимо обозначить еще один узел. Решение для цепи смещения, использующее .OP, выводит все токи источника. Ток V_F -*F1* представляет собой ток базы, равный 50,47 мА, как и ток V_VA . Ток источника F равен коллекторному току, который проходит через резистор R_C , и составляет 4,039 мА.



■ Рис. 14.15. Схема для получения рабочей точки источника тока, управляемого током

```
**** 09/24/99 15:01:11 **** Evaluation PSpice (Nov 1998) ****
** circuit file for profile: Icontrll
*Libraries:
* Local Libraries :
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib
*Analysis directives:
.OP
.PROBE
*Netlist File:
.INC "icontrol-SCHEMATIC1.net"
*Alias File:
**** INCLUDING icontrol-SCHEMATIC1.net ****
* source ICONTROL '
F_F1      3 5 VF_F1 80
VF_F1     2 5 OV
V_VCC     4 0 12V
V_VA      1 2 0.7V
R_RE      5 0 100
R_RC      4 3 1k
R_R2      1 0 5k
R_R1      4 1 40k

**** RESUMING icontrol-SCHEMATIC1-Icontrll.sim.cir ****
.INC "icontrol-SCHEMATIC1.als"
**** INCLUDING icontrol-SCHEMATIC1.als ****
.ALIASES
F_F1      F1(3=3 4=5 )
VF_F1     F1(1=2 2=5 )
V_VCC     VCC(+=4 -=0 )
V_VA      VA(+=1 -=2 )
R_RE      RE(1=5 2=0 )
R_RC      RC(1=4 2=3 )
R_R2      R2(1=1 2=0 )
R_R1      R1(1=4 2=1 )

(1=1)
(2=2)
(3=3)
(4=4)
(5=5)
.ENDALIASES
**** RESUMING icontrol-SCHEMATIC1-Icontrll.sim.cir ****
.END
** circuit file for profile: Icontrll

**** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION          TEMPERATURE = 27.000 DEG C .
NODE  VOLTAGE   NODE  VOLTAGE   NODE  VOLTAGE   NODE  VOLTAGE
(    1)  1.1089  (    2)  .4089  (    3)  7.9610  (    4)  12.0000
(    5)  .4089

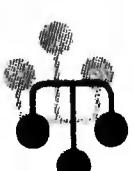
VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
VF_F1    5.049E-05
V_VCC   -4.311E-03
V_VA    5.049E-05

TOTAL POWER DISSIPATION  5.17E-02 WATTS

**** CURRENT-CONTROLLED CURRENT SOURCES
NAME      F_F1
I-SOURCE  4.039E-03
```

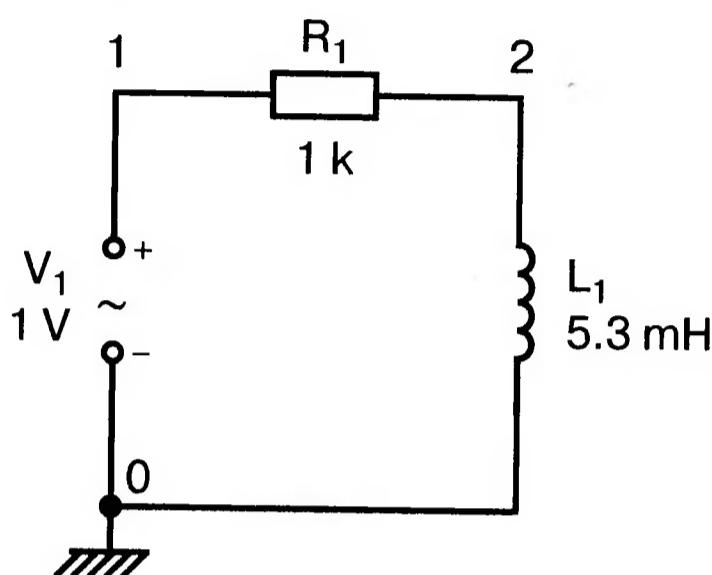
■ Рис. 14.16. Выходной файл с результатами анализа ИТУТ

ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА



Чтобы анализировать цепи переменного тока, которые мы рассматривали в главе 2 (синусоидальный ток в установившемся режиме), нам необходим ис-

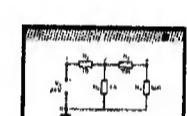
точник питания *VAC* из библиотеки источников и компоненты *R*, *L* и *C* из библиотеки аналоговых компонентов. Вернемся к схеме на рис. 2.1, на которой показан источник переменного напряжения с подключенной к нему цепочкой из последовательно соединенных резистора и катушки индуктивности. Создайте новый проект в Capture с именем *ac1*. Разместите компоненты на рабочем поле, задайте их параметры, дважды щелкнув мышью на каждом из них. Для нумерации узлов используйте команды Place, Netlist. Окончательный вид схемы представлен на рис. 14.17.



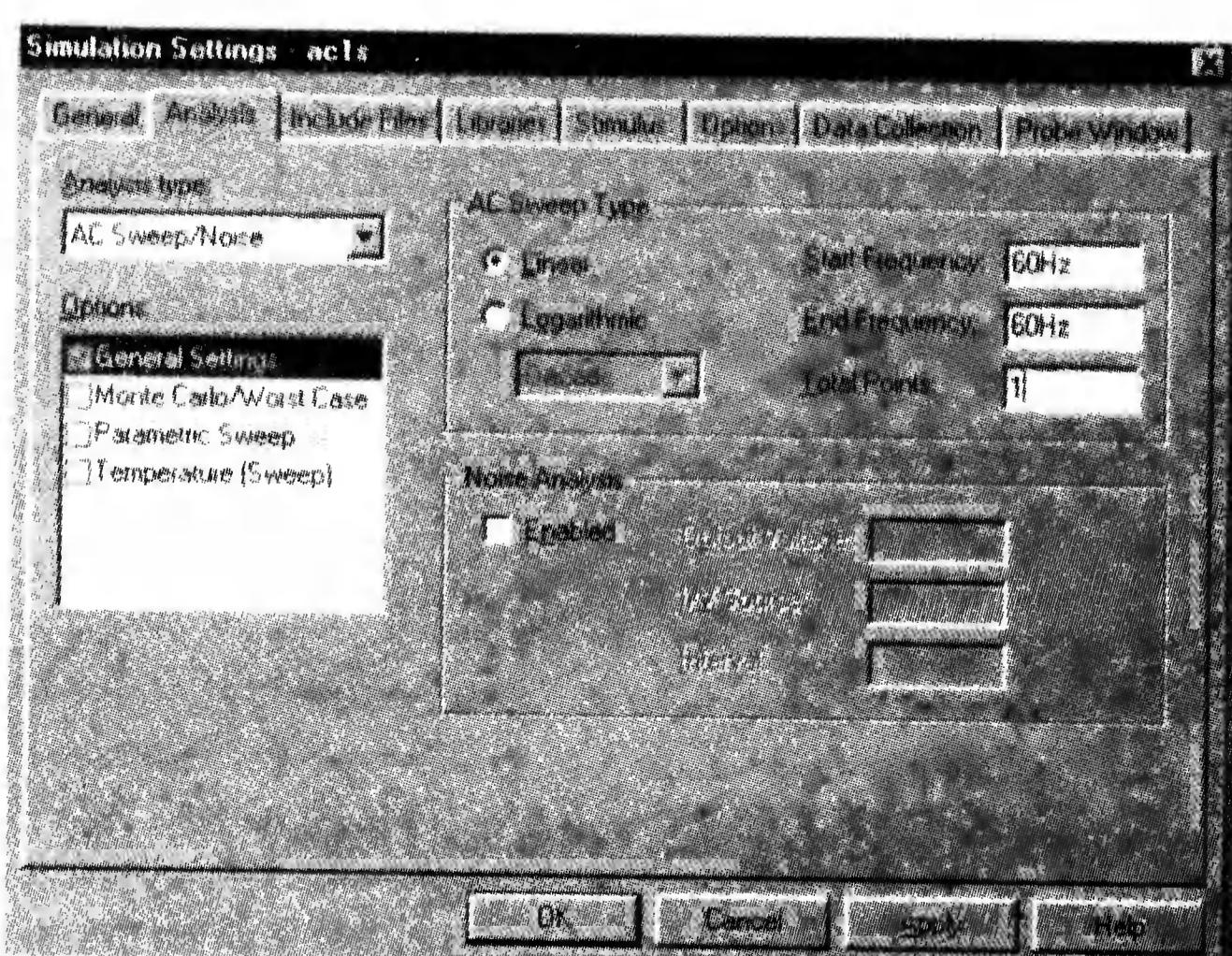
■ Рис. 14.17. Схема на переменном токе

Проведение анализа с вариацией на переменном токе

Начните моделирование, выбрав PSpice, New Simulation Profile. Введите имя *ac1s*. Выберите тип анализа AC Sweep/Noise при линейной вариации частоты от 60 до 60 Гц (рис. 14.18). Затем нажмите OK. Вспомним, что в главе 2 значения переменного тока определялись следующими командами:



```
.AC LIN 1 60 60Hz 60Hz
.PRINT AC I(R) IR(R) II(R) IP(R)
```



■ Рис. 14.18. Моделирование с линейной вариацией по переменному току

Линейная вариация при одной частоте в 60 Гц представляет собой вырожденный случай, но она требуется, чтобы просто получить значения переменных составляющих токов и напряжений. В Capture результаты для переменных составляющих получаются аналогичным способом, но с помощью приведенных выше директив.

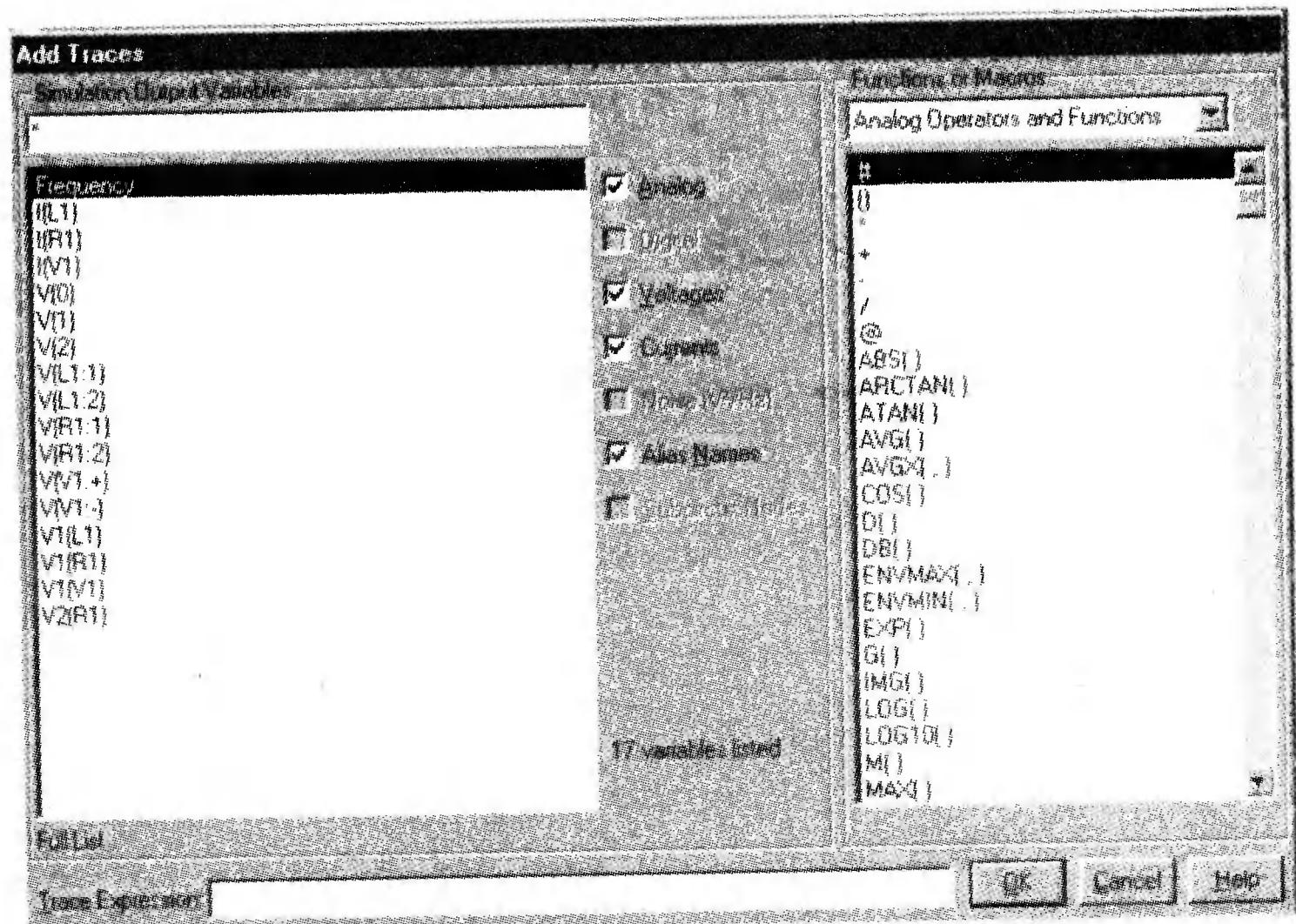
Выберем теперь PSpice, Run чтобы начать моделирование. После выполнения анализа на экране появляется график. Подобный вид экрана мы уже получали, когда пользовались командой .PROBE в схемном файле PSpice. Программа Capture вставляет эту команду в схемный файл всякий раз, когда мы используем вариацию по переменному току. Чтобы получить различные выходные переменные, выберите Trace, Add Trace... из главного меню. Появится окно Add Trace (рис. 14.19). Обратите внимание, что имеется выбор из большого числа переменных. Такие величины, как $I(R_1)$, $V(1)$ и $V(2)$, нам знакомы, но другие требуют некоторых пояснений. Выходной файл для этого моделирования будет полезен, чтобы идентифицировать все узлы и полюса (рис. 14.20). Переменная $V(L1:1)$ — это напряжение на полюсе 1 катушки L_1 , который идентифицирован как узел 2 (на рис. 14.20) в команде псевдонимов

`L_L1 L1 (1=2 2=0)`

Номера в круглых скобках сообщают нам, что полюс 1 подключен к узлу 2, а полюс 2 – к узлу 0. Не забудьте, что направление полюсов зависит от того, сколько раз вращался компонент при создании рисунка.

Переменная $V(R1:2)$ — это напряжение на полюсе 2 резистора R_1 , который идентифицирован как узел 2 в директиве псевдонима

`R_R1 R1 (1 = 1 2 = 2)`



■ Рис. 14.19. Добавление новых кривых к графикам в Capture

В последнем примере этой записи напряжение $V(V1:+)$ — напряжение «+» на полюсе V_1 , который идентифицирован как узел 1 в директиве псевдонима

```
***** 09/24/99 20:05:26 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****
** circuit file for profile: acls

*Libraries:
* Local Libraries :
* From [PSpice NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib

*Analysis directives:
.AC LIN 1 60Hz 60Hz
.PROBE

*Netlist File:
.INC "acl-SCHEMATIC1.net"

*Alias File:
**** INCLUDING acl-SCHEMATIC1.net ****
* source ACL
L_L1      2 0  5.3mH
R_R1      1 2  1.5
V_V1      1 0 DC 0V AC 1V

**** RESUMING acl-schematic1-acls.sim.cir ****
.INC "acl-SCHEMATIC1.als"

**** INCLUDING acl-SCHEMATIC1.als ****
.ALIASES
L_L1      L1(1=2 2=0 )
R_R1      R1(1=1 2=2 )
V_V1      V1(+=1 -=0 )
-         -(1=1)
-         -(2=2)
.ENDALIASES

**** RESUMING acl-schematic1-acls.sim.cir ****
.END

** circuit file for profile: acls

**** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION          TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE   VOLTAGE     NODE   VOLTAGE     NODE   VOLTAGE     NODE   VOLTAGE
(    1)  0.0000  (    2)  0.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
V_V1     0.000E+00

TOTAL POWER DISSIPATION  0.00E+00 WATTS
```

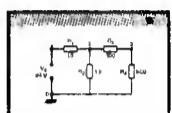
■ Рис. 14.20. Выходной файл для идентификации всех узлов и полюсов

V1 (+ = 1 - = 0)

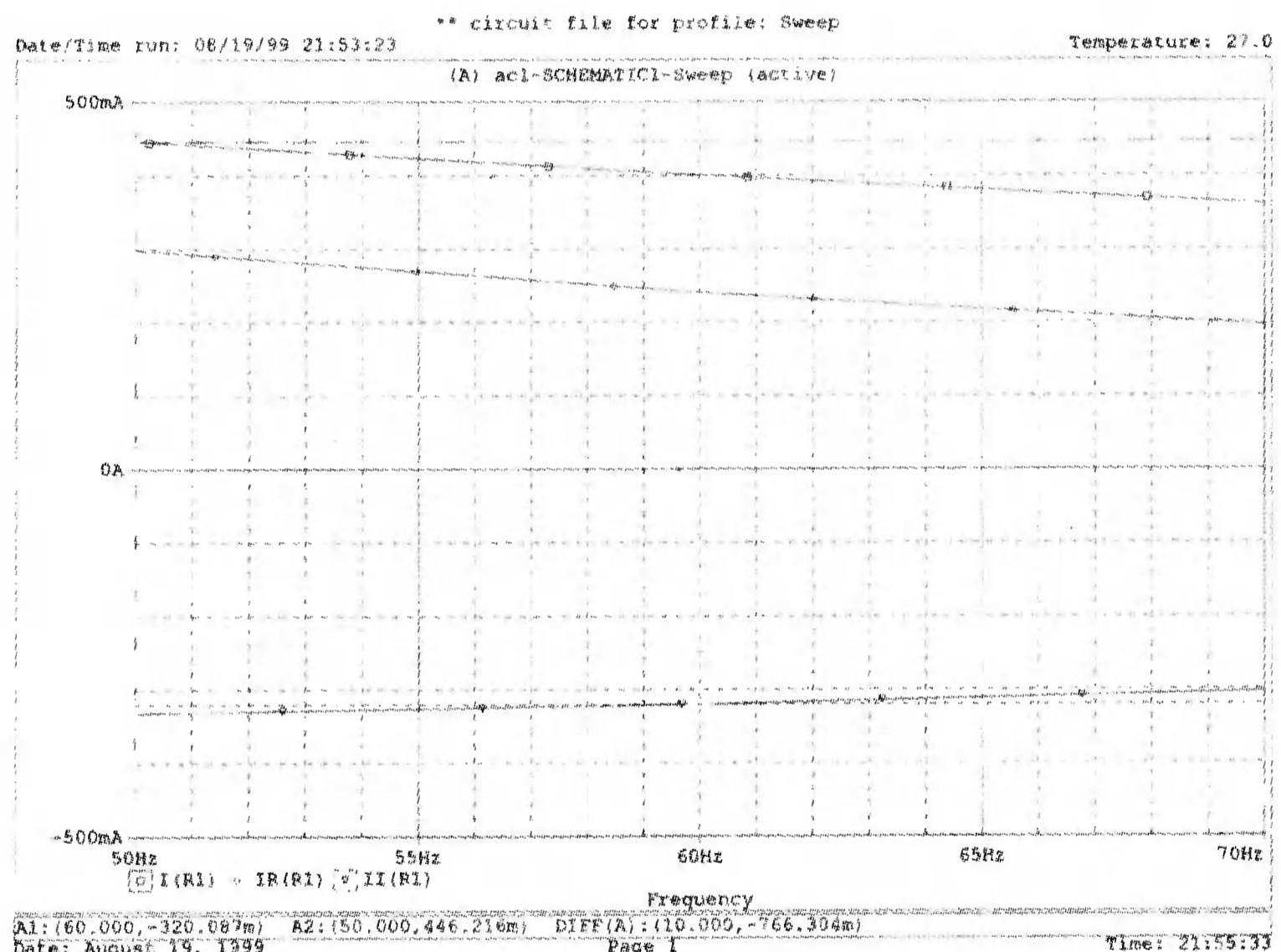
Рассмотрим теперь некоторые из доступных переменных. В окне Add Trace выберем V(1) и V(2) и отобразим эти кривые. Они появляются в виде маленьких перевернутых «Т» на графиках, из которых видно, что $V(1) = 1,0$ В и $V(2) = 0,8$ В. Удалите эти графики и получите графики $I(R1)$, $IR(R1)$ и $II(R1)$. Они имеют следующие значения: $I(R1) = 400$ мА, $IR(R1) = 240$ мА и $II(R1) = -320$ мА. Точные значения можно было бы найти, выбрав Trace, Cursor, Display, но мы получим сообщение: «нет никаких графиков для исследования».

В этом случае выходной файл нужен в основном для идентификации узлов и полюсов схемы, так как напряжения смещения не имеют никакого значения при анализе переменных составляющих, а вставить директиву .PRINT AC, как в Pspice, нельзя.

Нахождение более точных значений

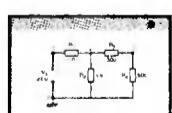


Чтобы получить более точные значения, используем дисплей курсора следующим образом. Закройте окно Probe и возвратитесь к позиции PSpice из главного меню. Выберите Edit Simulation Settings и выполните моделирование от 50 до 70 Гц для трех частот. Когда моделирование будет выполнено и в Probe, после получения графиков $I(R1)$, $IR(R1)$ и $II(R1)$ может быть активирован курсор, чтобы получить точные значения при $f = 60$ Гц. Графики для этого случая приведены на рис. 14.21.



■ Рис. 14.21. Вариация частоты вблизи 60 Гц

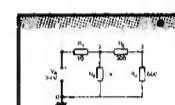
Порядок следования узлов



В качестве дополнительного упражнения удалите графики с экрана Probe и получите график $V(L1:1) = 0,8$ В, $VR(L1:1) = 0,64$ В и $VI(L1:1) = 0,48$ В при $f = 60$ Гц. Теперь удалите эти графики и получите график $VP(L1:1) = 36,9$. На рисунке, созданном в Capture, катушка индуктивности была три раза повернута из начальной горизонтальной позиции. Вспомните, что при каждом вращении происходит поворот на 90° против часовой стрелки. Так как полюс 1 был первоначально слева, то после трех поворотов полюс 1 находится сверху. Таким образом, полюс L1:1 соответствует узлу 2 в схеме. Когда мы имеем дело с узлами в любой электрической схеме, необходимо учитывать порядок их следования.

Таким образом, напряжение на катушке индуктивности может быть установлено как 0,8 В, но директива не завершена, если направление не показано также на сопровождающей схеме цепи и/или записью с двойным нижним индексом. В нашем примере запись $V(L)_{1,2} = 0,8$ В правильно указала бы, что полюс 1 катушки индуктивности смешен на 0,8 В относительно полюса 2. При использовании для ссылки узлов вместо полюсов напряжение на катушке индуктивности было бы обозначено как $V(L)_{2,0} = 0,8$ В.

Получение синусоидальных временных диаграмм при анализе на переменном токе

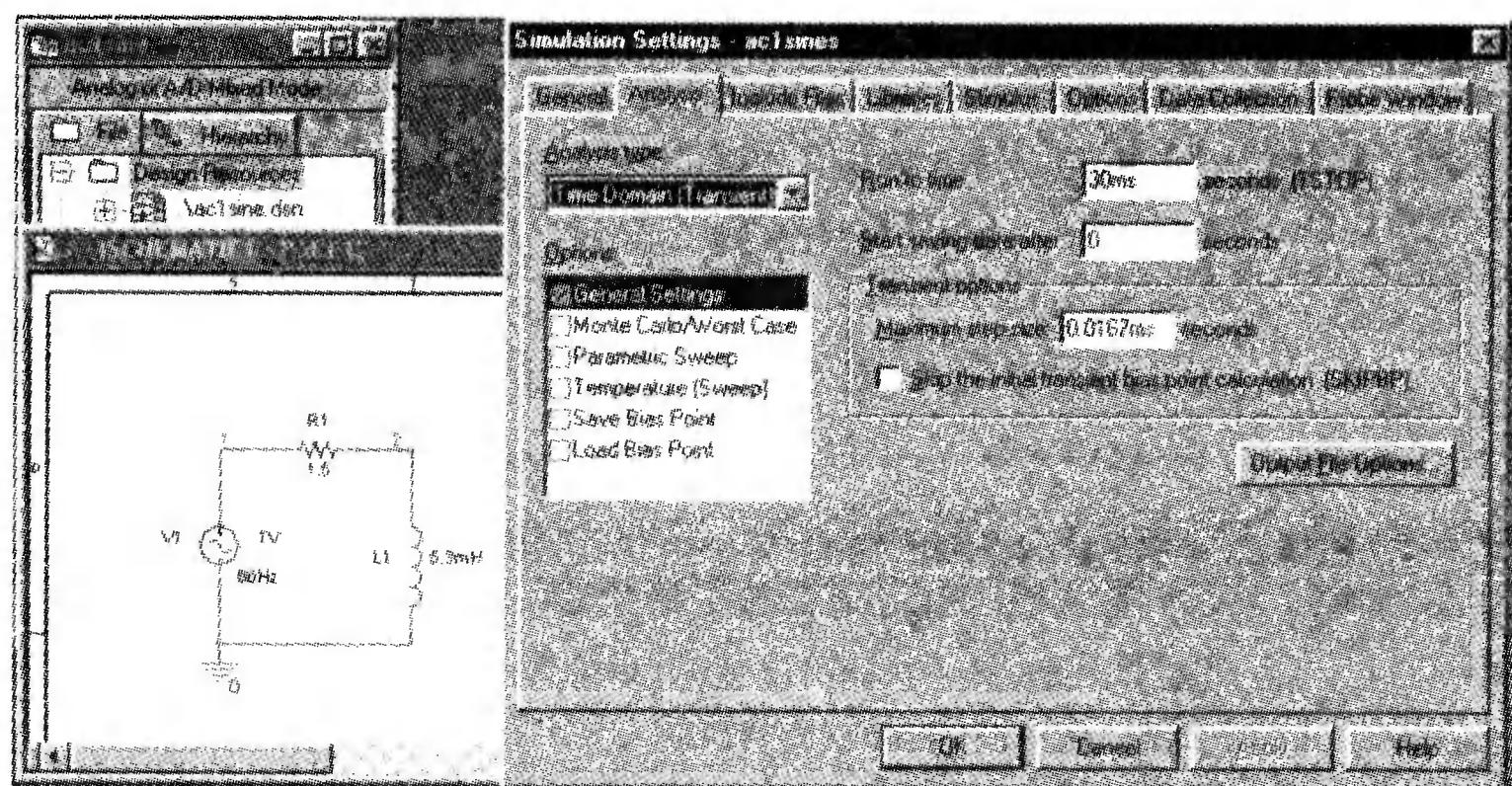


При изучении схем переменного тока обычно используется векторное представление, при котором напряжение источника можно было бы записать как $VS = 1 \angle 0^\circ$ В. Это означает, что источник синусоидальный с действующим значением 1 В и начальным фазовым углом в 0° . Это напряжение имеет вид синусоиды с максимальным значением $1\sqrt{2} = 1,414$ В. Прежде чем мы начнем рассматривать синусоидальные временные диаграммы напряжений и токов в Probe, отметим, что удобнее заменить действующее значение максимальным. Таким образом, наша запись $VS = 1 \angle 0^\circ$ В будет означать напряжение с максимальным значением 1 В, поскольку с такой формой удобнее работать. Только не забудьте, что значение, которое вы считаете максимальным, — на самом деле действующее. Если вы считаете это неудобным, то можете при анализе преобразовывать действующие значения в максимальные, воспользовавшись калькулятором. Если иное не оговаривается, то наши значения будут заданы как действующие, а использоваться, как максимальные.

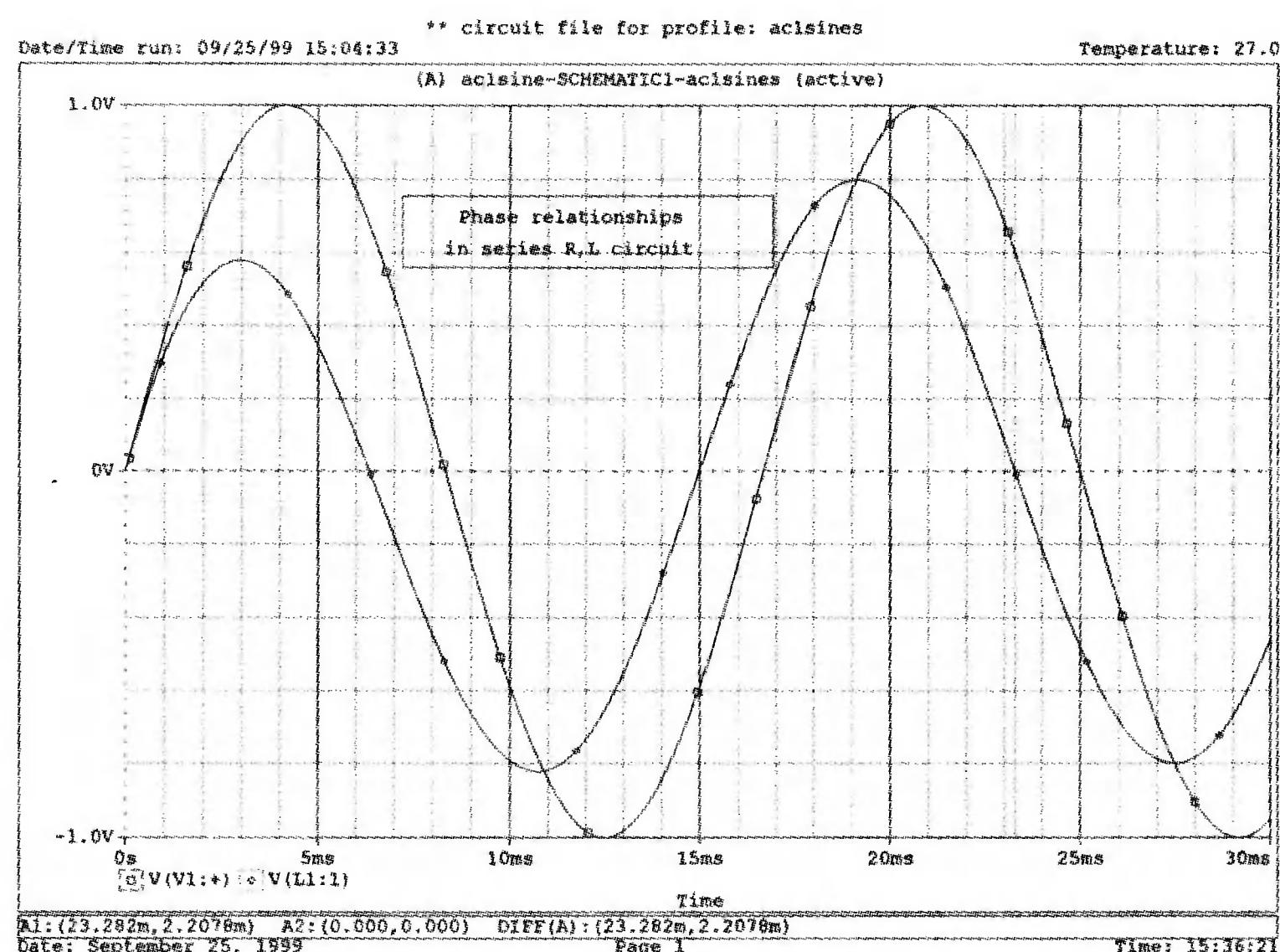
В Capture начните новый проект с именем *ac1sine* для источника переменного напряжения, включенного последовательно с резистором и катушкой индуктивности, как и в предыдущем примере. На сей раз вместо *VAC* источник будет показан как *VSIN*. Компоненты имеют одинаковое графическое обозначение, но различные надписи. Завершите рисунок, выведя на рабочее поле *VSIN*, *R*, *L* и *GND*. Задайте значения $R_1 = 1,5$ Ом и $L_1 = 5,3$ мГн. Трижды поверните *L*₁ так, чтобы первый полюс оказался вверху. Это даст соответствующие углы для напряжения и тока катушки индуктивности, как объяснено в предыдущем примере. Дважды щелкните на компоненте *V₁* и в окне *Property Editor* установите *VAMPL = «1 V»*, *FREQ = «60Hz»* и *VOFF = «0»*. Вспомним из предыдущего параграфа, что амплитуда напряжения в 1 В — фактически максимальное значение, но для простоты мы будем считать его действующим. Это означает, что значения всех напряжений и токов также будут считаться действующими.

Задав значения и номера узлов для остальных компонентов, сохраните схему и выберите PSpice, *New Simulation Profile*, задав имя *ac1sines*. Для *Analysis type* выберите «*Time Domain (Transient)*» со временем выполнения 30 мс и максимальным размером шага 0,0167 мс, как показано на рис. 14.22. Выполните моделирование и в Probe получите графики *V(V1: +)* и *V(L1:1)*, чтобы установить их амплитуды и фазовые углы. Они должны получиться такими, как на рис. 14.23. Как явствует из рисунка, временные диаграммы напряжений начинаются в одной точке, но поскольку напряжение *V(L1:1)* изменяется в переходном процессе (и не задано начальное значение *IC*), рассмотрим процесс вблизи третьего пересечения оси напряжением катушки индуктивности (при $t = 23,28$ мс).

Напряжение источника питания пересекает ось вблизи $t = 25$ мс, опережая напряжение на катушке индуктивности приблизительно на $36,9^\circ$.



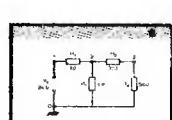
■ Рис. 14.22. Установки для моделирования во временной области



■ Рис. 14.23. Фазовые соотношения в RL -цепи

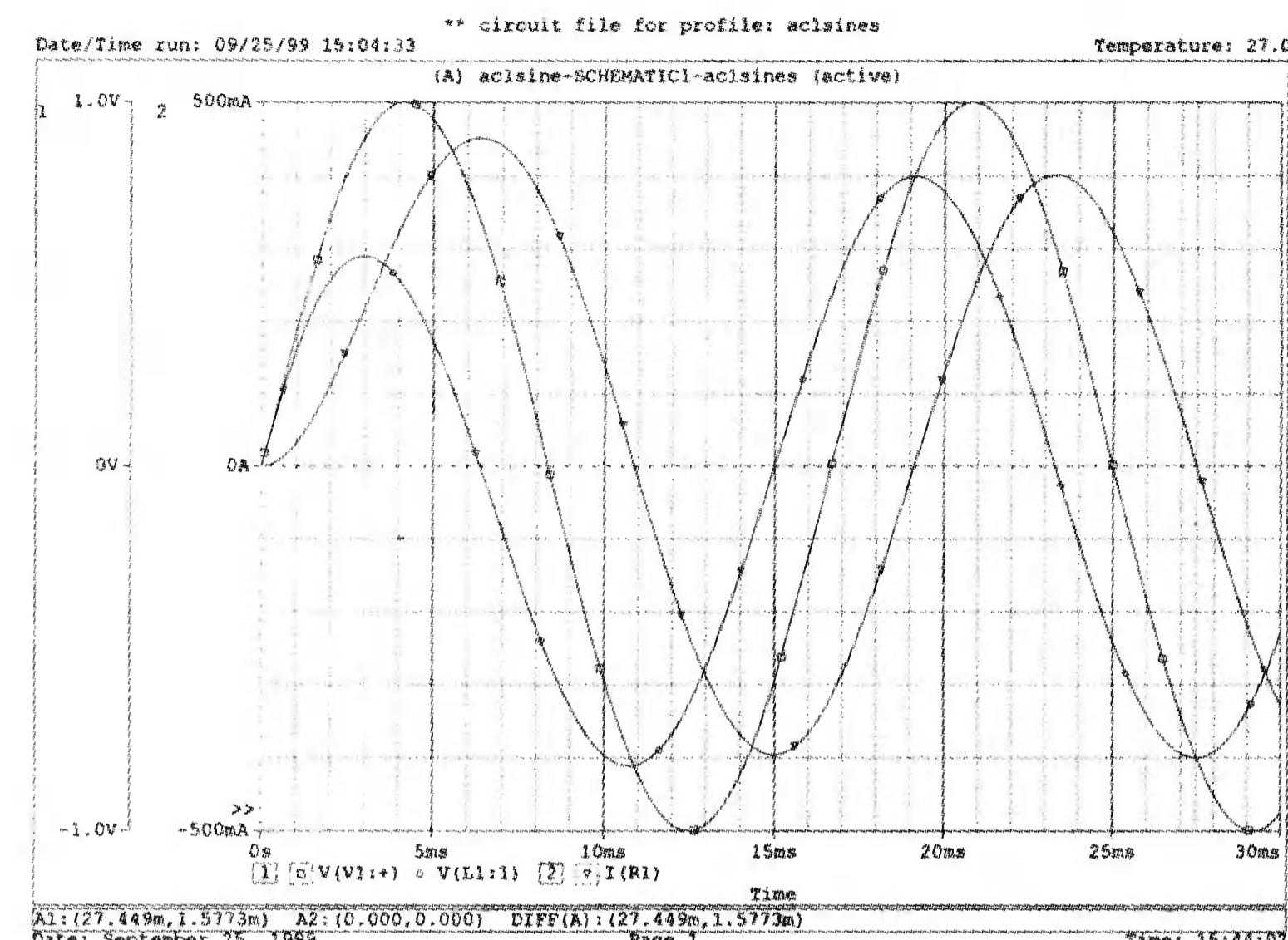
Отметим, что в отличие от второго максимума в 0,8 В, первый максимум напряжения на катушке индуктивности не дает верного значения (получающегося при установившемся режиме).

Временные диаграммы тока и напряжений



Мы можем получить временные диаграммы тока и напряжений, выбрав Plot, Add Y Axis. При этом создается вторая вертикальная ось, в то время как для

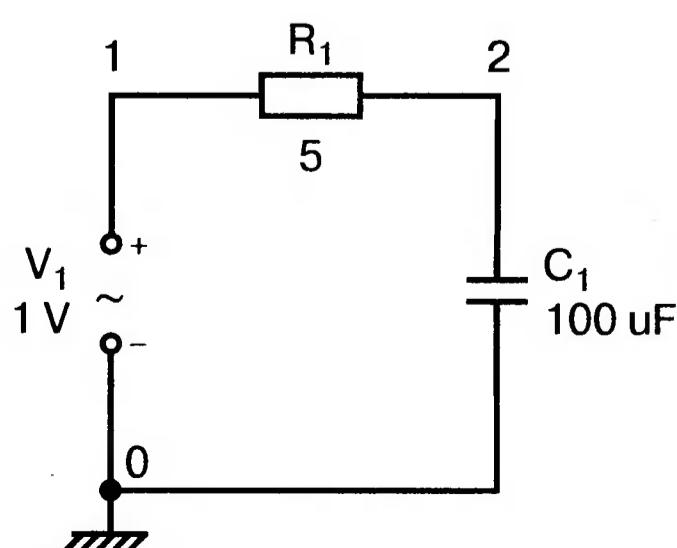
первой сохраняется прежняя разметка. Если мы теперь получим график $I(R_1)$, то крайняя левая вертикальная ось сохранит диапазон ± 1 В, в то время как правая ось (с меткой 2) будет размечена в диапазоне ± 500 мА (рис. 14.24). Эта методика особенно полезна, когда числовые значения напряжений и токов значительно отличаются. Синусоидальная временная диаграмма тока в третий раз пересекает ось X вблизи $t = 27,449$ мс. Это соответствует запаздыванию тока на $52,9^\circ$ относительно приложенного напряжения, что близко к истинному значению ($53,1^\circ$).



■ Рис. 14.24. Временные диаграммы тока и напряжений при анализе на переменном токе

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ RC-ЦЕПЬ

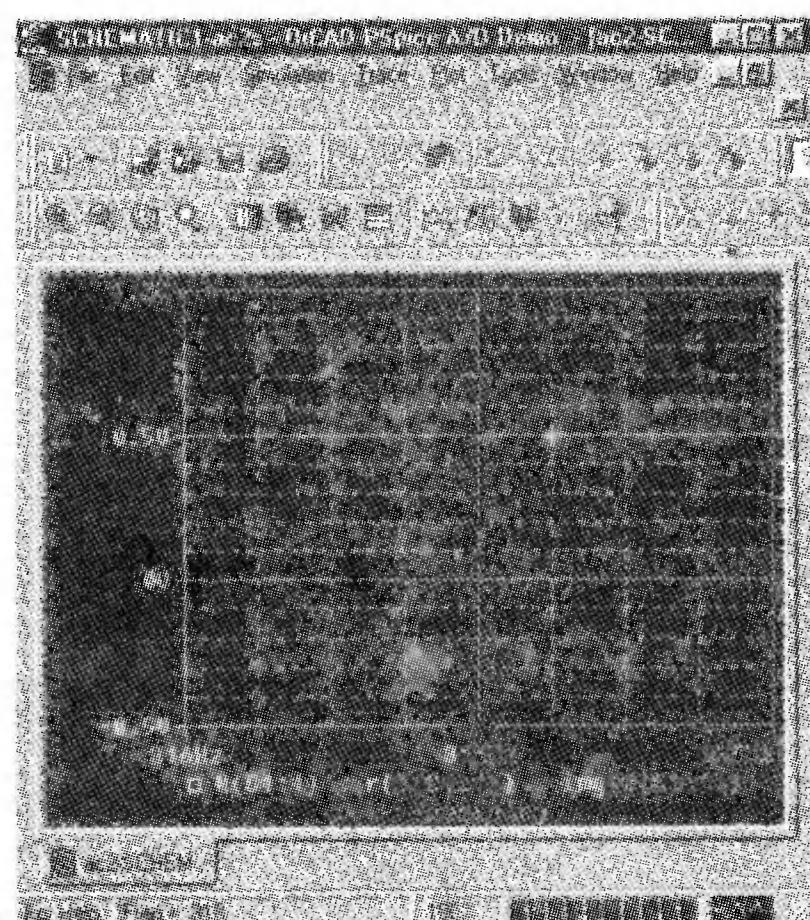
Во втором примере главы 2 рассматривалась схема, содержащая источник переменного тока, включенный последовательно с резистором и конденсатором. Анализ выполнялся при частоте $f = 318$ Гц. Используйте Capture, чтобы создать новый проект **ac2**. При создании схемы трижды поверните конденсатор (так, чтобы первый полюс оказался наверху). Используйте компоненты **VAC**, **R**, **C** и **O/SOURCE** для земли.



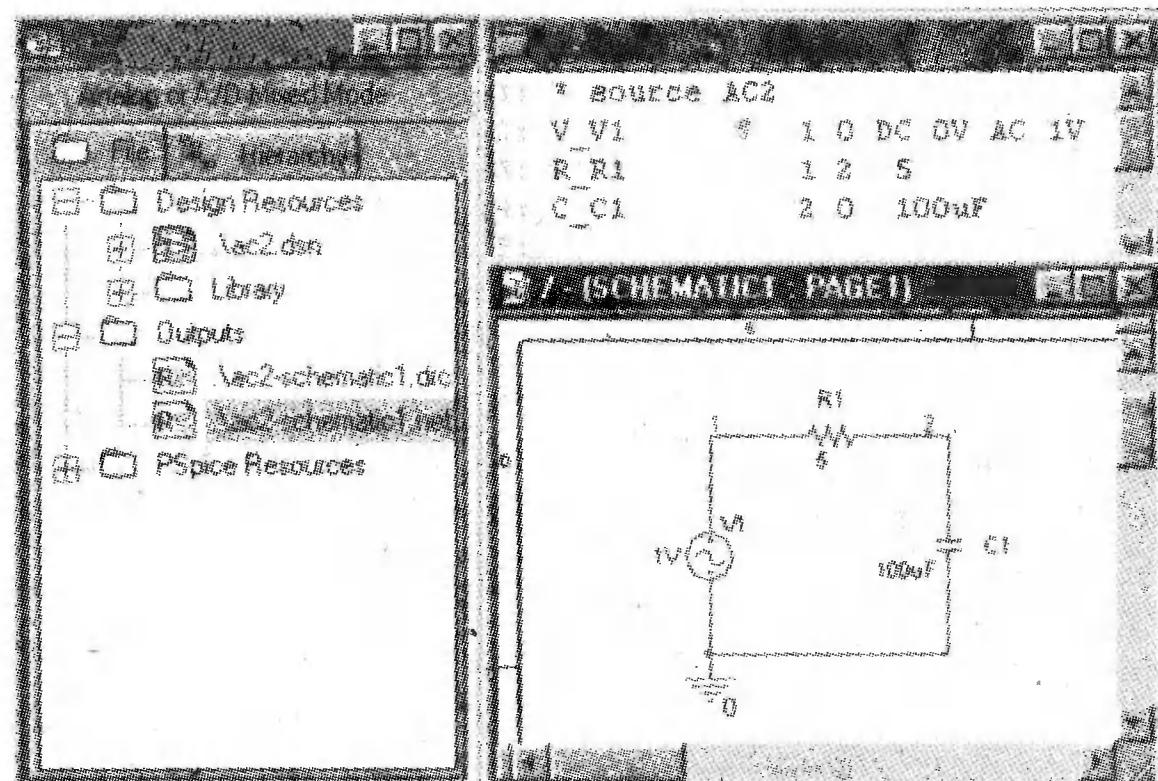
■ Рис. 14.25. Последовательная RC-цепь

Законченная схема должна выглядеть, как показано на рис. 14.25. Значения параметров: $I_1 = 1$ В, $R_1 = 5$ Ом и $C_1 = 100$ мкФ. После создания схемы пронумеруйте узлы, чтобы удобно было на них ссылаться. Как в первом примере этой главы, мы используем PSpice, New Simulation Profile, выбрав имя *ac2s*. Проведем анализ типа AC Sweep/Noise с начальной и конечной частотами $f = 318$ Гц. Посмотрите, как это выполнено в предыдущем разделе.

Выполните моделирование и в Probe получите графики $V(C1:1)$, $r(V(C1:1))$ и $\text{img}(V(C1:1))$. Они появятся как точки на графике со значениями 0,7 В, 0,5 В и -0,5 В соответственно (рис. 14.26). Если вы попытаетесь распечатать этот график, вы столкнетесь с ошибкой в программе PSpice (которой не было в предыдущих ее версиях), и значения не будут появляться в соответствующем месте частотного диапазона. Как упомянуто ранее, курсор не может использоваться в случае графика для одной частоты (чего также не было в предыдущих версиях). На рис. 14.26 показаны эти значения в том виде, в каком они появляются на экране Capture. Удалите графики напряжений и выведите временную диаграмму тока.



■ Рис. 14.26. Экран Capture, показывающий действительную и минимую составляющие напряжения



■ Рис. 14.27. Схема и перечень компонентов, полученных в Capture

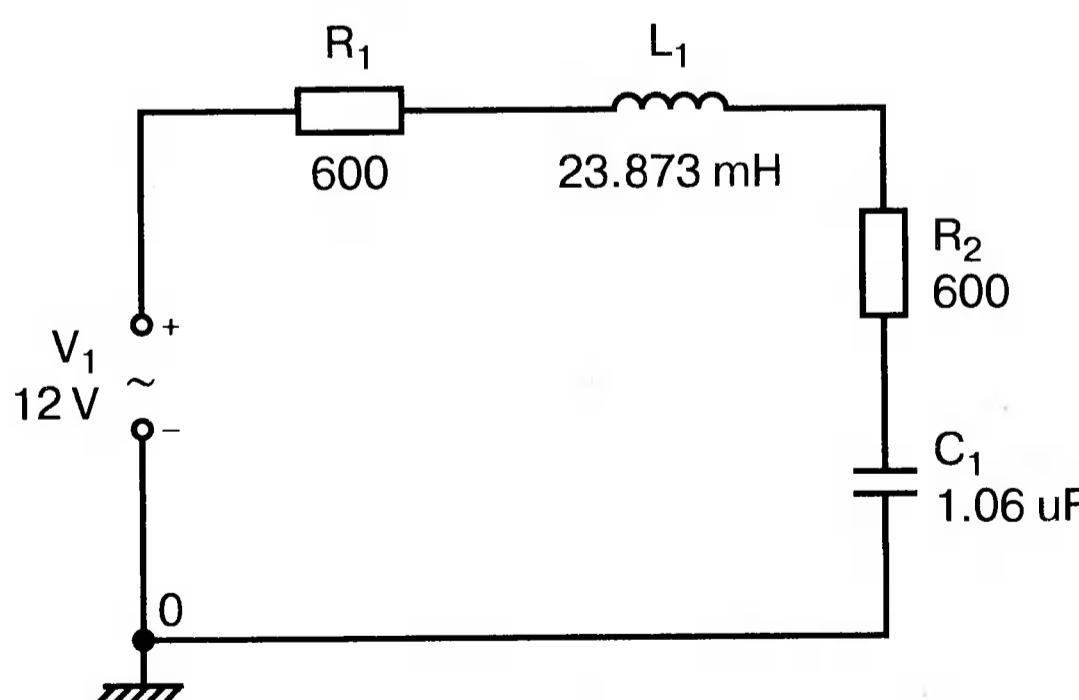
Убедитесь, что $I(R1) = 0,14 \text{ A}$, $r(I(R1)) = 0,1 \text{ A}$ и $\text{img}(I(R1)) = 0,1 \text{ A}$. Удалите эти графики и убедитесь, что угол сдвига тока схемы $\text{IP}(R1)$ относительно приложенного напряжения V_1 составляет 45° .

Полезно также рассмотреть перечень элементов (netlist) схемы. Панель в левой части экрана показывает различные файлы, связанные с этим проектом. Открыв файл *ac2-schematicl*, вы увидите список из трех компонентов (V , R и C) вместе с их узлами и значениями параметров (рис. 14.27).

Два примера в начале этой главы познакомили нас с методами создания схемы в Capture и с автоматическим созданием программой схемного файла, с помощью которого выполняется моделирование. Очевидно, что процесс гораздо более утомителен и требует большего времени, чем просто использование команд PSpice в схемном файле для тех же целей. Это справедливо для всех задач и в этом целесообразность изучения программы PSpice до овладения созданием схем в Capture.

ПОЛНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ НАГРУЗКИ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩЕЕ МАКСИМАЛЬНУЮ ПЕРЕДАВАЕМУЮ МОЩНОСТЬ

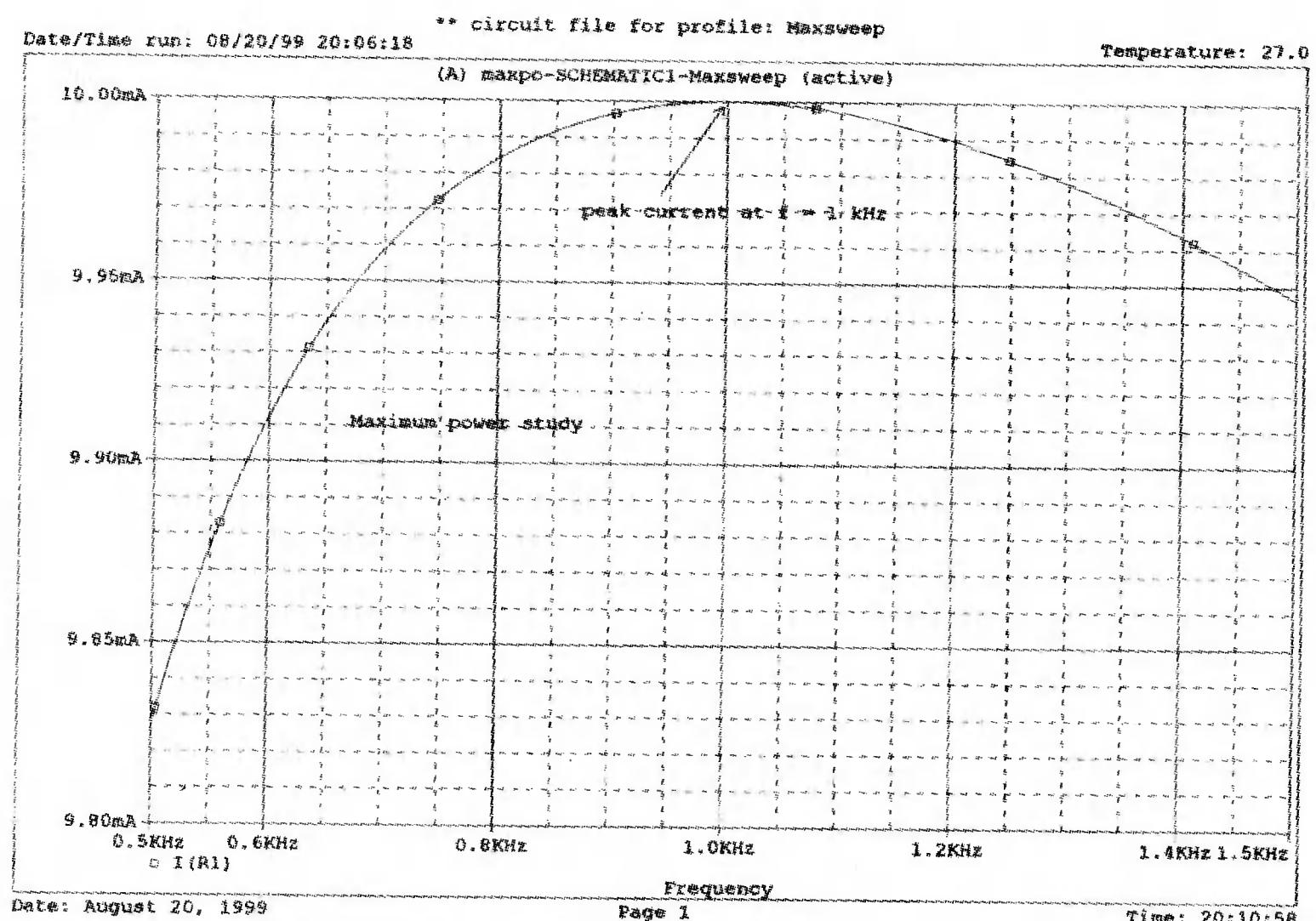
На рис. 2.9 главы 2 показан последовательный контур, предназначенный для определения полного сопротивления нагрузки, при котором в ней обеспечивается максимальная мощность. Используем Capture, чтобы создать новый проект maxro для схемы, показанной на рис. 14.28. Параметры элементов: $V_1 = 12 \text{ В}$ (используем источник VAC), $R_1 = 600 \Omega$, $R_2 = 600 \Omega$, $L_1 = 23,873 \text{ мГн}$ и $C_1 = 1,06 \mu\text{Ф}$. Трижды поверните R_2 и C_1 так, чтобы ваш рисунок был похож на приведенный в этом примере. Пронумеруйте узлы, двигаясь по часовой стрелке от V_1 , используя Place, Netlist. Для моделирования на PSpice выберите имя *Maxsweep* и в качестве типа анализа выберите AC Sweep/Noise. Вариация должна быть проведена для частотного диапазона от $f = 500 \text{ Гц}$ до $f = 1500 \text{ Гц}$ с использованием 1001 точки.



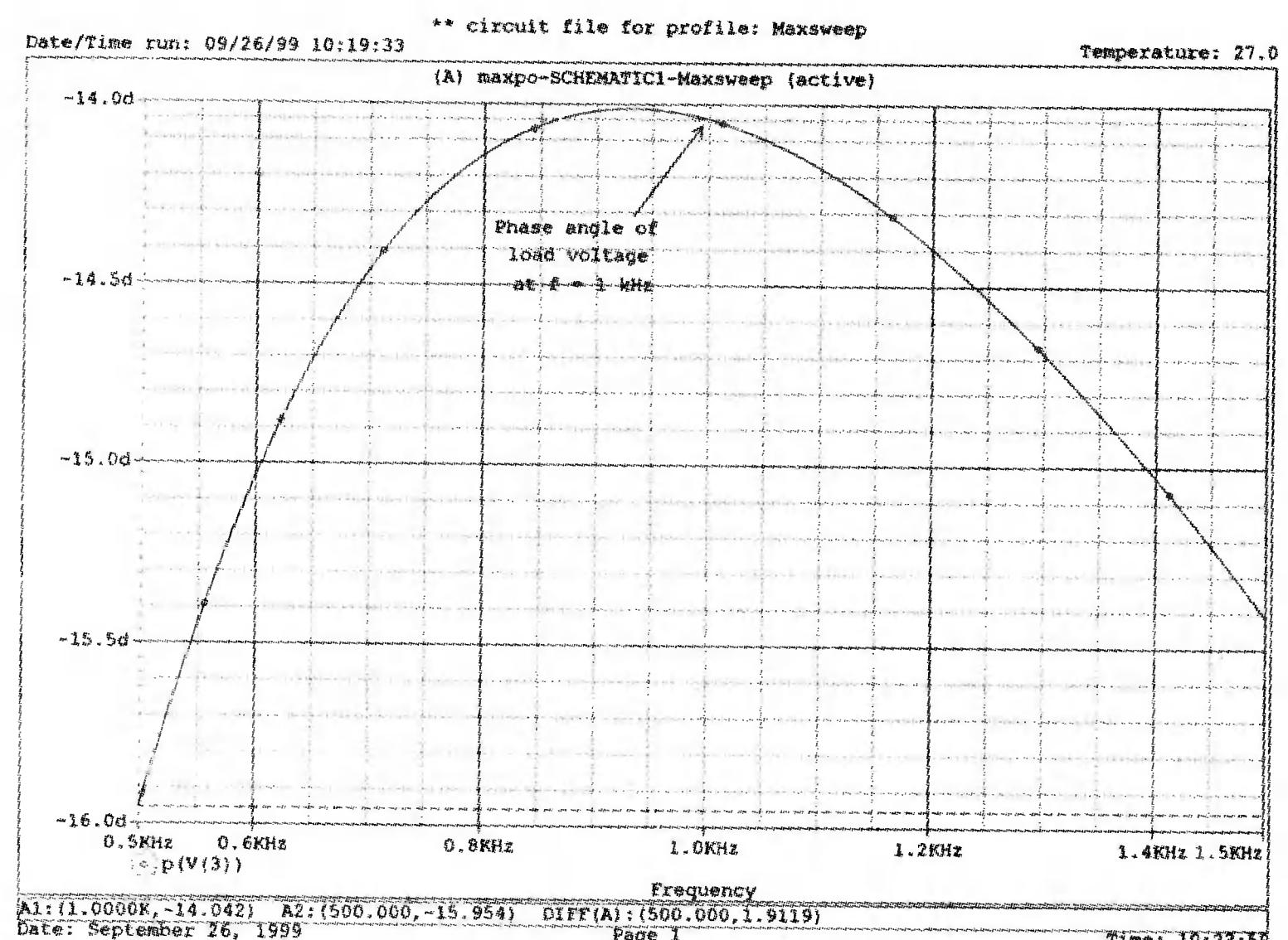
■ Рис. 14.28. Схема для определения максимальной мощности

Выполните моделирование и получите в Probe график $I(R1)$ при линейной вариации частоты. Сравните ваши результаты с представленными на рис. 14.29. Обратите внимание, что при резонансной частоте $f = 1 \text{ кГц}$ ток имеет максимальное значение 10 мА. Удалите этот график и получите график $r(V(3))$ для фазового угла напряжения на нагрузке (то есть на последовательном

соединении R_2 и C_1). Убедитесь, что этот угол на резонансной частоте равен $-14,04^\circ$, как показано на рис. 14.30.



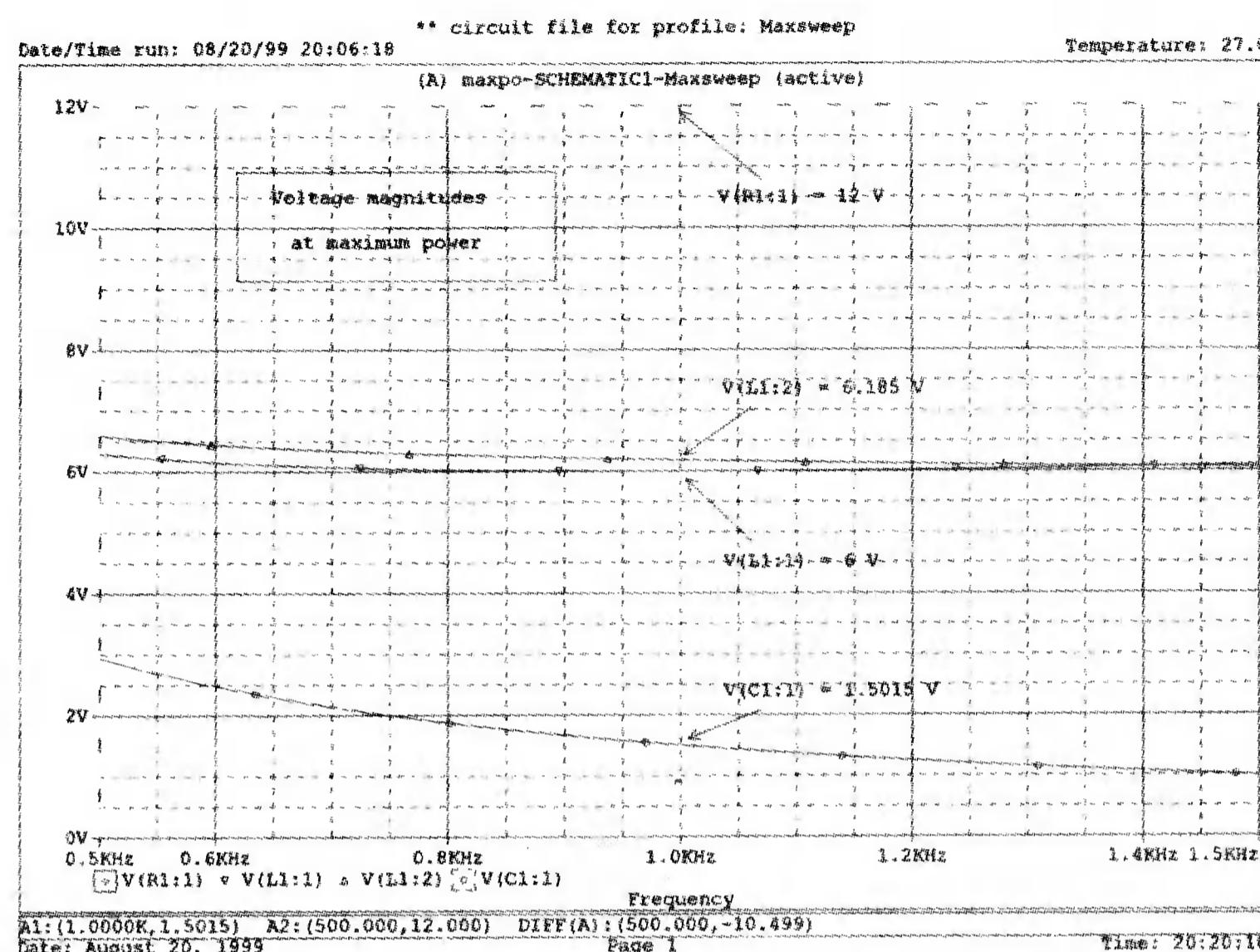
■ Рис. 14.29. К определению максимальной мощности



■ Рис. 14.30. Фазовый угол напряжения на нагрузке

В качестве дополнительного упражнения удалите этот график и получите графики $V(R1:1)$, $V(L1:1)$, $V(L1:2)$ и $V(C1:1)$. Используйте курсор, чтобы найти значение каждого из этих напряжений при $f = 1$ кГц. Сравните ваши ре-

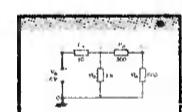
зультаты с показанными на рис. 14.31. Можете ли вы показать каждое из этих напряжений на схеме?



■ Рис. 14.31. Амплитуды напряжений при максимальной мощности

Обозначения токов и напряжений в Probe

Перед тем как выйти из Probe, поэкспериментируйте с другими временными диаграммами напряжения и тока. Обозначив через x некоторый компонент, найдите напряжения на различных компонентах, используя $V(x:1)$ для напряжения в точке $x:1$ относительно земли, $r(v(x:1))$ — для действительной и $img(V(x:1))$ — для мнимой части этого напряжения. Используйте $I(x)$, чтобы найти график тока, текущего от первого узла ко второму в компоненте x , $r(I(x))$ — для действительной и $img(I(x))$ — для мнимой части этого тока.

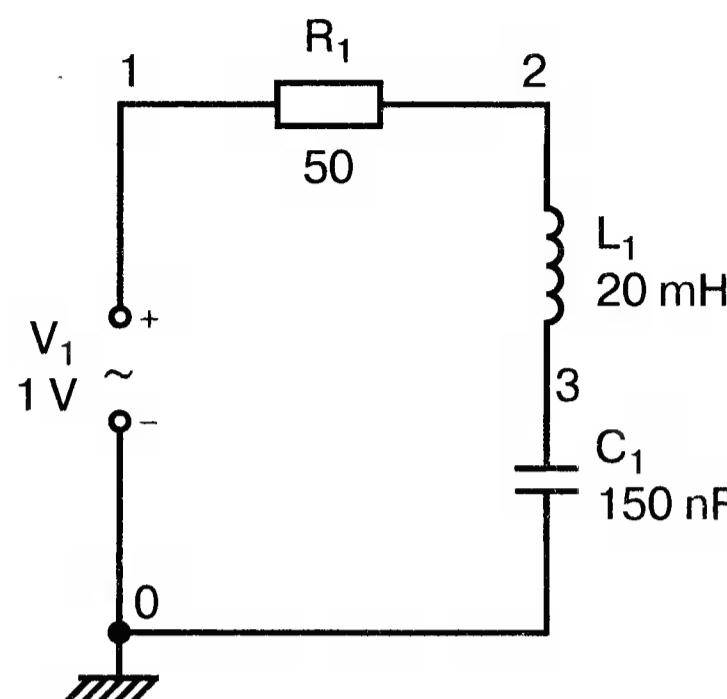


ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ РЕЗОНАС

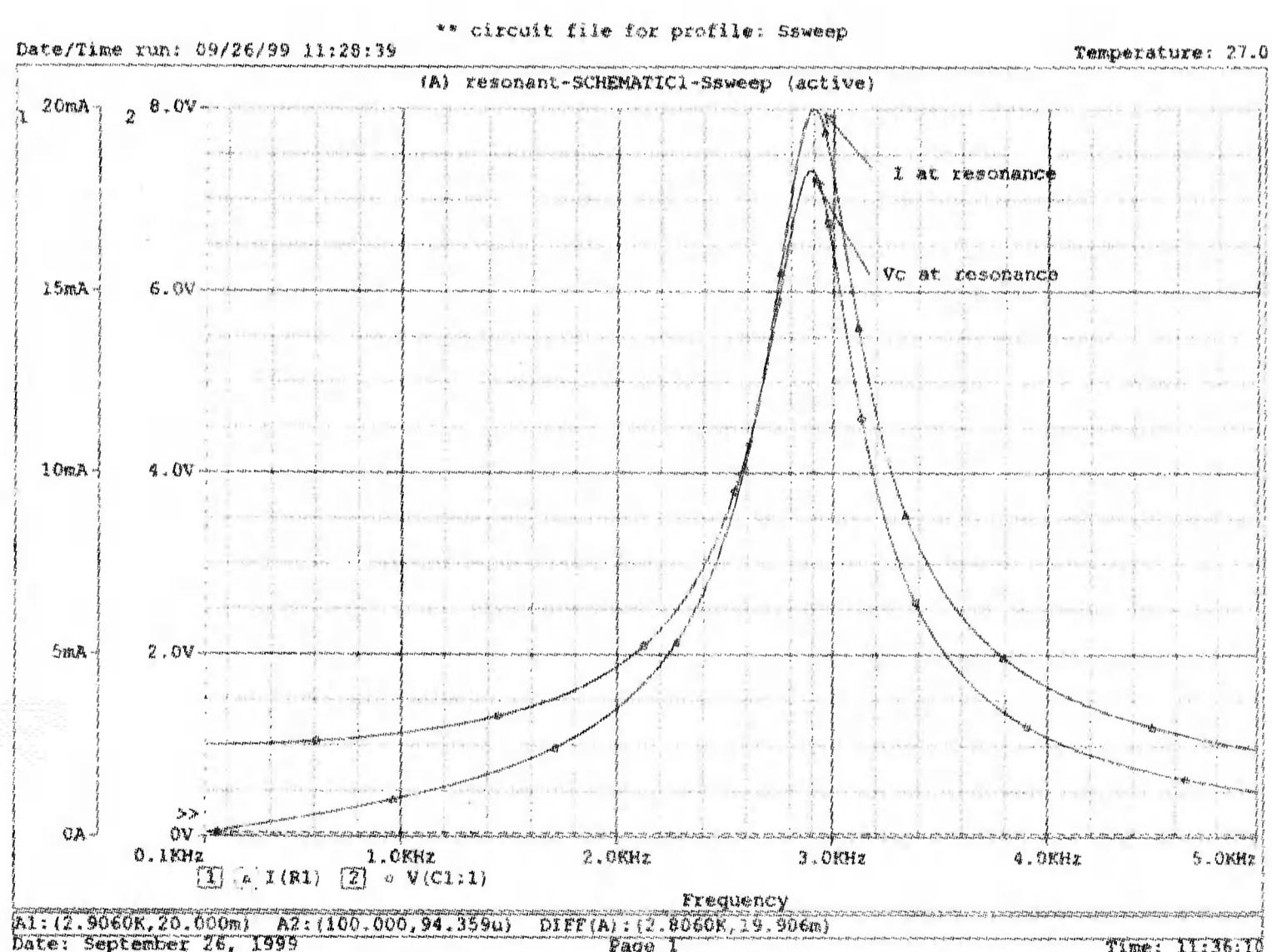
В предыдущем примере значения L и C были выбраны такими, чтобы обеспечить резонанс на частоте $f = 1$ кГц. Во многих схемах резонансная частота неизвестна, и ее необходимо определить при анализе схемы. Создайте в Capture схему, подобную приведенной на рис. 2.10. Схема для проведения этого анализа показана на рис. 14.32. Параметры элементов: $V_1 = 1$ В (используется источник типа *VAC*), $R_1 = 50$ Ом, $L_1 = 20$ мГн, и $C_1 = 150$ нФ. Необходимо найти резонансную частоту. Откройте новый проект с именем *resonant*, создайте схему и разметьте узлы в соответствии с рисунком. Для моделирования выберем имя *Ssweep* и зададим тип анализа *AC Sweep/Noise* в диапазоне частот от 100 Гц до 5 кГц. Используйте 4901 точку, получив результат для каждого целочисленного значения частоты.



В Probe получите график $I(R1)$, затем напряжение на конденсаторе $V(C1:1)$ с отдельной осью Y . Сравните ваши результаты с приведенными в главе 2 и на рис. 14.33.



■ Рис. 14.32. Последовательный резонансный контур

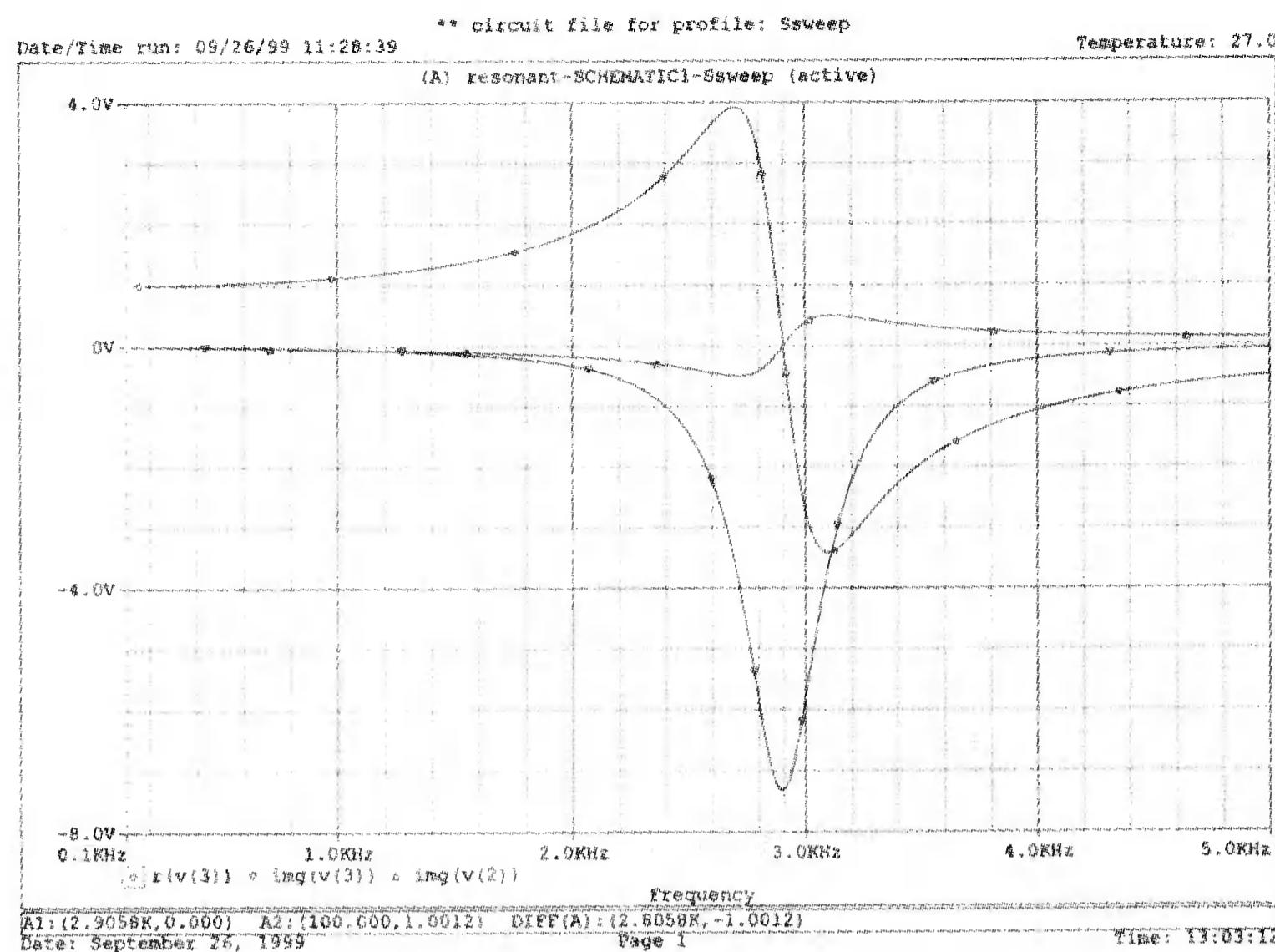


■ Рис. 14.33. АЧХ тока и напряжения на конденсаторе при резонансе

Удалите эти графики и вторую ось Y и получите следующие графики:

- 1) $v(v(3))$, действительную составляющую напряжения на узле 3 (между L_1 и C_1); это напряжение становится нулевым при f_0 .
- 2) $\text{img}(v(3))$, мнимую составляющую этого же напряжения, которая достигает отрицательного минимума в $-7,238$ В при f_0 .
- 3) $\text{img}(v(2))$, мнимую часть напряжения на последовательном соединении L_1 и C_1 ; это напряжение равно нулю при f_0 .

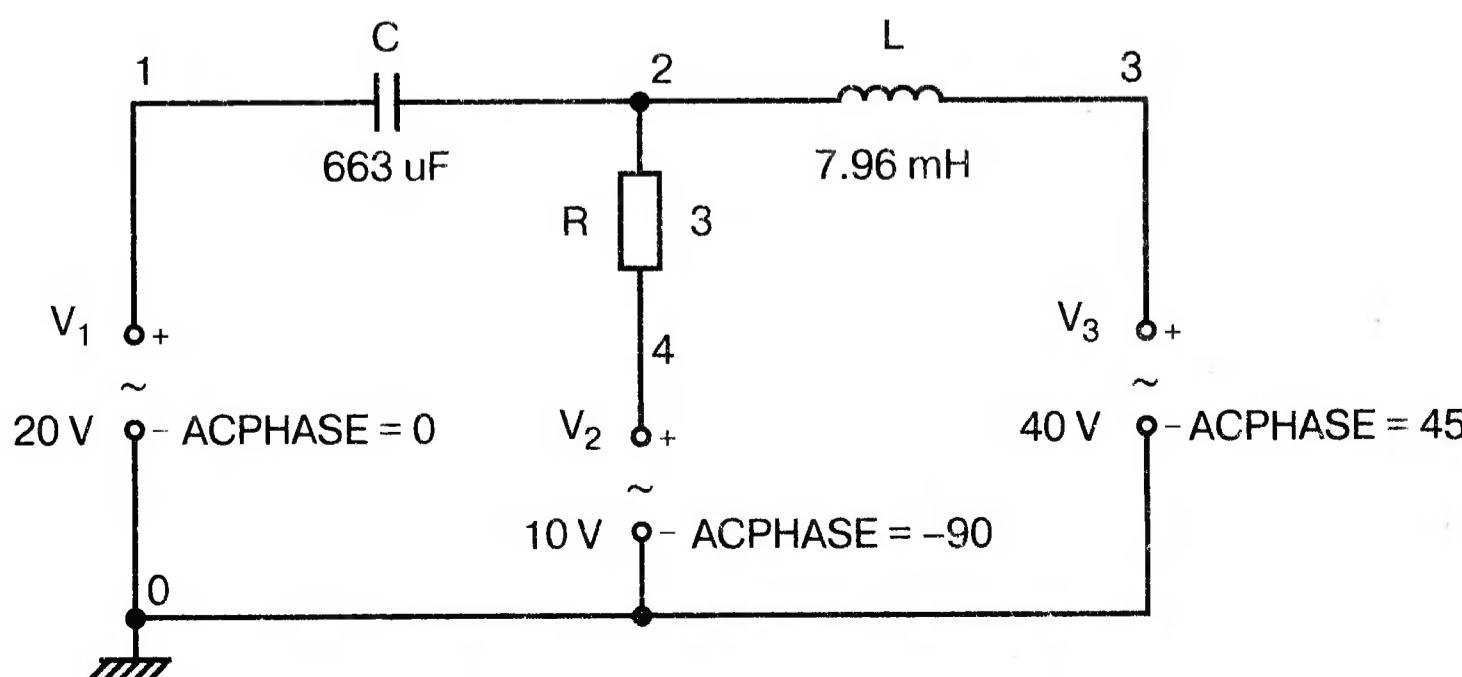
Эти графики приведены на рис. 14.34.



■ Рис. 14.34. Напряжение на конденсаторе и на LC-цепи при резонансной частоте

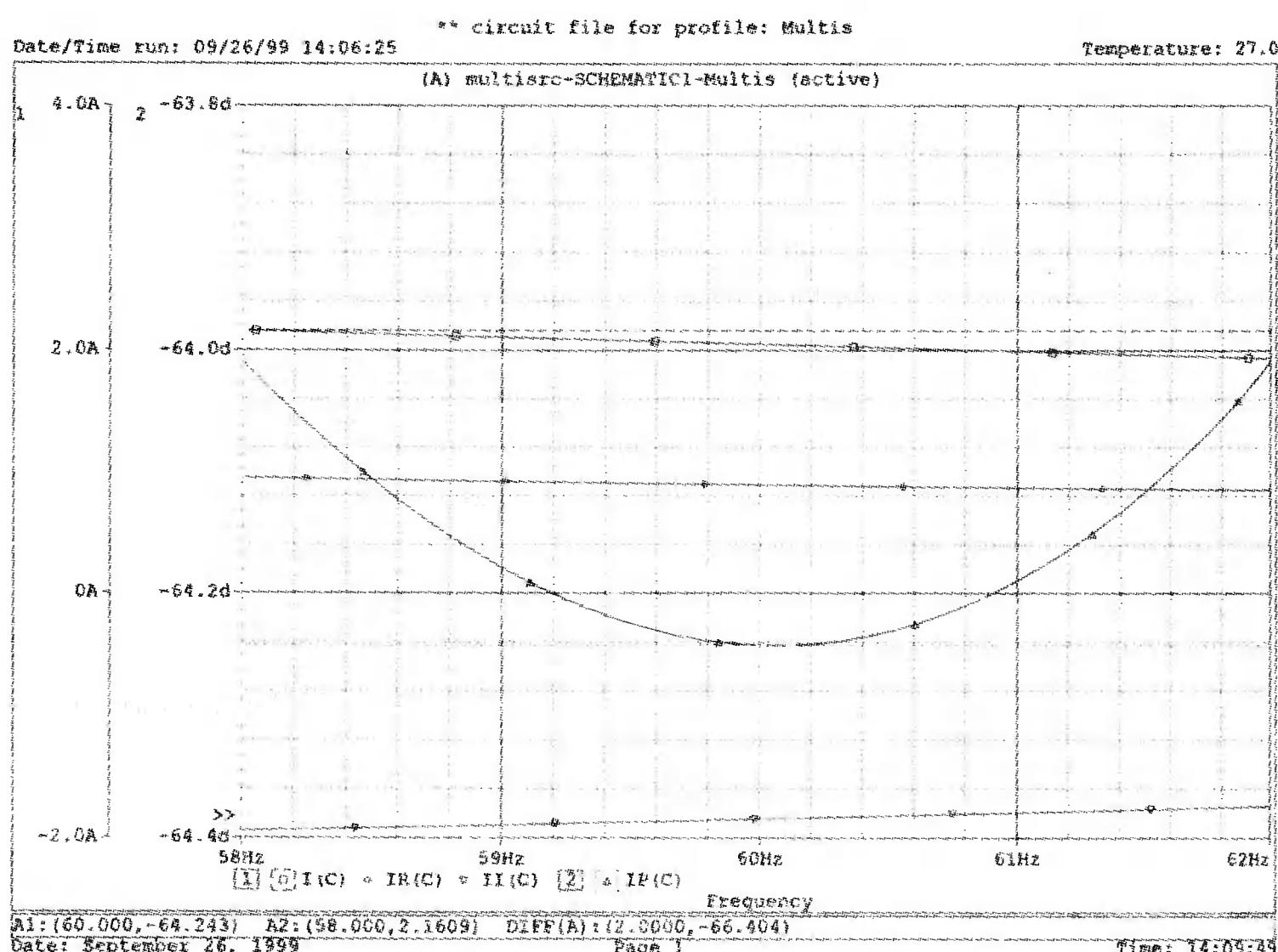
ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С НЕСКОЛЬКИМИ ИСТОЧНИКАМИ

Проанализируем теперь с помощью Capture цепи с несколькими источниками переменного напряжения из главы 2. Создайте в Capture схему, показанную на рис. 14.35, с именем *multisrc*. Используйте *VAC* для каждого источника напряжения и установите $V_1 = 200 \angle 0^\circ$ В, $V_2 = 10 \angle -90^\circ$ В (обратите внимание, что V_2 имеет «+» у нижнего полюса) и $V_3 = 40 \angle 0^\circ$ В. Значения R , L и C показаны на рисунке. Разметьте узлы, как показано на рис. 2.27 (выбрав Place, Netlist). После создания схемы дайте моделированию имя *Multi* и выполните анализ AC Sweep/Noise в диапазоне частот от 58 до 62 Гц для 101 точки. Вспомните, что мы не можем использовать курсор, если анализ выполнен для одной частоты 60 Гц, как в главе 2.



■ Рис. 14.35. Схема с несколькими источниками питания

Проведите моделирование и получите графики $I(C)$, $IR(C)$ и $II(C)$. Для оси X , используйте линейный масштаб от 58 до 62 Гц. Теперь добавьте другую ось Y и получите $IP(C)$. Эти графики показаны на рис. 14.36. При желании получите другие численные результаты, показанные на рис. 2.28. Для этого удалите графики, заменив их такими графиками, как $I(L)$, $IR(L)$, $II(L)$ и $IP(L)$. Разумеется, для этого вам потребуется достаточно много времени, и простота использования непосредственно PSpice вместо Capture станет особенно очевидной.



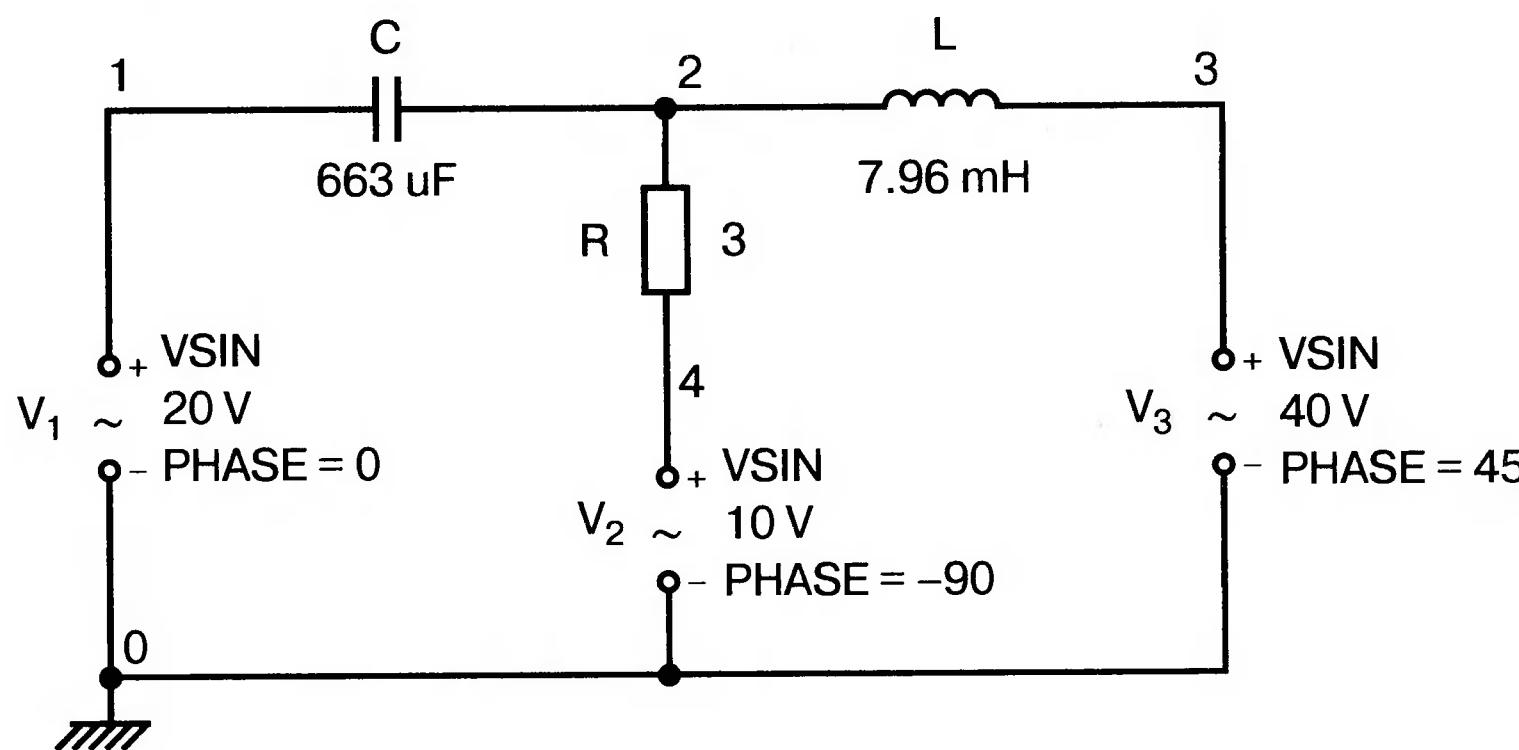
■ Рис. 14.36. К анализу схемы с тремя источниками питания

ВРЕМЕННЫЕ ДИАГРАММЫ ДЛЯ ЦЕПЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА СО МНОГИМИ ИСТОЧНИКАМИ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА



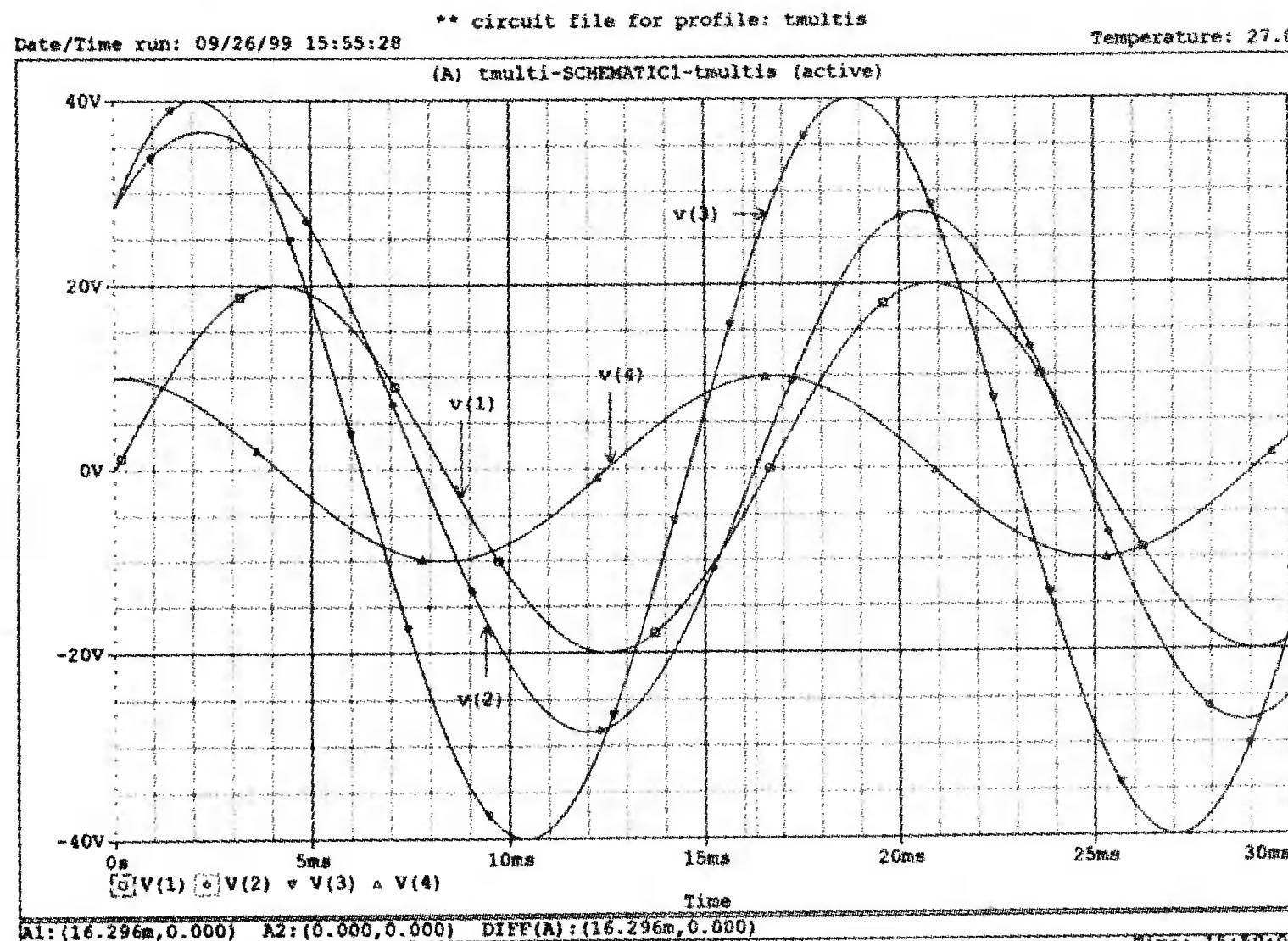
Решим теперь предыдущую задачу, применяя компоненты $VSIN$ вместо VAC для источников напряжения V_1 , V_2 и V_3 . При этом проводится исследование переходного процесса во временной области. Анализ сложнее и имеет некоторые ограничения, о которых мы скажем далее. Начните новый проект в Capture с именем *tmulti* и параметрами элементов из предыдущего примера: $C = 663 \text{ мкФ}$, $L = 7,96 \text{ мГн}$ и $R = 3 \text{ Ом}$. Для напряжений источников используем $V_1 = 20 \angle 0^\circ \text{ В}$, $V_2 = 10 \angle -90^\circ \text{ В}$ (дважды поверните компонент, чтобы положительный полюс оказался внизу) и $V_3 = 40 \angle 45^\circ \text{ В}$. Разместите узлы, как показано на рис. 14.37, затем используйте для моделирования имя *tmultis* и выполните во временной области анализ для переходного процесса. Выберите время выполнения в 30 мс и максимальный размер шага в 30 мкс. Выполните моделирование и в Probe получите графики $V(1)$, $V(2)$ и $V(3)$, как показано на рис. 14.38. Поскольку $V(1)$, $V(4)$ и $V(3)$ источники напряжения, их диаграммы появляются с заданными начальными фазовыми углами, в отличие от напряжения $V(2)$ в точке соединения трех компо-

нентов C , L и R . Последнее в начальный момент равно $V(3)$, но во время переходного процесса его фаза изменяется. На рисунке место, в котором $V(2)$ пересекает горизонтальную ось в положительном направлении, отмечено курсором при $t = 16,296$ мс. Поскольку $V(1)$ пересекает ось при $t = 16,667$ мс, то $V(2)$ опережает его на 0,371 мс или на 8° .



■ Рис. 14.37. Анализ схемы с несколькими источниками во временной области

Отметим также, что начальный фазовый угол напряжения $V(4)$, которое представляет собой V_2 на схеме, составляет $+90^\circ$. Его фазовый угол на схеме задан как -90° , но поскольку положительный полюс находится внизу, знак начального фазового угла изменяется. Файл псевдонимов для схемы показан на рис. 14.39. Посмотрим, как размечены полюса для каждого из источников напряжения. В частности V_V2 показан, как $V2(+ = 0 - = 4)$. Вспомним, что компонент $VSIN$ был дважды повернут перед размещением в схеме.



■ Рис. 14.38. Анализ во временной области для схемы с несколькими источниками питания

*Alias File:

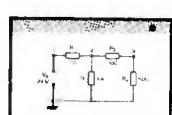
```
***** INCLUDING tmulti-SCHEMATIC1.net *****
* source TMULTI
R_R      2 4 3
L_L      2 3 7.96mH
C_C      1 2 663uF
V_V3     3 0
+SIN 0 40V 60Hz 0 0 45
V_V2     0 4
+SIN 0 10V 60Hz 0 0 -90
V_V1     1 0
+SIN 0 20V 60 0 0 0

***** RESUMING tmulti-schematic1-tmultis.sim.cir *****
.INC "tmulti-SCHEMATIC1.als"

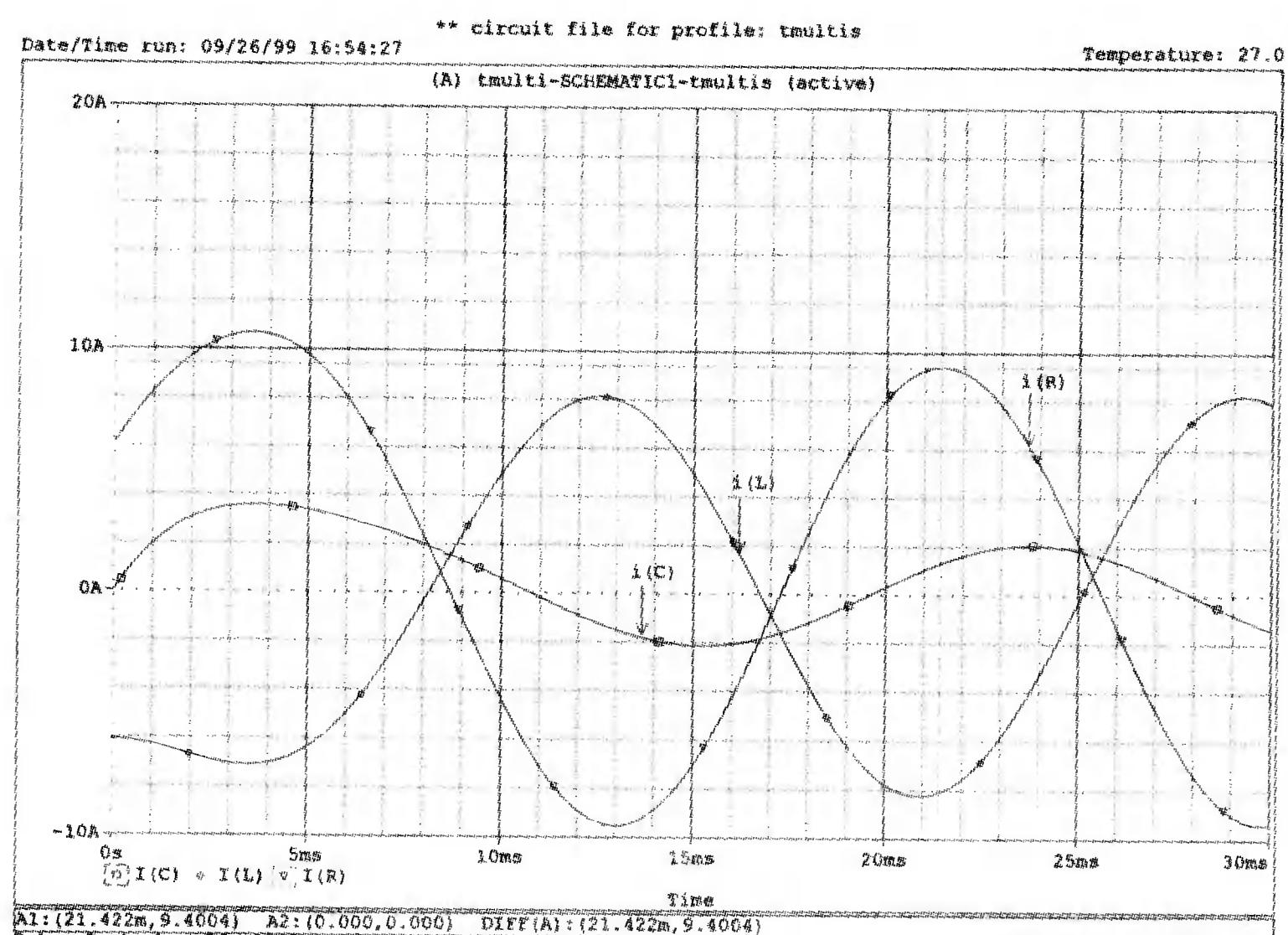
***** INCLUDING tmulti-SCHEMATIC1.als *****
.ALIASES
R_R      R(1=2 2=4 )
L_L      L(1=2 2=3 )
C_C      C(1=1 2=2 )
V_V3     V3(+=3 -=0 )
V_V2     V2(+=0 -=4 )
V_V1     V1(+=1 -=0 )
```

■ Рис. 14.39. Файл псевдонимов для схемы с несколькими источниками

Временные диаграммы гармонических токов



Не выходя из Probe, удалите графики напряжения и получите графики для каждого из токов схемы. Не забудьте показать условные направления для всех токов на схеме цепи. Рассмотрите временные диаграммы для токов конденсатора и катушки индуктивности после того, как они прошли начальный участок переходного процесса, чтобы определить правильные амплитуды.



■ Рис. 14.40. Токи в ветвях схемы с несколькими источниками

ды и фазы. Не забудьте, что фактически нас интересует не переходной процесс для этой схемы, а скорее то, что мы могли бы видеть в лаборатории на экране осциллографа. Эти графики представлены на рис. 14.40. Обратите внимание, что ток через конденсатор $I(C)$ проходит слева направо, ток $I(L)$ — также слева направо, а ток через резистор $I(R)$ направлен вниз. Рассмотрите файл псевдонимов, чтобы подтвердить это.

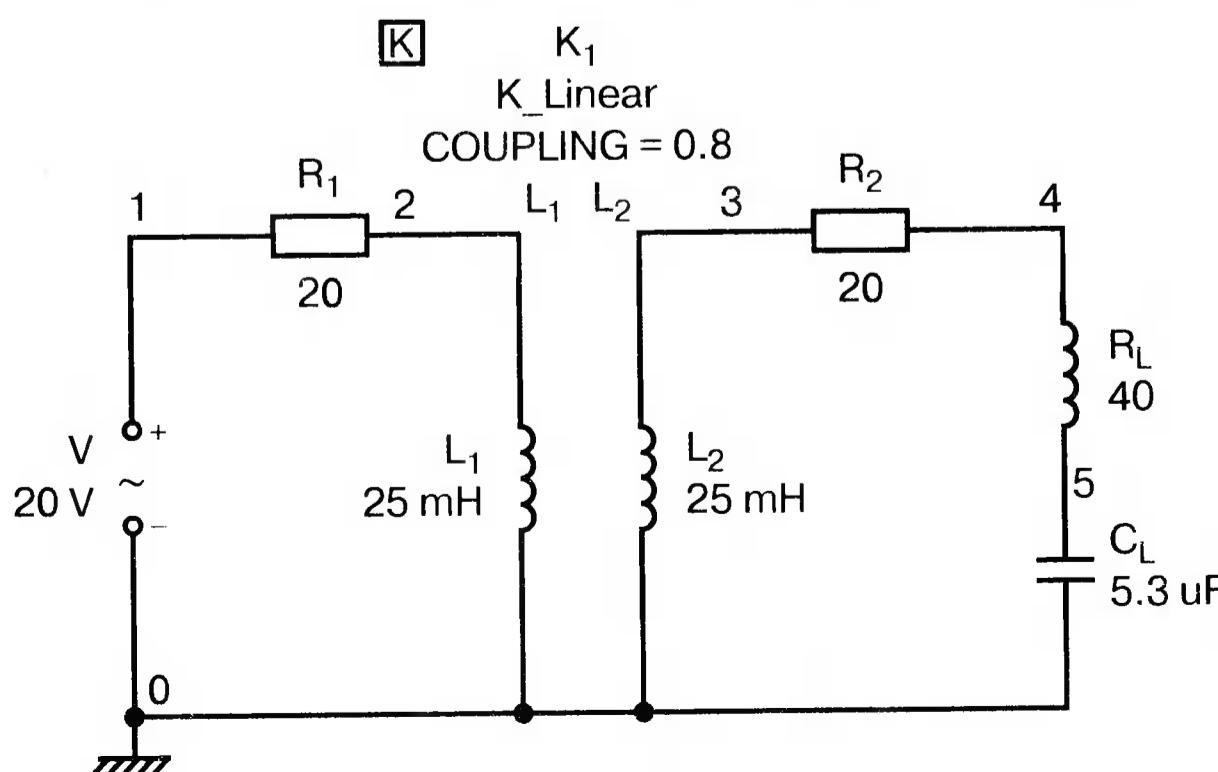
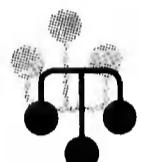
В любой момент сумма токов в узле 2 должна быть равна нулю. С учетом направлений токов это отображается уравнением

$$I_C - I_L - I_R = 0.$$

В качестве упражнения найдите сумму токов в узле 2 при $t = 20$ мс. Вы должны получить $0,32 + 7,74 - 8,04 = 0,02$ А. Эта сумма не совсем равна нулю, так как процессы к этому моменту еще не полностью установились.

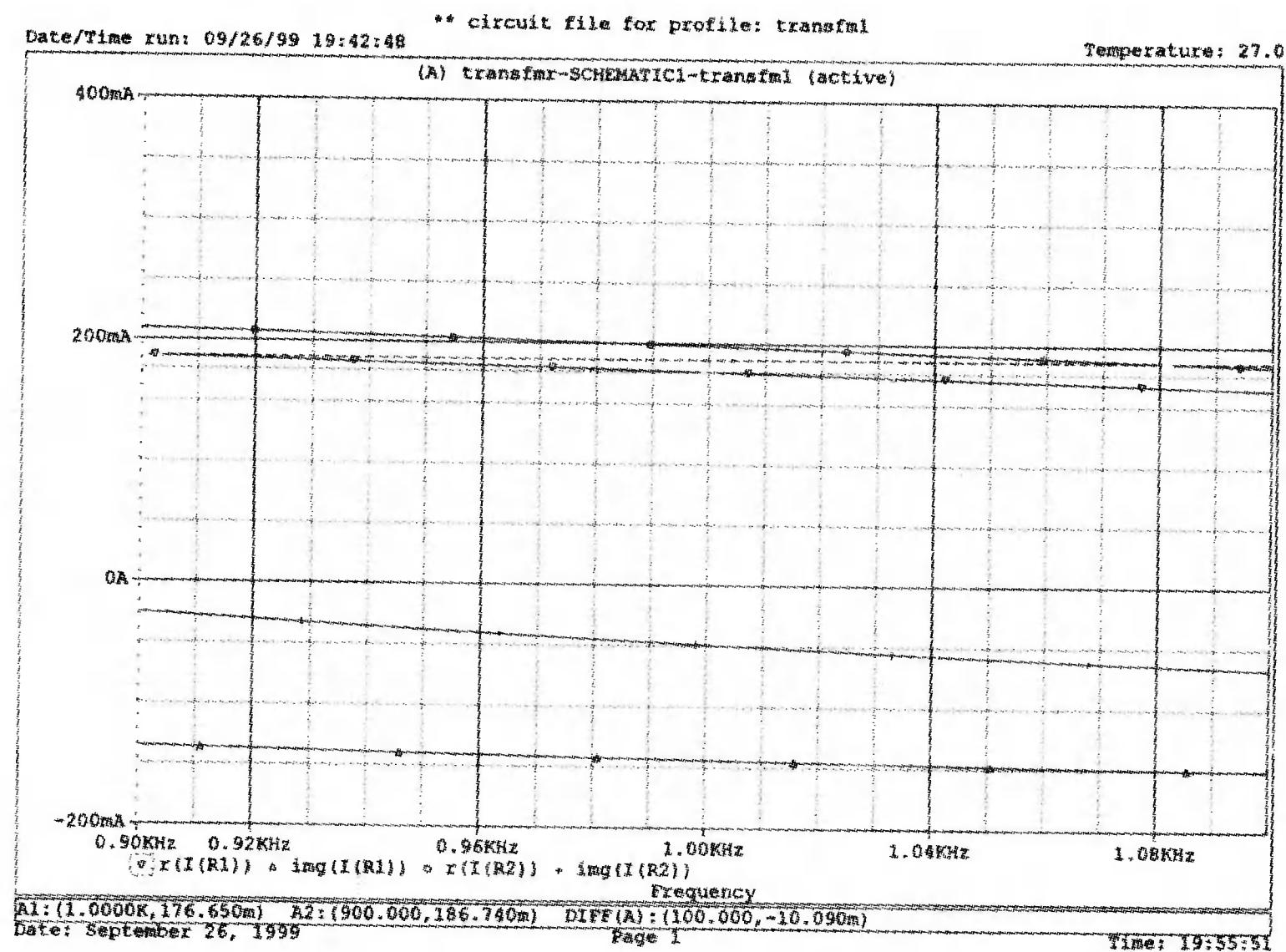
ТРАНСФОРМАТОРЫ

Воспользуемся схемой на рис. 2.29, чтобы показать, как вводятся в Capture схемы, содержащие трансформаторы. На рис. 14.41 показан желательный вид схемы. Начните новый проект *transptr*, используя компоненты *VAC*, *R*, *C* и *L*. Трижды поверните каждый из компонентов L_1 , L_2 , RL и CL при размещении их на схеме. Значения параметров такие же, как в главе 2: $V = 20$ В, $R_1 = 20$ Ом, $R_2 = 20$ Ом, $RL = 40$ Ом, $L_1 = 25$ мГн, $L_2 = 25$ мГн и $CL = 5,3$ мкФ. Две катушки индуктивности независимы, если компонент *K_Linear* из библиотеки аналоговых компонентов не помещен в схему. Поместите этот символ в удобном месте, например, между катушками индуктивности, как на рисунке. Дважды щелкните на поле *K* в *Property Editor* или электронной таблице, выберите поле для L_1 , и задайте значение «L1»; в поле L_2 задайте значение «L2», столбец для коэффициента связи должен содержать значение «0,8» с $M = 20$ мГн. Задав все значения и сохранив схему, проведите моделирование на PSpice с именем *transfm1*. Выполните вариацию AC Sweep в диапазоне от 900 до 1100 Гц для 201 точки. Проведите моделирование и используйте линейную ось X в диапазоне указанных частот. В Probe получите графики действительной и минимой составляющих для токов через R_1 и R_2 и сравните их с результатами, полученными в главе 2. При $f = 1$ кГц значения должны



■ Рис. 14.41. Трансформаторная схема

составлять $I(R1) = (0,176, -0,144)$ и $I(R2) = (0,198, -0,049)$ А. На рис. 14.42 показаны эти компоненты с курсором, отображающим первое из четырех значений.



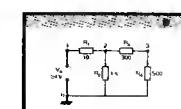
■ Рис. 14.42. Токи в трансформаторной схеме

Транзисторные цепи в Capture

В главе 10 исследовалась модель PSpice для биполярного транзистора (BJT). В демонстрационной версии PSpice имеется шесть транзисторов BJT (*Q2N2222, Q2N2907A, Q2N3904, Q2N3906, Q2N6052 и Q2N6059*), три из которых *пр-*, а три других – *ррр*-транзисторы. Чтобы показать некоторые из свойств этих компонентов, начнем с примера, использующего *Q2N3904*.

Выходные характеристики *Q2N3904*

Для получения выходных характеристик вернемся к схеме на рис. 10.1. Создайте новый проект в Capture с именем *bjtchar*. Введем компонент *IDC*, затем *R* (для R_B), затем снова *R* (для R_C), затем *VDC* и 0 для «земли». Затем выберем транзистор типа *Q2N3904* из библиотеки *eval*. Установим имена и значения компонентов, соответствующие рисунку, и соединим компоненты проводами. Пронумеруйте узлы, как на рис. 10.1 (с помощью Place, Netlist). Небольшое замечание касается условного направления тока через R_C . Ниже приведена команда PSpice для ввода резистора R_C .



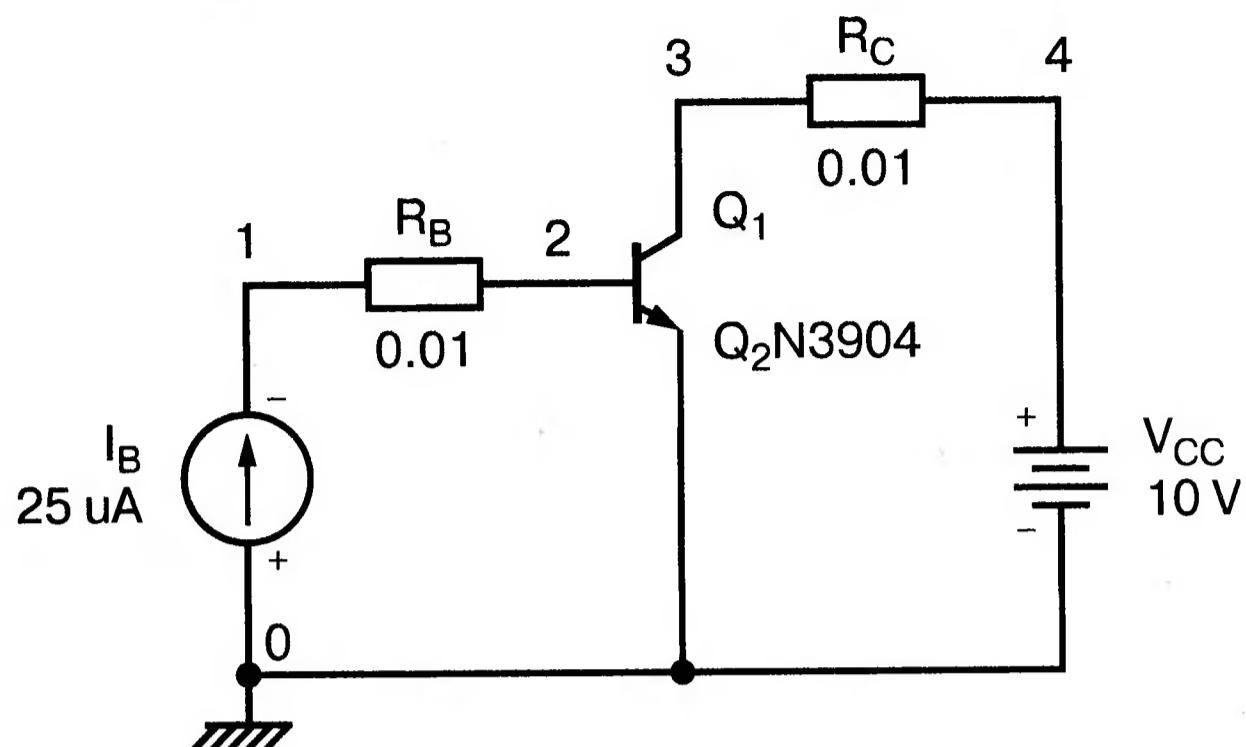
RC 4 3 0.01

Порядок следования узлов (4, 3) означает, что ток резистора будет положителен, когда он направлен справа налево, то есть от узла 4 к узлу 3. Применим это соглашение к нашему анализу в Capture. Выберите R_C и дважды поверните появившееся изображение, чтобы привести направление в соответствие с порядком следования узлов. Схема показана на рис. 15.1.

Для моделирования используйте имя *Bjt1* и выберите тип анализа *DC Sweep*. Команда для анализа на PSpice:

.dc VCC 0 10V 0.05V IB 5uA 25uA 5uA

используется, чтобы выполнить вложенную вариацию. В Capture, для внутреннего цикла выбирается в качестве переменной напряжение источника *VCC*, которое линейно изменяется от 0 до 10 В с шагом 0,05 В, как показано на рис. 15.2. Переменной внешнего цикла является ток *IB*, изменяющийся от 5 до 25 мкА с шагом 5 мкА (рис. 15.3).

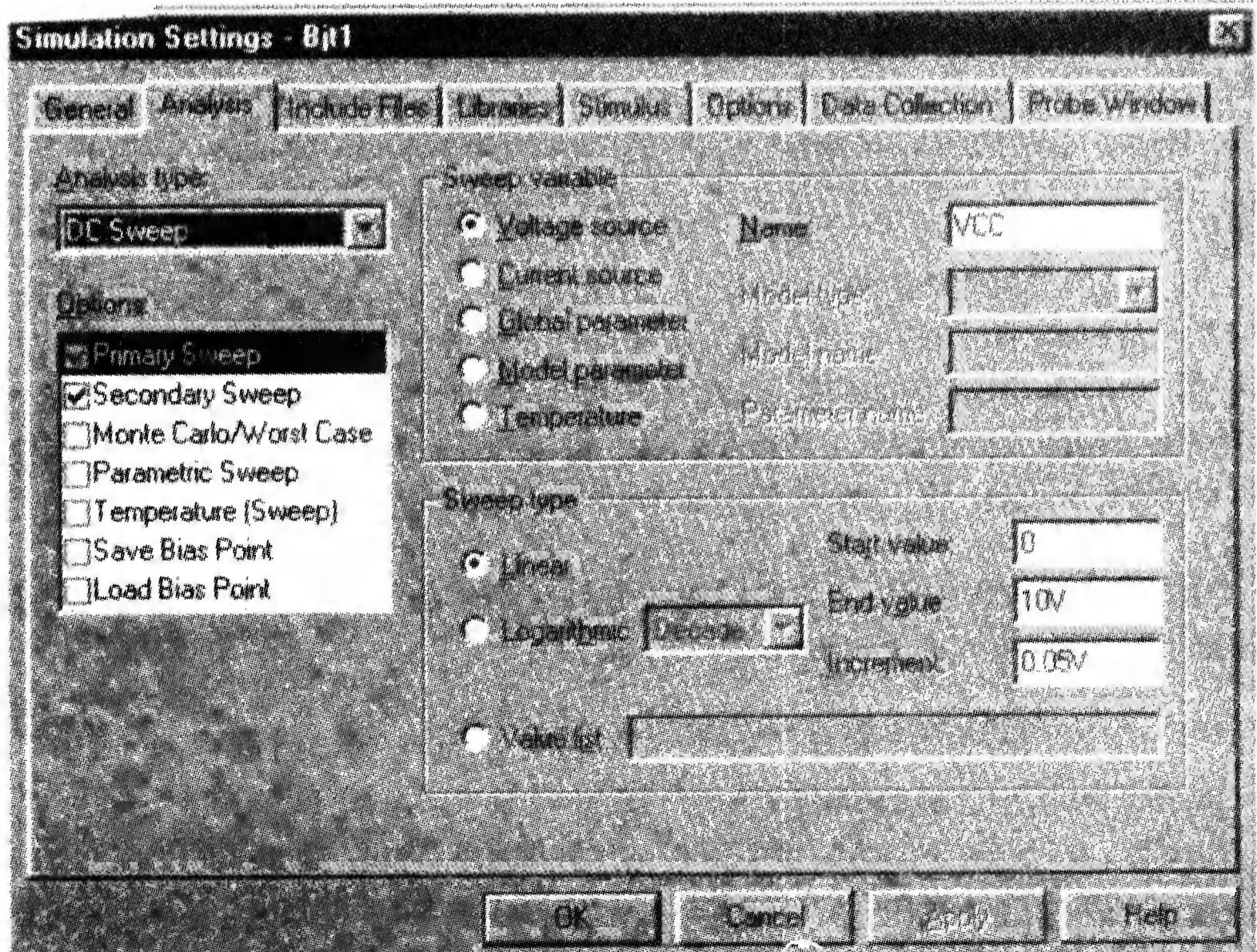


■ Рис. 15.1. Схема для биполярного транзистора, полученная в Capture

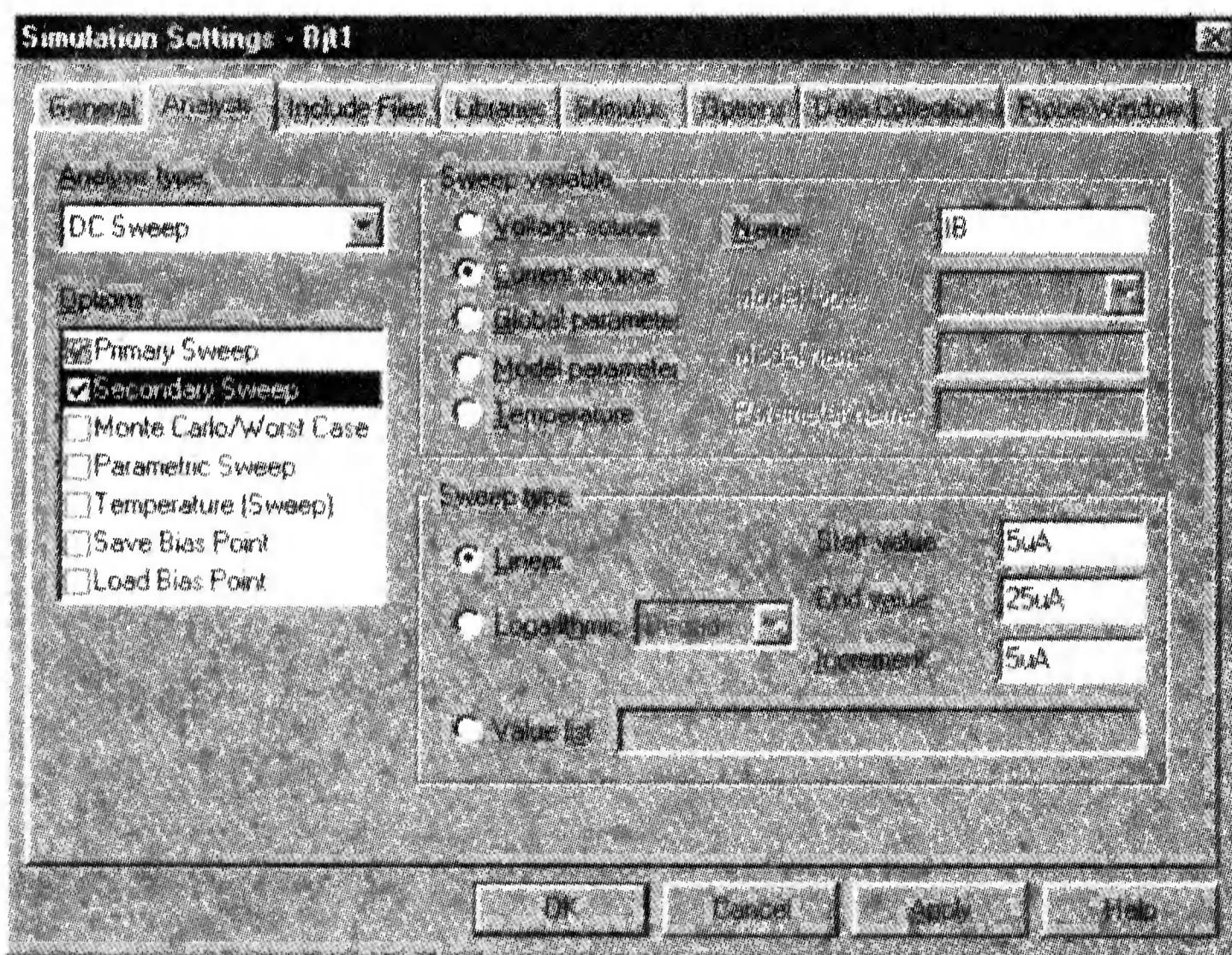
Выполните моделирование и в Probe получите график $I(R_C)$. При этом будет выведено необходимое семейство характеристик, с одной кривой для каждого приращения тока базы в 5 мкА. Результаты показаны на рис. 15.4.

Выходной файл, полученный в Capture, показан на рис. 15.5. Сравните его с соответствующим выходным файлом, приведенным в главе 10. Отметим две команды, приведенные под заголовком Analysis directives: и порядок следования узлов для строки, вводящей R_C :

`R_RC 4 3 0.01`



■ Рис. 15.2. Установки для моделирования биполярного транзистора

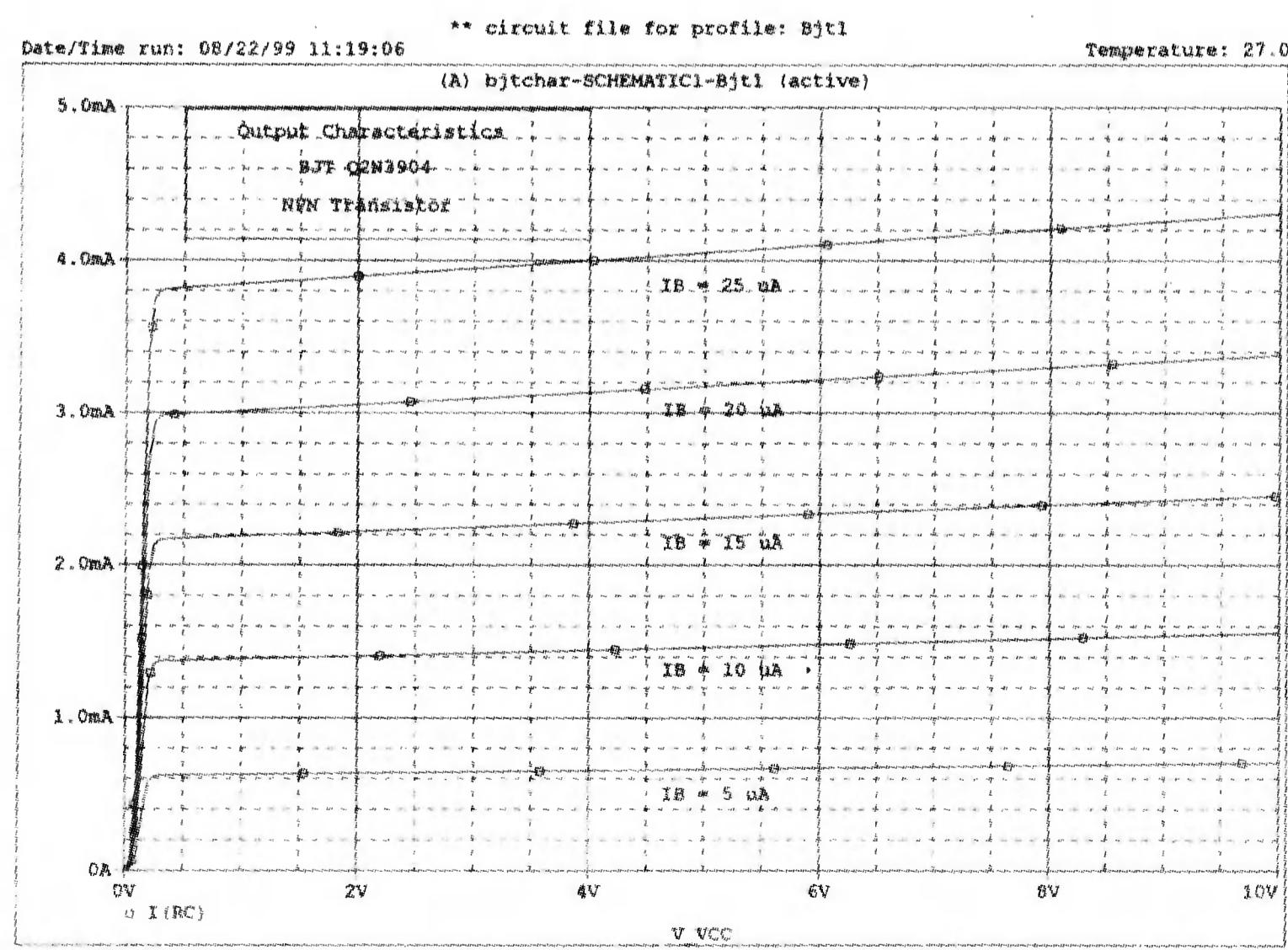


■ Рис. 15.3. Использование источника тока для внешнего цикла вариации параметров

Такой порядок был определен, когда мы дважды повернули R_C из первоначальной позиции. Транзистор введен строкой

Q_Q1 3 2 0 Q2N3904

Полюса 3, 2, 0 соответствуют коллектору, базе и эмиттеру.



■ Рис. 15.4. Выходные характеристики биполярного транзистора

```
***** 09/27/99 14:13:33 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****
** circuit file for profile: Bjt1

*Libraries:
* Local Libraries :
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib

*Analysis directives:
.DC LIN V_VCC 0 10V 0.05V
+ LIN I_IB 5uA 25uA 5uA
.PROBE

*Netlist File:
.INC "bjtchar-SCHEMATIC1.net"

*Alias File:

***** INCLUDING bjtchar-SCHEMATIC1.net *****
* source BJTCHAR
V_VCC      4 0 10V
R_RC       4 3 0.01
R_RB       1 2 0.01
I_IB       0 1 DC 25uA
Q_Q1       3 2 0 Q2N3904

***** RESUMING bjtchar-SCHEMATIC1-Bjt1.sim.cir *****
.INC "bjtchar-SCHEMATIC1.als"

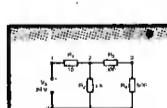
***** INCLUDING bjtchar-SCHEMATIC1.als *****
.ALIASES
V_VCC      VCC(+=4 -=0 )
R_RC       RC(1=4 2=3 )
R_RB       RB(1=1 2=2 )
I_IB       IB(+=0 -=1 )
Q_Q1       Q1(c=3 b=2 e=0 )
    - (1=1)
    - (2=2)
    - (4=4)
    - (3=3)
.ENDALIASES

***** BJT MODEL PARAMETERS

        Q2N3904
        NPN
IS      6.734000E-15
BF      416.4
```

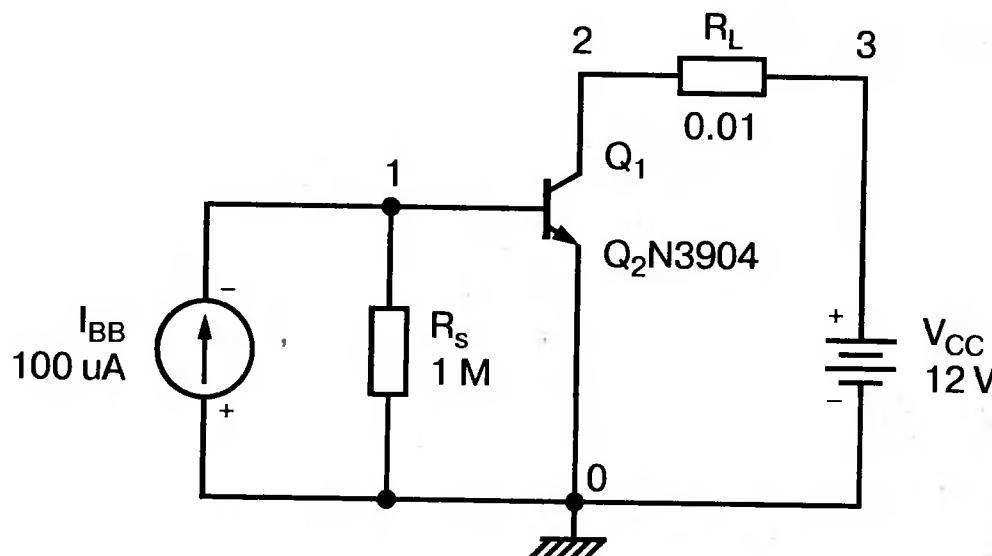
■ Рис. 15.5. Выходной файл для биполярного транзистора

Входные характеристики Q2N3904



Используем схему, показанную на рис. 10.3, чтобы получить входные характеристики транзистора *Q2N3904*. После создания нового проекта *bjtchar* разместим компоненты обычным способом. Резистор R_S необходимо трижды повернуть, резистор R_L вращать не нужно. Пронумеруйте узлы, как показано на рис. 15.6, и сохраните проект. Для моделирования используйте вариацию dc sweep с именем *Bjt1* с внутренним циклом вариации по току источника I_{BB} в линейном диапазоне от 0 до 100 мкА и с шагом в 1 мкА. На рис. 15.7 показана вкладка для установки опций этой вариации. В качестве параметра внешне-

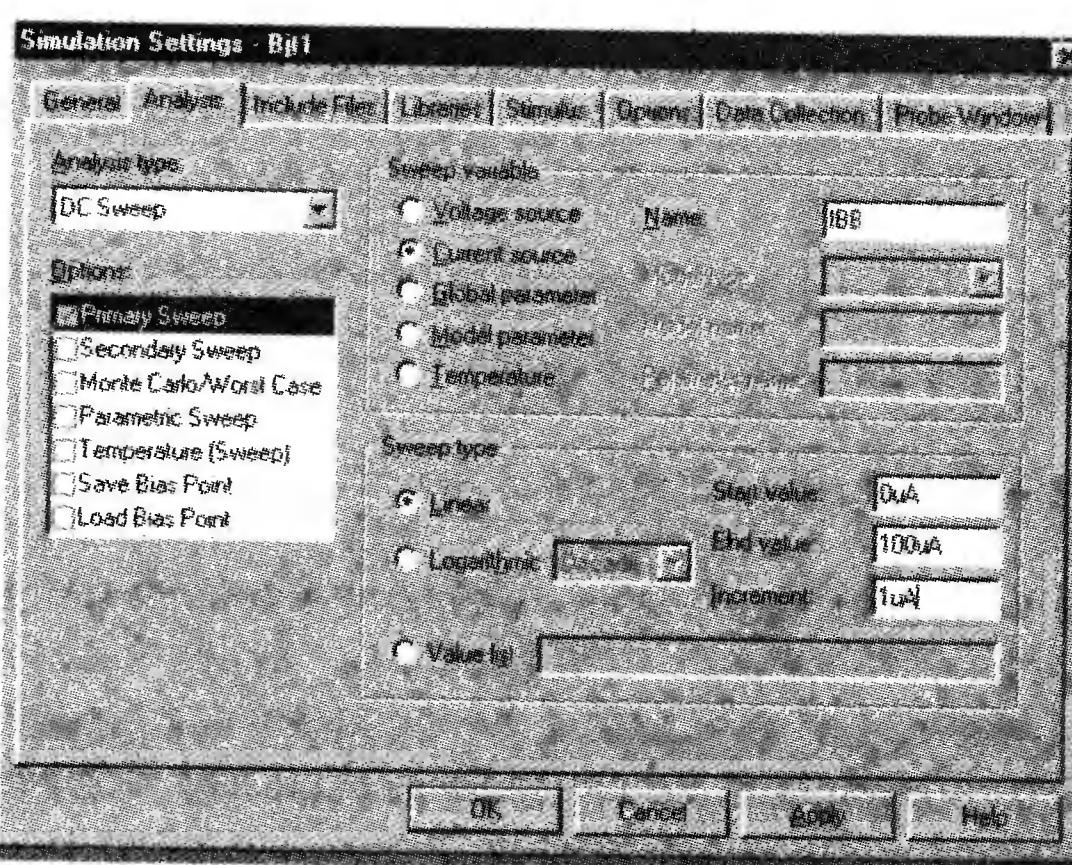
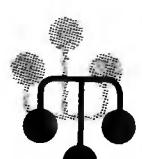
го цикла вариации выбирается напряжение источника V_{CC} от 0 до 10 В с шагом в 2 В (рис. 15.8). Выполните моделирование и в Probe установите в качестве переменной по оси X напряжение на узле 1 (напряжение на базе) $V(Rs:I)$. График $I(BV)$ отображает ток базы. Все кривые этого семейства, кроме первой (при $V_{CE}=0$), сливаются в одну (рис. 15.9). Выходной файл показан на рис. 15.10 для сравнения с предыдущим выходным файлом.



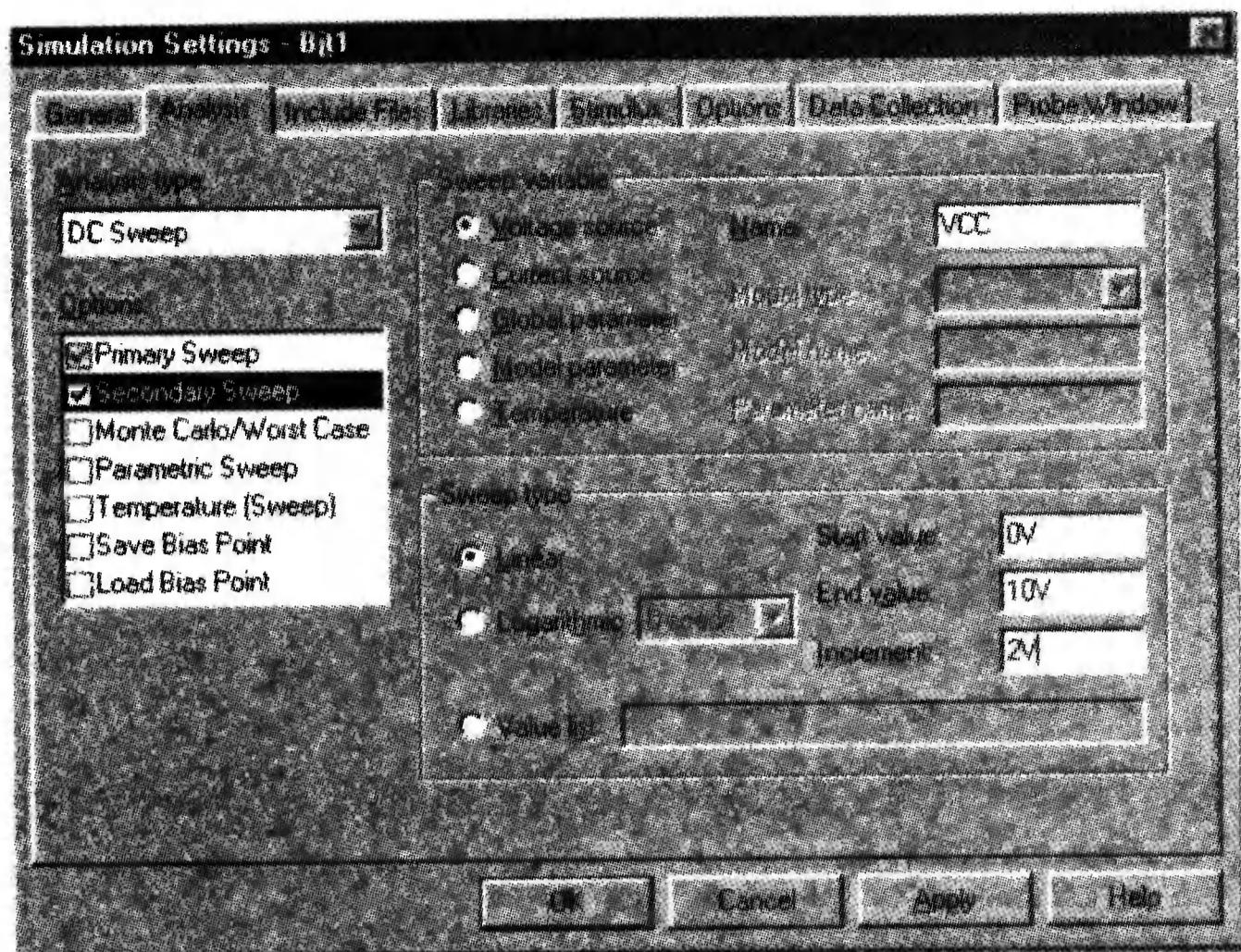
■ Рис. 15.6. Цепи смещения для биполярного транзистора

ИЗУЧЕНИЕ СХЕМ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

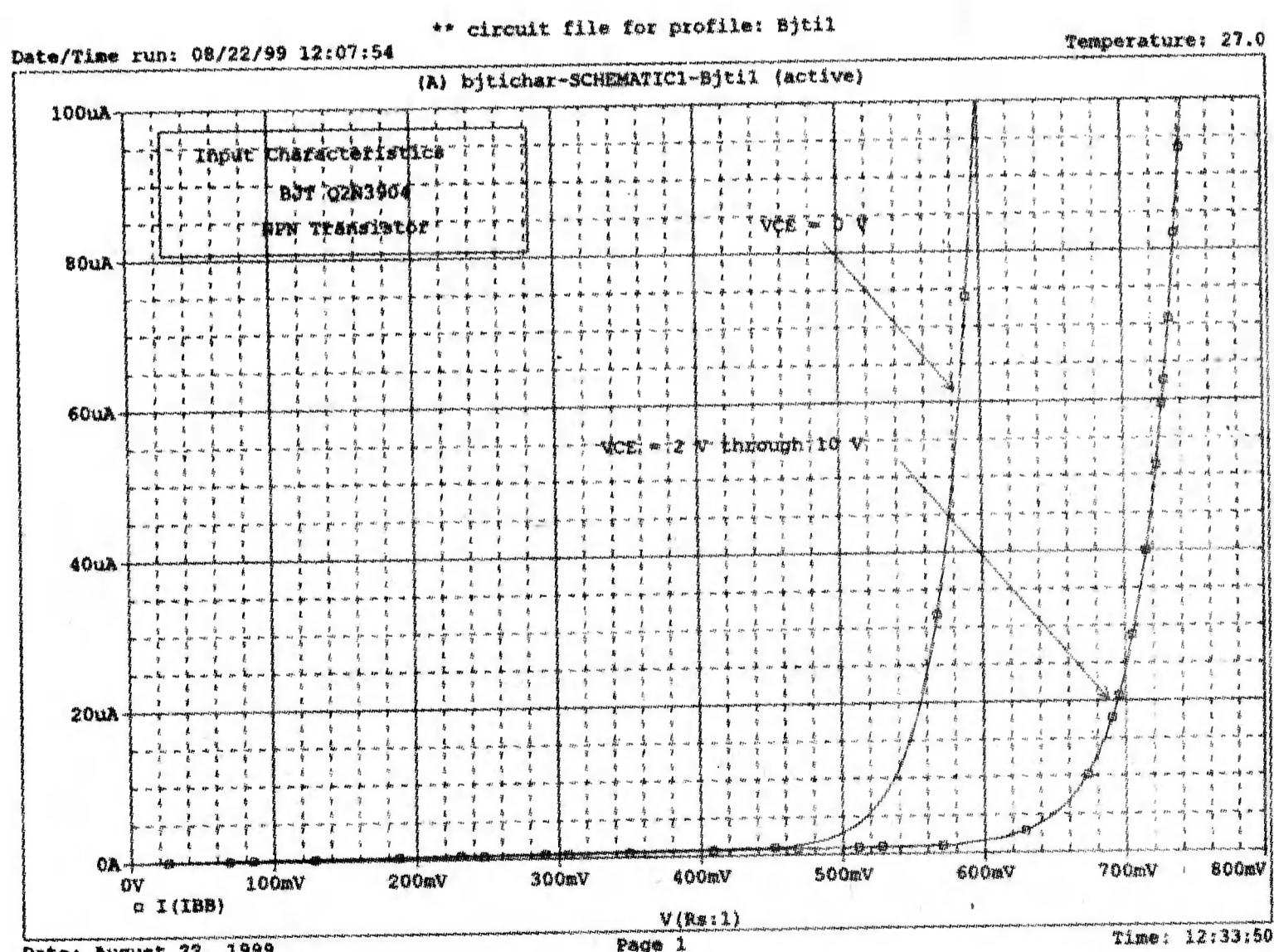
Для изучения цепей смещения в главе 10 была использована схема на рис. 10.7. Соберите эту схему в Capture, создав новый проект *Bjtcase*. Напомним, что необходимо трижды повернуть резисторы, чтобы первый полюс каждого резистора оказался наверху. Значения будут такими же, как на рис. 10.7: $R_1 = 40 \text{ к} \Omega$, $R_2 = 3,3 \text{ к} \Omega$, $R_c = 4,7 \text{ к} \Omega$, $R_E = 220 \text{ к} \Omega$ и $V_{CC} = 12 \text{ В}$. Транзистор 2N2222 обозначен в библиотеке *eval* как *Q2N2222*. Пронумеруйте узлы, как на рис. 10.7, затем сохраните полученный рисунок (рис. 15.11). Чтобы получить анализ цепей смещения, используйте моделирование на PSpice под именем *Bjtcase*. Выберите тип анализа *Bias Point* и для *Output File Option* установите опцию “Include detailed bias point information (.OP)”. Выполните моделирование, проверьте ошибки, исследуйте выходной файл, затем отредактируйте его в Word и распечатайте. Сравните ваши результаты с показанными на рис. 15.12. Значения параметров смещения должны совпадать с приведенными в главе 10.



■ Рис. 15.7. Установка опций при снятии входных характеристик



■ Рис. 15.8. Установка опций для внешнего цикла вариации



■ Рис. 15.9. Входные характеристики биполярного транзистора

Обратите внимание, что мы не вывели значения токов через резисторы, как делали это на рис. 10.8, поскольку директива PRINT DC недоступна в Capture. Таким образом, дополнительная работа, необходимая для анализа в Capture, не оправдана, если нас интересуют только параметры смещения. Для проведения анализа переменных составляющих используем созданную нами схему, просто добавив недостающие компоненты.

***** 09/27/99 14:13:33 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****

** circuit file for profile: Bjt1

*Libraries:

* Local Libraries :

* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:

.lib nom.lib

*Analysis directives:

.DC LIN V_VCC 0 10V 0.05V

+ LIN I_IB 5uA 25uA 5uA

.PROBE

*Netlist File:

.INC "bjtchar-SCHEMATIC1.net"

*Alias File:

***** INCLUDING bjtchar-SCHEMATIC1.net *****

* source BJTCHAR

V_VCC 4 0 10V

R_RC 4 3 0.01

R_RB 1 2 0.01

I_IB 0 1 DC 25uA

Q_Q1 3 2 0 Q2N3904

***** INCLUDING bjtchar-SCHEMATIC1.als *****

.ALIASES

V_VCC VCC(+=4 --=0)

R_RC RC(l=4 2=3)

R_RB RB(l=1 2=2)

I_IB IB(+=0 --=1)

Q_Q1 Q1(c=3 b=2 e=0)

- - (l=1)

- - (2=2)

- - (4=4)

- - (3=3)

.ENDALIASES

.END

**** BJT MODEL PARAMETERS

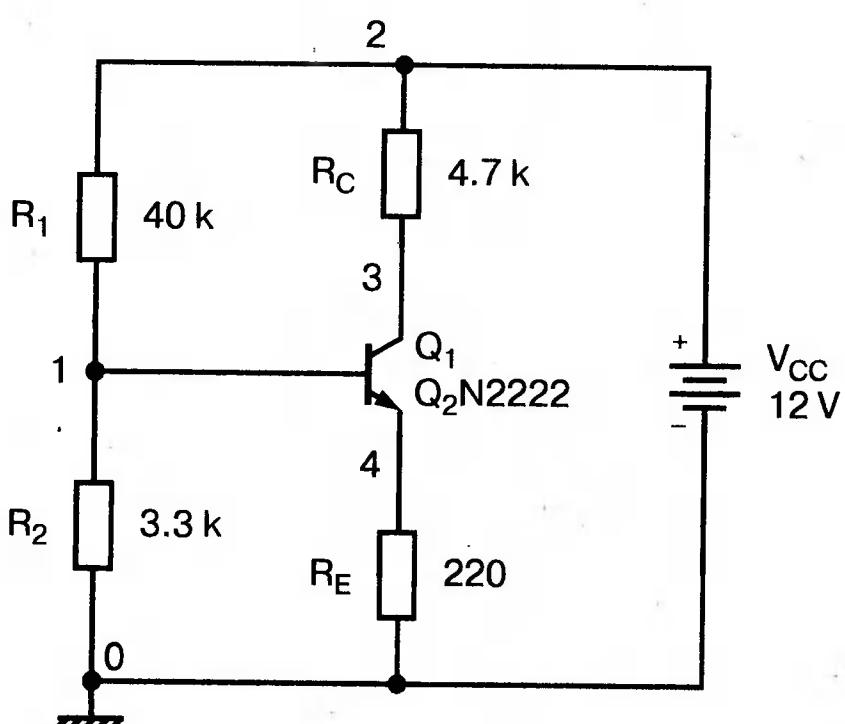
Q2N3904

NPN

IS 6.734000E-15

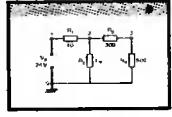
BF 416.4

■ Рис. 15.10. Выходной файл для выходных характеристик биполярного транзистора



■ Рис. 15.11. Схема для определения точки покоя усилителя ОЗ на биполярном транзисторе

Анализ на переменном токе

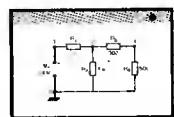


Дополним рисунок предыдущего примера, который был назван *bjtcase* (откройте его опять в случае необходимости). Добавим компоненты, как показано на рис. 10.9, преобразовав его в усилитель ОЭ, выходное напряжение которого снимается с коллектора. Если необходимо, переместите существующую схему в правую часть рисунка, чтобы иметь больше места для размещения дополнительных компонентов и полей около них. Для этого выделите всю схему, затем, поместив курсор внутри выделенного участка, перетащите схему в нужное место. Добавьте источник V_s (используйте компонент *VAC*), $R_s = 50 \Omega$, $C_b = 15 \text{ нФ}$ и $C_e = 15 \text{ нФ}$. Пронумеруйте новые узлы согласно рис. 15.13. Вместо анализа параметров смещения используйте вариацию по переменному току (*ac sweep*).

Из главного меню PSpice выберите *Edit Simulation Settings* и затем анализ *AC Sweep/Noise* в диапазоне от 4900 до 5100 Гц для 201 точки. Обратите внимание, что на рис. 10.10 анализ был проведен для частоты $f = 5 \text{ кГц}$, но чтобы получить напряжение и ток в *Probe*, мы должны вместо одной частоты использовать диапазон частот.

Проведите анализ и получите графики $I(RC)$, $I(R_s)$ и $I(Re)$. Используйте режим курсора, чтобы проверить эти значения при $f = 5 \text{ кГц}$: $I(RC) = 388 \text{ мА}$, $I(R_s) = 5,52 \text{ мА}$ и $I(Re) = 3,77 \text{ мА}$. Теперь введите дополнительную ось Y и получите графики $V(1)$, $V(3)$ и $V(4)$. Снова с помощью курсора убедитесь, что $V(1) = 9,72 \text{ мВ}$, $V(3) = 1,827 \text{ В}$ и $V(4) = 829,9 \text{ мВ}$ при $f = 5 \text{ кГц}$. График из *Probe* показан на рис. 15.14 с током $I(RC) = 388 \text{ мА}$ при $f = 5 \text{ кГц}$. Перемещение курсора от одного графика к другому легко осуществить с помощью комбинации клавиш *[Ctrl]+[>]*. Запишите значения каждого тока и напряжения, которые появляются на табло *Probe Cursor*.

Анализ переходных процессов

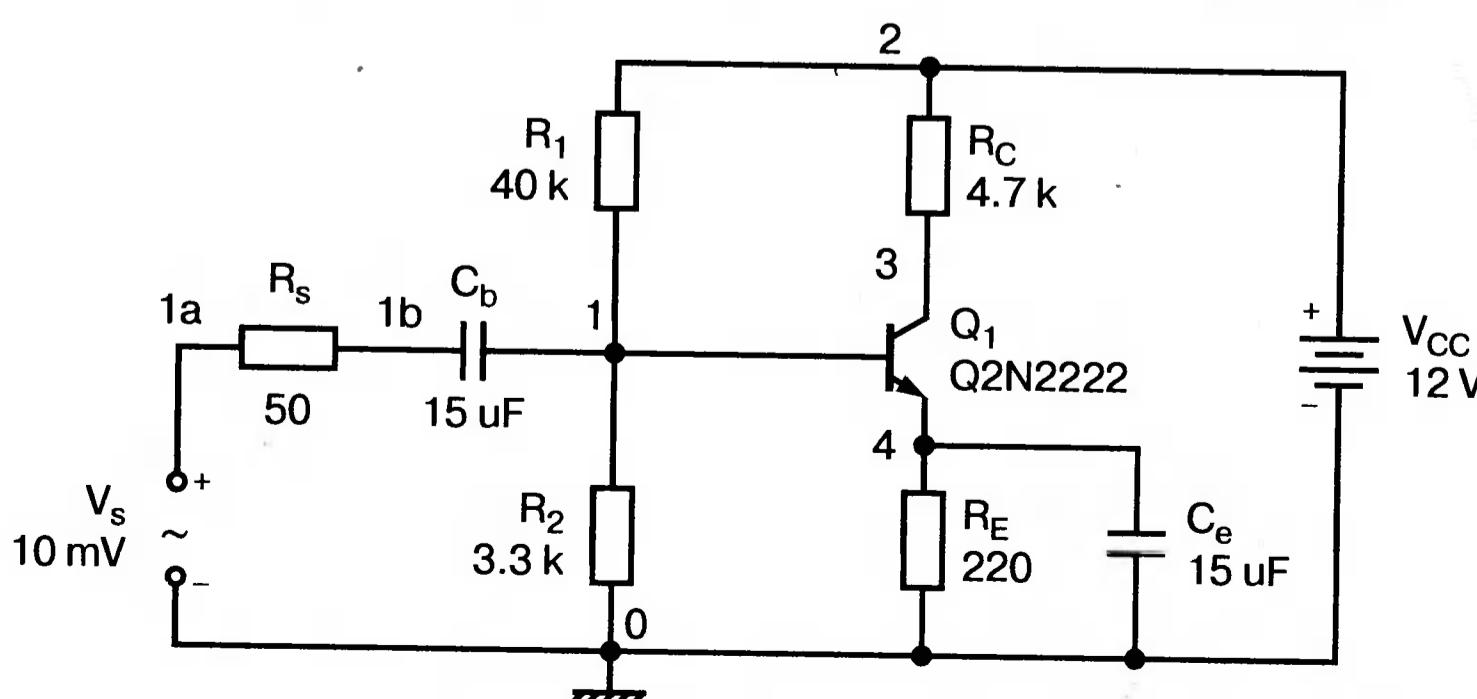


При продолжении анализа переменных составляющих на рис. 10.9 рассмотрим временные диаграммы напряжений на базе и коллекторе, которые были показаны на рис. 10.11. Для этого необходимо провести анализ переходных процессов вместо вариации на переменном токе, при этом компонент типа *VAC*, представляющий входное напряжение V_s , должен быть заменен на компонент *VSIN*. Задайте величину V_s так, чтобы амплитуда его составляла 10 мВ, но мы будем считать это значение действующим для упрощения анализа. Сделайте эту замену на рисунке, затем отредактируйте параметры настройки моделирования для анализа переходных процессов. Выполните анализ переходных процессов для интервала в 0,6 мс, как в главе 10, используя шаг в 0,6 мкс.

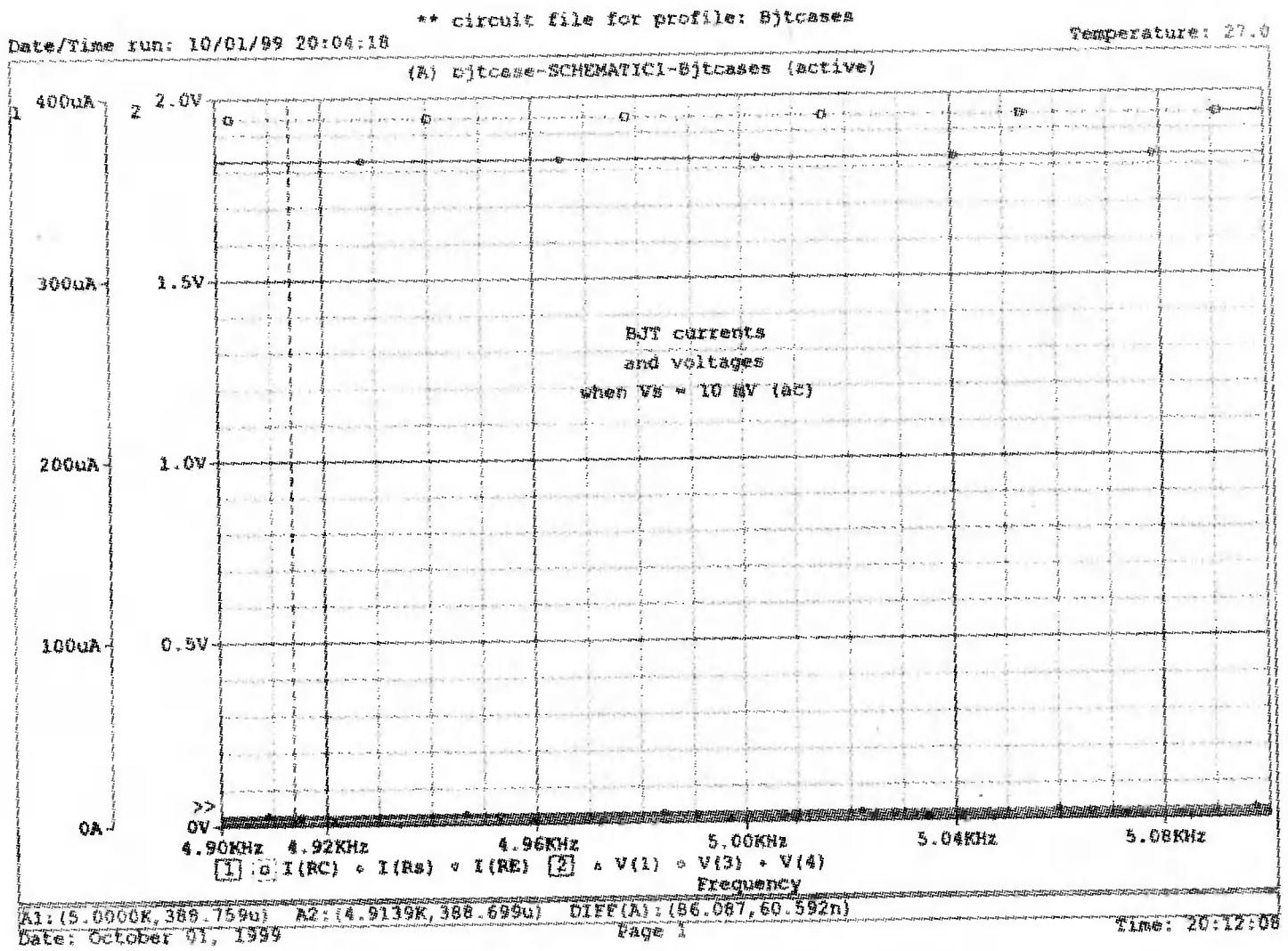
В *Probe* получите на одном экране графики напряжения на коллекторе $V(3)$ и напряжения на базе $V(1)$ (как в главе 10). Сравните ваши результаты с рис. 10.11. Амплитуда напряжения на базе равна 9,72 мВ, амплитуда напряжения на коллекторе составляет 1,807 В, коэффициент усиления по напряжению с базы на коллектор, таким образом, равен 186. Как показано на рис. 15.15, уровень постоянной составляющей выходного напряжения равен 6,756 В; входного составляет 0,893 В, эти значения соответствуют показанным в результатах анализа смещения.

```
**** 10/01/99 11:14:59 **** Evaluation PSpice (Nov 1998) ****
** circuit file for profile: Bjtcases
*Libraries:
* Local Libraries :
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib
*Analysis directives:
.OP
.PROBE
*Netlist File:
.INC "bjtcase-SCHEMATIC1.net"
*Alias File:
**** INCLUDING bjtcase-SCHEMATIC1.net ****
* source BJTCASE
Q_Q1      3 1 4 Q2N2222
V_VCC     2 0 12V
R_RE       4 0 220
R_RC       2 3 4.7k
R_R2       1 0 3.3k
R_R1       2 1 40k
**** RESUMING bjtcase-SCHEMATIC1-Bjtcases.sim.cir ****
.INC "bjtcase-SCHEMATIC1.als"
**** INCLUDING bjtcase-SCHEMATIC1.als ****
.ALIASES
Q_Q1      Q1(c=3 b=1 e=4 )
V_VCC     VCC(+=2 --=0 )
R_RE       RE(1=4 2=0 )
R_RC       RC(1=2 2=3 )
R_R2       R2(1=1 2=0 )
R_R1       R1(1=2 2=1 )
-         -(1=1)
-         -(2=2)
-         -(3=3)
-         -(4=4)
.ENDALIASES
.END
**** BJT MODEL PARAMETERS
Q2N2222
    NPN
    IS   14.340000E-15
    BF   255.9
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) .8933 ( 2) 12.0000 ( 3) 6.7651 ( 4) .2466
VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME CURRENT
V_VCC -1.391E-03
TOTAL POWER DISSIPATION 1.67E-02 WATTS
```

■ Рис. 15.12. Выходной файл для усилителя ОЗ на биполярном транзисторе

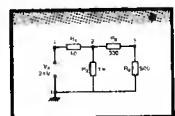


■ Рис. 15.13. Схема усилителя ОЗ на биполярном транзисторе

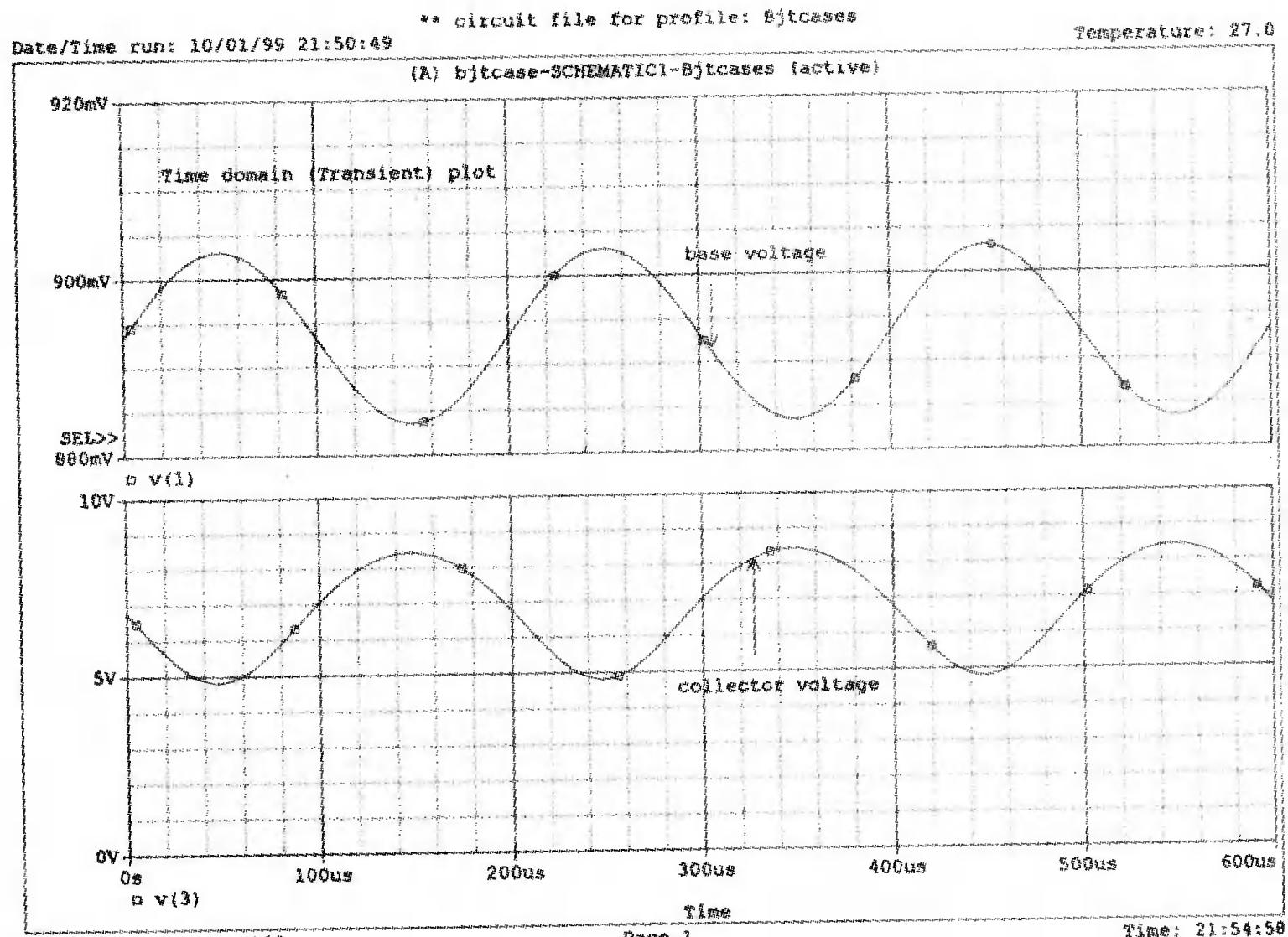


■ Рис. 15.14. Токи и напряжения биполярного транзистора в схеме на рис. 15.13

Изменение параметров транзистора

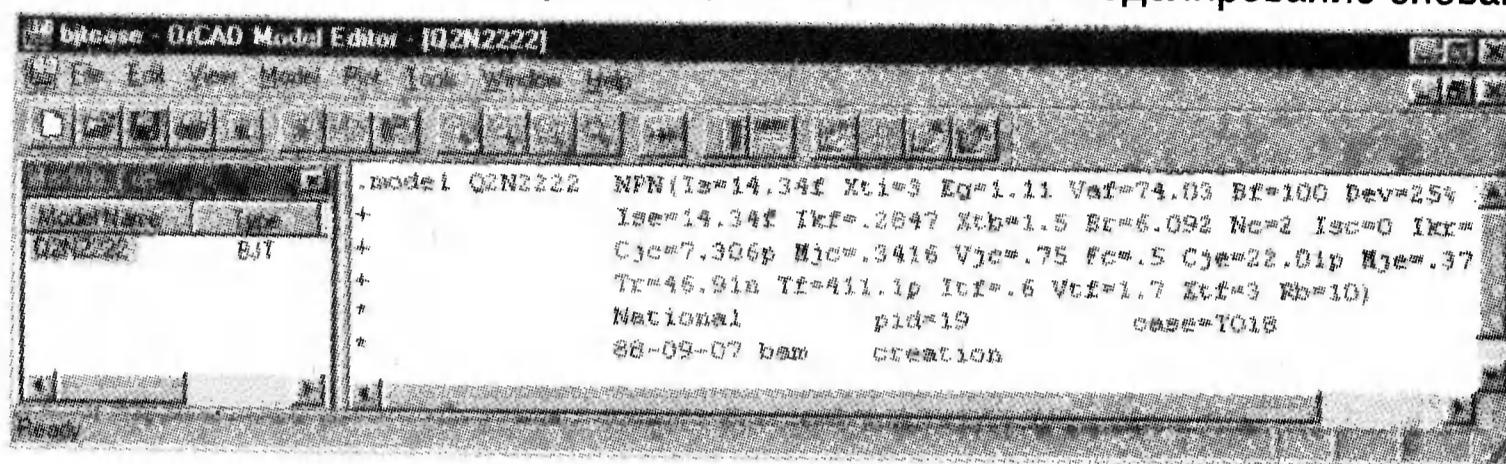


Транзистор Q2N2222 использовался в предыдущих примерах как типичный элемент, применяемый в реальных схемах. Если вы работаете в лаборатории с транзистором, коэффициент усиления которого h_{FE} значительно меньше, можно изменить схему, чтобы получить результаты, более соответствующие вашим ожиданиям.



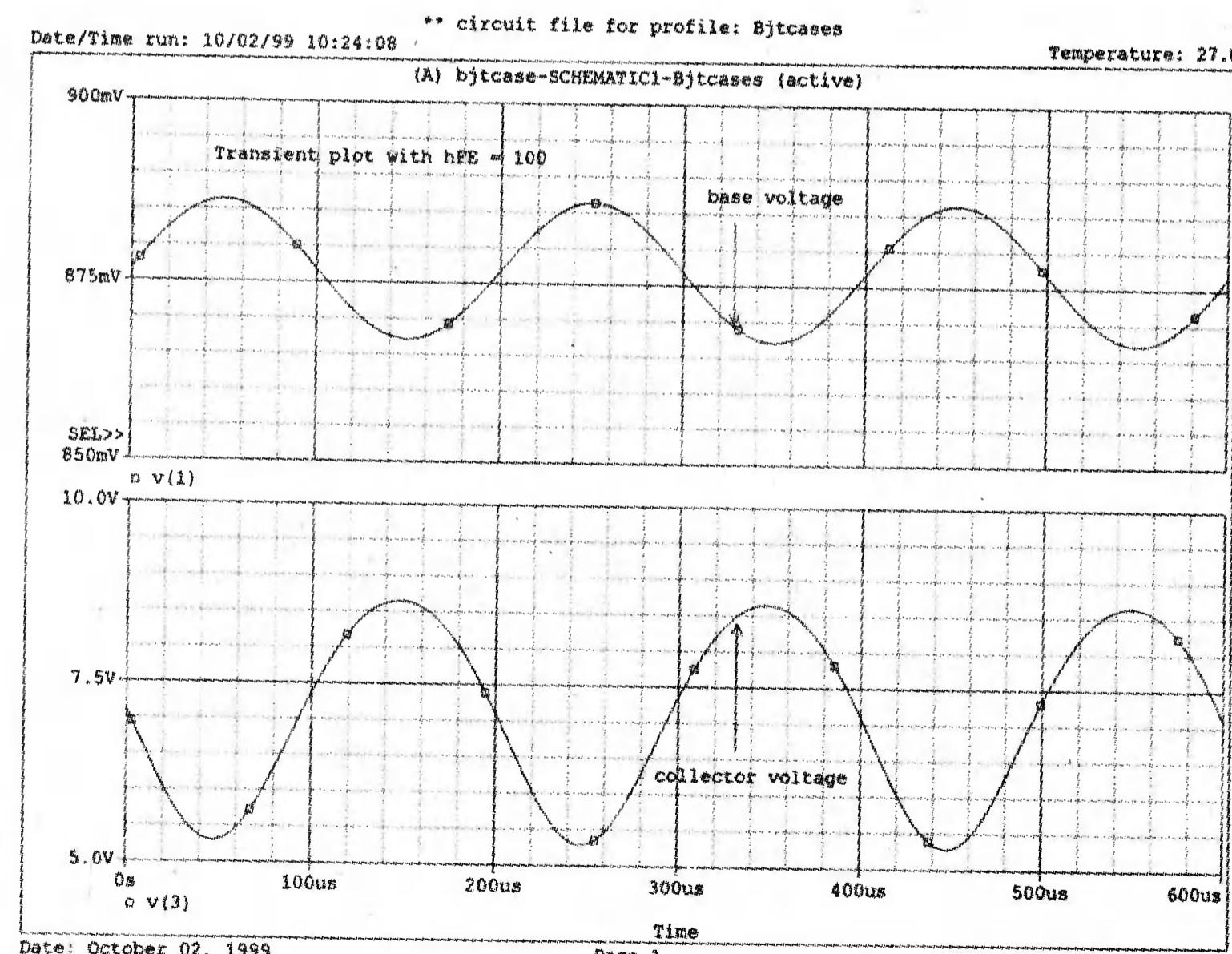
■ Рис. 15.15. Временные диаграммы для напряжений на базе и на коллекторе транзистора в схеме с ОЗ на биполярном транзисторе

Продолжите работу с рисунком *bjtcase*, снова открыв проект в случае необходимости. Выберите *Q2N2222*, затем *Edit, PSpice Model*. Появится окно, показывающее «*Bjtcase-OrCAD Model Editor – [Q2N2222]*». Слева вы увидите идентифицированный транзистор, а справа – список различных параметров, используемых в модели транзистора. Просмотрите в приложении Е полный список этих параметров. Замените $B_f = 255,9$ на новое значение $B_f = 100$, более соответствующее фактическому значению для транзистора, который вы используете в лаборатории. Это окно показано на рис. 15.16. Чтобы сохранить это изменение, используйте *File, Close*. Когда появится вопрос, хотите ли вы сохранить изменения для *Bjtcase*, нажмите *Yes*. Затем, выбрав *Save as*, вы можете сохранить имя файла *Bjtcase*. После этого выберите *File, Exit* и выполните моделирование снова.



■ Рис. 15.16. Редактирование модели PSpice в окне Model Editor

Чтобы выполнить анализ переходных процессов, просто выберите *PSpice, Run* и получите желательные результаты.



■ Рис. 15.17. Временные диаграммы для входного и выходного напряжений при $h_{FE} = 100$

В Probe получите графики напряжения на коллекторе $V(3)$ и на базе $V(1)$, и отметьте изменения в их уровнях по сравнению с предыдущим анализом. В качестве упражнения найдите размах колебаний (двойную ампли-

туду) для каждого напряжения, которые должны составлять $v(3) = 3,35$ В и $v(1) = 19,3$ мВ, что соответствует коэффициенту усиления по напряжению $A_v = 174$. Обратите внимание, что коэффициент усиления ненамного меньше, чем в случае, когда $BF = 255,9$. Графики показаны на рис. 15.17.

```
**** 10/02/99 10:11:05 **** Evaluation PSpice (Nov 1998) ****
** circuit file for profile: Bjtcases
*Libraries:
* Local Libraries :
.LIB ".\bjtcase.lib"
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib
*Analysis directives:
.TRAN 0 0.6ms 0 0.6us
.PROBE
*Netlist File:
.INC "bjtcase-SCHEMATIC1.net"
*Alias File:
**** INCLUDING bjtcase-SCHEMATIC1.net ****
* source BJTCASe
Q_Q1      3 1 4 Q2N2222
V_VCC     2 0 12V
R_RE      4 0 220
R_RC      2 3 4.7k
R_R2      1 0 3.3k
R_R1      2 1 40k
R_Rs      1A 1B 50
C_Cb      1B 1 15uF
C_Ce      4 0 15uF
V_Vs      1A 0
+SIN 0 10mV 5kHz 0 0 0
**** RESUMING bjtcase-schematic1-bjtcases.sim.cir ****
.INC "bjtcase-SCHEMATIC1.als"
**** INCLUDING bjtcase-SCHEMATIC1.als ****
.ALIASES
Q_Q1      Q1(c=3 b=1 e=4 )
V_VCC     VCC(+=2 -=0 )
R_RE      RE(l=4 2=0 )
R_RC      RC(l=2 2=3 )
R_R2      R2(l=1 2=0 )
R_R1      R1(l=2 2=1 )
R_Rs      Rs(l=1A 2=1B )
C_Cb      Cb(l=1B 2=1 )
C_Ce      Ce(l=4 2=0 )
V_Vs      Vs(+=1A -=0 )
.ENDALIASES
**** RESUMING bjtcase-schematic1-bjtcases.sim.cir ****
.END
Unable to find index file bjtcase.ind for library file bjtcase.lib
Making new index file bjtcase.ind for library file bjtcase.lib
Index has 1 entries from 1 file(s).
** circuit file for profile: Bjtcases
**** BJT MODEL PARAMETERS
Q2N2222
`          NPN
IS      14.340000E-15
BF      100
NODE  VOLTAGE   NODE  VOLTAGE   NODE  VOLTAGE   NODE  VOLTAGE
(    1)  .8768  (    2)  12.0000  (    3)  7.1059  (    4)  .2318
(  1A)  0.0000  (  1B)  0.0000
VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
V_VCC    -1.319E-03
V_Vs     0.000E+00
TOTAL POWER DISSIPATION  1.58E-02 WATTS
```

■ Рис. 15.18. Выходной файл при $h_{FE} = 100$

Выходной файл для схемы с измененным параметром транзистора показан на рис. 15.18. Обратите внимание на новое значение $BF = 100$, которое мы изменили перед выполнением анализа. Также обратите внимание на раздел в выходном файле, содержащий инструкции:

```
Unable to find index file bjtcase.ind for library file
bjtcase.lib
```

```
Making new index file bjtcase.ind for library file bjt-
case.lib
```

```
Index has 1 entries from 1 filefs).
```

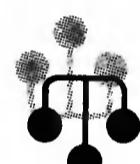
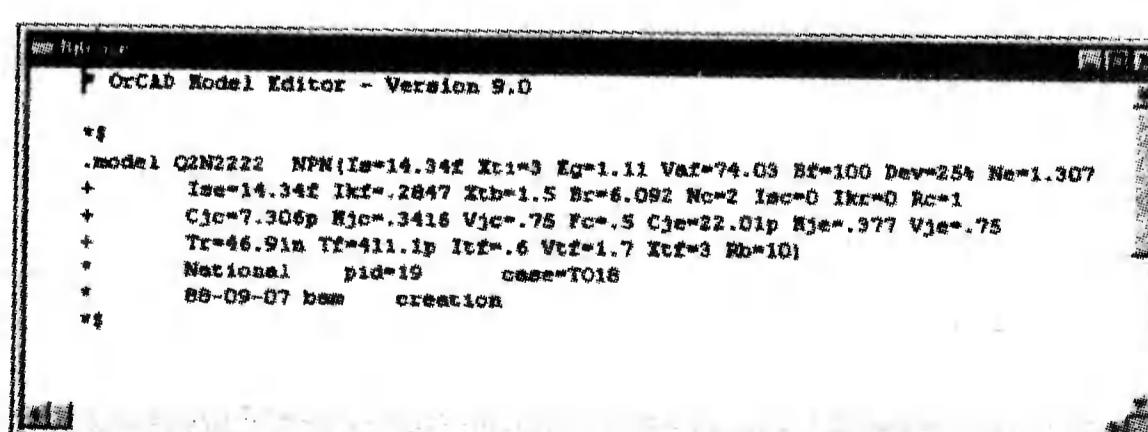
Это означает, что изменение в параметрах не могло бы быть найдено из предыдущего анализа и что был создан новый индексный файл для новой библиотеки *bjtcase.lib*. Индексный файл не является текстовым, но *bjtcase.lib* может быть просмотрен при двойном щелчке на нем или же открыт в Notepad. В PSpice этот файл выглядит, как на рис. 15.19. Если вы хотите просмотреть всю типовую библиотеку устройств *eval.lib*, ищите ее в

C:\Program Files\OrCAD Demo\Capture\library\PSpice

Когда вы найдете файл *eval.lib*, дважды щелкните на нем и программа OrCAD будет загружена с листингом всех имеющихся в библиотеке устройств*. Он должен быть подобен листингу, показанному в приложении E.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МОДЕЛЕЙ С *h*-ПАРАМЕТРАМИ

В главе 3 *h*-параметры для транзистора использовались, чтобы показать, как академическая модель для биполярного транзистора (BJT) обрабатывается в PSpice. В модели были использованы два зависимых источника *E* и *F*. Когда эта схема получена в Capture, ее едва можно узнать, так как *E* и *F* показаны как два четырехполюсника с входными полюсами слева и выходными справа. На рис. 3.7 усилитель ОЗ показан при входном сигнале в 1 мВ. Хотя на схеме был показан входной источник переменного напряжения, было указано, что мы могли бы обмануть PSpice, получив полезную информацию при анализе на постоянном токе (для точки покоя) и интерпретировав затем результаты для переменного тока. Это экономит время и усилия, если схема не содержит реактивных элементов.

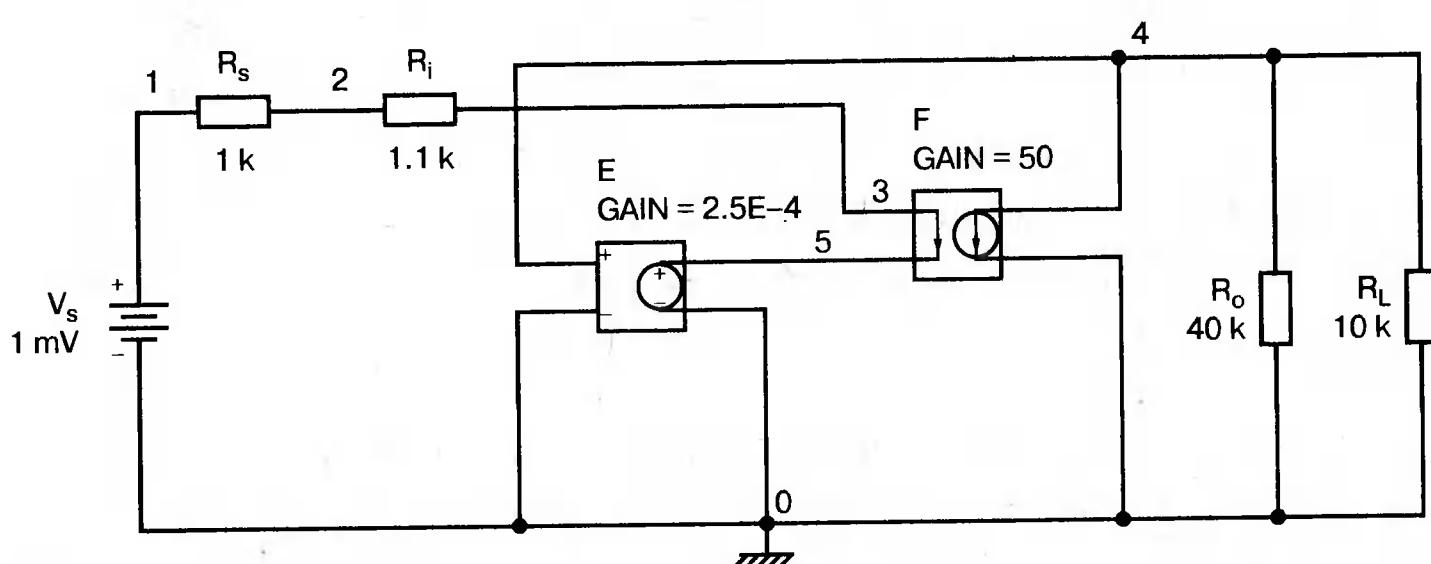
```
*$ .model Q2N2222 NPN(Ia=14.34f Xti=3 Eg=-1.11 Vaf=74.03 BF=100 Dov=254 Ne=1.307
+ Iae=14.34f IKf=.2847 Xtb=1.5 Kr=6.092 Nc=2 Iac=0 Ikcr=0 Rg=1
+ Cjc=.7.306p Vjc=.3416 Vfc=.75 Fc=.5 Cje=22.01p Vje=.377 Vje=.75
+ Tr=46.91n Tf=411.1p Itf=.6 Vtf=1.7 Itf=3 Rd=10
* National pjd=19 case=T016
* 88-09-07 bnm creation
*$
```

■ Рис. 15.19. Индексный файл при $BF = 100$

Мы можем теперь создать схему в Capture, дав этому проекту имя *hparam* и использовав в нем источник постоянного напряжения $V_s = 1$ мВ и резисторы $R_s = 1$ кОм, $R_i = 1,1$ кОм, $R_0 = 40$ кОм и $R_L = 10$ кОм. Поскольку выходной ток *F* определяет ток базы I_b , входные полюса подключены последо-

* Лучше всего найти этот файл системой поиска, имеющейся в Windows. Для этого достаточно в графе «Файлы и папки» набрать Capture, и из появившегося списка выбрать Capture\library. (Примеч. переводчика).

вательно с резисторами R_s и R_i и выходными полюсами источника E , входные полюса компонента E должны быть подключены параллельно резистору R_0 , как и показано на схеме (рис. 15.20). При этом нет необходимости использовать V_0 , как на рис. 3.7, поскольку эту роль выполняют выходные полюсы источника E . Установим следующие значения коэффициентов усиления: $F = 50$ (для h_{fe}) и $E = 2,5E - 4$ (для h_{re}). Пронумеруйте узлы и подготовьте конфигурацию моделирования, используя имя *hparamods* и запросив анализ для получения параметров смещения. Должны быть установлены опции анализа *.OP* и «Calculate small-signal DC gain (.TF).» Используйте для входного источника имя V_s и для выходной переменной величину $V(4)$.



■ Рис. 15.20. Модель в *h*-параметрах для биполярного транзистора ВТ

Выполните моделирование и проверьте отсутствие ошибок. Если их нет, закройте выходной файл и используйте Word, чтобы распечатать сокращенную версию этого файла, как показано на рис. 15.21. Сравните ваши результаты с показанными на рис. 3.8. Полученные значения должны быть теми же, но нумерация узлов должна отличаться. Обратите внимание, что путем включения «проверки» с помощью команды *.TF* мы получили $V(4)/V_Vs = -2,000E + 02$ и входное сопротивление относительно V_Vs равным $2,0000E + 03$ и выходное сопротивление относительно $V(4)$ равным $8,400E + 03$. Мы снова убеждаемся, что при использовании Pspice, как в главе 3, для анализа потребовалось значительно меньше времени, чем для анализа в Capture, при котором схема моделировалась более громоздким способом.

Упражнение по созданию графической схемы было, однако, поучительно, и анализ заслуживает внимания, по крайней мере, с этой точки зрения. Обратите внимание на строку файла псевдонимов для зависимого источника E_E :

$E_E 5 0 4 0 2. 5E- 4$

Первые два полюса (5, 0) – выходные полюсы, показывают расположение зависимого источника в схеме, в то время как входные полюсы (4, 0) указывают на управляющее напряжение (от которого зависит E) снимаемое с R_0 . Зависимый источник F_F описан как

$F_F 4 0 VF_F 50$

Первые два полюса (4, 0) являются выходными полюсами, показывающими, где вводится в схему ток F . Входные полюсы включены в контур последовательно с компонентами, через которые проходит независимый ток (управляющий источником F). В команде F_F эта управляющая цепь показана именем источника напряжения в контуре. Контур, через который проходит ток I_b , включает также и напряжение E , что ясно видно из схемы.

```

***** 10/02/99 20:25:15 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****
** circuit file for profile: hparmod
*Libraries:
* Local Libraries :
* From [PSpice NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib
*Analysis directives:
.OP
.TF V(4) V_Vs
.PROBE
*Netlist File:
.INC "hparmod-SCHEMATIC1.net"
*Alias File:
***** INCLUDING hparmod-SCHEMATIC1.net *****
* source HPARMOD
F_F      4 0 VF_F 50
VF_F     3 5 0V
E_E      5 0 4 0 2.5E-4
R_RL    4 0 10k
R_Ro    4 0 40k
R_Ri    2 3 1.1k
R_Rs    1 2 1k
V_Vs    1 0 1mV
***** RESUMING hparmod-SCHEMATIC1-hparmod.sim.cir *****
.INC "hparmod-SCHEMATIC1.als"
***** INCLUDING hparmod-SCHEMATIC1.als *****
.ALIASES
F_F      F(3=4 4=0 )
VF_F     F(1=3 2=5 )
E_E      E(3=5 4=0 1=4 2=0 )
R_RL    RL(1=4 2=0 )
R_Ro    Ro(1=4 2=0 )
R_Ri    Ri(1=2 2=3 )
R_Rs    Rs(1=1 2=2 )
V_Vs    Vs(+=1 -=0 )
              (1=1)
              (2=2)
              (3=3)
              (4=4)
              (5=5)
.ENDALIASES
***** RESUMING hparmod-SCHEMATIC1-hparmod.sim.cir *****
.END
***** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) .0010 ( 2) 500.0E-06 ( 3)-50.00E-06 ( 4) -.2000
( 5)-50.00E-06
VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
VF_F     5.000E-07
V_Vs    -5.000E-07
TOTAL POWER DISSIPATION 5.00E-10 WATTS
***** VOLTAGE-CONTROLLED VOLTAGE SOURCES
NAME      E_E
V-SOURCE -5.000E-05
I-SOURCE 5.000E-07
***** CURRENT-CONTROLLED CURRENT SOURCES
NAME      F_F
I-SOURCE 2.500E-05
***** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS
V(4)/V_Vs = -2.000E+02
INPUT RESISTANCE AT V_Vs = 2.000E+03
OUTPUT RESISTANCE AT V(4) = 8.400E+03

```

■ Рис. 15.21. Выходной файл для модели в *h*-параметрах

В перечне элементов (netlist) имеется команда ввода

VF_F 3 5 OV

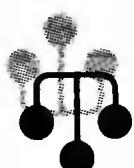
Эта строка была сформирована программой, чтобы ввести в листинг источник \mathcal{I}_0 , который был необходим в схеме на рис. 3.7 вместе с листингом F , который использовался в PSpice.

Не забудьте, что наши результаты можно при желании представить в действующих значениях для переменных составляющих, и обратите внимание на следующее: ток через источник напряжения VF_F равен 5,000E-07 А. Это ток базы. С помощью других известных значений это легко проверить:

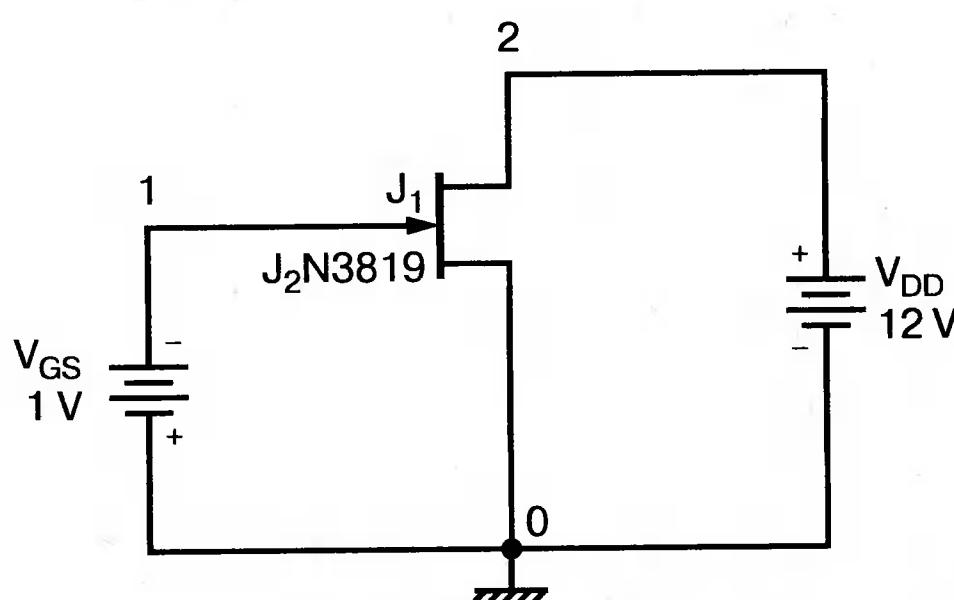
$$I_b = -\frac{V_{1,2}}{R_s} = \frac{1 \text{ мВ} - 0,5 \text{ мВ}}{1 \text{ кОм}} = 0,5 \text{ мкА.}$$

Источники напряжения, управляемые напряжением, обозначенные на рис. 15.21 как *V-SOURCE*, задают напряжение на узле 3, равное – 50 мкВ, а компонент *I_SOURCE* создает ток в выходном контуре F . Поскольку коэффициент усиления источника F равен 50, ток $F = 50I_b = 25$ мА. После деления между двумя сопротивлениями ток через RL равен $(0,8 \cdot 25)$ мкА = 20 мкА. На рисунке этот ток направлен вверх, что нужно показать также и на вашей схеме. Напряжение на узле 4 равно $(-20 \text{ мкА})(10 \text{ кОм}) = 0,2 \text{ В}$, что подтверждает значение, приведенное в выходном файле. Это отрицательное выходное напряжение, инвертированное относительно напряжения V_s .

ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ



Демонстрационная версия OrCAD имеет компоненты J2N3819 и J2N4393 в качестве моделей для полевых *n*-канальных транзисторов (JFET). Чтобы получить семейство выходных характеристик, создайте новый проект с именем *Jfetchar*. Используем простую схему (рис. 15.22). Номинальные значения для V_{GS} и V_{DD} показаны на рисунке. Определите опции моделирования в *Simulation Profile*, используя имя *jfetchar*. Внутренний цикл вариации использует значения источника напряжения V_{DD} от 0 до 12 В с шагом в 0,2 В. Внешний цикл определяется изменением напряжения V_{GS} от 0 до 4 В с шагом в 1 В.



■ Рис. 15.22. Схема смещения для *n*-канального полевого транзистора

Выполните моделирование и получите в Probe график $ID(J1)$. Вы должны получить семейство кривых с параметром V_{GS} , приведенных на рис. 15.23. Кривые показывают, что наибольшие токи соответствуют $V_{GS} = 0$. Ниже расположена кривая с параметром $V_{GS} = -1$ В и так далее. Напряжением отсечки является $V_{GS} = -3$ В.

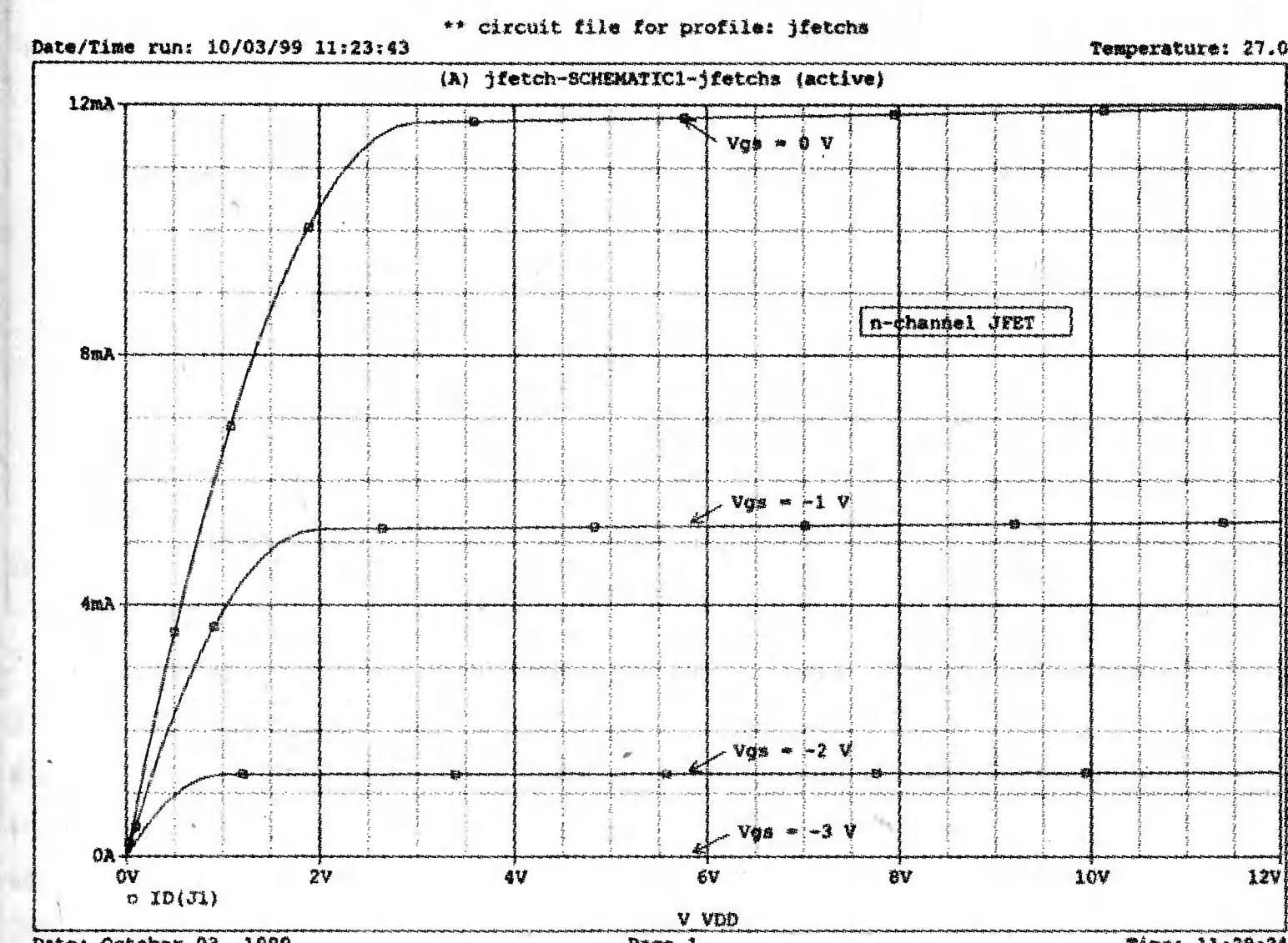
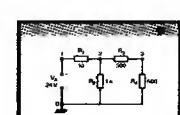
Выходной файл включает параметры модели J2N3S19: пороговое напряжение (отсечки) $VTO = -3$ В, коэффициент передачи $BETA$ и другие. Они отражены на рис. 15.24. В приложении D приведены все параметры модели для J (JFET).

Хотя предыдущие выпуски программного обеспечения от MicroSim использовали для создания рисунков программу Schematics вместо Capture, автоматически формируя команду .OP в схемном файле, используемая в книге версия Capture этого не делает. Следовательно, значения параметров смещения не выводятся в выходном файле. Чтобы получить эти значения, отредактируйте параметры настройки моделирования и запросите анализ параметров смещения путем проверки с опцией .OP. Выходной файл при таком запуске показан на рис. 15.25. Информация, дублирующая информацию предыдущего выходного файла, из него удалена. Убедитесь, что выходной файл соответствует графику, показывая $V_{DD} = 12$ В, $V_{GS} = -1$ В, $I_{DD} = 5,328$ мА.

Усилители на полевых транзисторах

В схеме усилителя на полевом транзисторе, приведенной на рис. 11.7, использовалась встроенная модель транзистора. Как говорилось в этом примере, строки, описывающие такое устройство, могли бы иметь вид:

```
JFET 3 1 2 JM
.MODEL JM NJF (RD=10 RS=10 VTO= 3V BETA= 0.2m)
```



■ Рис. 15.23. Ток стока в p -канальном полевом транзисторе

```
**** 10/03/99 11:45:33 **** Evaluation PSpice (Nov 1998) ****
** circuit file for profile: jfetchs

*Libraries:
* Local Libraries :
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib

*Analysis directives:
.DC LIN V_VDD 0V 12V 0.2V
+ LIN V_VGS 0V 4V 1V
.PROBE

*Netlist File:
.INC "jfetch-SCHEMATIC1.net"

*Alias File:

**** INCLUDING jfetch-SCHEMATIC1.net ****
* source JFETCH
J_J1      2 1 0 J2N3819
V_VDD     2 0 12V
V_VGS     0 1 1V

**** RESUMING jfetch-SCHEMATIC1-jfetchs.sim.cir ****
.INC "jfetch-SCHEMATIC1.als"

**** INCLUDING jfetch-SCHEMATIC1.als ****
.ALIASES
J_J1      J1(d=2 g=1 s=0 )
V_VDD     VDD(+=2 -=0 )
V_VGS     VGS(+=0 -=1 )
- - (1=1)
- - (2=2)
.ENDALIASES
.END
**** Junction FET MODEL PARAMETERS
          J2N3819
          NJF
          VTO   -3
          BETA  1.304000E-03
          LAMBDA 2.250000E-03
          IS    33.570000E-15
          ISR   322.400000E-15
          ALPHA 311.700000E-06
          VK    243.6
          RD    1
          RS    1
          CGD   1.600000E-12
          CGS   2.414000E-12
          M     .3622
          VTOTC -2.500000E-03
          BETATCE -.5
          KF    9.882000E-18
```

■ Рис. 15.24. Выходной файл для п-канального полевого транзистора

. Эти строки вводят универсальный встроенный полевой транзистор JFET, для которого мы выбрали имя JM. Если мы создаем эту схему с помощью Capture, мы не можем просто выбрать компонент JFET; вместо этого мы должны выбрать один из доступных компонентов с конкретным именем. Затем можно изменить параметры модели так, чтобы она удовлетворяла нашим требованиям.

```
**** 10/03/99 12:37:36 **** Evaluation PSpice (Nov 1998) ****
** circuit file for profile: jfetchs
*Libraries:
* Local Libraries :
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib
*Analysis directives:
.OP
.PROBE
*Netlist File:
.INC "jfetch-SCHEMATIC1.net"
*Alias File:
**** INCLUDING jfetch-SCHEMATIC1.net ****
* source JFETCH
J_J1      2 1 0 J2N3819
V_VDD     2 0 12V
V_VGS     0 1 1V
**** RESUMING jfetch-SCHEMATIC1-jfetchs.sim.cir ****
.INC "jfetch-SCHEMATIC1.als"
**** INCLUDING jfetch-SCHEMATIC1.als ****
.ALIASES
J_J1      J1(d=2 g=1 s=0 )
V_VDD     VDD(+=2 -=0 )
V_VGS     VGS(+=0 -=1 )
- - (1=1)
- - (2=2)
.ENDALIASES
**** RESUMING jfetch-SCHEMATIC1-jfetchs.sim.cir ****
.END

**** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION          TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE   VOLTAGE    NODE   VOLTAGE    NODE   VOLTAGE    NODE   VOLTAGE
( 1) -1.0000 ( 2) 12.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
V_VDD    -5.328E-03
V_VGS    -1.321E-12

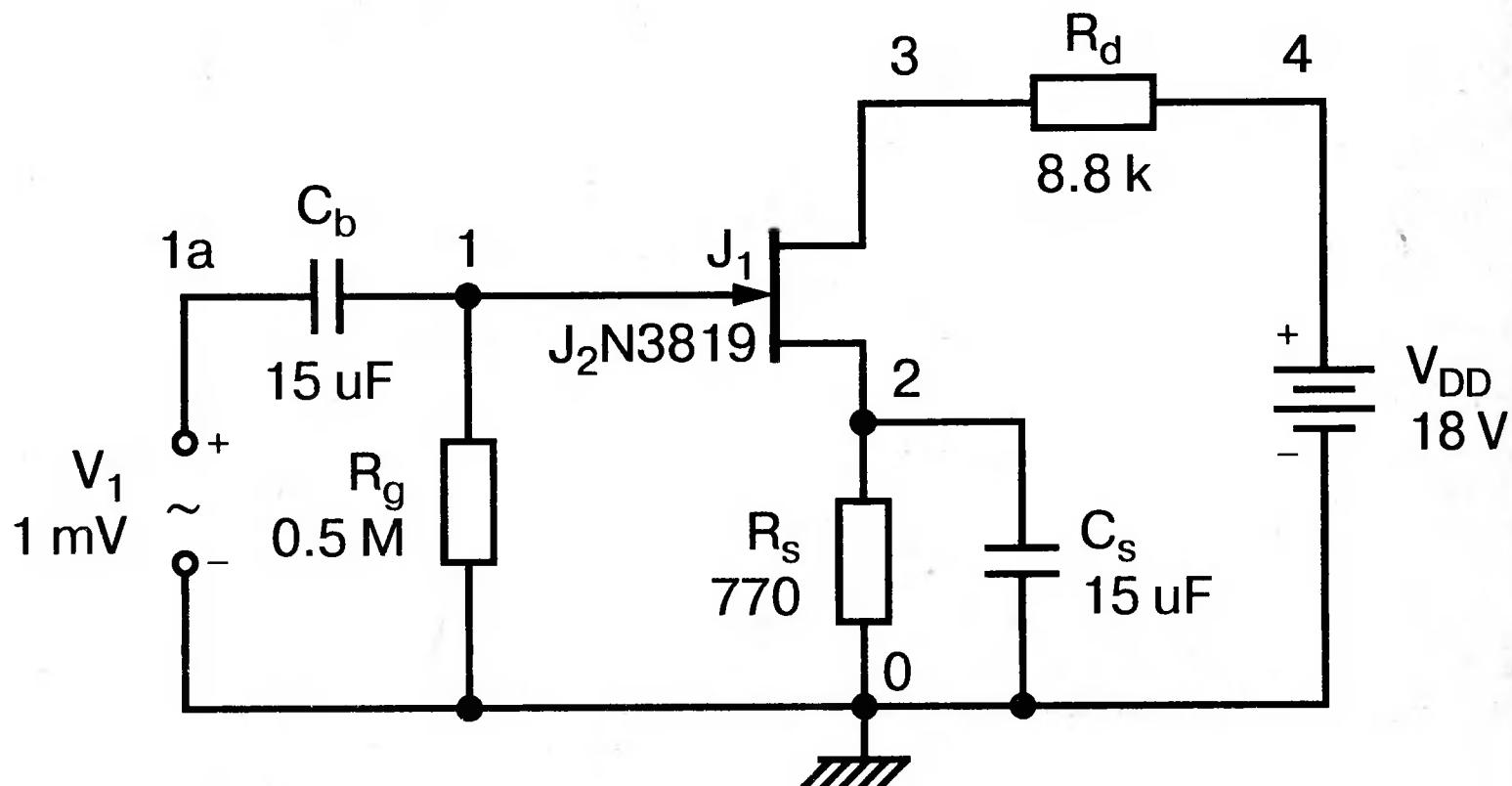
TOTAL POWER DISSIPATION 6.39E-02 WATTS

**** JFETS
NAME      J_J1
MODEL    J2N3819
ID       5.33E-03
VGS     -1.00E+00
VDS     1.20E+01
GM      5.34E-03
GDS     1.17E-05
CGS     1.08E-12
CGD     6.15E-13
```

■ Рис. 15.25. Выходной файл, использующий опцию .OP

Начните новый проект с именем *Jfetamp1* и введите схему, показанную в рис. 11.7, используя компоненты *VAC* (для V_i), *C* (для C_b и C_s), *R* (для R_g , R_d и R_s), *J2N3819* (для полевого транзистора) и *VDC* (для V_{DD}). Задайте значения компонентов, которые использовались ранее. Схема, которую вы должны получить, показана на рис. 15.26. Полевой транзистор, используемый на рис. 11.7, описывается в PSpice командой

```
.MODEL JM NJF (RD=10 RS = 10 VTO=~3V BETA=0.2m)
```

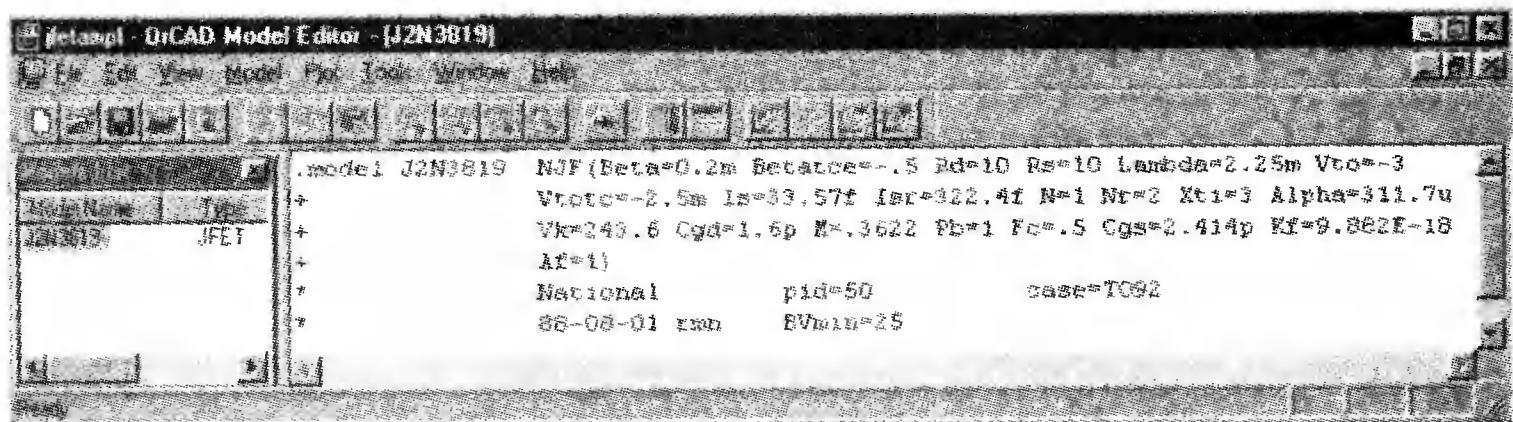


■ Рис. 15.26. Усилитель на полевом транзисторе

Отредактируем модель конкретного транзистора *J2N3819* так, чтобы она соответствовала этой команде. Выберите JFET, щелкнув на его символе, затем выберите Edit, PSpice Model. При этом на экране появится окно OrCAD Model Editor, в котором могут быть сделаны изменения. Задайте «Beta = 0.2 м», «Rd = 10» и «Rs = 10», как показано на рис. 15.27. Сохраните эти изменения и закройте окно редактора модели.

Сохраните схему и подготовьте новую конфигурацию моделирования на PSpice с именем *jfetamps*. Анализ должен быть проведен при линейной вариации частоты от 4900 до 5100 Гц, используя 201 точку.

Выполните анализ, и в Probe проверьте значения следующих величин при $f = 5$ кГц: $I(Rd) = 0,876$ мкА; $V(1) = 1$ мВ; $V(3) = 7,73$ мВ и $V(2) = 1,8$ мкВ. Отметим, что различные напряжения могут также быть отображены при использовании записей типа $V(Cb:2)$, $V(Rd:1)$, $V(Rs:1)$ и т. п.



■ Рис. 15.27. Изменение параметров транзистора *JFET* в программе Model Editor

Вообще предпочтительно пронумеровать предварительно узлы и обращаться затем к напряжениям с номерами узлов. Таким образом, в этом примере $V(3)$ представляет собой напряжение на стоке *JFET* относительно земли. Нумерация узлов задается также командой псевдонимов выходного файла:

`J_J J1 (d=3 g=1 s=2)`

что еще проще понять. Если вы забудете перенумеровать узлы, вы будете иметь дело с громоздкими обозначениями автоматической нумерации типа *N00034*. В выходном файле на рис. 15.28 показан список измененных параметров J2N3819. Значение $VTO = -3$ не было изменено, но $Beta$, R_d и R_s были заменены приведенными значениями. Выходной файл, приведенный на рис. 15.29, показывает компоненты схемы, значения параметров и напряжения смещения для $V_{DD} = 18$ В. Выходной файл может содержать следующие инструкции:

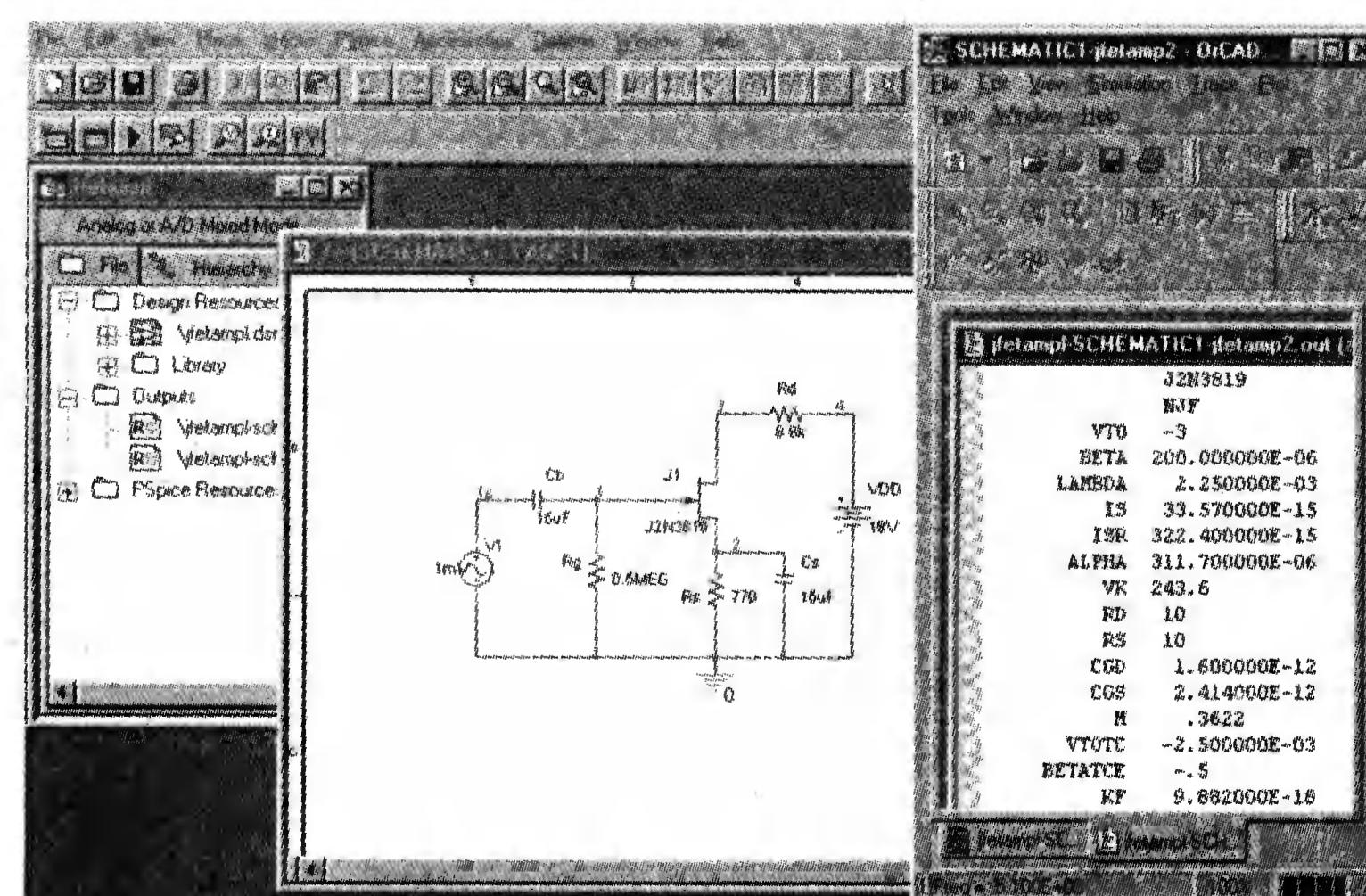
```
WARNING-Unable to find index file (JFETAMPL.ind) for library file JFETAM + PL.lib
```

```
WARNING-Making new index file (JFETAMPL.ind) for library file JFETAMPL.lib Index has 1 entries from 1 file(s).
```

(ПРЕДУПРЕЖДЕНИЕ – Невозможно найти индексный файл (JFETAMPL.IND) для библиотечного файла JFETAM + PL.LIB)

ПРЕДУПРЕЖДЕНИЕ – Создайте новый индексный файл (JFETAMPL.IND) для библиотечного файла JFETAMPL.LIB Индекс имеет 1 вход из 1 файла(ов).)

Эти предупреждения служат напоминанием, что до выполнения анализа библиотечный файл *jfetampl.lib* отсутствует. Он будет создан после выполнения анализа наряду с файлом *jfetampLind*. Новый библиотечный файл находится в вашем каталоге SPICE и содержит исходные данные, показанные на рис. 15.27. Листинг идентичен существующему в *eval.lib*, за исключением параметров $Beta$, R_d и R_s , которые мы изменили. Новая модель называется локальной моделью и доступна для использования только со схемой *jfetampl*.



■ Рис. 15.28. Схема JFET и изменение выходного файла

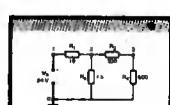
```

**** 10/03/99 14:20:08 **** Evaluation PSpice (Nov 1998) ****
** circuit file for profile: jfetamps
*Libraries:
* Local Libraries :
.LIB ".\jfetampl.lib"
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib
*Analysis directives:
.AC LIN 201 4900Hz 5100Hz
.PROBE
*Netlist File:
.INC "jfetampl-SCHEMATIC1.net"
*Alias File:
**** INCLUDING jfetampl-SCHEMATIC1.net ****
* source JFETAMPL
V_VDD      4 0 18V
R_Rs       2 0 770
R_Rg       1 0 0.5MEG
R_Rd       3 4 8.8k
C_Cs       2 0 15uF
C_Cb       1A 1 15uF
J_J1        3 1 2 J2N3819
V_V1        1A 0 DC 0V AC 1mV 0
**** RESUMING jfetampl-SCHEMATIC1-jfetamps.sim.cir ****
.INC "jfetampl-SCHEMATIC1.als"
**** INCLUDING jfetampl-SCHEMATIC1.als ****
.ALIASES
V_VDD      VDD(+=4 -=0 )
R_Rs       Rs(l=2 2=0 )
R_Rg       Rg(l=1 2=0 )
R_Rd       Rd(l=3 2=4 )
C_Cs       Cs(l=2 2=0 )
C_Cb       Cb(l=1A 2=1 )
J_J1        J1(d=3 g=1 s=2 )
V_V1        V1(+=1A -=0 )
.ENDALIASES
.END
**** Junction FET MODEL PARAMETERS
J2N3819
    NJF
    VTO   -3
    BETA  200.00000E-06
    LAMBDA 2.250000E-03
    IS    33.570000E-15
    ISR   322.400000E-15
    ALPHA 311.700000E-06
    VK    243.6
    RD    10
    RS    10
    BETATCE -.5
    KF    9.882000E-18
NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE
( 1) 605.8E-09 ( 2) .7719 ( 3) 9.1779 ( 4) 18.0000
( 1A) 0.0000
VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
V_VDD    -1.003E-03
V_V1     0.000E+00
TOTAL POWER DISSIPATION 1.80E-02 WATTS

```

■ Рис. 15.29. Выходной файл усилителя на JFET-транзисторе

Анализ переходных процессов (временные диаграммы для JFET) —

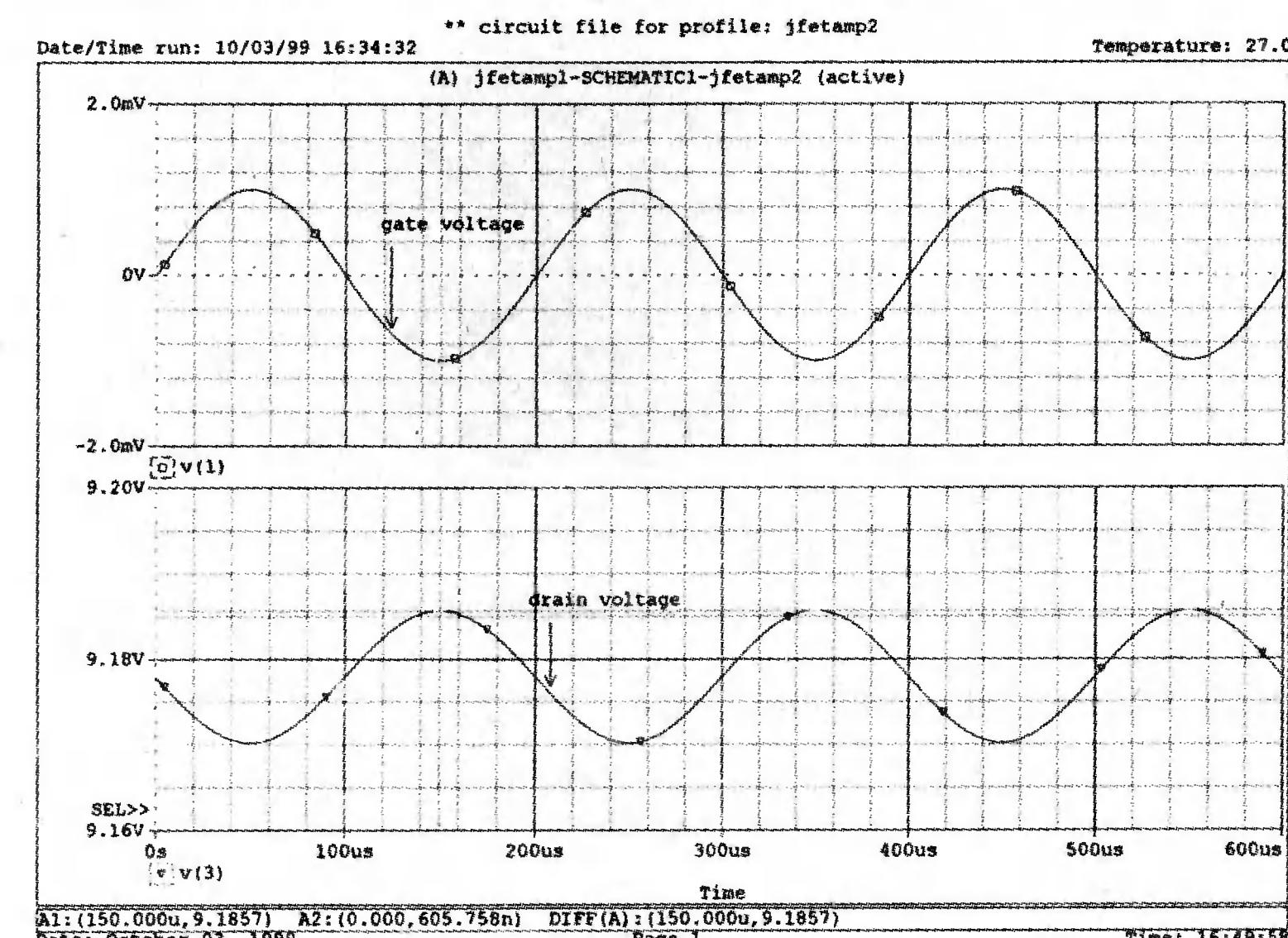
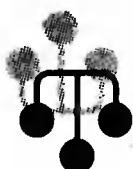


Чтобы наблюдать временные диаграммы JFET и сравнивать наши результаты с показанными на рис. 11.8, необходимо заменить тип источника V_s , выбрав $VSIN$ вместо VAC . Сделайте это и задайте следующие значения для нового источника:

напряжение смещения равно 0, $f = 5$ кГц и амплитуда напряжения равна 1 мВ. Выберите PSpice, New Simulation Profile с именем *jfetamp2*. Проведите анализ переходного процесса до 600 мкс с максимальным размером шага в 0,6 мкс. Проведите моделирование и в Probe получите напряжение стока $v(3)$ и напряжение на управляемом электроде $v(1)$, как показано на рис. 15.30. Убедитесь, что максимальное значение напряжения на стоке составляет 9,1857 В, а минимальное значение – 9,1702 В. Это дает значение для двойной амплитуды 15,5 мВ или амплитуду 7,75 мВ, что, по существу, совпадает с данными на рис. 11.8.

АНАЛИЗ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

Компонент PSpice Q2N3904 имеет характеристики, близкие к характеристикам реального транзистора. Обратимся к рис. D.5, на котором показана модель BJT. Мы хотим исследовать высокочастотную реакцию транзистора. Начните новый проект в Capture с именем *hifreq*. Введите схему, показанную на рис. 15.31, которая основана на схеме на рис. 10.13 (исключен только резистивный датчик тока R_B). Мы не пытались сохранить первоначальную нумерацию узлов. Используйте компонент *VAC* для V_s , установив для него значение напряжения в 1 мВ. Значения R и C показаны на рисунке. Сначала мы не будем изменять параметры транзистора, а затем значение h_{FE} будет изменено, как в главе 10.

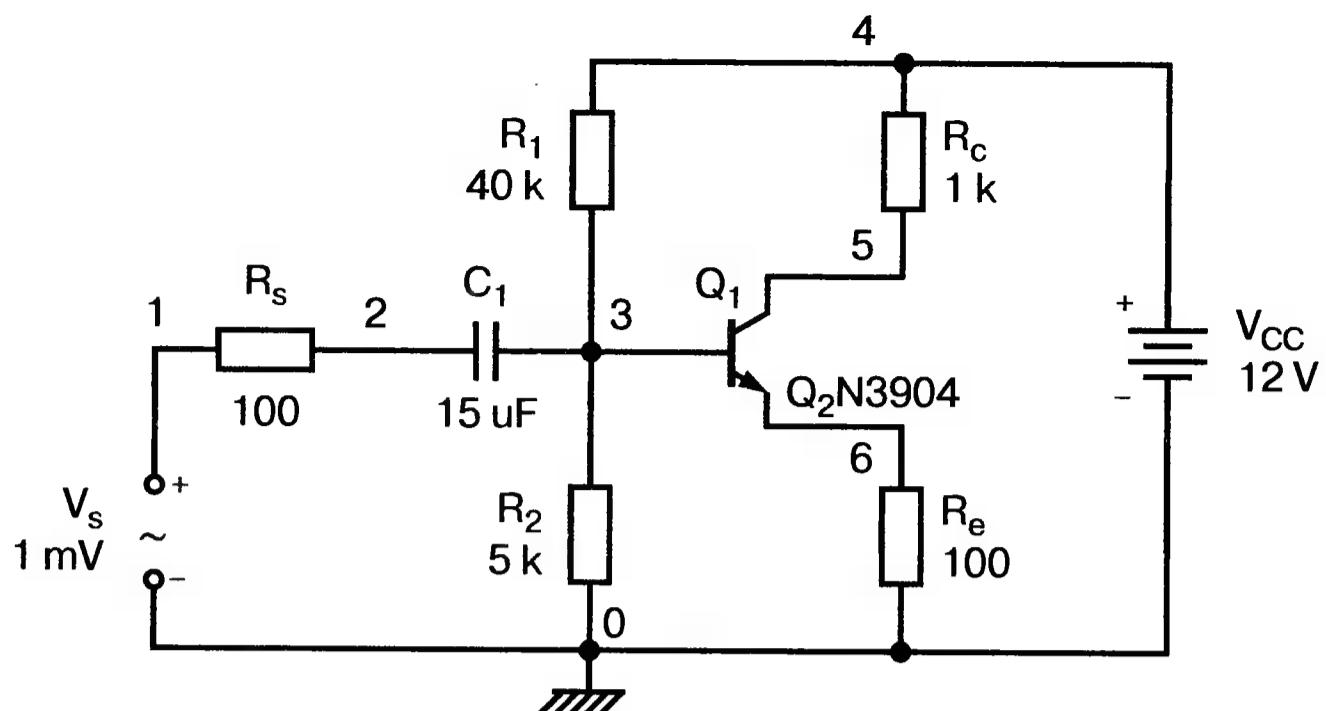


■ Рис. 15.30. Напряжения на стоке и управляемом электроде усилителя на JFET

Закончив схему, сохраните ее и подготовьте моделирование на PSpice с именем *hifreqs*. Используйте вариацию частоты от 100 кГц до 100 МГц с шагом в 50 точек на декаду.

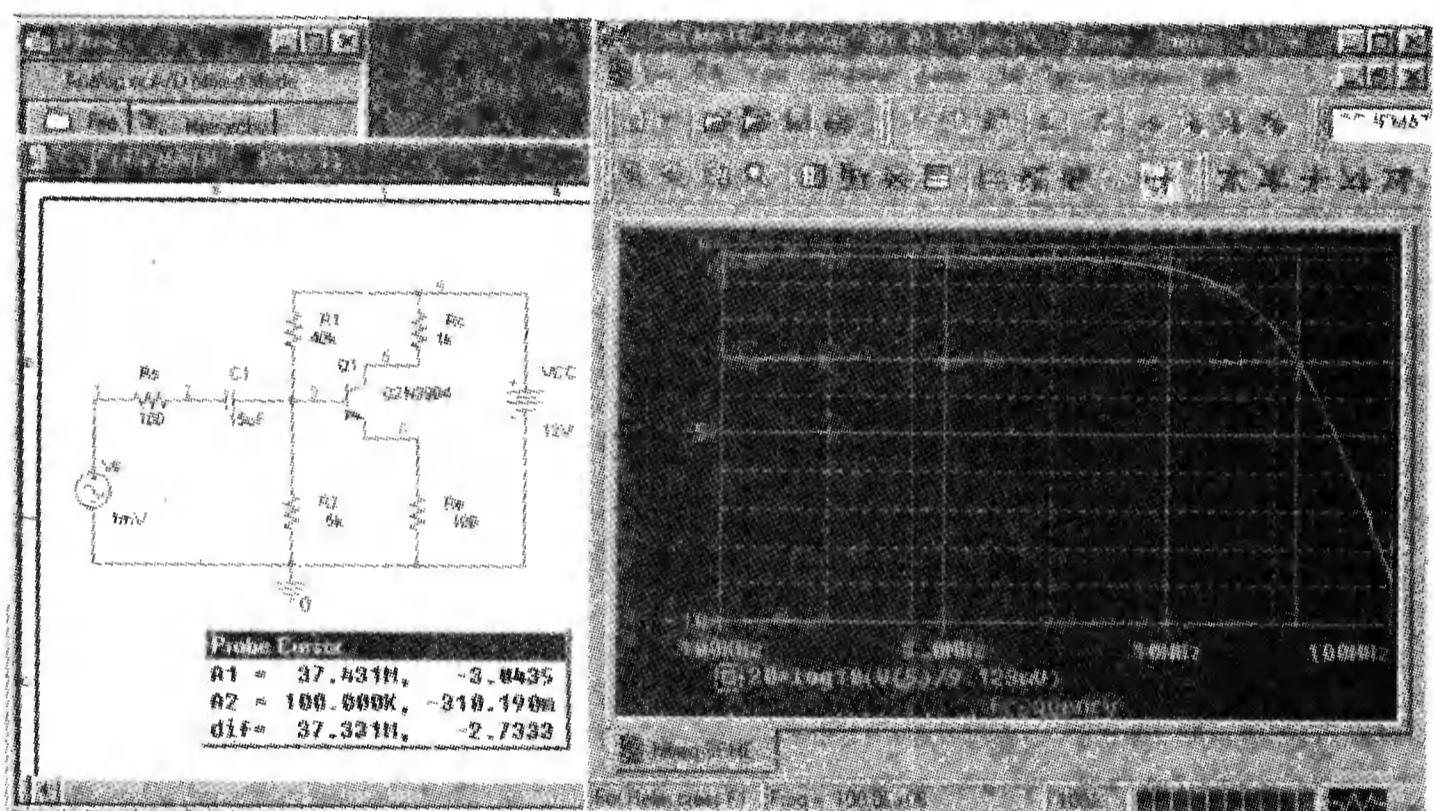
Проведите анализ и получите график выходного напряжения на коллекторе $V(5)$. Убедитесь, что выходное напряжение при частоте $f = 100$ кГц составляет 9,123 мВ. Таким образом, коэффициент усиления на средних частотах с источника на коллектор равен 9,123. Это значение будет использоваться при установлении верхней частоты снижения на 3 дБ. Удалите этот график и получите график

$$20 \cdot \lg (V(5) / 9,123\text{mV}).$$



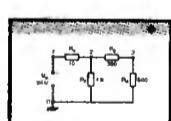
■ Рис. 15.31. Схема усилителя на биполярном транзисторе на высоких частотах

Он показан на рис. 15.32 вместе со схемой. Используйте курсор, чтобы проверить, что верхняя частота снижения на 3 дБ равна $f = 37,15$ МГц.



■ Рис. 15.32. Частотная характеристика для биполярного транзистора

Изменение характеристик транзистора



В примере на рис. 10.13 коэффициент усиления BF -транзистора был установлен в команде описания модели:

```
.MODEL BJT NPN (BF=80)
```

Изменим в Capture это значение, возвратившись к схеме и выделив транзистор. Из главного меню выберем Edit, PSpice model. Когда на экране появится OrCAD Model Editor, измените значение Bf с 416,4 на 80. Сохраните его и выйдите из редактора модели.

Снова выполните анализ на PSpice. Нет необходимости изменять тип анализа или значения частоты. В Probe получите значение $V(5)$ при $f = 100$ кГц. Оно должно составлять 8,803 мВ. Теперь получим график

$$20 \cdot \lg (V(5) / 8,803 \text{ мВ})$$

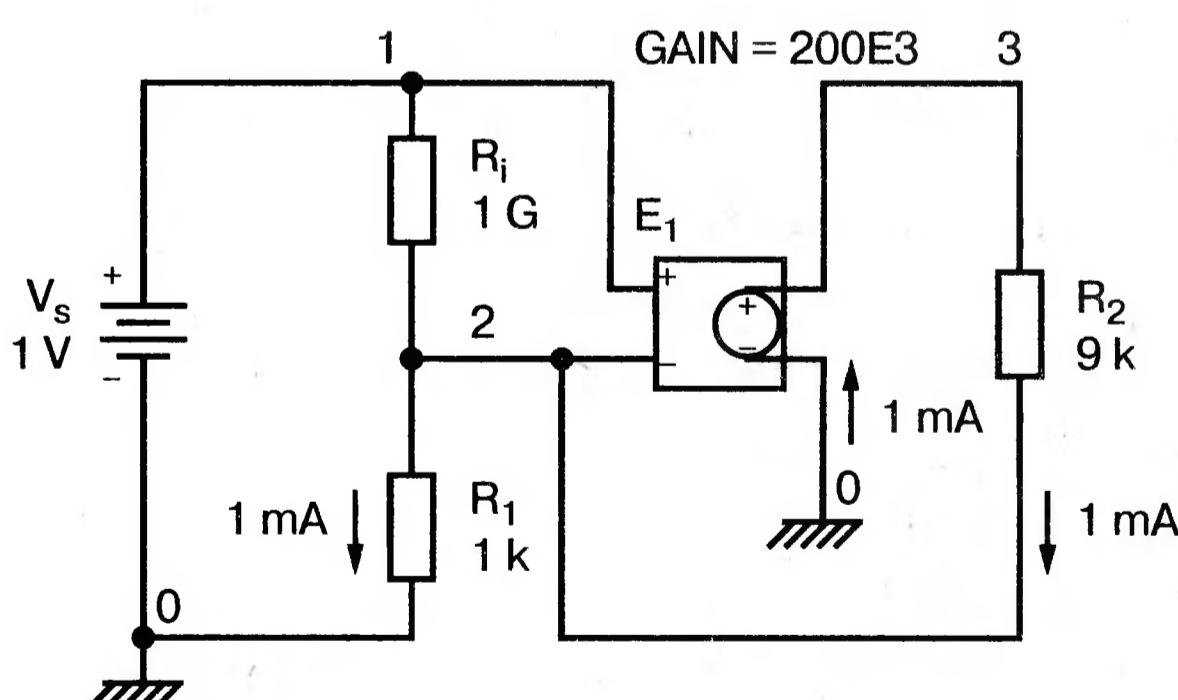
Используйте курсор, чтобы найти частоту снижения на 3 дБ, которая должна теперь составлять $f = 40$ МГц. Пожертвовав коэффициентом усиления, мы повысили частоту снижения на 3 дБ, расширив полосу пропускания.

Операционные усилители в Capture

Идеальный операционный усилитель был представлен в главе 5 (рис. 5.1). Использование этой модели в Capture почти тривиально, но мы повторим задачу, показанную на рис. 5.4, для введения в более сложные модели.

НЕИНВЕРТИРУЮЩИЕ УСИЛИТЕЛИ НА ИДЕАЛЬНЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Используйте Capture, чтобы создать новый проект с именем *idealop*. Схема должна быть такой же, как на рис. 5.4 (неинвертирующий усилитель на идеальном ОУ). Источник напряжения, управляемый напряжением E имеет в PSpice четыре полюса и подключен, как показано на рис. 16.1. Задайте $V_s = 1$ В, $R_i = 1 \text{ ГОм}$, $R_1 = 1 \text{ кОм}$, $R_2 = 1 \text{ кОм}$ и коэффициент усиления E_1 в 200 000 как в примере в главе 5. Для простоты выберите источник напряжения типа *VDC*.



■ Рис. 16.1. Идеальный ОУ в Capture

Подготовьте моделирование на PSpice, выбрав анализ параметров смещения в новой конфигурации моделирования с именем *idealops*. Проверьте поле (.OP) с детальной информацией о параметрах смещения и поле (.TF) для получения коэффициента передачи в режиме малого сигнала от входного источника V_s на выход (переменная $V(3)$). Проведите моделирование, проверьте ошибки в выходном файле, затем распечатайте часть выходного файла,

показанную на рис. 16.2. Результаты должны быть идентичны полученным в главе 5: $V(1) = 1,0000$ В, $V(2) = 1,0000$ В, $V(3) = 9,9995$ В, через V_s протекает пренебрежимо малый ток в $-5,000E-14$ А. Вспомним, что отрицательное значение тока означает, что положительный ток проходит в направлении от положительного полюса источника. Отношение $V(3)/V_{Vs} = 1,000E + 01$ означает, что напряжение на узле 3 равно 10 В, однако здесь отношение округлено, более точным является приведенное ранее значение.

```
***** 10/05/99 15:57:25 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****
** circuit file for profile: idealops
*Libraries:
* Local Libraries :
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib
*Analysis directives:
.OP
.TF V([3]) V_Vs
.PROBE
*Netlist File:
.INC "idealop-SCHEMATIC1.net"
*Alias File:
***** INCLUDING idealop-SCHEMATIC1.net *****
* source IDEALOP
E_E1      3 0 1 2 200E3
R_R2      3 2  9k
R_R1      2 0  1k
R_Ri      1 2  1G
V_Vs      1 0  1V
**** RESUMING idealop-SCHEMATIC1-idealops.sim.cir ****
.INC "idealop-SCHEMATIC1.als"
**** INCLUDING idealop-SCHEMATIC1.als ****
.ALIASES
E_E1      E1(3=3 4=0 1=1 2=2 )
R_R2      R2(1=3 2=2 )
R_R1      R1(1=2 2=0 )
R_Ri      Ri(1=1 2=2 )
V_Vs      Vs(+=1 -=0 )
      -(1=1)
      -(2=2)
      -(3=3)
.ENDALIASES

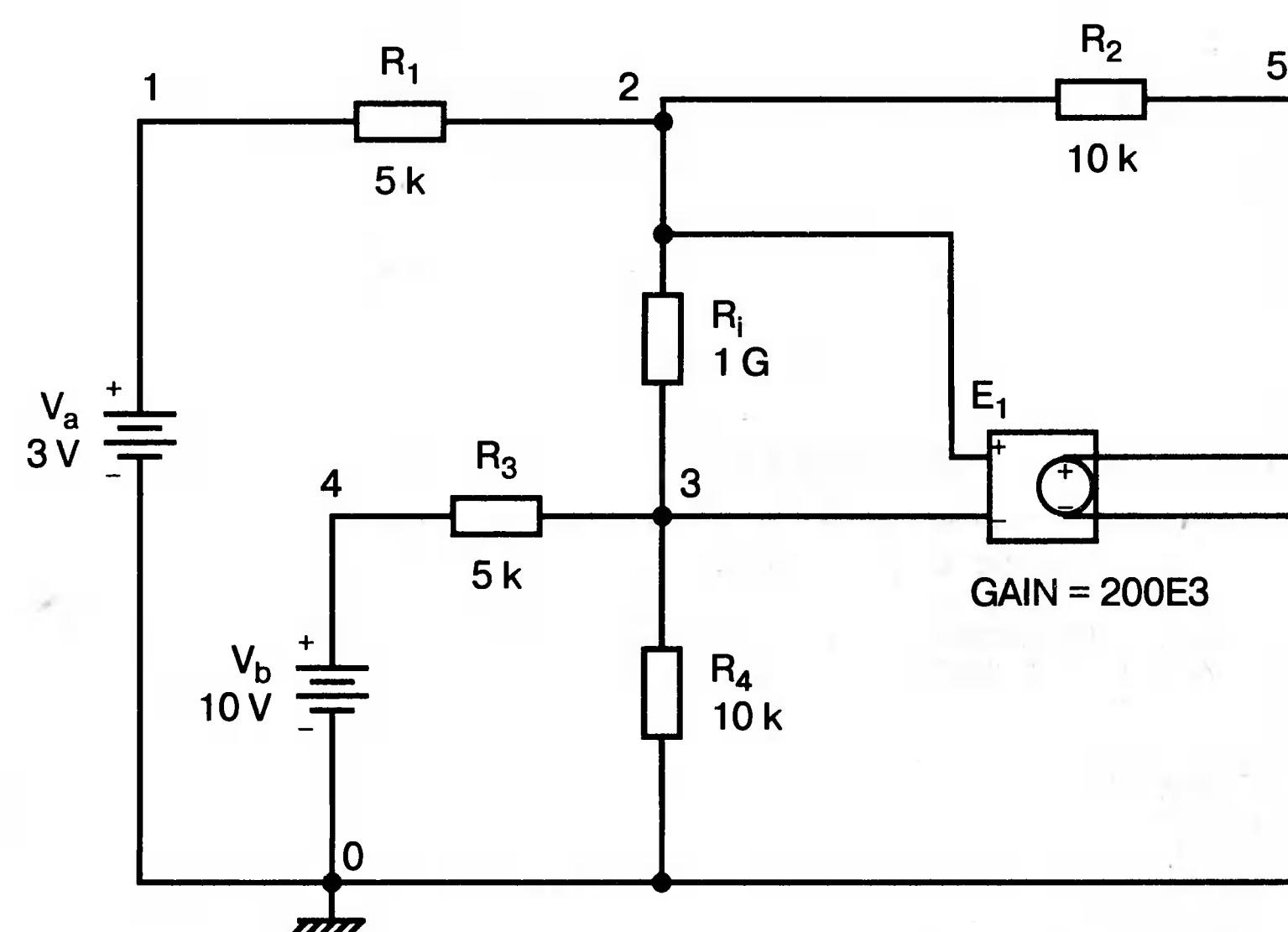
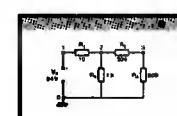
**** RESUMING idealop-SCHEMATIC1-idealops.sim.cir ****
.END
**** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION          TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE
(    1)  1.0000  (    2)  1.0000  (    3)  9.9995
VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
V_Vs     -5.000E-14
TOTAL POWER DISSIPATION 5.00E-14 WATTS
**** VOLTAGE-CONTROLLED VOLTAGE SOURCES
NAME      E_E1
V-SOURCE  1.000E+01
I-SOURCE  -1.000E-03
**** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS
V(3)/V_Vs = 1.000E+01
INPUT RESISTANCE AT V_Vs = 2.000E+13
OUTPUT RESISTANCE AT V(3) = 0.000E+00
```

■ Рис. 16.2. Выходной файл для идеального ОУ

Необходимо дополнить рис. 16.1, отметив на нем направления токов и согласовав знаки так, чтобы выполнялся закон Кирхгофа. Например, поскольку $V_{2,0} = 1$ В, ток через R_1 должен быть равен 1 мА и направлен по стрелке на рис. 16.1. Поскольку $V_{3,2} = V(3) - V(2) = 9,9995$ В – 1,0000 В = 8,9995 В, ток через $R_2 = 1$ мА (округленное значение) и проходит в указанном на рис. 16.1 направлении. Отметим также, что $V_{1,2} = 0$ В (округленное значение), поскольку $R_1 = 1$ ГОм. Как и ожидалось, входное сопротивление очень велико, а выходное сопротивление почти равно нулю.

Операционные усилители с дифференциальным входом

Используем модель, приведенную на рис. 5.6, для другого примера, в котором исследуется идеальный ОУ. Назовем этот проект *idealdif* и используем следующие элементы: $V_a = 3$ В, $V_b = 10$ В, $R_1 = 5$ кОм, $R_i = 1$ ГОм, $R_2 = 10$ кОм, $R_3 = 5$ кОм, $R_4 = 10$ кОм, коэффициент усиления E_1 равен 200 000. Схема с пронумерованными узлами показана на рис. 16.3. Для моделирования используйте имя *Idealdf* и выполните анализ параметров смещения. Включите команды *.OP* и *.TF* с входным источником V_s и выходной переменной $V(3)$.



■ Рис. 16.3. Модель усилителя с дифференциальным входом

Вспомним, что в этом примере выходное напряжение предполагается равным $2(V_b - V_a)$. Результаты анализа, показанные на рис. 16.4, подтверждают это. Используя значения напряжений, полученные на различных узлах, вычислите ток в каждом резисторе. В качестве упражнения покажите на вашем рисунке напряжение на каждом узле и величины и направления всех токов.

```
***** 09/01/99 09:37:26 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****
** circuit file for profile: Idealdf
*Libraries:
* Local Libraries :
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib
*Analysis directives:
.OP
.PROBE
*Netlist File:
.INC "idealdif-SCHEMATIC1.net"
*Alias File:
***** INCLUDING idealdif-SCHEMATIC1.net *****
* source IDEALDIF
V_Va      1 0 3V
R_R1      1 2 5k
R_Ri      2 3 1G
R_R3      4 3 5k
V_Vb      4 0 10V
R_R2      2 5 10k
E_E1      5 0 2 3 200E3
R_R4      3 0 10k
***** RESUMING idealdif-schematic1-idealdf.sim.cir *****
.INC "idealdif-SCHEMATIC1.als"
***** INCLUDING idealdif-SCHEMATIC1.als *****
.ALIASES
V_Va      Va(+=1 ==0 )
R_R1      R1(1=1 2=2 )
R_Ri      Ri(1=2 2=3 )
R_R3      R3(1=4 2=3 )
V_Vb      Vb(+=4 ==0 )
R_R2      R2(1=2 2=5 )
E_E1      E1(3=5 4=0 1=2 2=3 )
R_R4      R4(1=3 2=0 )
      (3=3)
      (5=5)
      (2=2)
      (1=1)
      (4=4)
.ENDALIASES
***** RESUMING idealdif-schematic1-idealdf.sim.cir *****
.END
** circuit file for profile: Idealdf
**** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) 3.0000 ( 2) 6.6667 ( 3) 6.6667 ( 4) 10.0000
( 5) 14.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
V_Va     7.333E-04
V_Vb    -6.667E-04

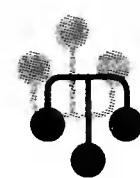
TOTAL POWER DISSIPATION 4.47E-03 WATTS

**** VOLTAGE-CONTROLLED VOLTAGE SOURCES
NAME      E_E1
V-SOURCE  1.400E+01
I-SOURCE  -7.333E-04
```

■ Рис. 16.4. Выходной файл усилителя с дифференциальным входом

АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Модель ОУ на рис. 5.8 достаточно проста, чтобы использовать ее в Capture, но она хороша при изучении ОУ, поскольку при схемотехническом анализе позволяет лучше понять процессы в ОУ. Используем схему на рис. 5.9 в качестве первого примера.

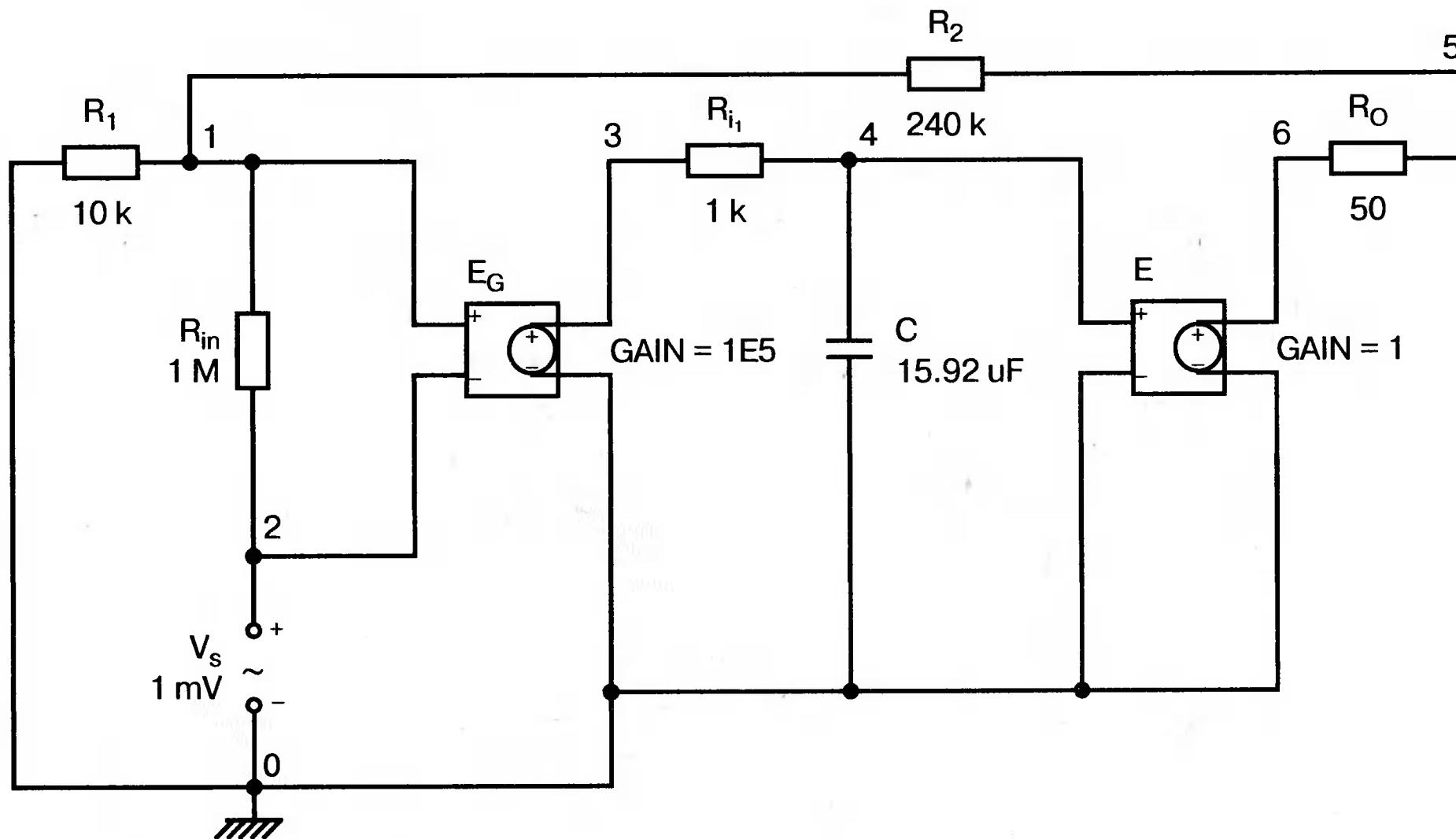


Создайте схему с именем *opampsc*, используя компоненты и значения, приведенные на рис. 5.9: источник типа *VAC* для $V_s = 1 \text{ мВ}$, *EG* с коэффициентом усиления $1E5$, *E* с коэффициентом усиления 1, $C = 15.92 \text{ мкФ}$, $R_1 = 10 \text{ кОм}$, $R_{in} = 1 \text{ Мом}$, $R_{i1} = 1 \text{ кОм}$, $R_2 = 240 \text{ кОм}$ и $R_o = 50 \text{ Ом}$.

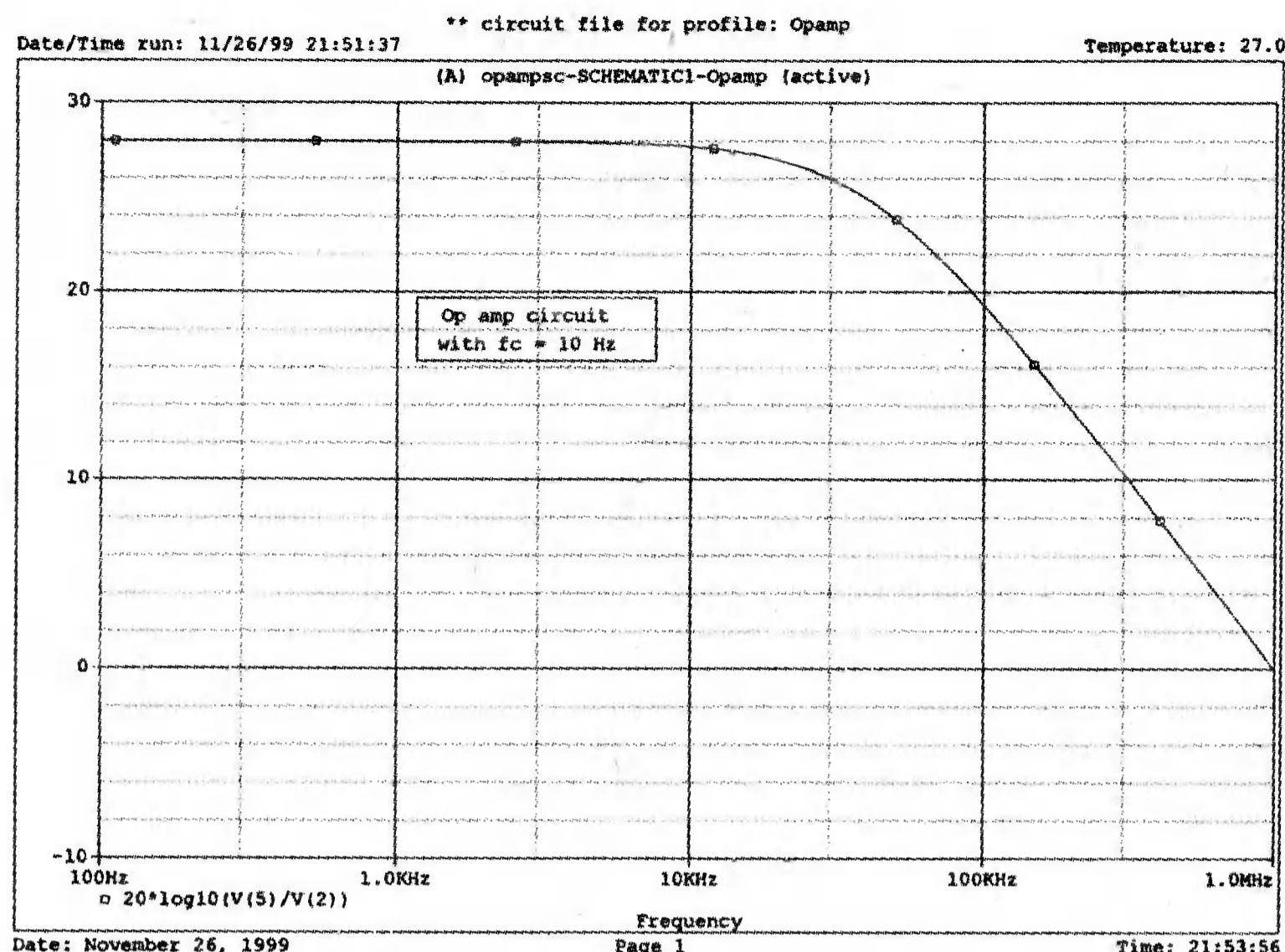
Создайте и сохраните схему, показанную на рис. 16.5, затем используйте PSpice с новой конфигурацией и именем *Opatr*. Проведите анализ с вариацией частоты от 100 Гц до 1 МГц, используя шаг в 40 точек на декаду. Выполните моделирование и получите график

$$20 \cdot \lg (V(5)/V(2)).$$

Полученный результат (рис. 16.6) тождественен графику, показанному на рис. 5.12. Выходной файл, идентифицирующий компоненты и узлы, показан на рис. 16.7. Если вы хотите проверить другие аспекты анализа из главы 5, вы можете, например, удалить резистор обратной связи R_2 , заменив его резистором $R_L = 22 \text{ кОм}$ и действовать далее по методике, описанной в главе 5.



■ Рис. 16.5. Модель ОУ для частоты $f_c = 10 \text{ Гц}$



■ Рис. 16.6. Частотная характеристика для ОУ с $f_c = 10$ Гц

АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ



Модель ОУ, представленная выше, может использоваться для любой из схем, проанализированных в главе 5. В качестве второго примера обратимся к рис. 5.24, на котором показан низкочастотный фильтр Баттерворда. Анализ проводится для идеального ОУ, содержащего компонент типа E с коэффициентом усиления $A = 200\ 000$ и внутренним сопротивлением $R_{in} = 1$ МОм. Используйте значения компонентов, приведенные на рис. 5.24. Проект с именем *butrwrth* и соответствующая схема показаны на рис. 16.8. Обратите внимание, что коэффициент усиления для E_1 составляет $-200\ 000$. Это произошло потому, что полюсы управления следуют в порядке, обратном показанному на рис. 5.24.

При анализе на PSpice используйте имя *Butrwrth* и выполните вариацию частоты от 1 Гц до 100 кГц с шагом в 40 точек на декаду. Проведите моделирование и в Probe получите график выходного напряжения $V(5)$. Выходное напряжение при низких частотах должно составлять 1,586 мВ. Используя это значение в качестве опорного, получите график

$$20 \cdot \lg (V(5)/1,586\text{мВ}).$$

График приведен на рис. 16.9 и должен быть таким же, как на рис. 5.26. В выходном файле на рис. 16.10 показаны следующие параметры:

```
R_Rin 4 3 1Meg
E_E15 0 4 3 -2E5
```

По упомянутой выше причине коэффициент усиления показан как отрицательное число, а команда псевдонима для R_{in} показана как

```
R_Rin Rin(1=4 2=3)
```

```
**** 11/26/99 21:51:37 **** Evaluation PSpice (Nov 1998) ****
** circuit file for profile: Opamp

*Libraries:
* Local Libraries :
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib "nom.lib"

*Analysis directives:
.AC DEC 40 100Hz 1MegHz
.PROBE

*Netlist File:
.INC "opampsc-SCHEMATIC1.net"

*Alias File:

***** INCLUDING opampsc-SCHEMATIC1.net *****
* source OPAMPSC
R_R2      1 5 240k
R_R1      3 4 1k
R_R1      0 1 10k
C_C       4 0 15.92uF
E_E       6 0 4 0 1
E_EG      3 0 1 2 1E5
V_Vs      2 0 DC 0V AC 1mV
R_Rin     1 2 1Meg
R_RO      6 5 50

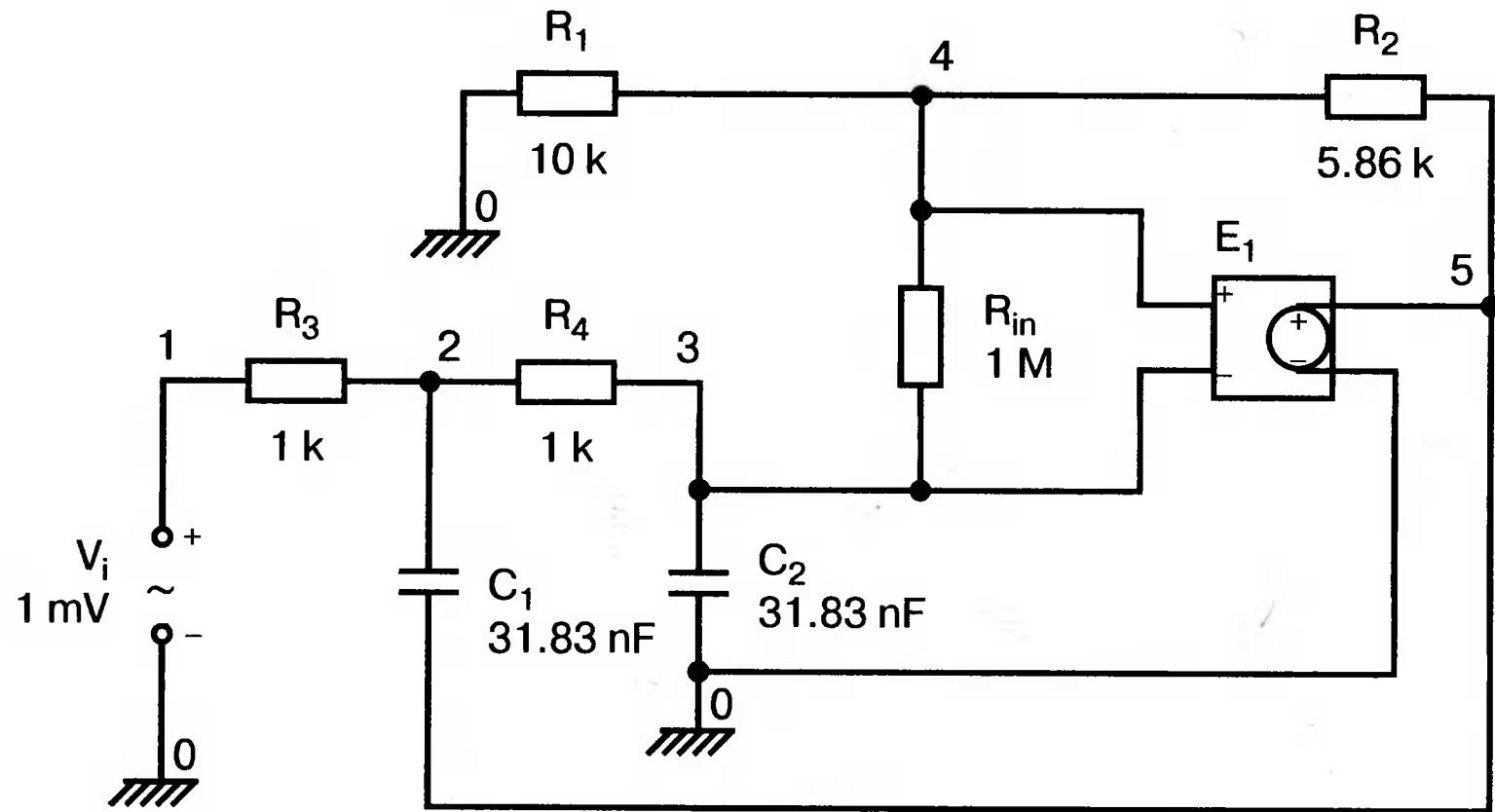
***** RESUMING opampsc-schematic1-opamp.sim.cir *****
.INC "opampsc-SCHEMATIC1.als"

***** INCLUDING opampsc-SCHEMATIC1.als *****
.ALIASES
R_R2      R2(l=1 2=5 )
R_R1      R1(l=3 2=4 )
R_R1      R1(l=0 2=1 )
C_C       C(l=4 2=0 )
E_E       E(3=6 4=0 1=4 2=0 )
E_EG      EG(3=3 4=0 1=1 2=2 )
V_Vs      Vs(+=2 -=0 )
R_Rin     Rin(l=1 2=2 )
R_RO      RO(l=6 2=5 )
      -(l=1)
      -(2=2)
      -(3=3)
      -(4=4)
      -(5=5)
      -(6=6)
.ENDALIASES

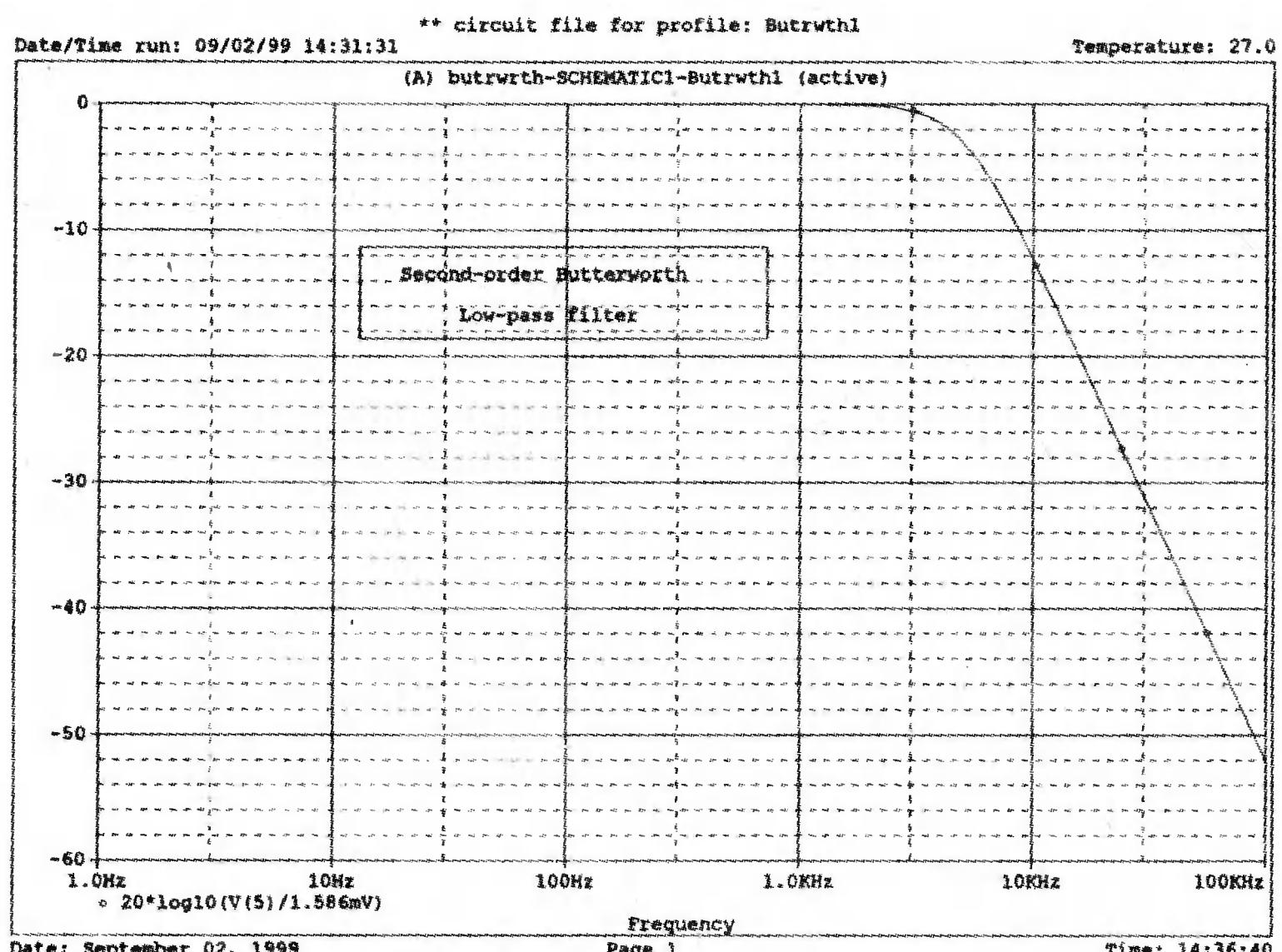
***** RESUMING opampsc-schematic1-opamp.sim.cir *****
.END
```

■ Рис. 16.7. Выходной файл для ОУ с $f_c = 10$ Гц

Это означает, что полюс 1 R_{in} является узлом 4, а полюс 2 R_{in} — узлом 3, условное направление тока через этот резистор на рисунке — вниз. Следовательно, при положительном токе через R_{in} напряжение на полюсе 1 также будет положительным. Если вы получите вместо этого график



■ Рис. 16.8. Низкочастотный фильтр Баттерворда второго порядка



■ Рис. 16.9. Частотная характеристика фильтра Баттерворда

$$20 \cdot \lg (V(5)/V(1) \cdot 1,586\text{mV}),$$

согласно выражению, используемому в главе 5, он будет смещен на 60 дБ по оси Y от ожидаемого результата.

```
***** 09/02/99 14:31:31 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****
** circuit file for profile: Butrwth1

*Libraries:
* Local Libraries :
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib

*Analysis directives:
.AC DEC 40 1Hz 100kHz
.PROBE

*Netlist File:
.INC "butrwrth-SCHEMATIC1.net"

*Alias File:

***** INCLUDING butrwrth-SCHEMATIC1.net *****
* source BUTRWRTH
C_C1      2 5 31.83nF
R_Rin     4 3 1Meg
R_R2      4 5 5.86k
R_R1      0 4 10k
R_R4      2 3 1k
R_R3      1 2 1k
V_Vi      1 0 DC 0V AC 1mV
E_E1      5 0 4 3 -2E5
C_C2      3 0 31.83nF

***** RESUMING butrwrth-SCHEMATIC1-Butrwth1.sim.cir *****
.INC "butrwrth-SCHEMATIC1.als"

***** INCLUDING butrwrth-SCHEMATIC1.als *****
.ALIASES
C_C1          C1(1=2 2=5 )
R_Rin         Rin(1=4 2=3 )
R_R2          R2(1=4 2=5 )
R_R1          R1(1=0 2=4 )
R_R4          R4(1=2 2=3 )
R_R3          R3(1=1 2=2 )
V_Vi          Vi(+=1 -=0 )
E_E1          E1(3=5 4=0 1=4 2=3 )
C_C2          C2(1=3 2=0 )

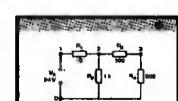
        -(1=1)
        -(2=2)
        -(3=3)
        -(4=4)
        -(5=5)
.ENDALIASES

***** RESUMING butrwrth-SCHEMATIC1-Butrwth1.sim.cir *****
.END
```

■ Рис. 16.10. Выходной файл для фильтра Баттерворда

Активный полосовой резонансный фильтр

Используем схему на рис. 5.32 как другой пример активного фильтра. Начните новый проект в *Capture* с именем *actvbpfr*. Представьте идеальный ОУ, использовав *E* с коэффициентом усиления 200 000 и внутренним сопротивлением $R_{in} = 1 \text{ МОм}$. Другие компоненты $V_i = 1 \text{ мВ}$ (используется источник типа *VAC*), $L = 0,298 \text{ Гн}$, $C = 0,724 \text{ нФ}$, $R = 10 \text{ кОм}$, $R_1 = 10 \text{ кОм}$ и $R_2 = 10 \text{ кОм}$. Сохраните схему, затем сравните ее с показанной на рис. 16.11. Подготовьте



моделирование на PSpice с именем *Actvbpfi*. Предусмотрите вариацию по частоте с шагом в 40 точек на декаду от 1 кГц до 1 МГц. Выполните моделирование и получите график

$$20 \cdot \lg(V(5)/(V(Vi: +))).$$

Результаты показаны на рис. 16.12. На средней частоте $f_0 = 11,22$ кГц коэффициент усиления фильтра равен 5,994 дБ. Выходной файл на рис. 16.13 идентифицирует компоненты и номера узлов.

КОМПОНЕНТ *uA741*

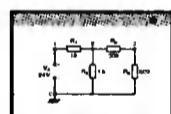


На рис. 5.9 мы использовали нашу собственную модель для ОУ, чтобы проверить частотную характеристику. Модель очень хороша для изучения частотных характеристик, но она не отражает свойств многочисленных реальных компонентов.

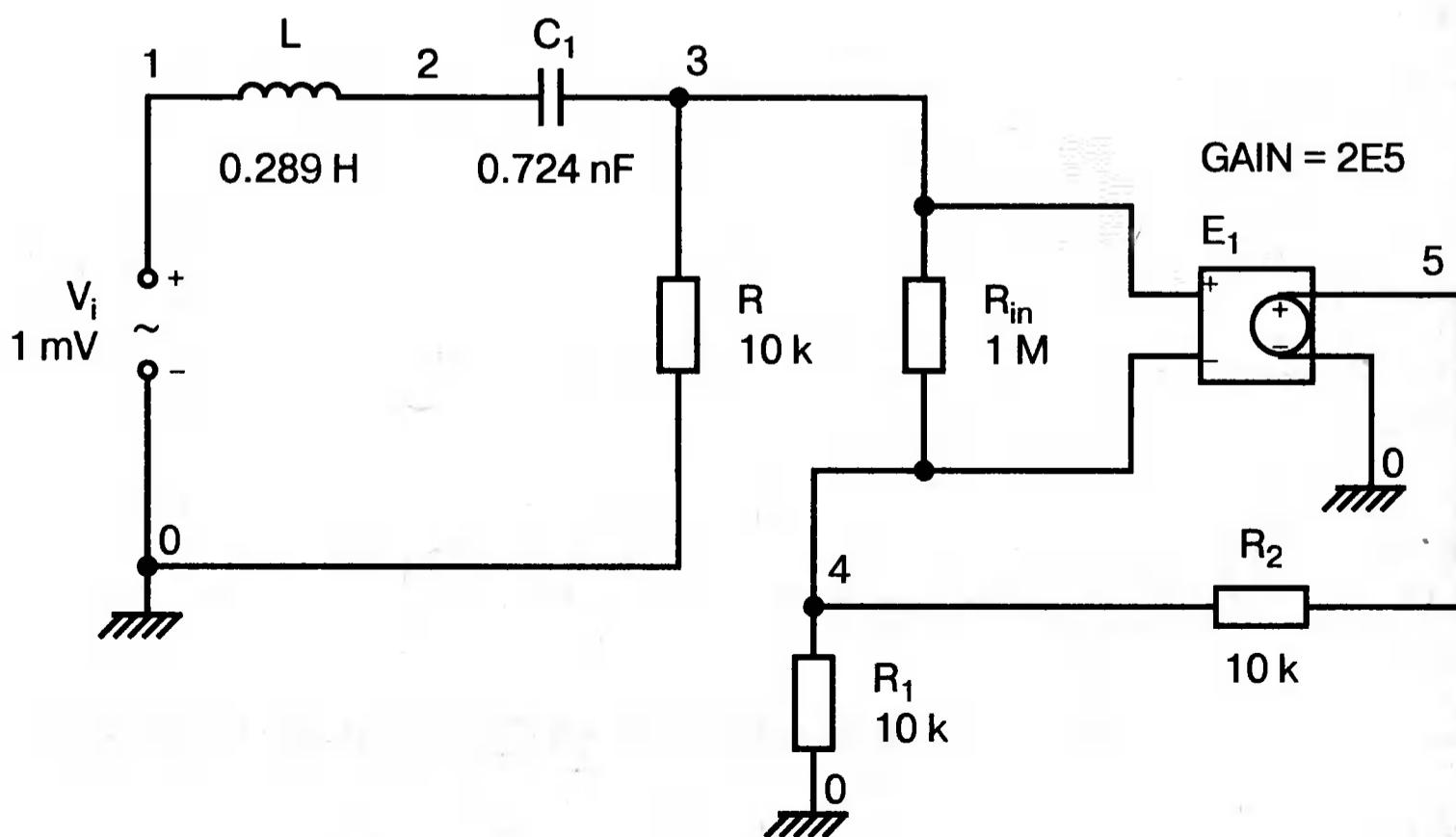
Схемные решения для реальных ОУ можно найти в подробных описаниях ОУ, таких как у Coughlin и Driscoll. Вы увидите, что было бы непрактично пытаться показать всю схему в Capture.

Компонент *uA741*, имеющийся в PSpice и Capture, является достаточно точной моделью, которую мы могли бы предпочесть нашей собственной модели. При анализе, в дополнение к другим навесным компонентам, необходимо использовать два источника постоянного тока.

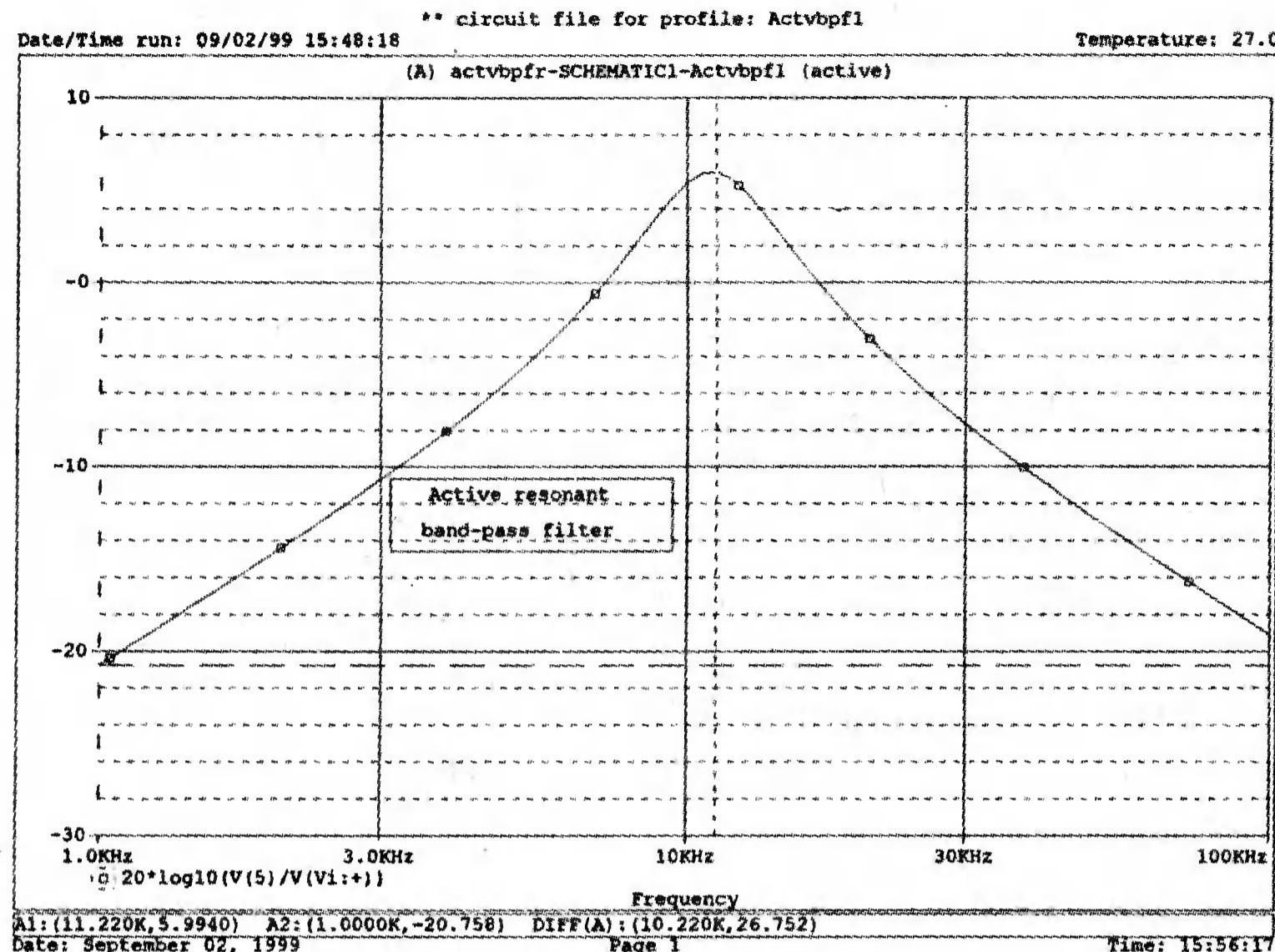
Частотная характеристика *uA741*



Используем снова значения из примера в начале этой главы, чтобы можно было сравнить нашу модель с более совершенной моделью *uA741*.



■ Рис. 16.11. Активный резонансный полосовой фильтр

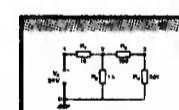


■ Рис. 16.12. Частотная характеристика для полосового фильтра

Начните в Capture проект с именем *oratpr*. Когда компонент из библиотеки *eval* появится на рабочем поле, вы обнаружите у него семь уже пронумерованных полюсов. Это несколько необычно при первом знакомстве, но в дальнейшем не вызывает трудностей.

Обозначение узлов подсхемы

Ситуация станет яснее, когда мы установим, что эти номера содержатся в подпрограмме и не являются номерами узлов основной схемы. Обратитесь к разделу «Использование подсхем при моделировании операционных усилителей» в главе 5 для подробного ознакомления с этой темой. Обратите также внимание на использование узлов *a*, *b* и *c* в подсхеме на рис. 5.13, но не в распечатке главного файла. Узлы, показанные на обозначении *uA741* (узлы от 1 до 7), не будут узлами в схемном файле.



Продолжите теперь размещать компоненты в схеме, как показано на рис. 16.14. Используйте источник типа *VAC* для V_s , *VDC* для V_+ и V_- и компонент *R* для R_1 и R_2 . Когда схема будет соединена проводниками, убедитесь, что имеется просто пересечение проводов слева от R_2 (у узла 2), а не подключение. Пронумеруйте узлы (с помощью Place, Netlist), как показано на рисунке, сохраните схему и подготовьте моделирование с именем *Oratpr1*. Выполните вариацию по частоте с шагом в 40 точек на декаду от 100 Гц до 1 МГц. Затем получите график

$$20 \cdot \lg (V(U1:OUT)/V(Vs: +)).$$

Результаты показаны на рис. 16.15. Сравните этот график с полученным в предыдущем примере при использовании собственной модели в Capture (рис. 16.9). Убедитесь, что коэффициент усиления на средней частоте равен 27,957 дБ.

```
***** 09/02/99 15:59:54 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****
** circuit file for profile: Actvbpfl

*Libraries:
* Local Libraries :
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib

*Analysis directives:
.AC DEC 40 1kHz 100kHz
.PROBE

*Netlist File:
.INC "actvbpfr-SCHEMATIC1.net"

*Alias File:

***** INCLUDING actvbpfr-SCHEMATIC1.net *****
* source ACTVBPFR
R_R1      4 0 10k
R_Rin     3 4 1Meg
R_R       3 0 10k
R_R2      4 5 10k
C_C       2 3 0.724nF
L_L       1 2 0.289H
V_Vi      1 0 DC 0V AC 1mV
E_E1      5 0 3 4 2E5

***** RESUMING actvbpfr-SCHEMATIC1-Actvbpfl.sim.cir *****
.INC "actvbpfr-SCHEMATIC1.als"

***** INCLUDING actvbpfr-SCHEMATIC1.als *****
.ALIASES
R_R1      R1(1=4 2=0 )
R_Rin    Rin(1=3 2=4 )
R_R      R(1=3 2=0 )
R_R2      R2(1=4 2=5 )
C_C       C(1=2 2=3 )
L_L       L(1=1 2=2 )
V_Vi      Vi(+=1 -=0 )
E_E1      E1(3=5 4=0 1=3 2=4 )

-      -(1=1)
-      -(2=2)
-      -(3=3)
-      -(4=4)
-      -(5=5)
.ENDALIASES

***** RESUMING actvbpfr-SCHEMATIC1-Actvbpfl.sim.cir *****
.END
```

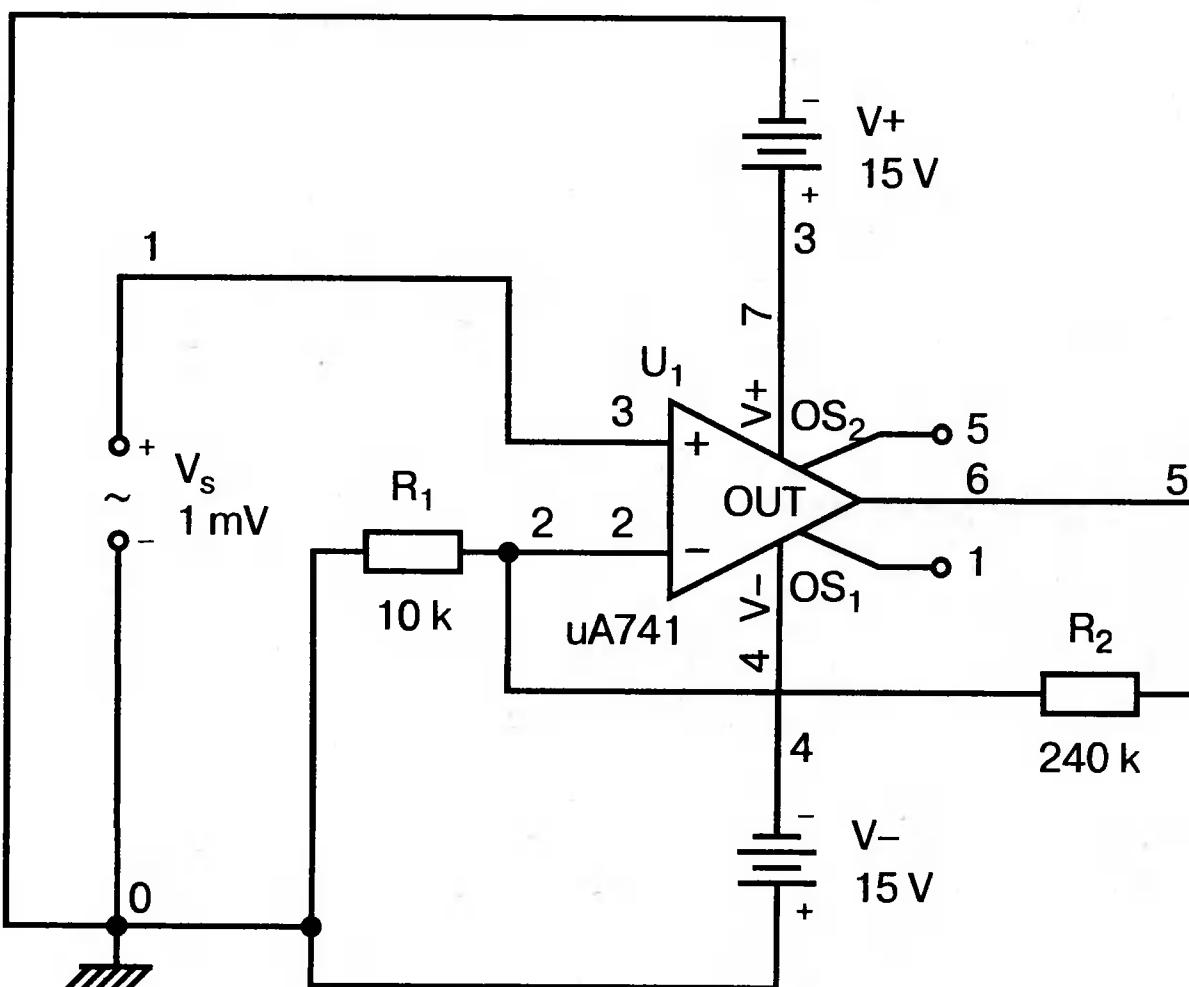
■ Рис. 16.13. Выходной файл для полосового фильтра

Рассматривая выходной файл на рис. 16.16, обратите внимание на ссылку, касающуюся *uA741*, в файле псевдонимов

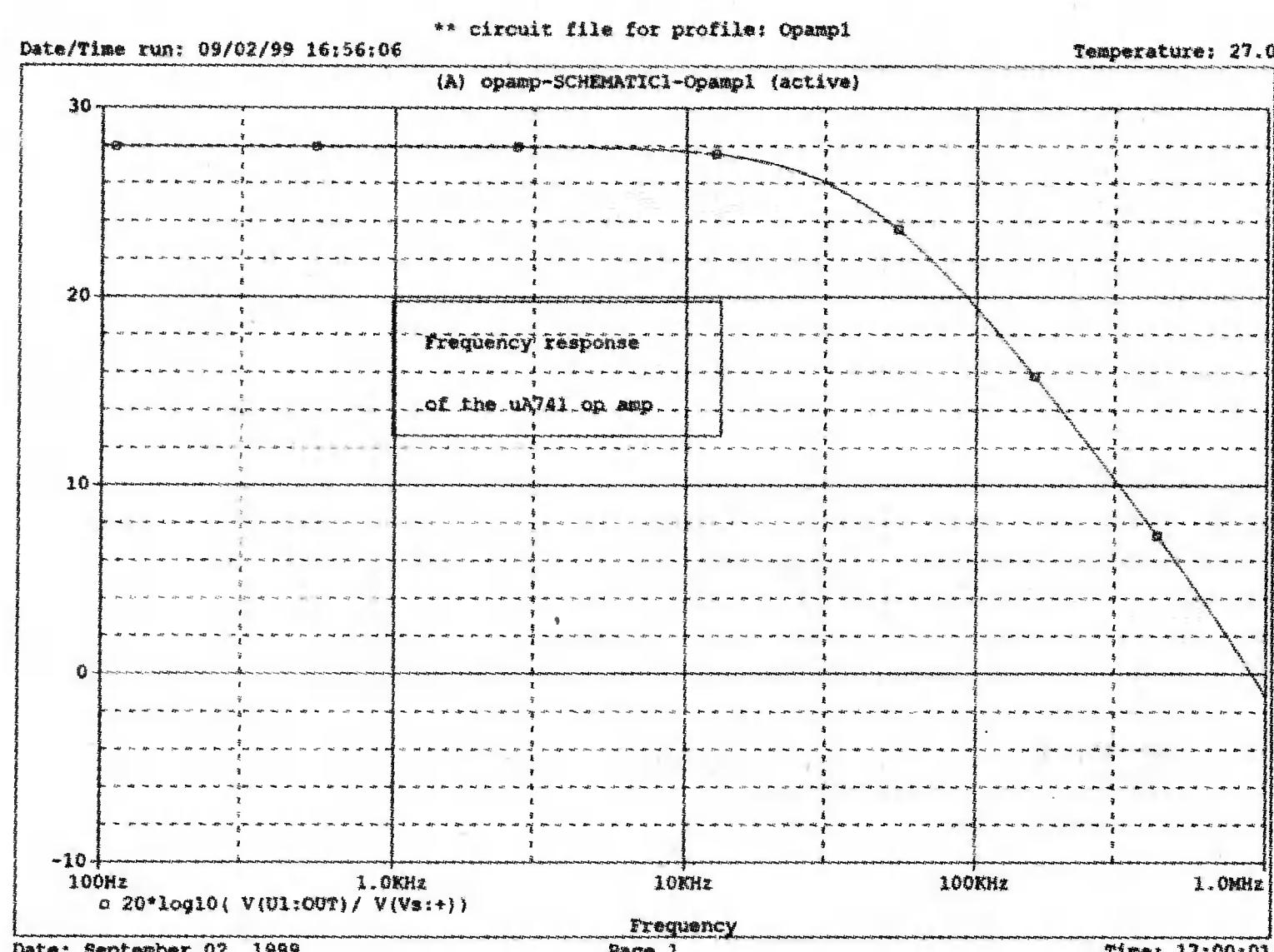
X_U1 1 2 3 /4 5 uA741

Необходимо отметить, что узлы от 1 до 5 — это узлы с номерами схемы, а не с теми, что помещены в условном обозначении *uA741*. Узлы 1 и 2 используются для неинвертирующего и инвертирующего входов, узлы 3 и 4 — для плюса и минуса источника постоянного напряжения соответственно, а узел 5 — для выхода. В конце командной строки приведен символ идентификации *uA741*. В списке псевдонимов мы находим

X_U1 U1 (+=1 -=2 V+=3 V-=4 OUT=5)



■ Рис. 16.14. Схема с ОУ uA741



■ Рис. 16.15. Частотная характеристика ОУ uA741

Запись X обращается к подпрограмме, в которой описана модель для U_1 , символы «плюс» и «минус» относятся к входным полюсам и так далее. На рис. 16.16 приведена лишь небольшая часть выходного файла, которая показывает, что в модель ОУ включены различные компоненты, такие как диоды, транзисторы и прочие.

```
***** 09/02/99 17:17:58 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****
** circuit file for profile: Opamp1
*Libraries:
* Local Libraries :
* From {PSpICE NETLIST} section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib
*Analysis directives:
.AC DEC 40 100Hz 1MegHz
.PROBE
*Netlist File:
.INC "opamp-SCHEMATIC1.net"
*Alias File:
**** INCLUDING opamp-SCHEMATIC1.net ****
* source OPAMP
X_U1      1 2 3 4 5 uA741
R_R2      2 5 240k
R_R1      0 2 10k
V_V-      0 4 15V
V_V+      3 0 15V
V_Vs      1 0 DC 0V AC 1mV
**** RESUMING opamp-SCHEMATIC1-Opamp1.sim.cir ****
.INC "opamp-SCHEMATIC1.als"
**** INCLUDING opamp-SCHEMATIC1.als ****
.ALIASES
X_U1      U1(+=1 --=2 V+=3 V-=4 OUT=5 )
R_R2      R2(1=2 2=5 )
R_R1      R1(1=0 2=2 )
V_V-      V-(+=0 --=4 )
V_V+      V+(+=3 --=0 )
V_Vs      Vs(+=1 --=0 )
      -(1=1)
      -(5=5)
      -(4=4)
      -(2=2)
      -(3=3)
.ENDALIASES
**** RESUMING opamp-SCHEMATIC1-Opamp1.sim.cir ****
.END
**** Diode MODEL PARAMETERS
X_U1.dx
IS 800.000000E-18
RS 1
**** BJT MODEL PARAMETERS
X_U1.qx
NPN
IS 800.000000E-18
BF 93.75
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) 0.0000 ( 2) 20.64E-06 ( 3) 15.0000 ( 4) -15.0000
( 5) .0197 (X_U1.6) 26.12E-06 (X_U1.7) -.0780 (X_U1.8) -.0780
VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME CURRENT
V_V- -1.667E-03
V_V+ -1.667E-03
V_Vs -7.972E-08
TOTAL POWER DISSIPATION 5.00E-02 WATTS
```

■ Рис. 16.16. Выходной файл для схемы с ОУ uA741

Так как библиотечная модель для ОУ очень сложна, используйте ее только тогда, когда почувствуете, что более простая модель идеального ОУ (рис. 5.2, б) или модель для частотной характеристики (рис. 5.9) не могут обеспечить достаточной точности анализа.

Использование uA741 в качестве детектора уровня

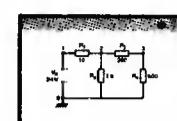
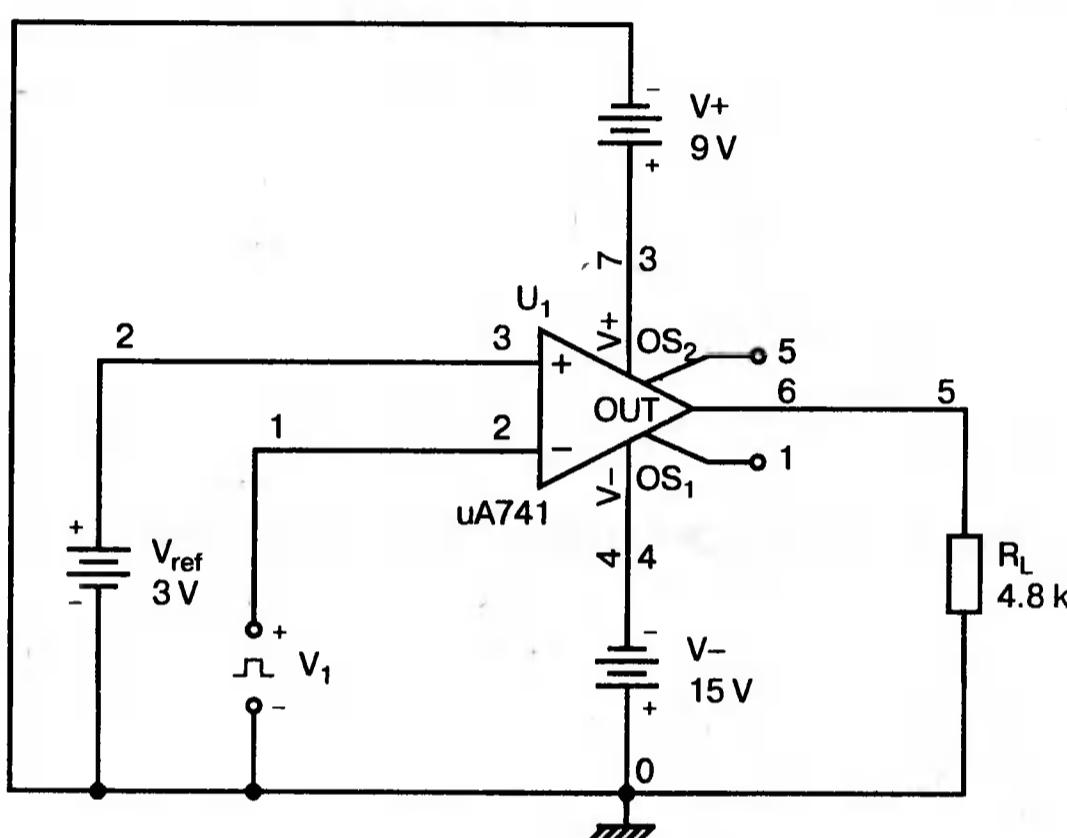


Схема на рис. 16.17 используется в качестве детектора уровня входного напряжения V_1 . Создайте эту схему в Capture с именем *leveldet*. Используйте *VPWL* для V_1 , *VDC* для $V_{ref} = 3$ В, $V_+ = 9$ В и $V_- = 9$ В. Затем добавьте в схему резистор $R_L = 4,8$ кОм и заземление. При двойном щелчке на символе V_1 появляется окно (электронная таблица), в которое могут быть введены пары значений напряжение-время (до 10 пар). Так как более поздние времена и соответствующие им напряжения расположены слева, введем сначала V_6 и T_6 и продолжим, пока не введем все пары напряжения-времени. Значения должны быть следующими: ($0V, 1s$), ($-3V, 0,8s$), ($-5V, 0,6s$), ($5V, 0,4s$), ($3V, 0,2s$), ($0V, 0s$). Сохраните схему после введения всех компонентов и подготовьте PSpice анализ с именем *levels*. Проведите анализ переходных процессов с шагом в 1 мс на интервале в 1 с.



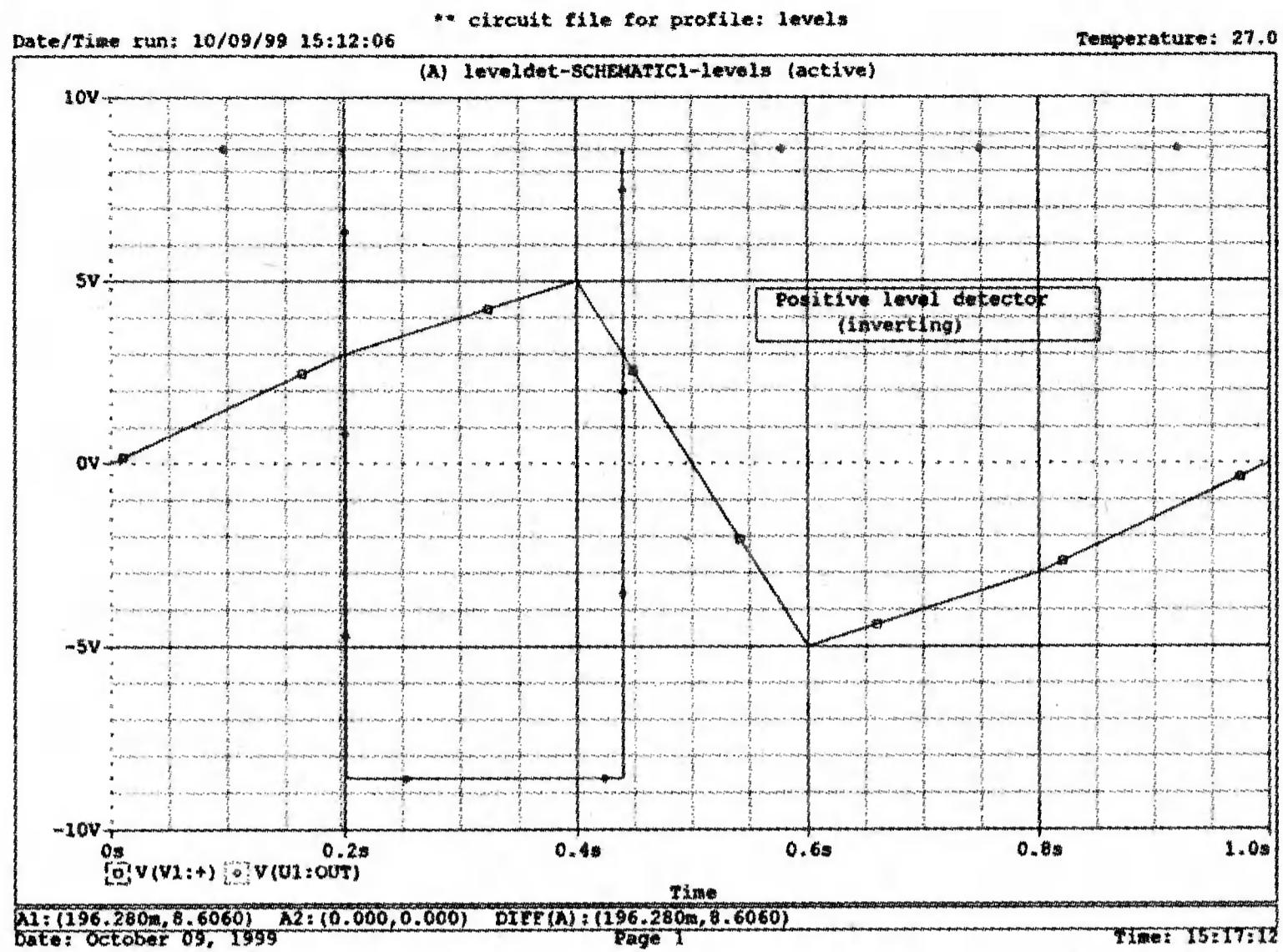
■ Рис. 16.17. Схема детектора уровня

Проведите моделирование и получите в Probe графики как входного напряжения $V(V1: +)$, так и выходного напряжения $V(U1:OUT)$. Убедитесь, что график V_1 следует за заданным графиком напряжения-времени. Графики, приведенные на рис. 16.18, показывают, что только до момента, когда входное напряжение достигает 3 В, выходное напряжение равно 8,6 В (немного меньше, чем $V_+ = 9$ В). Когда входное напряжение превышает 3 В, выходное напряжение понижается до -8,6 В и остается на этом уровне, пока входное напряжение не упадет ниже 3 В, затем процесс повторяется. Так как входное напряжение V_1 подается на инвертирующий вход ОУ, после достижения порогового напряжения V_{ref} , выходное напряжение снижается.

В выходном файле на рис. 16.19 приведена следующая командная строка:

```
V_V1 1 0
+PWL Os OV 0.2S 3V 0.4S 5V 0.6S -5V 0.8S -3V 1S 0V
```

Согласно этой записи V_1 является кусочно-линейным (PWL) источником напряжения с парами время-напряжение, размещаемыми в нормальном порядке, то есть с начальными значениями времени и напряжения слева. При работе непосредственно в PSpice обычно используются круглые скобки, чтобы сгруппировать пару время-напряжение, хотя делать это не обязательно.



■ Рис. 16.18. Входное и выходное напряжения для детектора уровня

```
***** 10/09/99 15:34:48 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****
** circuit file for profile: levels
*Libraries:
* Local Libraries :
* From [PSpICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib
*Analysis directives:
.TRAN 0 1s 0 lms
.PROBE
*Netlist File:
.INC "leveldet-SCHEMATIC1.net"
*Alias File:
***** INCLUDING leveldet-SCHEMATIC1.net *****
* source LEVELDET
R_RL      5 0 4.8k
X_U1      2 1 3 4 5 uA741
V_V-      0 4 9V
V_V+      3 0 9V
V_Vref    2 0 3V
V_V1      1 0
+PWL 0s 0V 0.2s 3V 0.4s 5V 0.6s -5V 0.8s -3V 1s 0V
***** RESUMING leveldet-SCHEMATIC1-levels.sim.cir *****
.INC "leveldet-SCHEMATIC1.als"
***** INCLUDING leveldet-SCHEMATIC1.als *****
.ALIASES
R_RL      RL(1=5 2=0 )
X_U1      U1(+=2 -=1 V+=3 V-=4 OUT=5 )
V_V-
V_V+
V_Vref   Vref(+=2 -=0 )
V_V1     V1(+=1 -=0 )
...
```

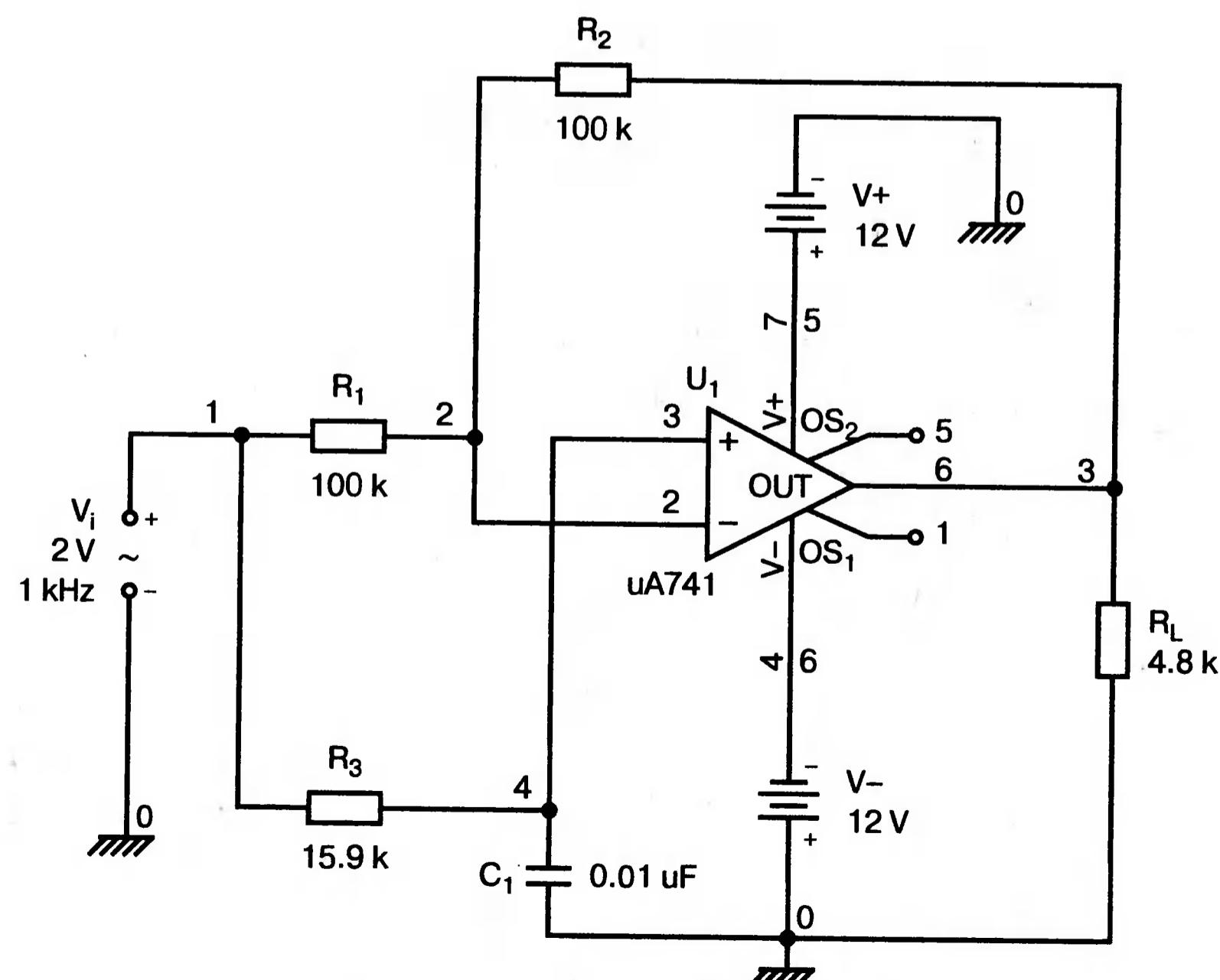
■ Рис. 16.19. Выходной файл для детектора уровня

```

(1=1)
(2=2)
(3=3)
(4=4)
(5=5)
.ENDLINES
**** RESUMING leveldet-SCHEMATIC1-levels.sim.cir ****
.END
** circuit file for profile: levels
**** Diode MODEL PARAMETERS
X_U1.dx
IS 800.000000E-18
RS 1
**** BJT MODEL PARAMETERS
X_U1.qx
NPN
IS 800.000000E-18
BF 93.75
**** INITIAL TRANSIENT SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG
C
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) 0.0000 ( 2) 3.0000 ( 3) 9.0000 ( 4) -9.0000
( 5) 8.6136 (X_U1.6) -1.5163 (X_U1.7) 8.7041 (X_U1.8) 8.7041
VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME CURRENT
V_V- -1.006E-03
V_V+ -9.903E-04
V_Vref -1.619E-07
V_VI 9.026E-12
TOTAL POWER DISSIPATION 1.80E-02 WATTS

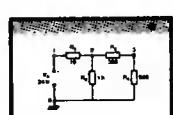
```

■ Рис. 16.19. Выходной файл для детектора уровня (Продолжение)



■ Рис. 16.20. Фазосдвигающее устройство на базе ОУ uA741

Фазосдвигающее устройство на операционном усилителе



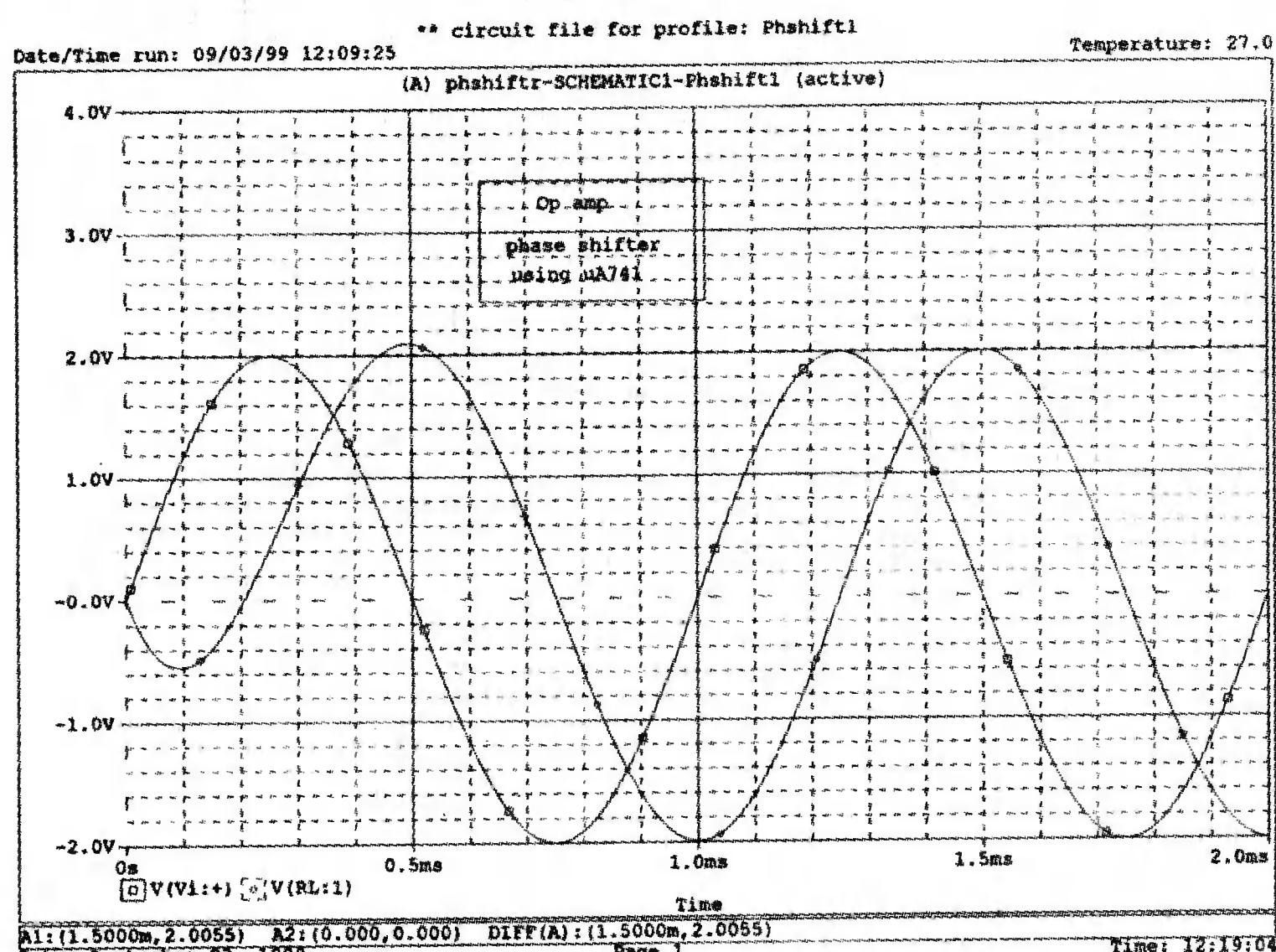
Фазосдвигающее устройство может быть построено на базе *uA741* при использовании резисторов и конденсатора, как показано в рис. 16.20. Создайте проект с именем *phshiftr* и постройте схему в Capture, воспользовавшись компонентом *VSIN* для V_i , чтобы получить график переходного процесса в Probe. Фазовый угол задан формулой

$$\theta = 2 \arctan 2 \pi f R_3 C_1 .$$

Значение R_3 связано другими элементами уравнением

$$R_3 = -\tan \frac{(\theta/2)}{2\pi f C_1} .$$

Для этого примера, желателен сдвиг фазы на -90° , то есть выходное напряжение должно отставать от входного на 90° . При использовании $C = 0,01$ мкФ и $f = 1$ кГц зададим $R_3 = 15,9$ кОм. Значения для R_1 и R_2 должны быть одинаковы, выберем приемлемое значение в 100 кОм. После введения и сохранения схемы подготовьте моделирование на PSpice с именем *Phshift1*. Проведите анализ переходных процессов для двух полных периодов (2 мс) с максимальным шагом в 1 мкс.



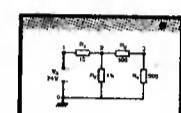
■ Рис. 16.21. Временные диаграммы для фазосдвигающего устройства на базе ОУ *uA741*

Выполните моделирование и снимите в Probe графики $V(Vi: +)$ и $V(RL:1)$.

Результаты показаны на рис. 16.21. Чтобы измерить сдвиг фазы, используйте второй период и обратите внимание, что максимум входного напряжения приходится на время $t = 1,25$ мс, в то время как максимум выходного — на время $t = 1,5$ мс, что соответствует сдвигу в 90° . Поскольку выполнялся анализ переходных процессов, выходное напряжение слегка искажено. Обратите внимание на перерегулирование на первом положительном периоде. Распечатайте выходной файл и сравните ваши результаты с рис. 16.22.

Фазосдвигающее устройство с использованием идеального операционного усилителя

Простая схема фазосдвигающего устройства не требует использования компонента *uA741* в Capture. Чтобы не усложнять анализ, предпочтительнее использовать схему на идеальном ОУ, представленную на рис. 5.3. Создайте проект с именем *phshift1* и используйте компонент *VSIN* для V_i , как в предыдущем примере. Коэффициент усиления для E_1 равен 200 000. Введите и сохраните схему, затем выполните анализ, аналогичный предыдущему. Получите графики входного напряжения $V(1)$ и выходного $V(4)$ и сравните ваши результаты с полученными при использовании *uA741*. Результаты должны быть почти идентичны. Эти графики показаны на рис. 16.24, и схема выходной листинг с распечатанными компонентами и псевдонимами показан на рис. 16.25.



```
***** 09/03/99 12:09:25 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****
** circuit file for profile: Phshift1
*Libraries:
* Local Libraries :
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib
*Analysis directives:
.TRAN 0 2ms 0 2us
.PROBE
*Netlist File:
.INC "phshiftr-SCHEMATIC1.net"
*Alias File:
***** INCLUDING phshiftr-SCHEMATIC1.net *****
* source PSHIFTR
X_U1      4 2 5 6 3 uA741
C_C1      4 0  0.01uF
R_RL      3 0  4.8k
R_R3      1 4  15.9k
R_R2      2 3  100k
R_R1      1 2  100k
V_Vi      1 0
+SIN 0 2V 1kHz 0 0 0
V_V-      0 6 12V
V_V+      5 0 12V
***** RESUMING phshiftr-SCHEMATIC1-Phshift1.sim.cir *****
.INC "phshiftr-SCHEMATIC1.als"
***** INCLUDING phshiftr-SCHEMATIC1.als *****
.ALIASES
X_U1      U1(+=4 --=2 V+=5 V-=6 OUT=3 )
C_C1      C1(1=4 2=0 )
R_RL      RL(1=3 2=0 )
R_R3      R3(1=1 2=4 )
R_R2      R2(1=2 2=3 )
```

■ Рис. 16.22. Выходной файл для фазосдвигающего устройства на базе ОУ *uA741*

```

R R1          R1(1=1 2=2 )
V Vi          Vi(+=1 -=0 )
V V-          V-(+=0 -=6 )
V V+          V+(+=5 -=0 )

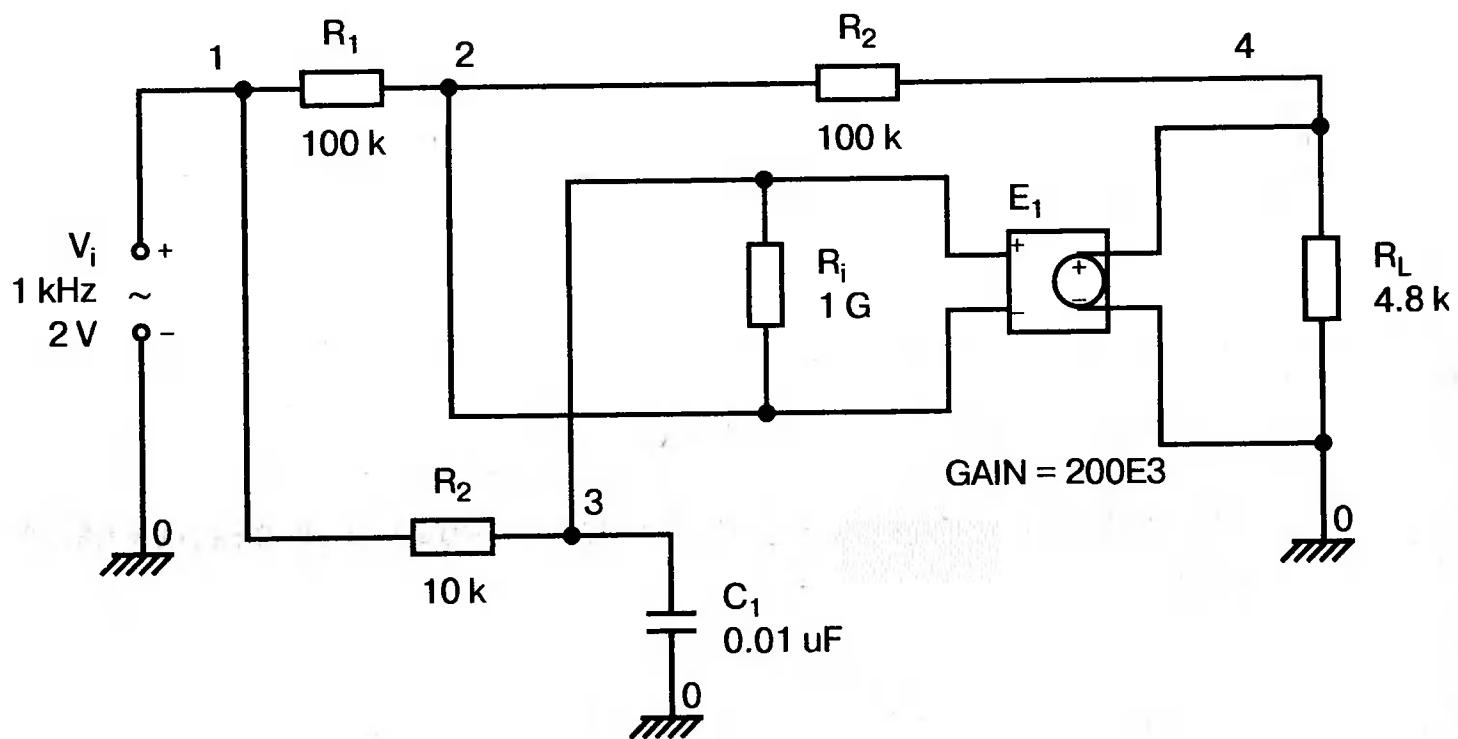
(1=1)
(2=2)
(3=3)
(4=4)
(5=5)
(6=6)

.ENDALIASES
**** RESUMING phshiftr-SCHEMATIC1-Phshift1.sim.cir ****
.END
** circuit file for profile: Phshift1
**** Diode MODEL PARAMETERS
**** BJT MODEL PARAMETERS
**** INITIAL TRANSIENT SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE VOLTAGE   NODE VOLTAGE   NODE VOLTAGE   NODE VOLTAGE
( 1) 0.0000   ( 2) -.0012   ( 3) .0055   ( 4) -.0013
( 5) 12.0000   ( 6) -12.0000 (X_U1.6)-535.1E-09 (X_U1.7) .0055

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
V_Vi     -9.221E-08
V_V-     -1.337E-03
V_V+     -1.337E-03
TOTAL POWER DISSIPATION 3.21E-02 WATTS

```

■ Рис. 16.22. Продолжение



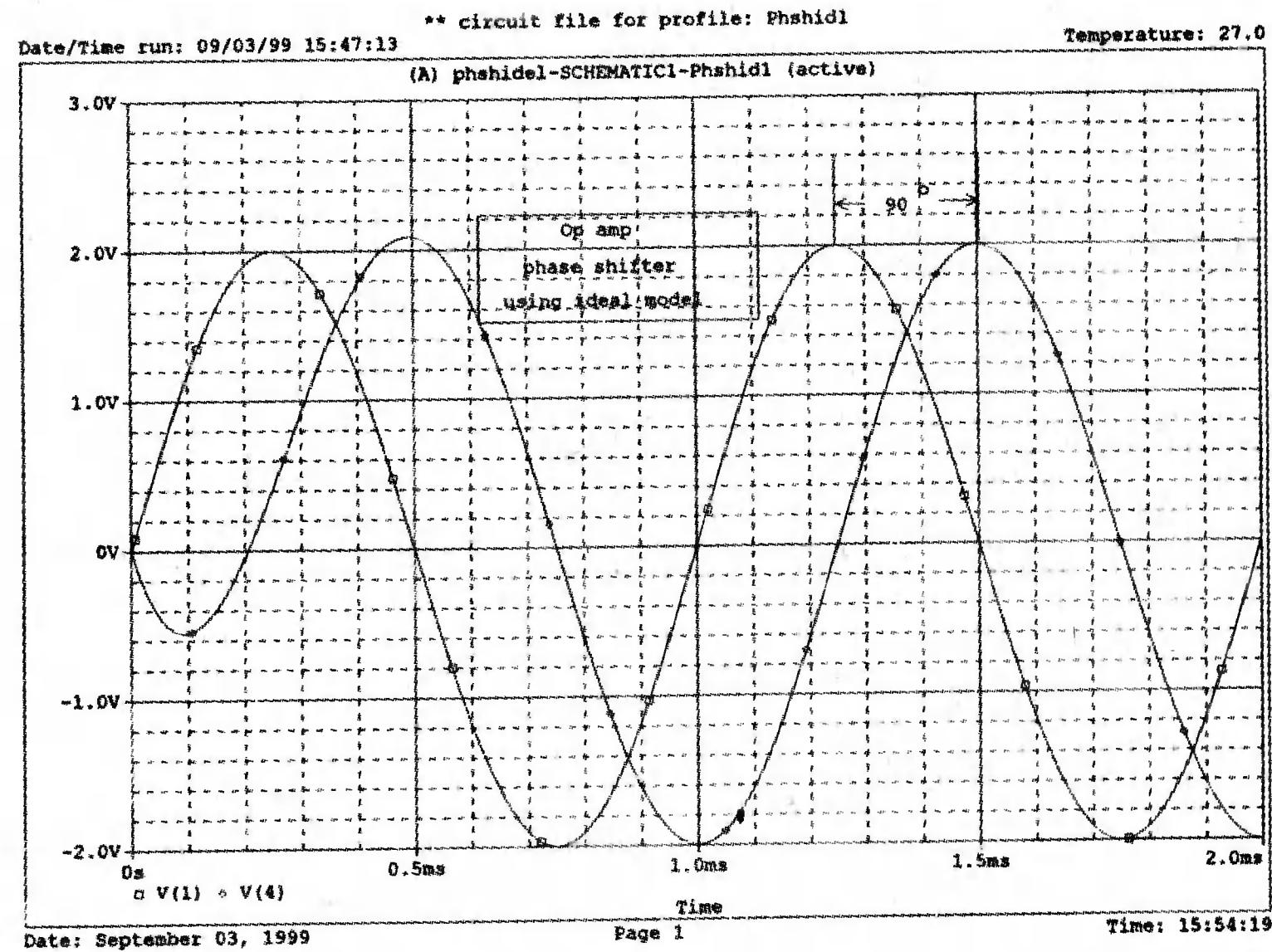
■ Рис. 16.23. Фазосдвигающее устройство на базе идеального ОУ

```

***** 09/03/99 15:47:13 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****
** circuit file for profile: Phshidl
*Libraries:
* Local Libraries :
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib
*Analysis directives:
.TRAN 0 2ms 0 1us
.PROBE
*Netlist File:
.INC "phshidel-SCHEMATIC1.net"
*Alias File:
***** INCLUDING phshidel-SCHEMATIC1.net ****
* source PHSHIDEL
R_RL      4 0 4.8k
R_R3      1 3 15.9k
R_R2      2 4 100k
R_R1      1 2 100k
V_Vi      1 0
+SIN 0 2V 1kHz 0 0 0
C_C1      3 0 0.01uF
R_Ri      3 2 1G
E_E1      4 0 3 2 200E3
***** RESUMING phshidel-SCHEMATIC1-Phshidl.sim.cir ****
.INC "phshidel-SCHEMATIC1.als"
***** INCLUDING phshidel-SCHEMATIC1.als ****
.ALIASES
R_RL      RL(1=4 2=0 )
R_R3      R3(1=1 2=3 )
R_R2      R2(1=2 2=4 )
R_R1      R1(1=1 2=2 )
V_Vi      Vi(+=1 --=0 )
C_C1      C1(1=3 2=0 )
R_Ri      Ri(1=3 2=2 )
E_E1      E1(3=4 4=0 1=3 2=2 )
        -(1=1)
        -(3=3)
        -(2=2)
        -(4=4)
.ENDALIASES
***** RESUMING phshidel-SCHEMATIC1-Phshidl.sim.cir ****
.END

```

■ Рис. 16.24. Временные диаграммы для фазосдвигающего устройства на базе идеального ОУ

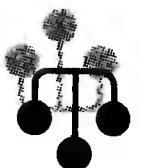


■ Рис. 16.25. Выходной файл для фазосдвигающего устройства на базе идеального ОУ

Другие темы в Capture

Пользователю PSpice и Capture могут быть интересны и другие темы. Некоторые из них, однако, чаще используются в коммерческой версии Capture, например, редактор *Stimulus*.

РЕДАКТОР STIMULUS



В PSpice используются различные формы (stimuli) напряжений или токов. Формы напряжения, представляемые синусоидой, экспонентой, прямоугольными импульсами, кусочно-линейной функцией (*PWL*), квазигармоникой с модулируемой частотой, рассматривались в последнем разделе главы 4. Для краткого знакомства с методикой применения редактора *Stimulus* в Capture, рассмотрим источник синусоидального напряжения, который имеет эту форму

$$\sin (<vo> <va> <f> <td> <df> <phase>),$$

где *vo* — напряжение смещения, *va* — амплитуда напряжения, *f* — частота, *td* — запаздывание, *df* — коэффициент затухания и *phase* — начальная фаза синусоидального сигнала. В PSpice команда ввода выглядит как

```
V 1 0 sin(0.3V 1V 500Hz 0 500 0)
```

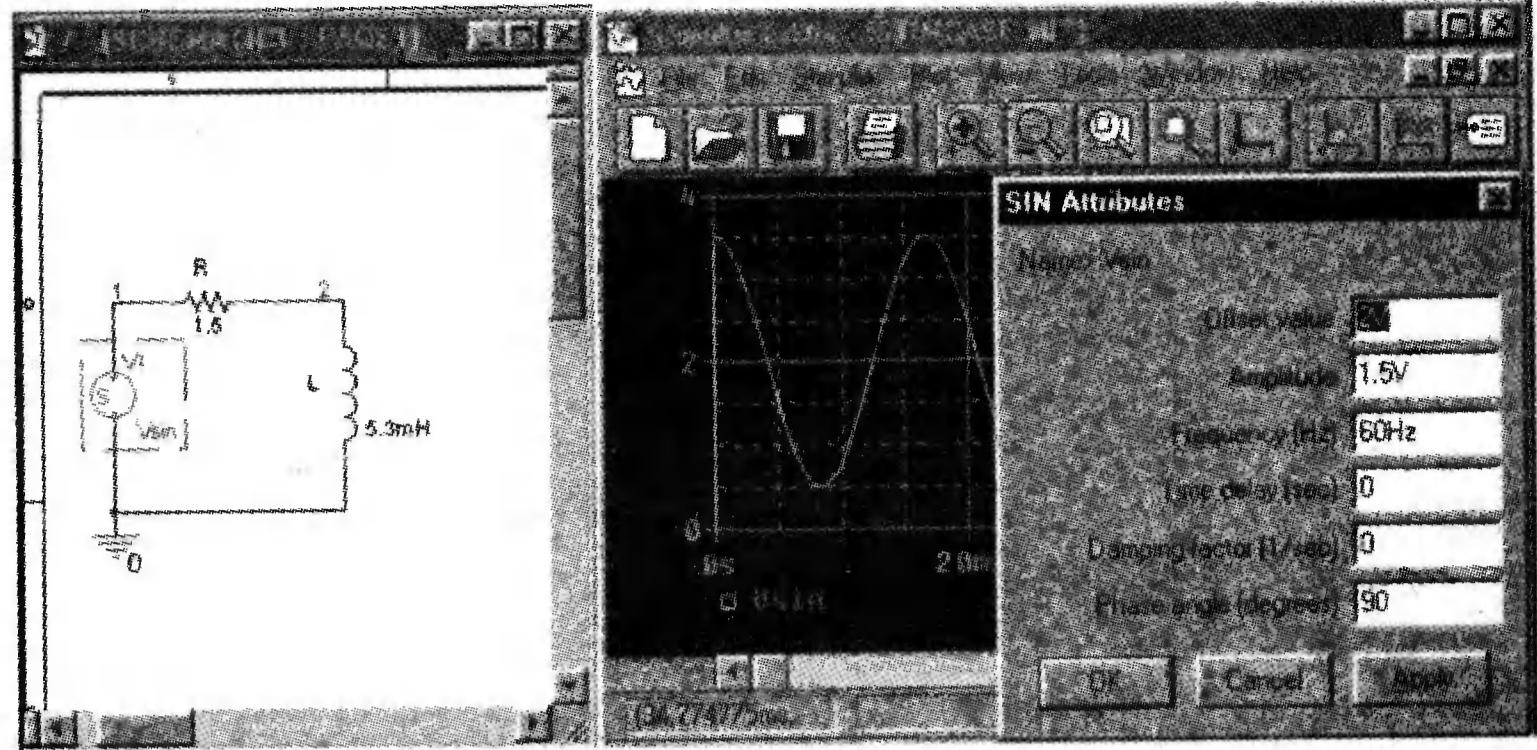
Эта команда использовалась в примере главы 4 (см. полученный в результате график на рис. 4.30). С другой стороны, синусоидальный источник тока можно было бы ввести как

```
I 1 0 sin(0.2A 0.75A 60Hz 0 0 90)
```

Здесь первый параметр *io* — ток смещения, второй параметр *ia* — амплитуда тока, а остальные параметры не отличаются от приведенных в команде для источника напряжения.

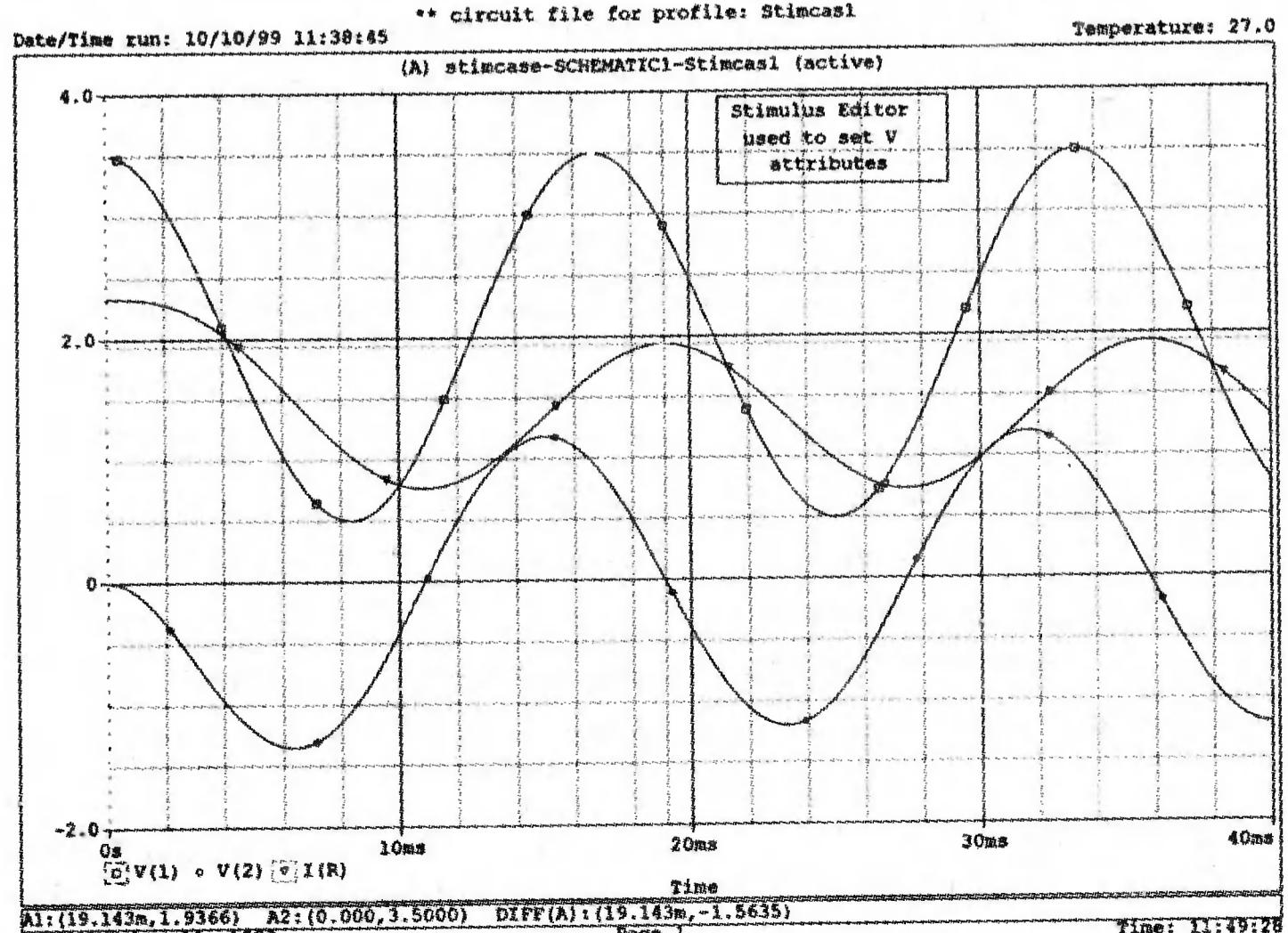
Редактор *Stimulus* программы Capture разрешает пользователю просмотреть график заданного сигнала на экране до того, как он будет использован в схеме.

Это справедливо для всех форм напряжения, которые поддерживаются OrCAD PSpice. Однако редактор *Stimulus* демонстрационной версии можно использовать только для функции *sin()*.



■ Рис. 17.1. Окно для установки атрибутов синусоидального сигнала

В качестве простого примера начнем новый проект с именем *stimcase* и вызовем компонент *VSTIM* из библиотеки *SOURCSTM* для формирования синусоидального напряжения. Вставьте в схему последовательную цепочку из $R = 1,5 \text{ Ом}$ и $L = 5,3 \text{ мГн}$, как на рис. 2.1. Выберите свойства реализации источника напряжения (*implementation*) и назовите его *Vsin*. Затем выберите символ для формы и из главного меню выберите *Edit, PSpice Stimulus*. Появится окно *Stimulus Editor*. Если вы используете демонстрационную версию, то сможете устанавливать в этом окне атрибуты только для синусоидальной формы. Окно для установки атрибутов *SIN()* показано на рис. 17.1 и должно быть заполнено так, как в приведенном примере. Установите следующие значения: *Offset value* = 2 В, *Amplitude* = 1,5 В, *Frequency (Hz)* = 60 Гц, *Time delay (c)* = 0, *Damping factor (1/c)* = 0 и *Phase angle (градусы)* = 90. После установки значений в окне предварительного просмотра появится диаграмма синусоидального напряжения. Оно должно иметь максимальное значение 3,5 В и минимальное 0,5 В, создавая значение двойной амплитуды 3 В (или амплитуду 1,5 В), постоянную составляющую, равную 2 В, и начальный фазовый угол 90°.



■ Рис. 17.2. Временные диаграммы, полученные с использованием *Stimulus Editor*

```
**** 10/10/99 11:38:45 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****
** circuit file for profile: Stimcas1
**** CIRCUIT DESCRIPTION
*Libraries:
* Local Libraries :
.STMLIB ".\STIMCASE.stl"
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib
*Analysis directives:
.TRAN 0 40ms 0 40us
.PROBE
*Netlist File:
.INC "stimcase-SCHEMATIC1.net"
*Alias File:
**** INCLUDING stimcase-SCHEMATIC1.net ****
* source STIMCASE
L_L      2 0 5.3mH
R_R      1 2 1.5
V_V1     1 0 STIMULUS=Vsin
**** RESUMING stimcase-SCHEMATIC1-Stimcas1.sim.cir ****
.INC "stimcase-SCHEMATIC1.als"
**** INCLUDING stimcase-SCHEMATIC1.als ****
.ALIASES
L_L      L(1=2 2=0 )
R_R      R(1=1 2=2 )
V_V1     V1(+=1 -=0 )
-       -(1=1)
-       -(2=2)
.ENDALIASES
**** RESUMING stimcase-SCHEMATIC1-Stimcas1.sim.cir ****
.END
* E:\SPICE\STIMCASE.stl written on Sun Oct 10 11:02:54 1999
* by Stimulus Editor -- Evaluation Version 9.0
;!Stimulus Get
;!Vsin Analog
;!Ok
;!Plot Axis_Settings
;!Xrange 0s 60ms
;!Yrange 0 4
;!AutoUniverse
;!XminRes 1ns
;!YminRes 1n
;!Ok
.STIMULUS Vsin SIN( 2V 1.5V 60Hz 0 0 90 )
**** INITIAL TRANSIENT SOLUTION      TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) 3.5000 ( 2) 0.0000
VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME CURRENT
V_V1 -2.333E+00
TOTAL POWER DISSIPATION 8.17E+00 WATTS
```

■ Рис. 17.3. Выходной файл для анализа с использованием Stimulus Editor

Когда вы нажмете OK, закрывая окно *SIN Attribute*, появится запрос, хотите ли вы сохранить изменения (ответьте «да») и модифицировать схемное решение (ответьте «да»). Подготовьте моделирование на PSpice, выбрав *New Simulation Profile* с именем *Stimcas1* и выберите анализ переходных процессов во временной области для интервала в 40 мс с максимальным размером шага 40 мкс. Проведите моделирование и получите в Probe графики $V(1)$, $V(2)$ и $I(R)$ на одном экране, как показано на рис. 17.2. В начале графика входное напряжение имеет значение 3,5 В, как и при предварительном просмотре формы. Другие кривые искажены из-за переходного процесса. Выберите момент, когда $V(1)$ находится в максимуме при $t = 16,68$ мс, затем найдите момент, когда в максимуме находится ток при $t = 19,143$ мс. Отметьте,

что ток отстает от приложенного напряжения на 2,463 мс, что соответствует $53,1^\circ$. Результаты не отличаются от полученных в соответствующем примере из главы 2.

В качестве упражнения убедитесь, что ток имеет величину 0,6015 А, а напряжение на катушке индуктивности равно 1,1933 В. Отметим, что в представленном примере величина входного напряжения составляет 1,5 В, в то время как в первом примере из главы 2 оно было равно 1,0 В.

Выходной файл показан на рис. 17.3. Форма напряжения представляет собой синусоидальную зависимость (сдвинутую на 2 В по оси Y)

```
V__V1 1 0 STIMULUS=Vsin
.STIMULUS Vsin SIN( 2V 1.5V 60Hz 0 0 90 )
```

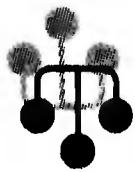
Выходной файл включает также ссылку на новую библиотеку STIM-CASE.st1, созданную при использовании редактора Stimulus. Содержание этой библиотеки показано в выходном файле перед выводом решения для переходного процесса.

Мы заключаем, что проще использовать различные формы токов и напряжений в PSpice (как в главе 4), чем пытаться использовать единственную форму, доступную в Capture. В PSpice вышеупомянутая команда просто заменяется на

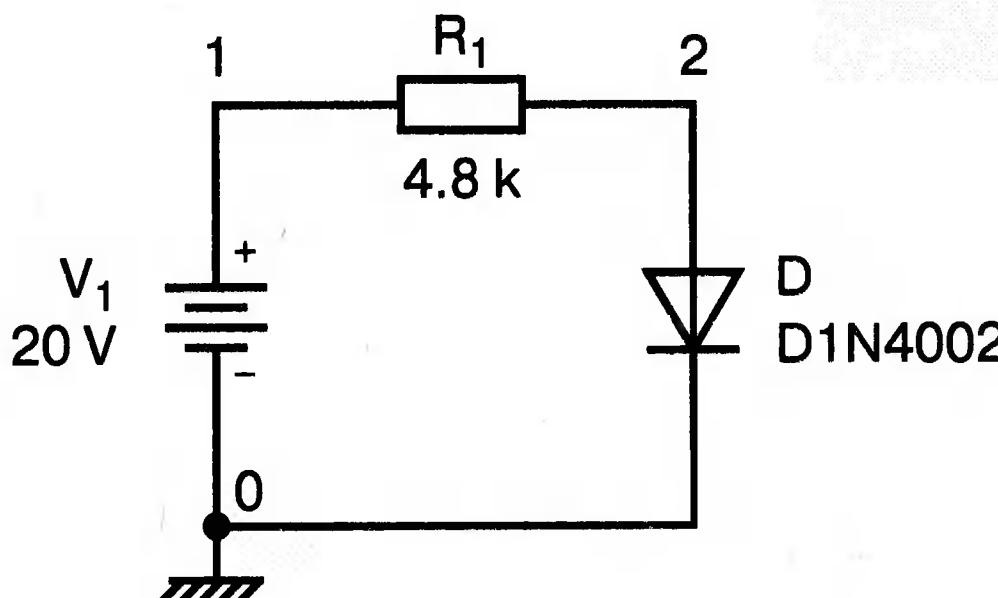
```
V 1 0 sin(2V 1.5V 60Hz 0 0 90)
```

Если вам необходимо применить источник тока или напряжения типов *exp()*, *pulse()*, *pwl()*, *sffm()* или *sin()*, используйте методы, описанные в первых тринадцати главах этой книги.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРИ ВАРИАЦИИ ПО ТЕМПЕРАТУРЕ



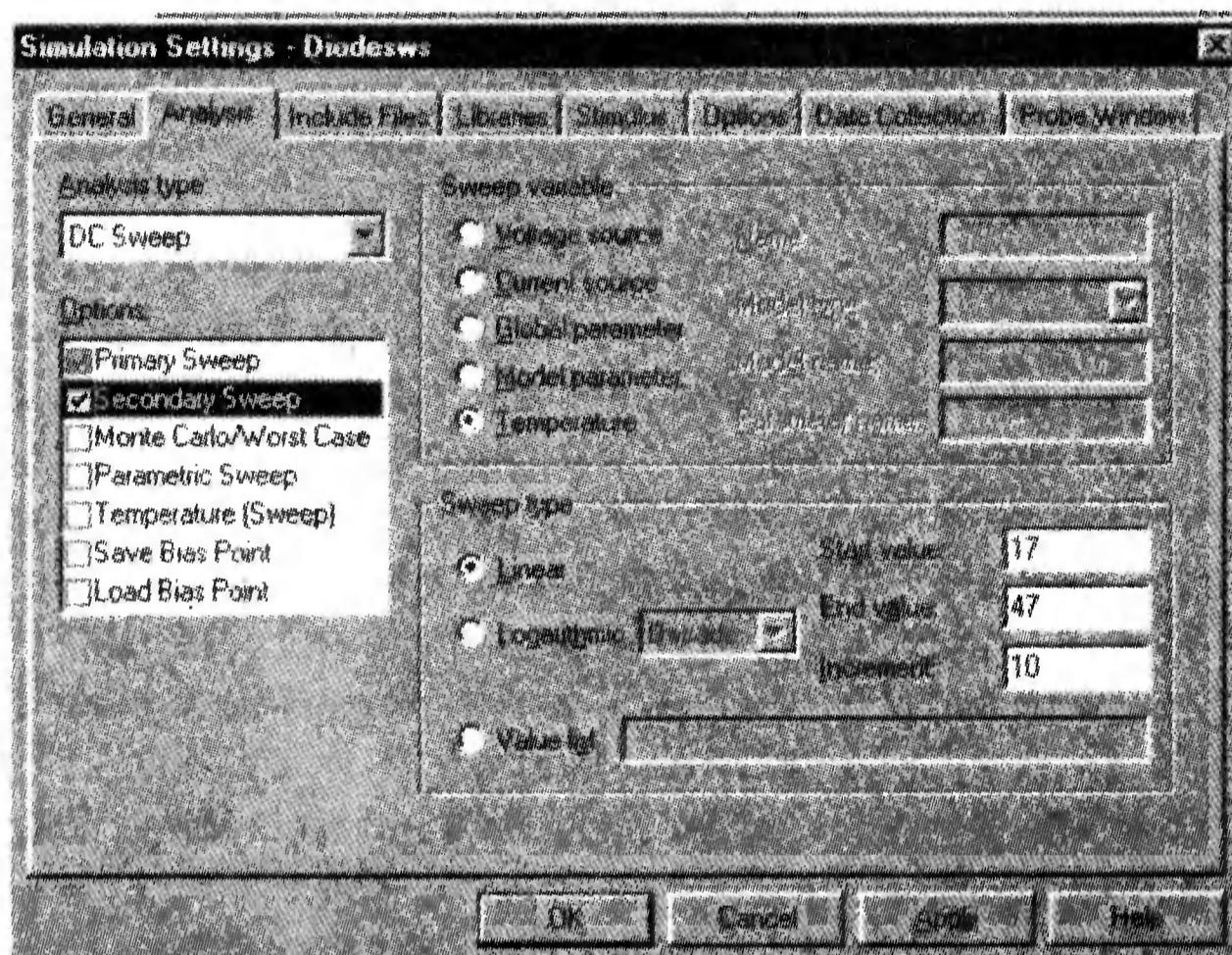
Создайте в Capture новый проект с именем diodeswp и введите схему, показанную на рис. 17.4. Значения следующие: $V_1 = 20$ В, $R_1 = 4,8$ Ом, для компонента D (из библиотеки *eda*) выбран тип *D1N4002*. Цель этого анализа состоит в том, чтобы показать влияние температуры на вольтамперную характеристику диода. Сохраните схему и подготовьте новую конфигурацию моделирования на PSpice с именем *diodesws*. Тип анализа — вариация для постоянных составляющих и Primary Sweep для источника постоянного напряжения V_1 .



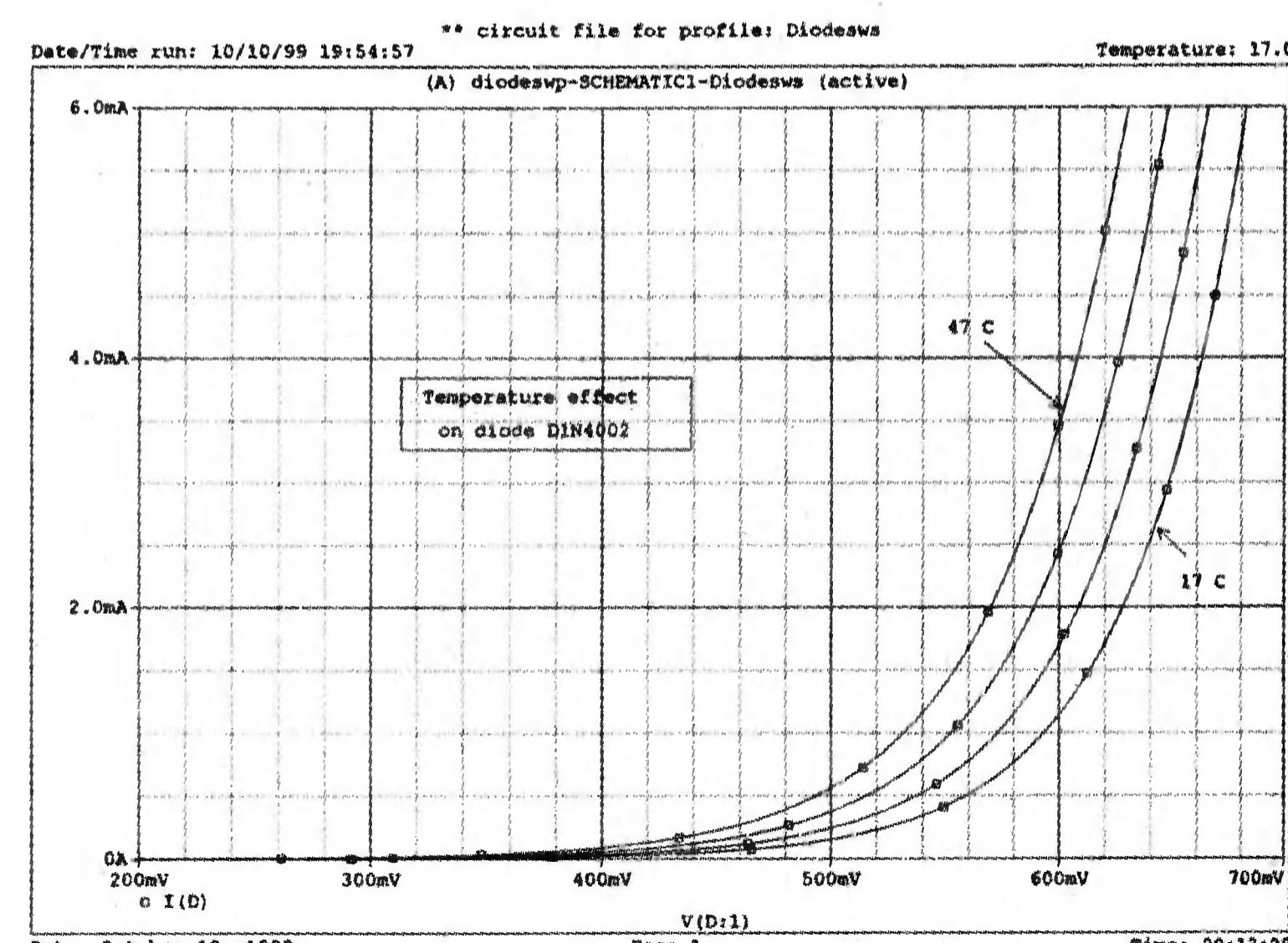
■ Рис. 17.4. Схема с диодом для проведения вариации по температуре

Установите вариацию от 0 до 30 В с шагом в 0,1 В. Нажмите кнопку «Apply», затем выберите поле Secondary Sweep и маркер температуры. Тип вариации линейный, от 17 до 47° с шагом 10°. Температура измеряется в градусах Цельсия. Выбранные значения показаны на рис. 17.5.

Проведите моделирование и, представив в Probe напряжение V(D:1) по оси X, получите затем график I(D). Будет выведено семейство из четырех кривых. Крайняя левая кривая соответствует самой высокой температуре, в то время как крайняя правая — самой низкой. Промаркируйте их соответственно. Сравните ваши результаты с графиками на рис. 17.6.



■ Рис. 17.5. Установки моделирования для температурной вариации (temperature sweep)



■ Рис. 17.6. Влияние температуры на характеристики диода D1N4002

В выходном файле (рис. 17.7) показана директива анализа

```
.DC LIN V_V1 0V 3 0V 0.1V
+ LIN TEMP 17 47 10
```

но отсутствует информация о рабочей точке, и мы заключаем, что этот тип задач в PSpice обрабатывается лучше, чем в Capture. В PSpice достаточно было бы просто поместить директиву .OP во входном файле, чтобы получить в выходном файле значения рабочей точки.

ИЗМЕНЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ЗЕНЕРОВСКОГО ПРОБОЯ



Поскольку в демонстрационной версии PSpice доступен лишь один тип зенеровского диода — *D1N750*, вам необходимо будет изменять напряжение пробоя, чтобы ввести в схему диод другого типа. Начните в Capture новый проект с именем *zener*. Введите схему, показанную на рис. 17.8, с источником постоянного тока $V_1 = 12$ В, $R = 500$ Ом и диодом *D1N750* из библиотеки eval. Закончив рисунок, выберите диод и из пункта Edit на главном меню выберите PSpice Model. При этом откроется окно OrCAD Model Editor, в котором появится список с описанием свойств диода. Каждой строке описания предшествует звездочка (*). Предположим, что для нашей схемы необходим диод с напряжением пробоя $B_v = 3,6$ В. Переместите курсор на поле этого параметра на правой панели окна и замените значение 4,7 значением 3,6. Сохраните изменение, затем выйдите из Model Editor. Изменение, которое мы сделали, относится только к этому проекту и создаст новую библиотеку *zener.lib* в вашем каталоге Spice.

Сохраните схему и выберите PSpice, New Simulation Profile с именем *Zener1*. Выполните вариацию для постоянного тока по входному напряжению $V1$ от -1 до 15 В с шагом 0,01 В. При этом вы получите информацию для построения характеристики диода. Проведите моделирование и в Probe замените ось X для графика на $V(D:2)$. По этой оси будет откладываться напряжение между узлом 2 и «землей». Получите график $I(R)$. Ток в контуре направлен по часовой стрелке.

Возникающий в результате график показан на рис. 17.9. Как видно из него, напряжение пробоя для диода приблизительно равно 3,6 В.

Рассматривая выходной файл (рис. 17.10), отметим, что напряжение пробоя равно 3,6 В в соответствии с внесенным нами изменением. Имеется также директива

```
.LIB ".\zener.lib"
```

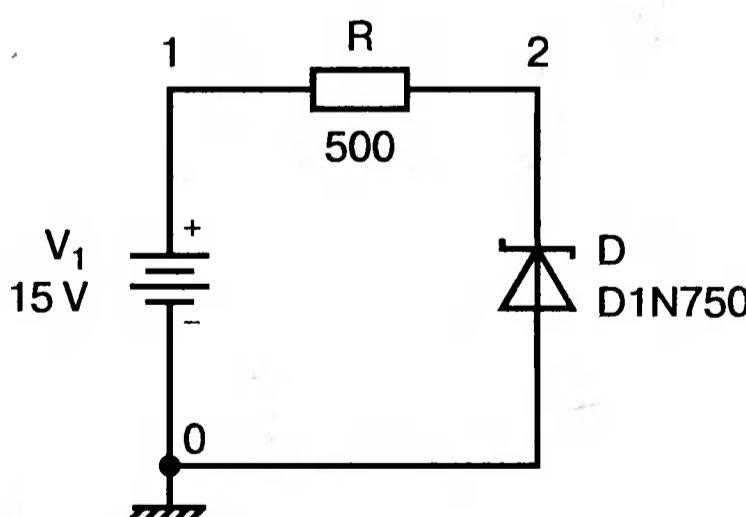
Она ссылается на новую локальную библиотеку, используемую в этом проекте. Листинг для диода:

```
D_D 0 2 D1N750
D_D D(1=0 2=2)
```

Идентифицируйте первый и второй полюсы. Первый полюс диода – анод (узел 0), второй полюс – катод (узел 2). Вспомним, что на графике по оси X отложено напряжение на узле 2 относительно земли $V(D:2)$. Ток на оси Y графика выведен как положительный и представляет собой ток при обратном смещении.

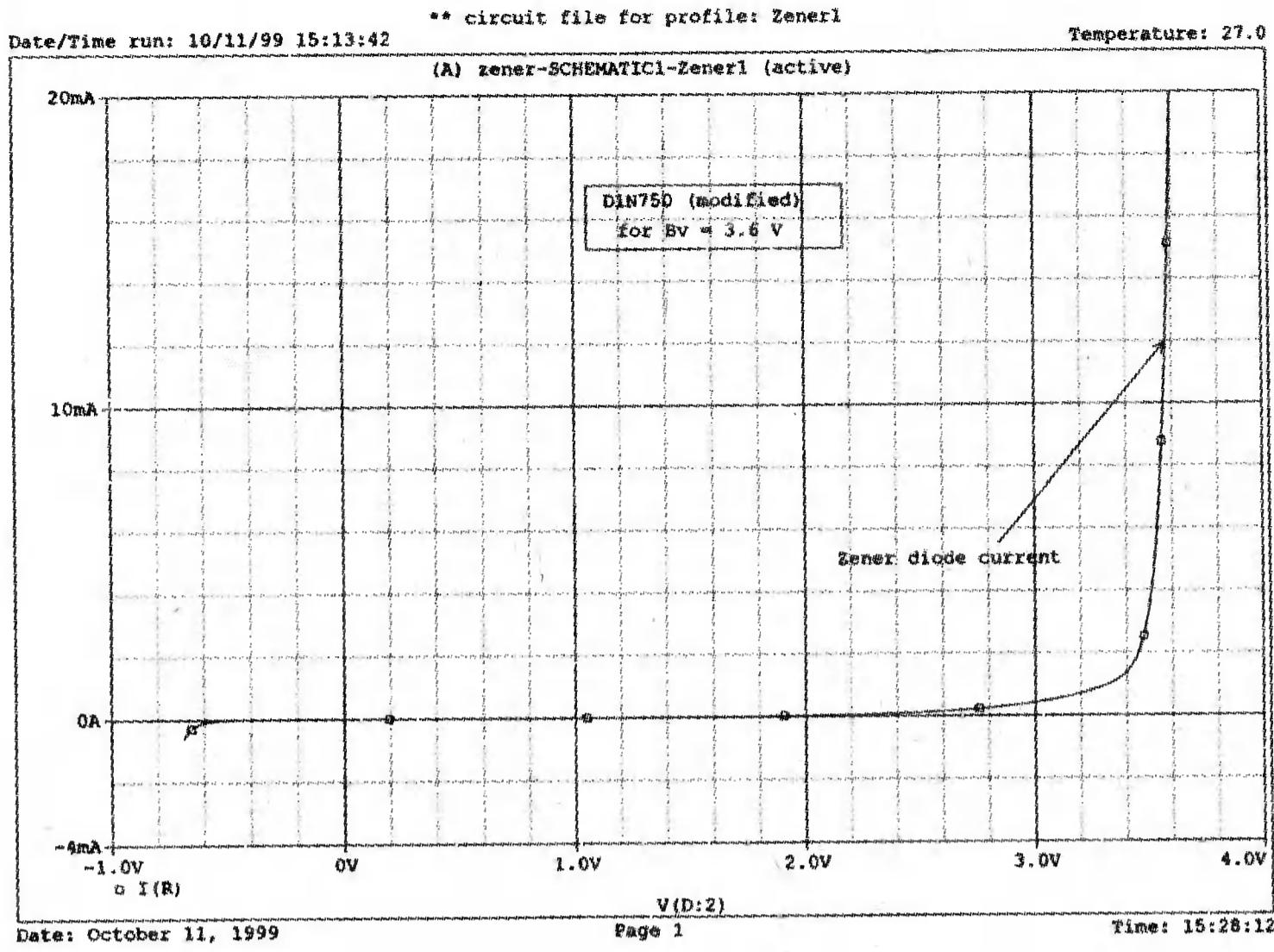
```
**** 10/10/99 19:54:57 **** Evaluation PSpice (Nov 1998) ****
** circuit file for profile: Diodesws
*Libraries:
* Local Libraries :
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib
*Analysis directives:
.DC LIN V_V1 0V 30V 0.1V
+ LIN TEMP 17 47 10
.PROBE
*Netlist File:
.INC "diodeswp-SCHEMATIC1.net"
*Alias File:
**** INCLUDING diodeswp-SCHEMATIC1.net ****
* source DIODESWP
D_D      2 0 D1N4002
R_R1     1 2 4.8k
V_V1     1 0 20V
**** RESUMING diodeswp-SCHEMATIC1-Diodesws.sim.cir ****
.INC "diodeswp-SCHEMATIC1.als"
**** INCLUDING diodeswp-SCHEMATIC1.als ****
.ALIASES
D_D      D(1=2 2=0 )
R_R1     R1(1=1 2=2 )
V_V1     V1(+=1 --=0 )
-       -(1=1)
-       -(2=2)
.ENDALIASES
**** RESUMING diodeswp-SCHEMATIC1-Diodesws.sim.cir ****
.END
** circuit file for profile: Diodesws
**** Diode MODEL PARAMETERS
D1N4002
IS   14.110000E-09
N    1.984
ISR  100.000000E-12
IKF  94.81
BV   100.1
IBV  10
RS   .03389
TT   4.761000E-06
CJO  51.170000E-12
VJ   .3905
M    .2762
```

■ Рис. 17.7. Выходной файл вариации по температуре



■ Рис. 17.8. Схема с зенеровским диодом

Теперь можно получить решение для более сложной схемы, чем приведенная схема с зенеровским диодом при $B_v = 3,6$ В. Например, для моделирования симметричного ограничителя на базе лавинных диодов (рис. 9.14), вы можете вернуться к проекту *zener*, добавить необходимые и удалить все лишние компоненты и затем провести анализ, аналогичный рассмотренному выше.



■ Рис. 17.9. Схема изменения характеристик зенеровского диода

```
**** 10/11/99 15:13:42 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) ****
```

```
** circuit file for profile: Zenerl
```

```
*Libraries:
```

```
* Local Libraries :
```

```
.LIB ".\zener.lib"
```

```
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
```

```
.lib nom.lib
```

```
*Analysis directives:
```

```
.DC LIN V_V1 -1V 15V 0.01V
```

```
.PROBE
```

```
*Netlist File:
```

```
.INC "zener-SCHEMATIC1.net"
```

```
*Alias File:
```

```
**** INCLUDING zener-SCHEMATIC1.net ****
```

```
* source ZENER
```

```
R R 1 2 500
```

```
V V1 1 0 15V
```

```
D D 0 2 DIN750
```

```
**** RESUMING zener-SCHEMATIC1-Zenerl.sim.cir ****
```

```
.INC "zener-SCHEMATIC1.als"
```

```
**** INCLUDING zener-SCHEMATIC1.als ****
```

```
.ALIASES
```

```
R R R(l=1 2=2 )
```

```
V V1 V1(+=1 -=0 )
```

```
D D D(l=0 2=2 )
```

```
- - (1=1)
```

```
- - (2=2)
```

```
.ENDALIASES
```

```
**** RESUMING zener-SCHEMATIC1-Zenerl.sim.cir ****
```

```
.END
```

```
** circuit file for profile: Zenerl
```

```
**** Diode MODEL PARAMETERS
```

```
DIN750
```

```
IS 880.500000E-18
```

```
ISR 1.859000E-09
```

```
BV 3.6
```

```
IBV .020245
```

```
NBV 1.6989
```

```
IBVL 1.955600E-03
```

```
NBVL 14.976
```

```
RS .25
```

```
CJO 175.000000E-12
```

```
VJ .75
```

```
M .5516
```

```
TBV1 -21.277000E-06
```

■ Рис. 17.10. Характеристика зенеровского диода с напряжением пробоя 3,6 В

ДРУГОЙ СПОСОБ ИЗМЕНЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПРОБОЯ ЗЕНЕРОВСКИХ ДИОДОВ



В предыдущем примере использовался диод *D1N750* с измененным напряжением пробоя. Программа Capture предлагает другие средства изменения параметров компонентов с помощью библиотеки *breakout*. Чтобы иллюстрировать это свойство, начните новый проект с именем *zenerd*. Схема будет содержать источник постоянного напряжения $V_1 = 12$ В, $R = 880$ Ом и новый компонент из библиотеки *breakout.olb*, который вы должны сделать доступным, добавив эту библиотеку в ваш проект. Выберите компонент *DbreakZ*, который является моделью зенеровского диода, поместите его в соответствующее место схемы и выберите Edit, PSpice Model. Появится окно OrCAD Model Editor, и на левой панели Model Name вы увидите имя модели *Dbreak*. Введите под ним новое имя модели: *Dz3_5*. В правой панели окна вы увидите

```
.model Dbreak D Is=1e-14 Cjo=.1pf Rs=.1
```

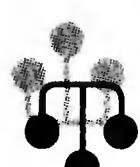
Замените эту строку следующей записью:

```
.model Dz3_5 D (Is=800.5E-18 Rs=.25 Ikf=0 N=1 Xti=3
Eg=1.11 Cjo=175p
+M=.5516 Vj=.75 Fc=.5 Isr=1.859n Nr=2 Bv=3.5 Ibv=20.245m
+Nbv=1.6989)
```

Новая модель *breakout* показана на рис. 17.11 вместе со схемой. В окне Model Editor выберите File, Save. Обратите внимание, что имя диода на рисунке также заменено на *Dz3_5*. Подготовьте моделирование на PSpice с именем *Zenerd1*, затем предусмотрите линейную вариацию по V_1 от -1 до 12 В с шагом в 0,05 В.

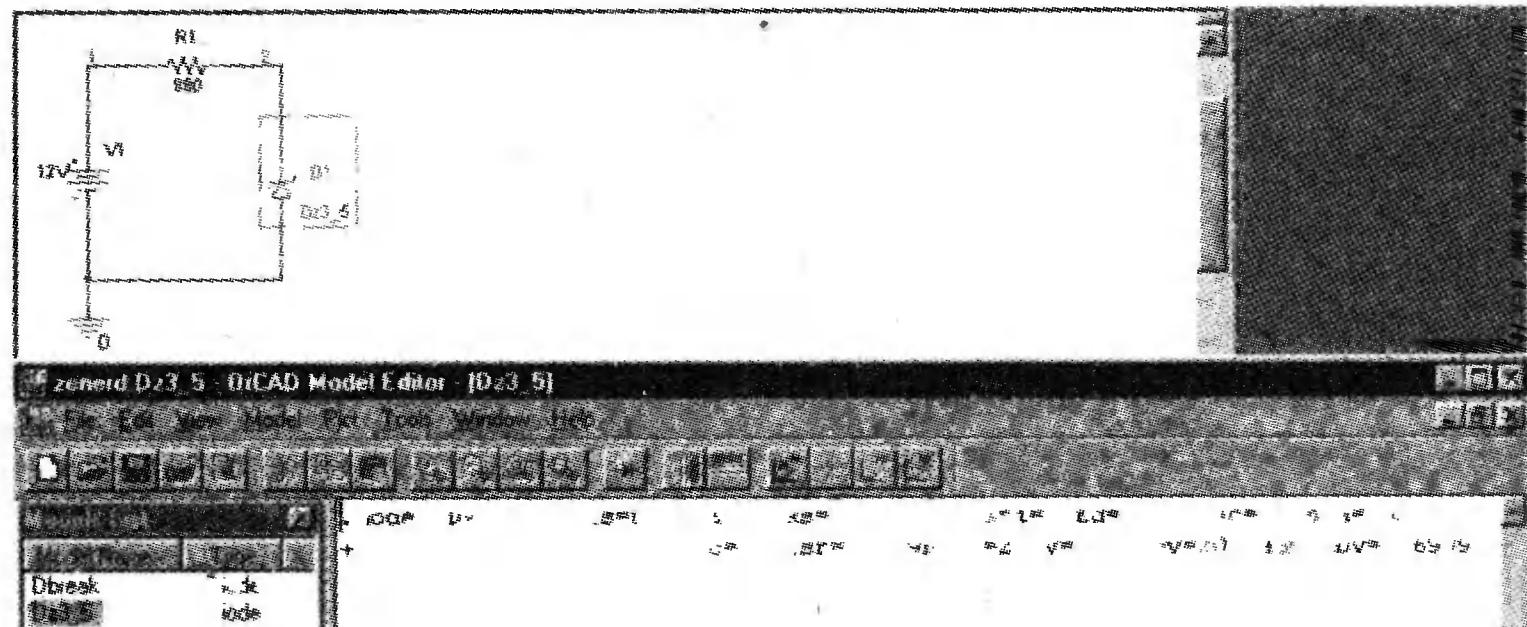
Выполните моделирование и задайте по оси X переменную $V(D1:2)$. Получите график $I(R1)$. Сравните его с графиком на рис. 17.12, на котором напряжение зенеровского пробоя равно 3,5 В. В выходном файле на рис. 17.13 показаны параметры модели диода, идентифицированного как *Dz3_5*.

АНАЛИЗ ШУМА

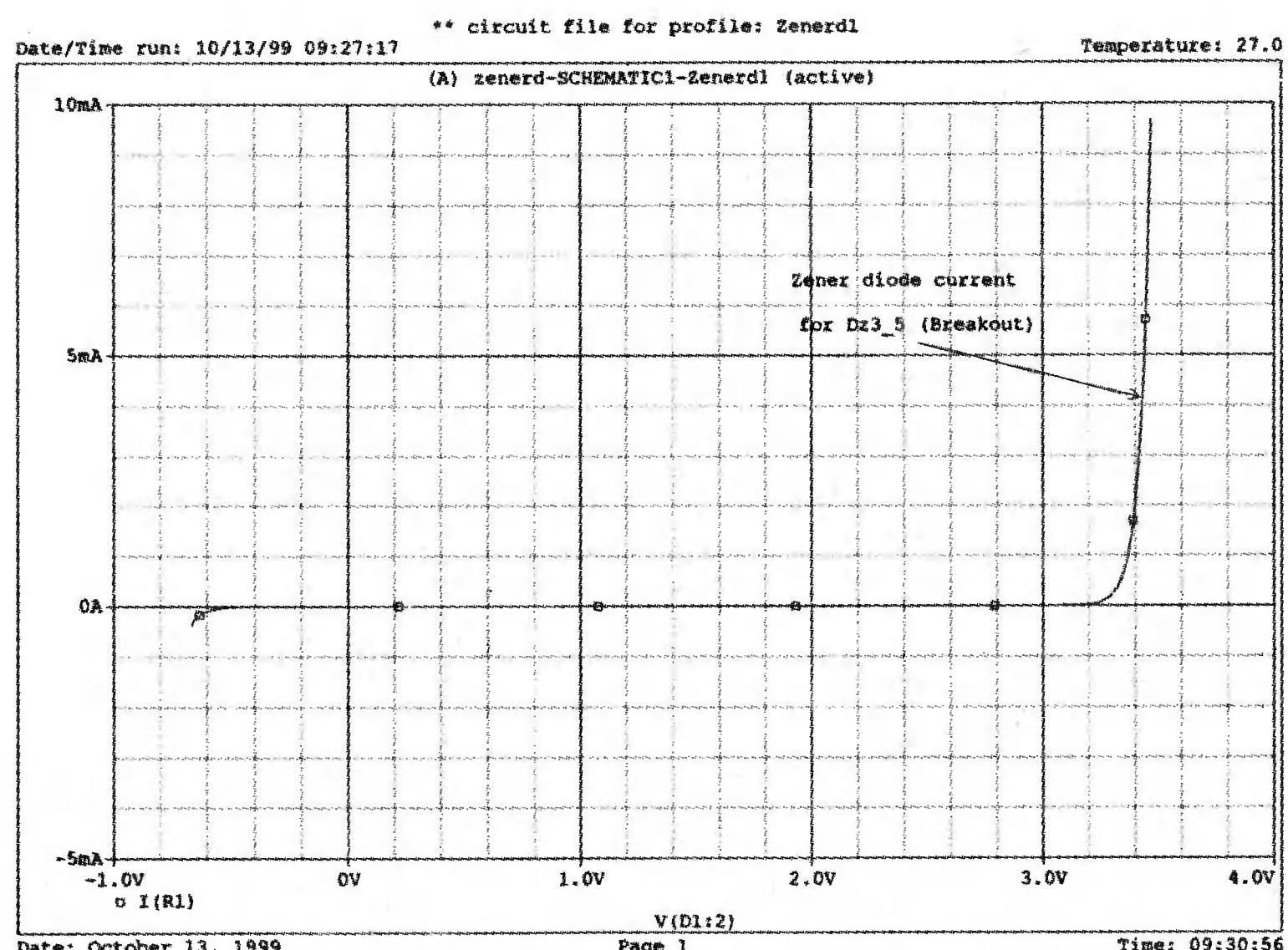


В типичной схеме переменного тока шум вызывается хаотическим движением молекул в резисторах, диодах и транзисторах. Это свойство заложено в модели резисторов и полупроводниковых компонентов, используемых в PSpice. В качестве примера создадим в Capture новый проект с именем *selfbs*. Введите схему, показанную на рис. 17.14. Используйте компонент типа *VAC* для источника величиной 10 мВ и компонент *Q2N3904* для транзистора. При выборе транзистора измените его коэффициент усиления, задав $h_{FE} = 100$, для чего, выбрав из главного меню Edit, PSpice Model, измените значение B_f на 100.

Подготовьте моделирование на PSpice с именем *selfbs1*. Установите для анализа шума (ac sweep/noise) логарифмическую вариацию от 10 Гц до 100 МГц (в PSpice записывается 100MegHz) с шагом 20 точек на декаду. Проверьте поле Noise Analysis Enabled. Псевдоним выходного узла *Vout* должен быть введен как «*V(Vout)*», а входным узлом для схемы будет выход источника переменного напряжения *Vs*. Используйте интервал 100 и щелкните OK.



■ Рис. 17.11. Модель для зенеровского диода с параметрами, изменяемыми по прерыванию в процессе моделирования (*breakout model*)



■ Рис. 17.12. Характеристика зенеровского диода при $Bv = 3,5$ В

Проведите моделирование на PSpice и получите график $V(ONOISE)$, затем добавьте ось Y и получите график $V(INOISE)$. Сравните ваши результаты с показанными на рис. 17.15. Обратите внимание, что в полезном диапазоне работы схемы, близи от нашей типовой частоты 5 кГц, шум на выходе равен 171,6 нВ, в то время как шум на входе составляет 1,136 нВ. Последнее значение не является шумом самого источника Is , но представляет собой усиленный бесшумной схемой шум от эквивалентного источника, включенного на входе. Шум эквивалентного источника учитывает суммарный эффект от шума всех компонентов схемы и частотную характеристику усилителя.

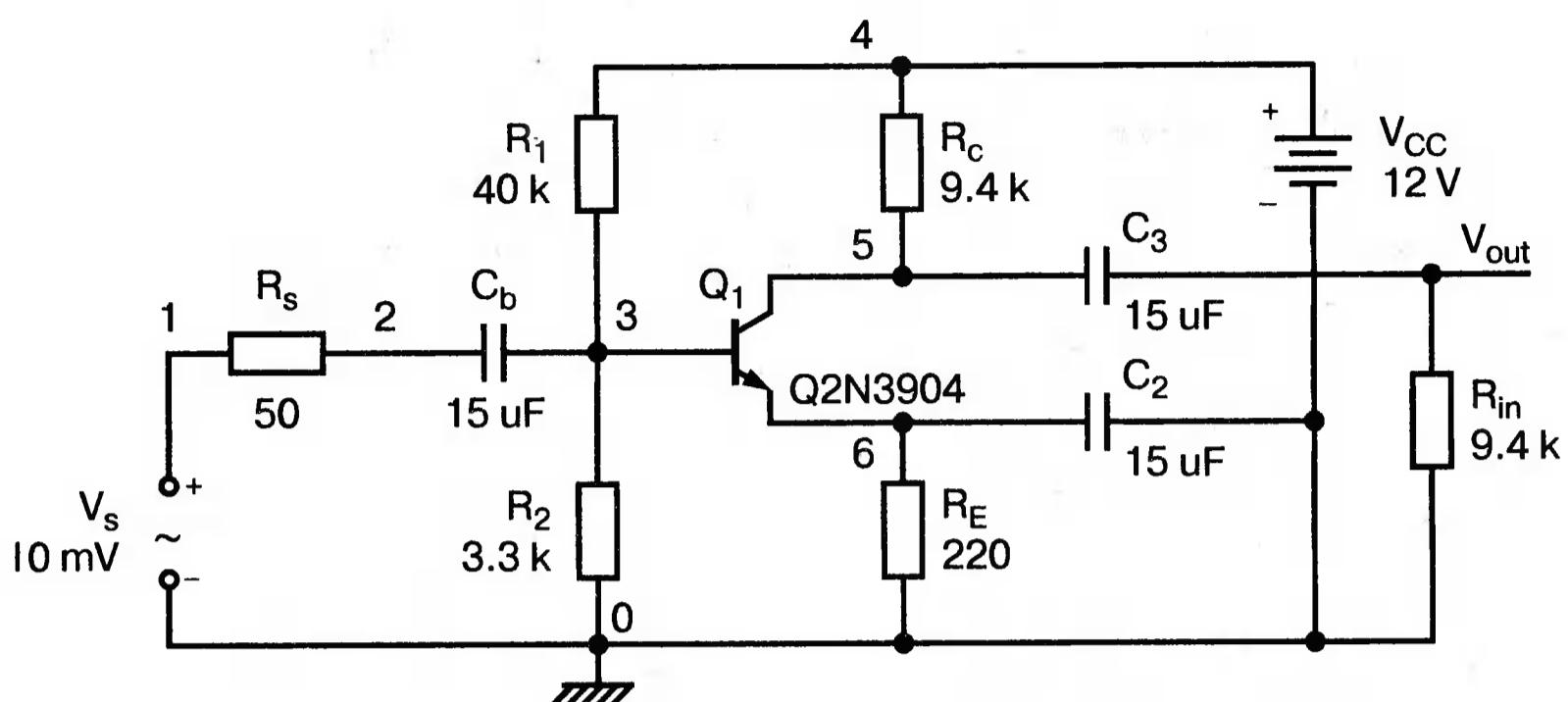
Чтобы увидеть влияние последнего фактора, желательно снять и саму частотную характеристику. Для этого можно получить графики входного и выходного напряжений. Они могут быть получены аналогично. Получите эти графики в выбранном диапазоне частот, используя на сей раз V(Vout) и (V Vs: +). Как показано на рис. 17.16, при типичной рабочей частоте в 5 кГц величина выходного напряжения равна 1,51 В при величине входного напряжения в 10 мВ. Можно также видеть, что выходное напряжение падает при низких и высоких частотах.

```
***** 10/13/99 09:27:17 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****
** circuit file for profile: Zenerdl
*Libraries:
* Local Libraries :
.LIB ".\zenerd.lib"
* From [PSpice NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib
*Analysis directives:
.DC LIN V_V1 -1V 12V 0.05V
.PROBE
*Netlist File:
.INC "zenerd-SCHEMATIC1.net"
*Alias File:
**** INCLUDING zenerd-SCHEMATIC1.net ****
* source ZENERD
D_D1      0 2 Dz3_5
R_R1      1 2 880
V_V1      1 0 12V
**** RESUMING zenerd-schematic1-zenerdl.sim.cir ****
.INC "zenerd-SCHEMATIC1.als"
**** INCLUDING zenerd-SCHEMATIC1.als ****
.ALIASES
D_D1      D1(1=0 2=2 )
R_R1      R1(1=1 2=2 )
V_V1      V1(+=1 -=0 )
-        -(1=1)
-        -(2=2)
.ENDALIASES
**** RESUMING zenerd-schematic1-zenerdl.sim.cir ****
.END
WARNING -- Library file E:\SPICE\zenerd.lib has changed since index file
zenerd.ind was created.
WARNING -- The timestamp changed from Wed Oct 13 09:24:44 1999 to Wed Oct 13
09:27:04 1999.
Making new index file zenerd.ind for library file zenerd.lib
Index has 2 entries from 1 file(s).
** circuit file for profile: Zenerdl
**** Diode MODEL PARAMETERS
Dz3_5
IS 800.500000E-18
ISR 1.859000E-09
BV 3.5
IBV .020245
NBV 1.6989
RS .25
CJO 175.000000E-12
VJ .75
M .5516
```

■ Рис. 17.13. Выходной файл для зенеровского диода при $V_V = 3.5$ В

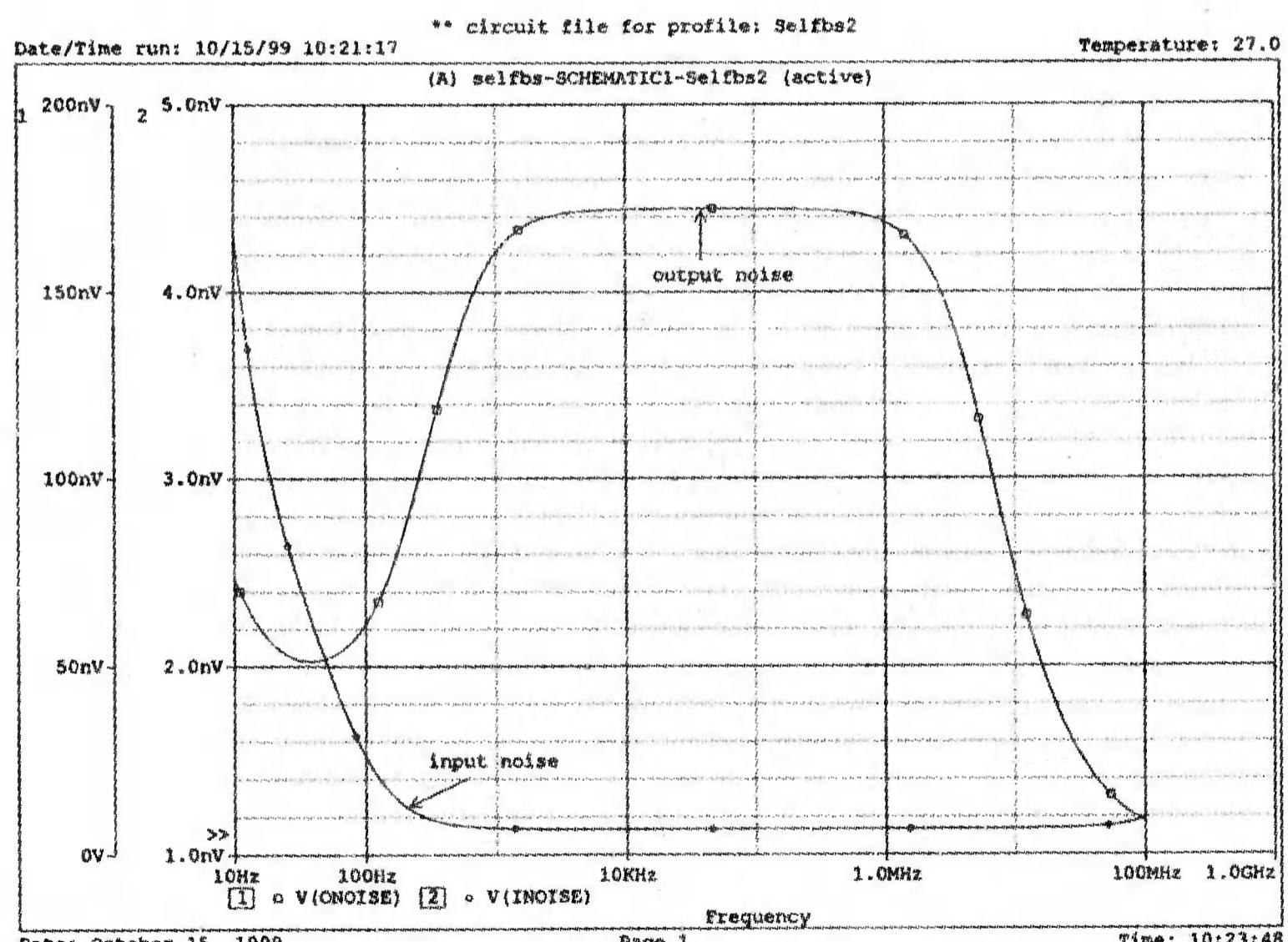
На рис. 17.17 показаны только перечень компонентов, псевдонимы и параметры смещения. Остальная часть выходного файла показана на рис. 17.18. Анализ шума сведен в таблицы только для $f = 10$ Гц и $f = 1$ МГц. Это определяется установкой интервала «100» в анализе шума. Если бы вместо этого было установлено значение «10», то таблица анализа шума включала бы частоты, равные 10, 316 Гц, 1, 3,16 кГц и так далее, создав 36 страниц в выходном

файле. Если значение интервала установить равным 20, таблица анализа шума будет включать следующие частоты: 10, 100 Гц, 1, 10 кГц и далее соответственно.



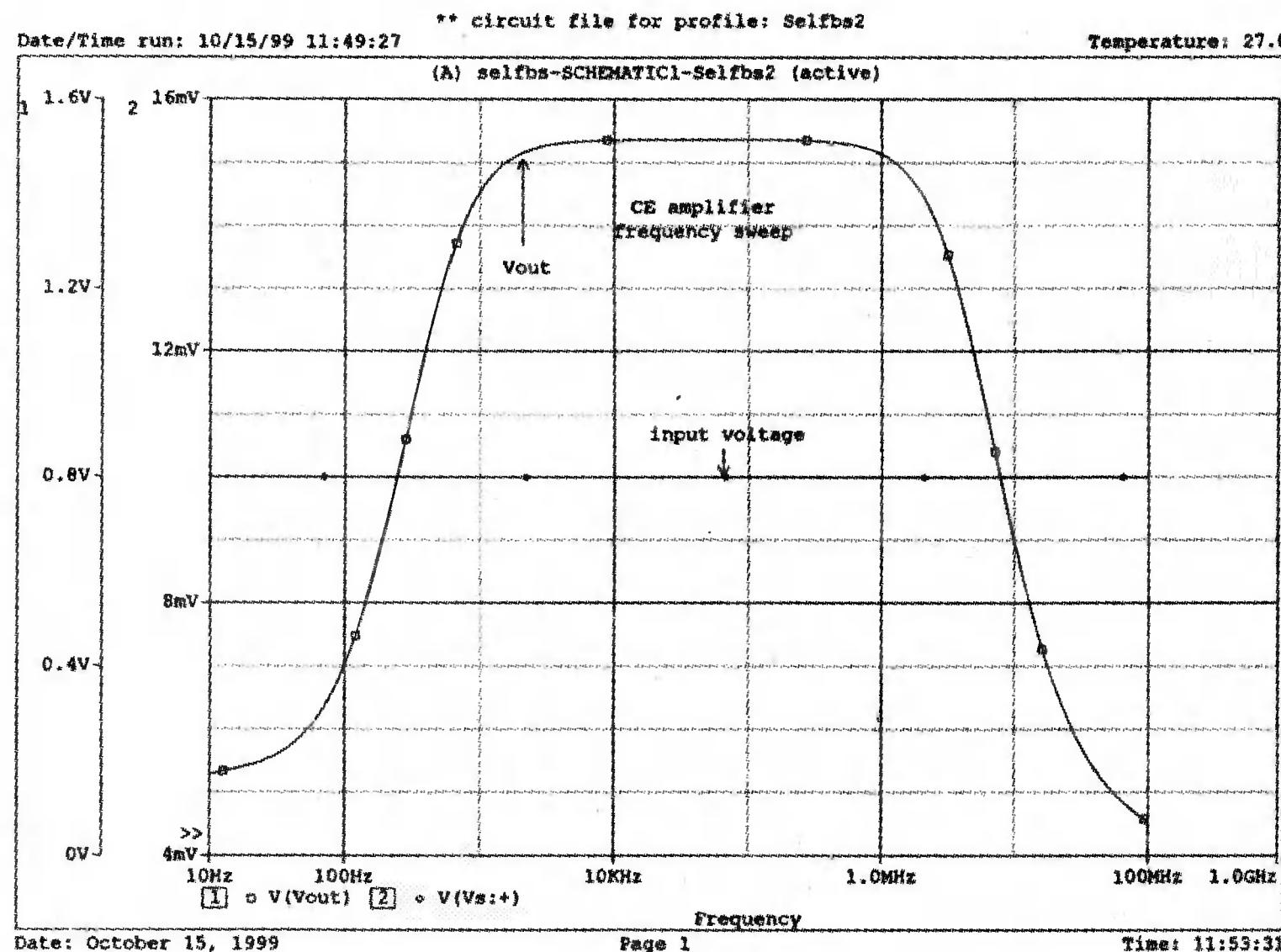
НО.

■ Рис. 17.14. Транзисторный усилитель, для которого проводится анализ шума



■ Рис. 17.15. Результаты анализа шума для транзисторного усилителя

Трудно оценить результаты шумового анализа на простой схеме. Если не имеется многокаскадных или других схем, которые будут использоваться для сравнения, полученные для шумовых напряжений значения будут сомнительны. Обратите внимание, что спектральные плотности шума как транзистора, так и резистора, приведены для каждой выбранной частоты. Листинг содержит также общее напряжение шума на выходе, обозначенное как передаточная функция V_{out}/V_s . В знаменателе показан упомянутый ранее

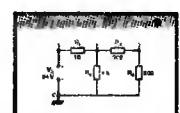


входной шум эквивалентного источника.

■ Рис. 17.16. Частотная характеристика усилителя 03

В качестве упражнения проведите анализ снова, задав интервал «10» при анализе шума, затем загрузите выходной файл *selfbs1.out* в программу текстового редактора. Распечатайте только сведенные в таблицу результаты для $f = 10$ кГц, и сравните ваши результаты с показанными на рис. 17.19. При типичной рабочей частоте сравните шумовые уровни напряжения транзистора и резисторов с показанными для $f = 10$ Гц и $f = 1$ МГц на рис. 17.18. Также обратите внимание, что отношение $V_{out}/V_s = 151,4$ не отличается от результата, полученного в Probe.

Гармонический состав выходного напряжения



Продолжая изучение усилителя в проекте *selfbs*, сравним входное синусоидальное напряжение с синусоидальным выходным напряжением, чтобы увидеть, ограничивается ли выходное напряжение или проявляется какое-либо другое искажение его формы. Чтобы выполнять анализ, заменим источник входного напряжения типа *VAC* на источник типа *VS/N*. Зададим нулевое напряжение смещения, амплитуду в 10 мВ и частоту в 5 кГц. Подготовим моделирование на PSpice с именем *Selfbs2* и выполним анализ переходных процессов на временном интервале в 0,2 мс с максимальным размером шага в 0,2 мкс. Нажмите кнопку *Output File Options* и выберите поле *Fourier analysis*. Установите основную частоту в 5 кГц и число гармоник, равное 5. Выходная переменная — *V(Vout)*.

Выполните моделирование и получите в Probe графики *V(Vout)* и *V(Vs: +)*. После соответствующей маркировки кривых сравните результаты с представленными на рис. 17.20. На первый взгляд, выходное напряжение кажется точной копией входного, перевернутой на 180° . Используйте курсор, чтобы найти первый отрицательный минимум и первый положительный максимум выходного напряжения. Они равны -1,61 В и 1,372 В соответственно и отличаются из-за того, что мы рассматриваем первый период переходного процесса.

```
***** 09/04/99 20:29:50 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****
** circuit file for profile: Selfbs1
*Libraries:
* Local Libraries :
.LIB ".\selfbs.lib"
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib
*Analysis directives:
.AC DEC 20 10Hz 100MegHz
.NOISE V([VOUT]) V_Vs 100
.PROBE
*Netlist File:
.INC "selfbs-SCHEMATIC1.net"
*Alias File:
**** INCLUDING selfbs-SCHEMATIC1.net ****
* source SELFBS
R_Rin      VOUT 0  9.4k
R_RE       6 0  220
R_RC       4 5  9.4k
R_R2       3 0  3.3k
R_R1       4 3  40k
R_Rs       1 2  50
V_Vs        1 0 DC 0V AC 10mV
Q_Q1       5 3 6 Q2N3904
C_C2       6 0  15uF
C_C3       5 VOUT 15uF
C_Cb       2 3  15uF
V_VCC      4 0  12V
**** RESUMING selfbs-SCHEMATIC1-Selfbs1.sim.cir ****
.INC "selfbs-SCHEMATIC1.als"
**** INCLUDING selfbs-SCHEMATIC1.als ****
.ALIASES
R_Rin      Rin(1=VOUT 2=0 )
R_RE       RE(1=6 2=0 )
R_RC       RC(1=4 2=5 )
R_R2       R2(1=3 2=0 )
R_R1       R1(1=4 2=3 )
R_Rs       Rs(1=1 2=2 )
V_Vs        Vs(+=1 -=0 )
Q_Q1       Q1(c=5 b=3 e=6 )
C_C2       C2(1=6 2=0 )
C_C3       C3(1=5 2=VOUT )
C_Cb       Cb(1=2 2=3 )
V_VCC      VCC(+=4 -=0 )
.ENDALIASES
**** RESUMING selfbs-SCHEMATIC1-Selfbs1.sim.cir ****
.END
**** BJT MODEL PARAMETERS
          Q2N3904
          NPN
          IS   6.734000E-15
          BF   100
**** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION           TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) 0.0000 ( 2) 0.0000 ( 3) .8722 ( 4) 12.0000
( 5) 3.2056 ( 6) .2089 ( VOUT) 0.0000
VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
V_Vs     0.000E+00
V_VCC    -1.214E-03
TOTAL POWER DISSIPATION 1.46E-02 WATTS
```

■ Рис. 17.17. Часть выходного файла для анализа шума, показывающая перечень элементов, псевдонимы и параметры смещения

```

** circuit file for profile: Selfbsl

***** NOISE ANALYSIS                                     TEMPERATURE = 27.000 DEG C

      FREQUENCY = 1.000E+01 HZ

***** TRANSISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
      Q_Q1
      RB      5.570E-17
      RC      1.250E-24
      RE      0.000E+00
      IBSN    1.900E-15
      IC      1.505E-16
      IBFN    0.000E+00
      TOTAL   2.107E-15

***** RESISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
      R_Rin   R_Re    R_Rc    R_R2    R_R1    R_Rs
TOTAL   3.865E-17  1.176E-15  3.817E-17  1.650E-15  1.361E-16  2.413E-16
***** TOTAL OUTPUT NOISE VOLTAGE = 5.387E-15 SQ V/HZ
                                         = 7.339E-08 V/RT HZ

      TRANSFER FUNCTION VALUE:
      V(VOUT)/V_Vs = 1.706E+01
      EQUIVALENT INPUT NOISE AT V_Vs = 4.301E-09 V/RT HZ

      FREQUENCY = 1.000E+06 HZ

***** TRANSISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
      Q_Q1
      RB      3.773E-15
      RC      6.866E-22
      RE      0.000E+00
      IBSN    3.552E-16
      IC      5.682E-15
      IBFN    0.000E+00
      TOTAL   9.810E-15

***** RESISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)
      R_Rin   R_Re    R_Rc    R_R2    R_R1    R_Rs
TOTAL   3.342E-17  1.932E-22  3.342E-17  2.767E-16  2.283E-17  1.826E-14
***** TOTAL OUTPUT NOISE VOLTAGE = 2.844E-14 SQ V/HZ
                                         = 1.686E-07 V/RT HZ

      TRANSFER FUNCTION VALUE:
      V(VOUT)/V_Vs = 1.484E+02
      EQUIVALENT INPUT NOISE AT V_Vs = 1.136E-09 V/RT HZ
  
```

■ Рис. 17.18. Часть выходного файла анализа шума, показывающая результаты анализа шума

В лаборатории осциллограф не отобразил бы переходные процессы, и мы увидели бы искажение в чистом виде. Это искажение характеризуется гармоническим составом и хорошо отражено в выходном файле, часть которого показана на рис. 17.21. Первая (основная) гармоника имеет частоту $f = 1$ кГц с амплитудой 1,491 В. Сравнивая эту величину с амплитудами остальных гармоник от второй до пятой, мы видим, что влияние более высоких гармоник невелико. Если мы просто сложим величины перечисленных гармоник, то получим результат 1,61 В. В прежнем анализе, использующем источник типа *VAC* в качестве входного, мы нашли, что $V_{out} = 1,51$ В. Значение 1,61 В, очевидно, неверно для выходного напряжения, так как мы пренебрегли fazовыми углами отдельных гармоник. Обратите внимание, что общее гармоническое искажение меньше чем 7,7%.

```

** circuit file for profile: Selfbs1

*Analysis directives:
.AC DEC 20 10Hz 100MegHz
.NOISE V([VOUT]) V_Vs 20
.PROBE

*Netlist File:
.INC "selfbs-SCHEMATIC1.net"

**** NOISE ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C

FREQUENCY = 1.000E+04 HZ

**** TRANSISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)

      Q_Q1
RB      3.926E-15
RC      4.921E-23
RE      0.000E+00
IBSN    3.701E-16
IC      5.912E-15
IBFN    0.000E+00
TOTAL   1.021E-14

**** RESISTOR SQUARED NOISE VOLTAGES (SQ V/HZ)

      R_Rin     R_RE     R_RC     R_R2     R_R1     R_Rs
TOTAL   3.483E-17  2.010E-18  3.483E-17  2.880E-16  2.376E-17  1.900E-14

**** TOTAL OUTPUT NOISE VOLTAGE = 2.959E-14 SQ V/HZ
= 1.720E-07 V/RT HZ

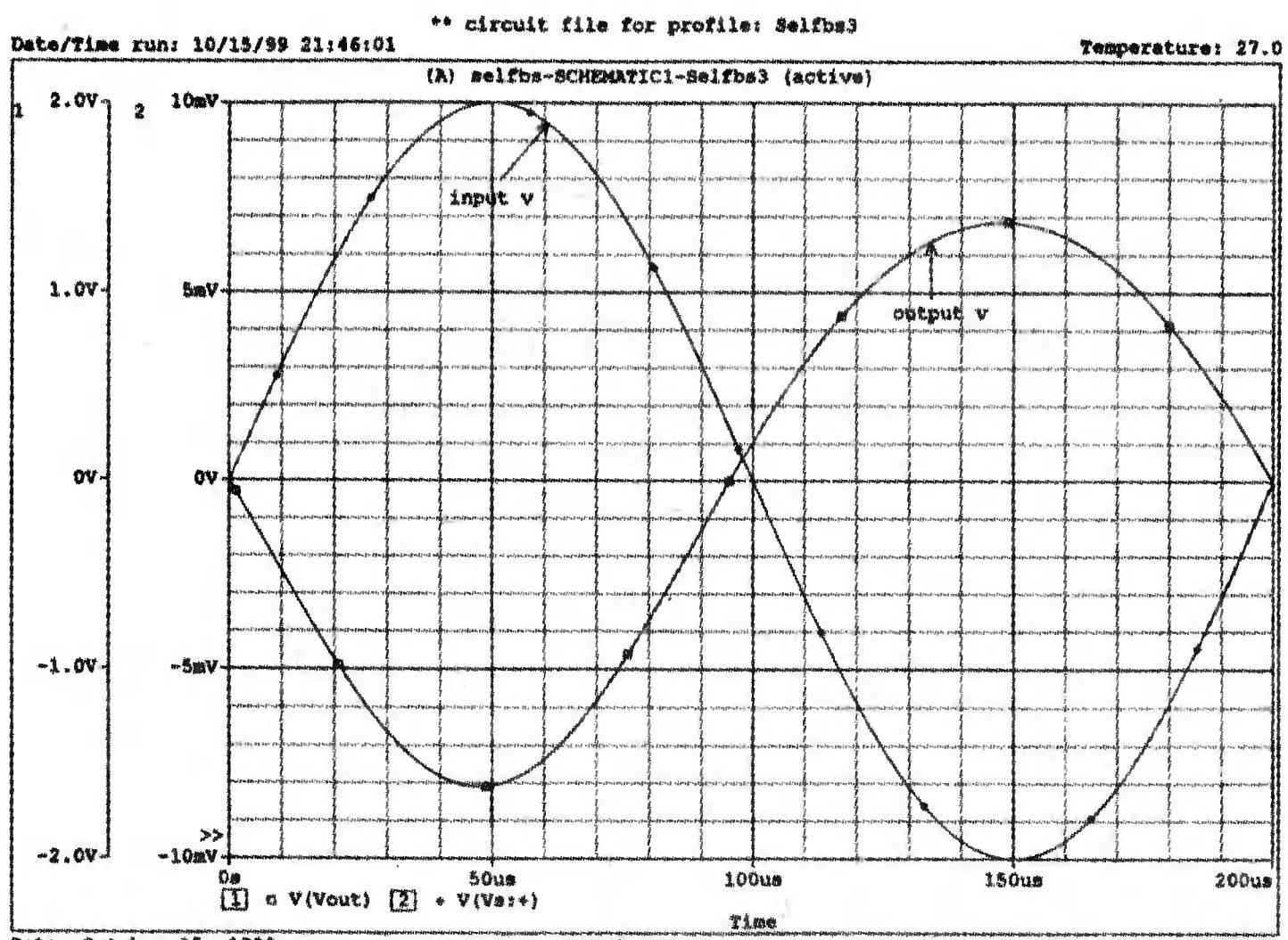
TRANSFER FUNCTION VALUE:

V(VOUT)/V_Vs = 1.514E+02

EQUIVALENT INPUT NOISE AT V_Vs = 1.136E-09 V/RT HZ

```

■ Рис. 17.19. Выходной файл, использующий интервал «10» при анализе шума



■ Рис. 17.20. Сравнение временных диаграмм входного и выходного напряжений

**** 09/05/99 13:29:29 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****

```
** circuit file for profile: Selfbs2
*Libraries:
* Local Libraries :
.LIB ".\selfbs.lib"
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib
*Analysis directives:
.TRAN 0.02ms 0.2ms 0 0.2us
.FOUR 5kHz 5 V([VOUT])
.PROBE
*Netlist File:
.INC "selfbs-SCHEMATIC1.net"
*Alias File:
**** INCLUDING selfbs-SCHEMATIC1.net ****
* source SELFBS
```

```
R_Rin      VOUT 0  9.4k
R_Re       6 0  220
R_Rc       4 5  9.4k
R_R2       3 0  3.3k
R_R1       4 3  40k
R_Rs       1 2  50
Q_Q1       5 3 6 Q2N3904
C_C2       6 0  15uF
C_C3       5 VOUT 15uF
C_Cb       2 3  15uF
V_VCC     4 0  12V
V_Vs      1 0
+SIN 0 10mV 5kHz 0 0 0
.INC "selfbs-SCHEMATIC1.als"
.ENDALIASES
```

***** INITIAL TRANSIENT SOLUTION				TEMPERATURE = 27.000 DEG C			
NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	0.0000	(2)	0.0000	(3)	.8722	(4)	12.0000
(5)	3.2056	(6)	.2089	(VOUT)	0.0000		

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
V_VCC	-1.214E-03
V_Vs	0.000E+00

TOTAL POWER DISSIPATION 1.46E-02 WATTS

**** FOURIER ANALYSIS				TEMPERATURE = 27.000 DEG C	
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(VOUT)					
DC COMPONENT = -8.776912E-03					

HARMONIC	FREQUENCY	FOURIER	NORMALIZED	PHASE	NORMALIZED
NO	(HZ)	COMPONENT	COMPONENT	(DEG)	PHASE (DEG)
1	5.000E+03	1.491E+00	1.000E+00	-1.760E+02	0.000E+00
2	1.000E+04	1.146E-01	7.688E-02	9.978E+01	2.757E+02
3	1.500E+04	4.701E-03	3.154E-03	1.898E+01	1.949E+02
4	2.000E+04	2.146E-04	1.440E-04	-1.622E+00	1.743E+02
5	2.500E+04	1.567E-04	1.051E-04	-8.367E+00	1.676E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 7.694897E+00 PERCENT

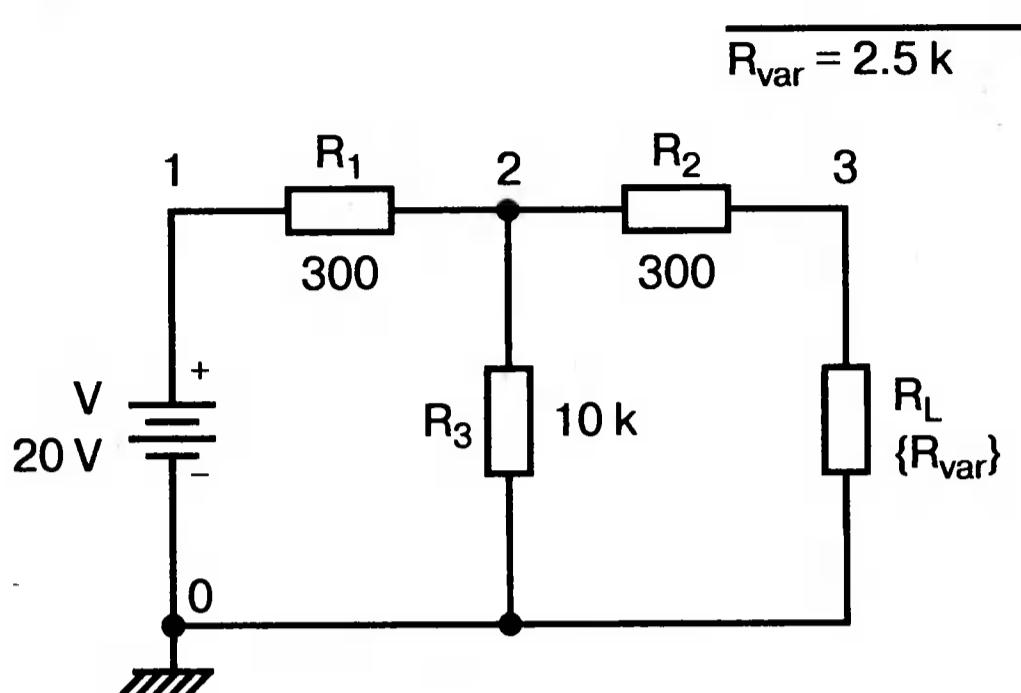
■ Рис. 17.21. Выходной файл, показывающий гармонический состав от первой до пятой гармоники

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИЗМЕНЯЕМОГО ПАРАМЕТРА

Начните новый проект *uраг* и введите компоненты для схемы, показанной на рис. 17.22. Значения параметров следующие: $V = 20$ В, $R_1 = 300$ Ом, $R_2 = 300$ Ом, $R_3 = 10$ кОм, $R_L = 2,5$ кОм. Значение для R_L показано на рисунке не так, как оно показывается при вариации на постоянном токе (dc



sweep). Закончив схему, щелкните дважды на условном обозначении R_L , затем измените тип компонента на {Rvar}. Фигурные скобки используются, чтобы отразить, что значение непостоянно (имя $Rvar$ может быть и другим по вашему выбору).



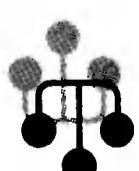
■ Рис. 17.22. Схема для проведения вариации по параметрам

Из специальной библиотеки выбирают компонент param и вставляют его в схему в удобном месте. Двойной щелчок на символе (PARAMETERS:) выводит на экран окно Property Editor. Выберите кнопку New... В поле Property Name введите имя $Rvar$, затем нажмите OK. При возврате в окно Property Editor вы увидите теперь столбец с заголовком $Rvar$. Введите значение 2,5 к и обратите внимание, что в столбце Value записано значение «PARAM», как показано на рис. 17.23. Сохраните схему и подготовьте анализ PSpice с именем Vpars. Выберите DC Sweep, нажав на маркер Linear sweep, задайте начальное значение частоты в 50 Гц и конечное в 5000 Гц с шагом в 1 Гц. Выполните моделирование и получите в Probe график произведения $V(RL:1) \cdot I(RL)$, который является графиком мощности, выделяемой на R_L (рис. 17.24). Рассчитайте по формулам стандартного схемотехнического анализа максимальную мощность, которая могла бы выделяться при переменном значении R_L . Сравните ваши результаты со значением на табло курсора $P_{max} = 159,421$ мВт (рис. 17.24). В выходном файле обратите внимание на директиву для параметра $Rvar$:

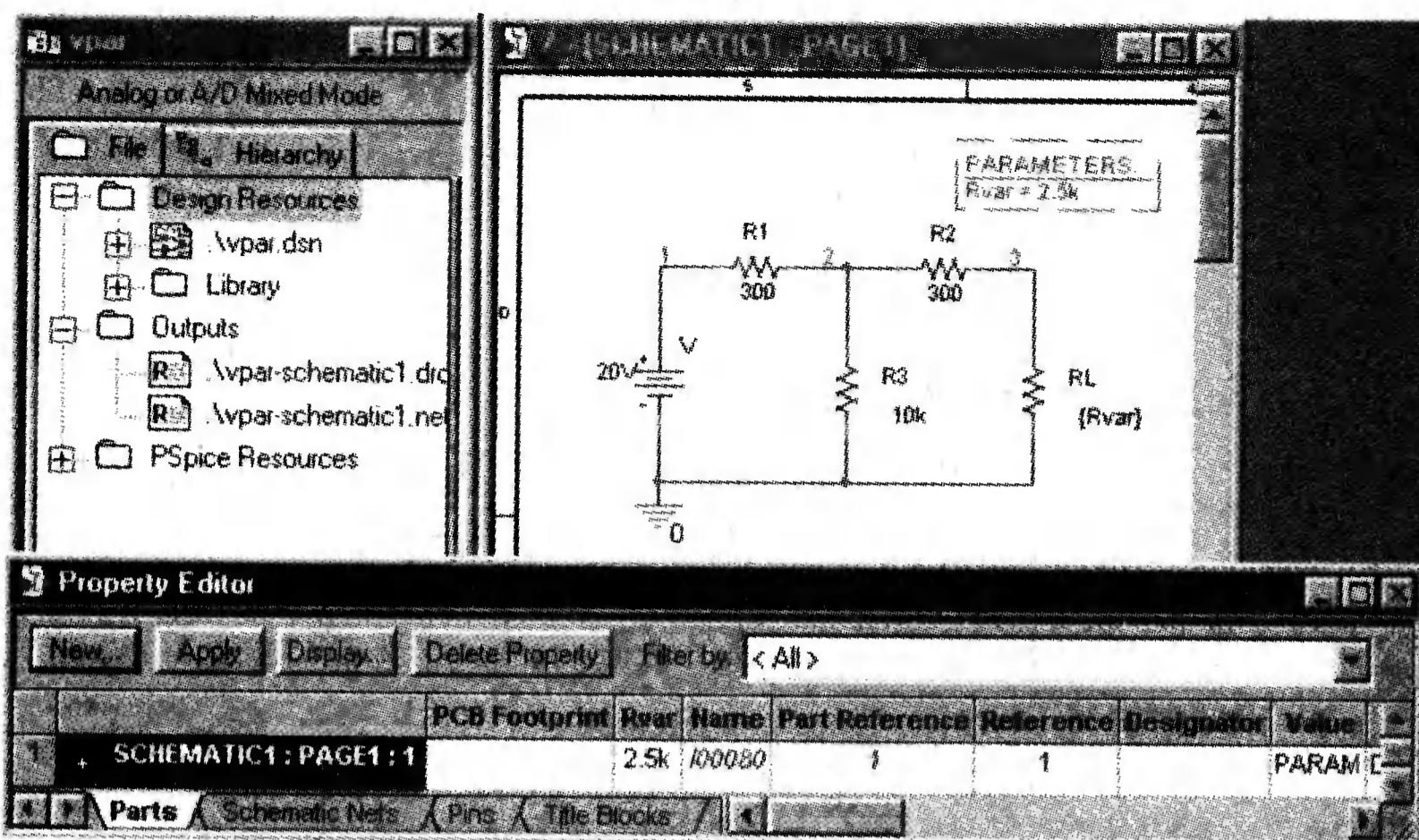
```
.DC LIN PARAM Rvar 50 5000 1
```

показывающую, что $Rvar$ принимает последовательные целочисленные значения, начиная от 50 Ом до 5 кОм.

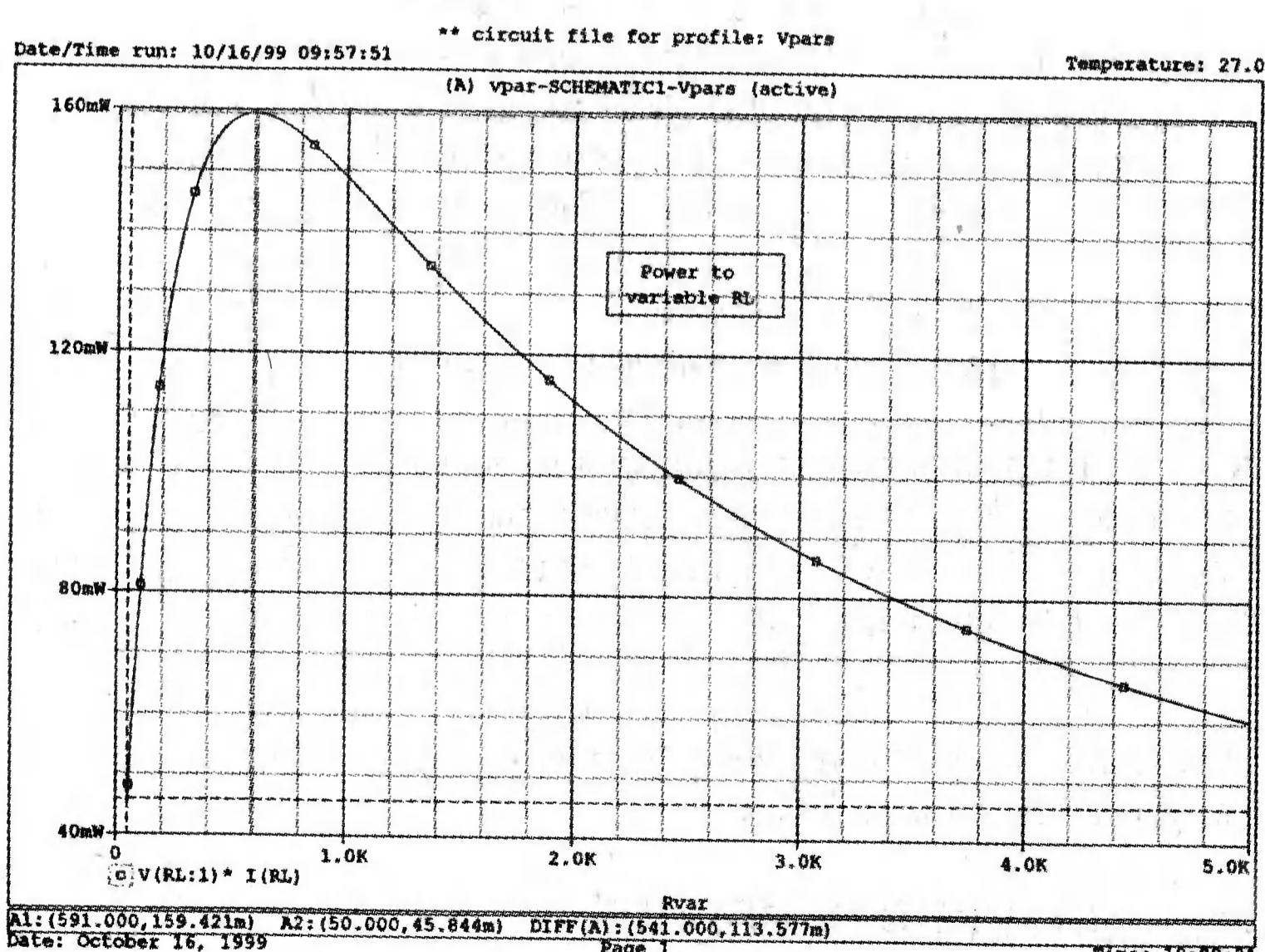
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДОПУСКОВ ПРИБОРОВ



Начните в Capture новый проект с именем *bridgcir*. Затем введите схему, показанную на рис. 17.25. В схеме используется транзистор типа Q2N2222. В качестве входного напряжения выбран компонент VSIN с амплитудой 10 мВ и частотой $f = 5$ кГц. Используйте значения, показанные на рисунке для резисторов, конденсаторов и источника питания постоянного тока. Установите величину допуска на параметр h_{FE} транзистора равной $\pm 25\%$ следующим образом. Выберите транзистор Q_1 , затем из главного меню выберите Edit, PSpice Model, чтобы войти в OrCAD Model Editor.

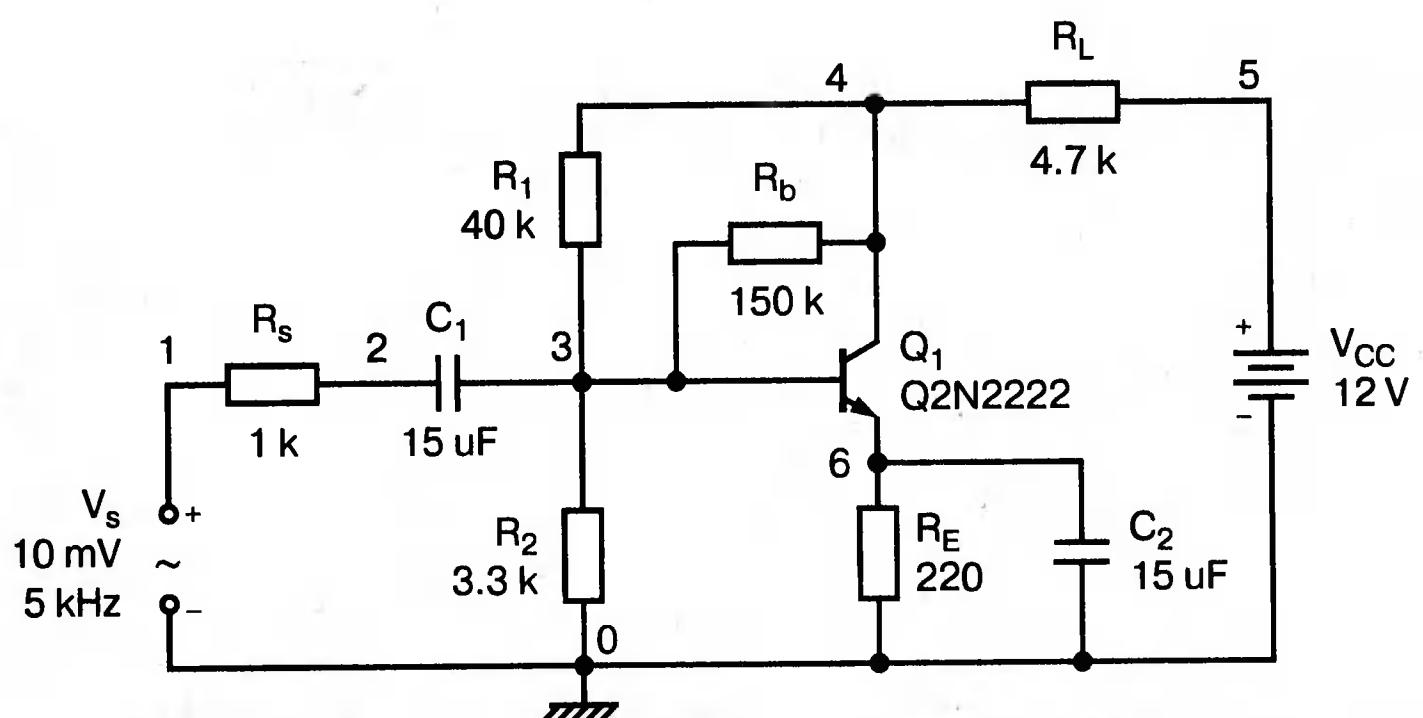


■ Рис. 17.23. Установка переменного параметра в окне Property Editor



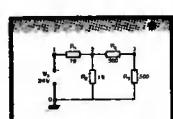
■ Рис. 17.24. Зависимость мощности от параметра R_L , снятая в режиме с переменным параметром

На правой панели, сразу после « $B_f = 255,9$ », напечатайте « $Dev = 25\%$ ». Этот допуск будет относиться к параметру B_f . Затем используйте File, Save и закройте окно. После введения схемы сохраните ее.

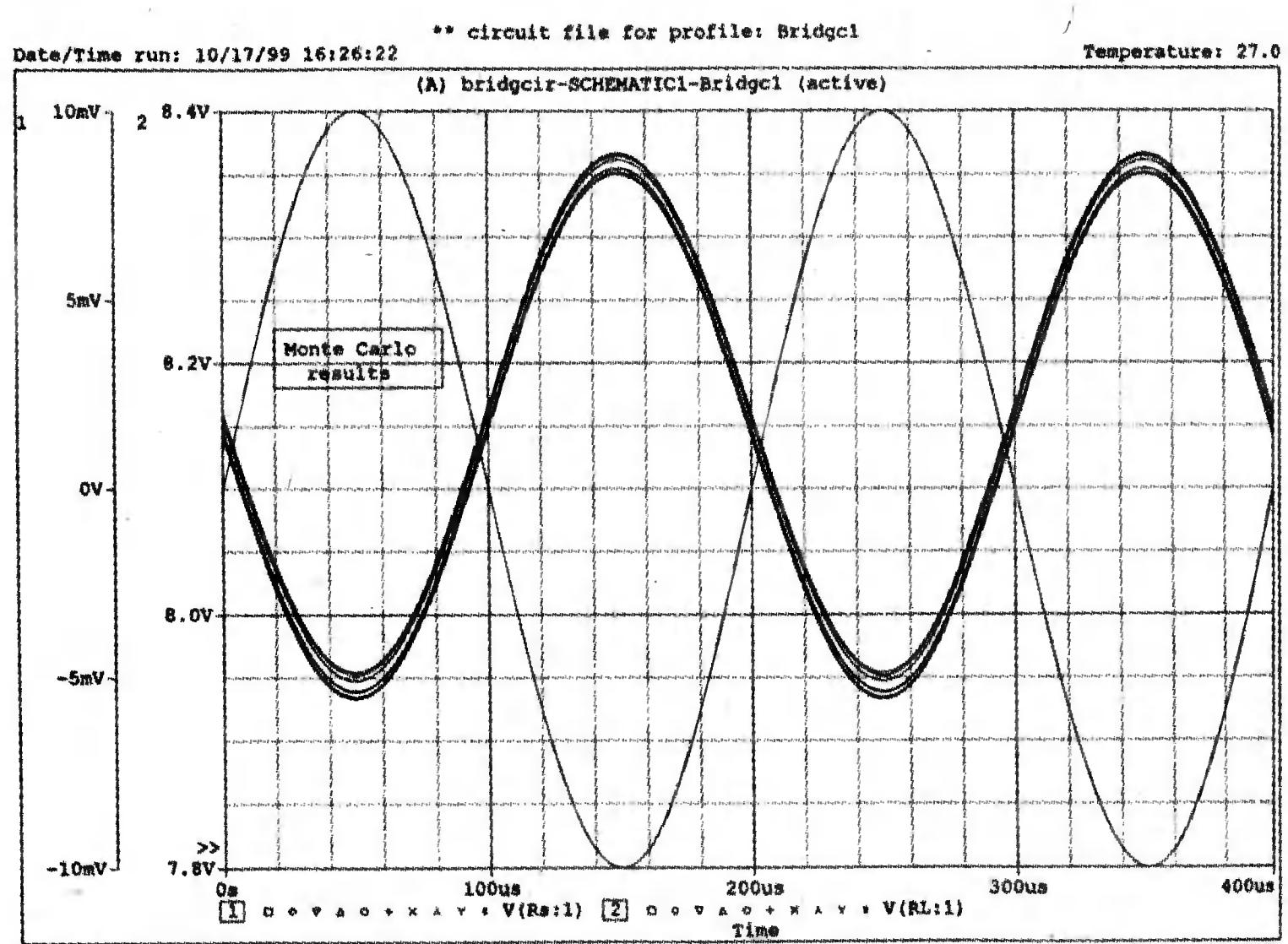


■ Рис. 17.25. Схема для исследования влияния допусков транзистора на выходное напряжение

Анализ по методу Монте-Карло



Для подготовки к анализу выберем PSpice, New Simulation Profile с именем *Bridgc1*. Выберите Time Domain в качестве типа анализа, установите интервал моделирования в 400 мкс с максимальным шагом 0,4 мкс. Проверьте поле для Monte Carlo/Worst Case, используя выходную переменную $V(RL:1)$. Установите число проходов равным 10 при однородном распределении и сохранении данных для всех проходов. Проведите моделирование и получите в Probe графики $V(Rs:1)$ и $V(RL:1)$, как показано на рис. 17.26. Затем в поле Tools Options главного меню выберите опцию Probe «never use symbols» (никогда не использовать символы), чтобы избежать перекрытия графиков символами.



■ Рис. 17.26. Результаты исследования влияния погрешности h_{FE} транзистора методом Монте-Карло

```

** circuit file for profile: Bridgcl
*Analysis directives:
.TRAN 0 400us 0 0.4us
.MC 10 TRAN V([4]) YMAX OUTPUT ALL
.PROBE
**** INCLUDING bridgcir-SCHEMATIC1.net ****
* source BRIDGCIR
R_R1      6 0 220
R_R2      3 0 3.3k
R_R1      4 3 40k
R_RL      4 5 4.7k
R_Rb      3 4 150k
R_Rs      1 2 1k
V_V1      1 0
+SIN 0 10mV 5kHz 0 0 0
V_VCC     5 0 12V
Q_Q1      4 3 6 Q2N2222
C_C2      6 0 15uF
C_C1      2 3 15uF
**** BJT MODEL PARAMETERS
          Q2N2222
          NPN
          IS 14.340000E-15
          BF 255.9
MONTE CARLO NOMINAL
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) 0.0000 ( 2) 0.0000 ( 3) .7593 ( 4) 8.1468
( 5) 12.0000 ( 6) .1297
MONTE CARLO PASS 2
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) 0.0000 ( 2) 0.0000 ( 3) .7587 ( 4) 8.1580
( 5) 12.0000 ( 6) .1293
MONTE CARLO PASS 3
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) 0.0000 ( 2) 0.0000 ( 3) .7589 ( 4) 8.1541
( 5) 12.0000 ( 6) .1294
MONTE CARLO PASS 4
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) 0.0000 ( 2) 0.0000 ( 3) .7596 ( 4) 8.1414
( 5) 12.0000 ( 6) .1300
MONTE CARLO PASS 10
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) 0.0000 ( 2) 0.0000 ( 3) .7594 ( 4) 8.1460
( 5) 12.0000 ( 6) .1298
**** SORTED DEVIATIONS OF V(4)           TEMPERATURE = 27.000 DEG C
MONTE CARLO SUMMARY
Mean Deviation = 2.2930E-03
Sigma        = 8.2363E-03
RUN          MAX DEVIATION FROM NOMINAL
Pass 5       .0151 (1.83 sigma) higher at T = 53.3150E-06
            ( 100.19% of Nominal)
Pass 2       .0128 (1.55 sigma) higher at T = 248.1200E-06
            ( 100.16% of Nominal)
Pass 8       4.8375E-03 (.59 sigma) lower at T = 50.9140E-06
            ( 99.939% of Nominal)
Pass 10      1.0772E-03 (.13 sigma) lower at T = 246.9200E-06
            ( 99.986% of Nominal)

```

■ Рис. 17.27. Выходной файл с результатами анализа по методу Монте-Карло

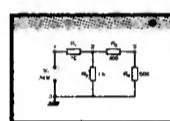
Обратите внимание, что некоторые графики на экране больше ожидаемых или нормальных значений, в то время как другие меньше. Это результат случайного изменения h_{FE} в пределах допуска $\pm 25\%$. Используйте курсор, чтобы найти значение каждого из вторых максимумов выходного напряжения. Они должны иметь значения 8,355, 8,365 В и так далее. На графиках, показанных здесь, минимальные и максимальные значения были 8,3501 и 8,3667 В.

Небольшая часть выходного файла показана на рис. 17.27. Обратите внимание на две директивы, определяющие тип анализа:

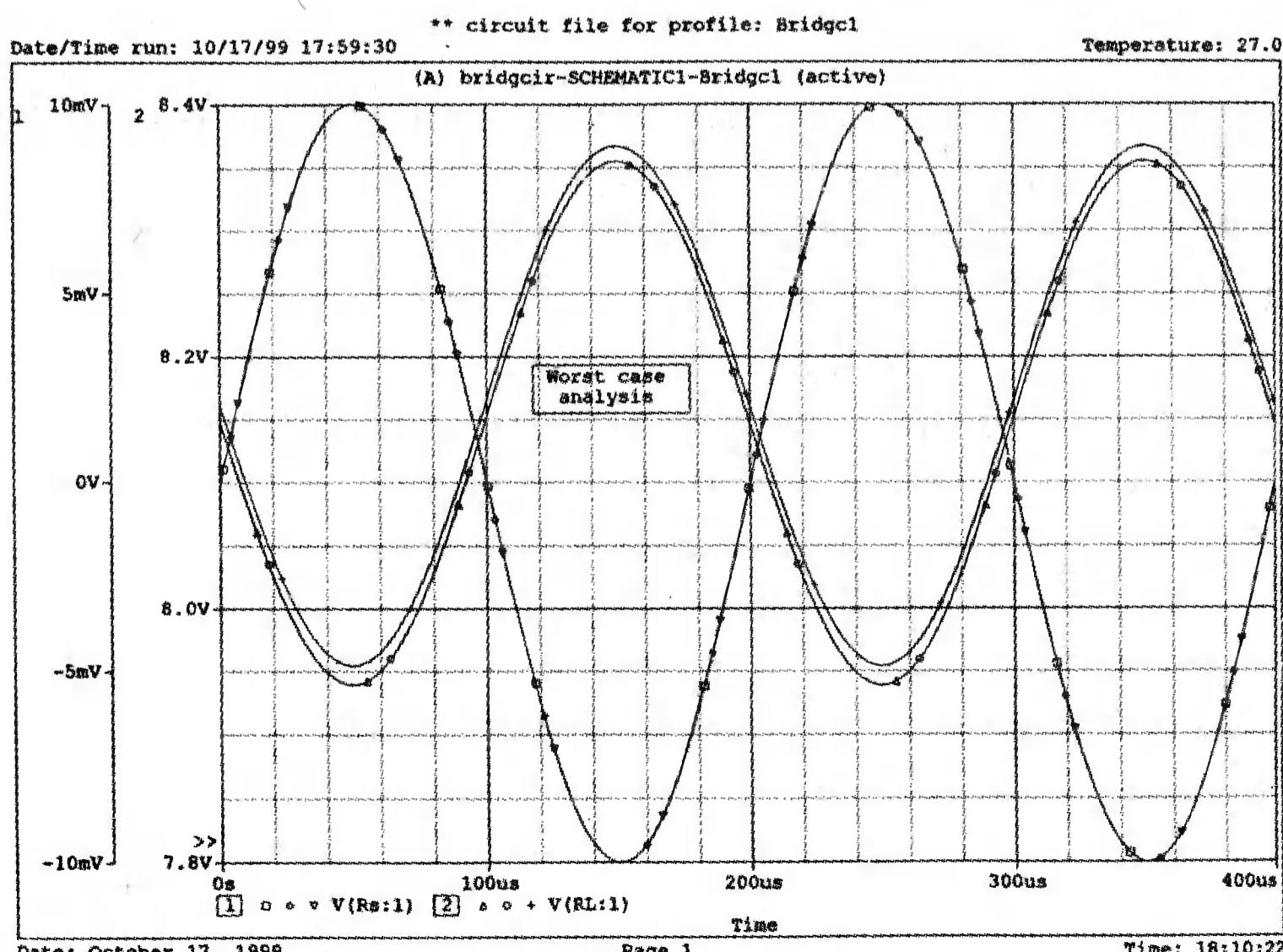
```
.TRAN 0 400us 0 0.4us
.MC 10 TRAN V([4]) YMAX OUTPUT ALL
```

Первая директива вызывает анализ переходных процессов на интервале 400 мкс, вторая — запрашивает анализ по методу Монте-Карло с 10 проходами для отклонений напряжения V(4), которое идентично V(RL:1) на графике. Внизу выходного файла после последнего результата для анализа Монте-Карло приведен раздел, показывающий сортировку отклонений напряжения на узле 4. Данные значения представляют собой среднее и среднеквадратичное отклонение. Например, в момент $t = 254,24$ мкс при втором проходе произошло максимальное отклонение в 100,16 % от номинального значения.

Анализ на наихудший случай



При предыдущем моделировании мы выполнили анализ по методу Монте-Карло, установив в окне условия в Monte Carlo/Worst Case. То же самое окно может использоваться для анализа на наихудший случай при выборе Worst Case/Sensitivity. Выходная переменная по-прежнему V (RL:1), но при выборе Worst Case/Sensitivity в поле опций необходимо выбрать «Vary devices that have only DEV tolerances» (Изменять только компоненты, которые имеют допуски DEV). Проверьте поле «Save data from each sensitivity run» (Сохранять данные прохода для каждой чувствительности) и выберите кнопку «More Settings». В следующем окне выберите «Find the maximum value (MAX)» (Найти максимальное значение) и используйте опцию «high».



■ Рис. 17.28. Временные диаграммы при анализе на наихудший случай

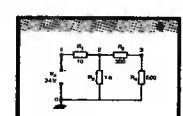
Проведите моделирование и получите в Probe графики $V(Rs:1)$ и $V(RL:1)$, как показано на рис. 17.28. Убедитесь, что уровень смещения при выводе $V(RL:1)$ для каждого прохода составляет 8,1468, 8,1468 и 8,1603 В, максимум для 1-го и 2-го проходов равен 8,355 В, а для 3-го прохода — 8,3668 В. Значение минимума для 1-го и 2-го проходов равно 7,9391 В, а для 3-го прохода — 7,9542 В.

В итоге мы установили, что изменения параметра h_{FE} в пределах допуска не оказывают существенного влияния на стабильность параметров усилителя.

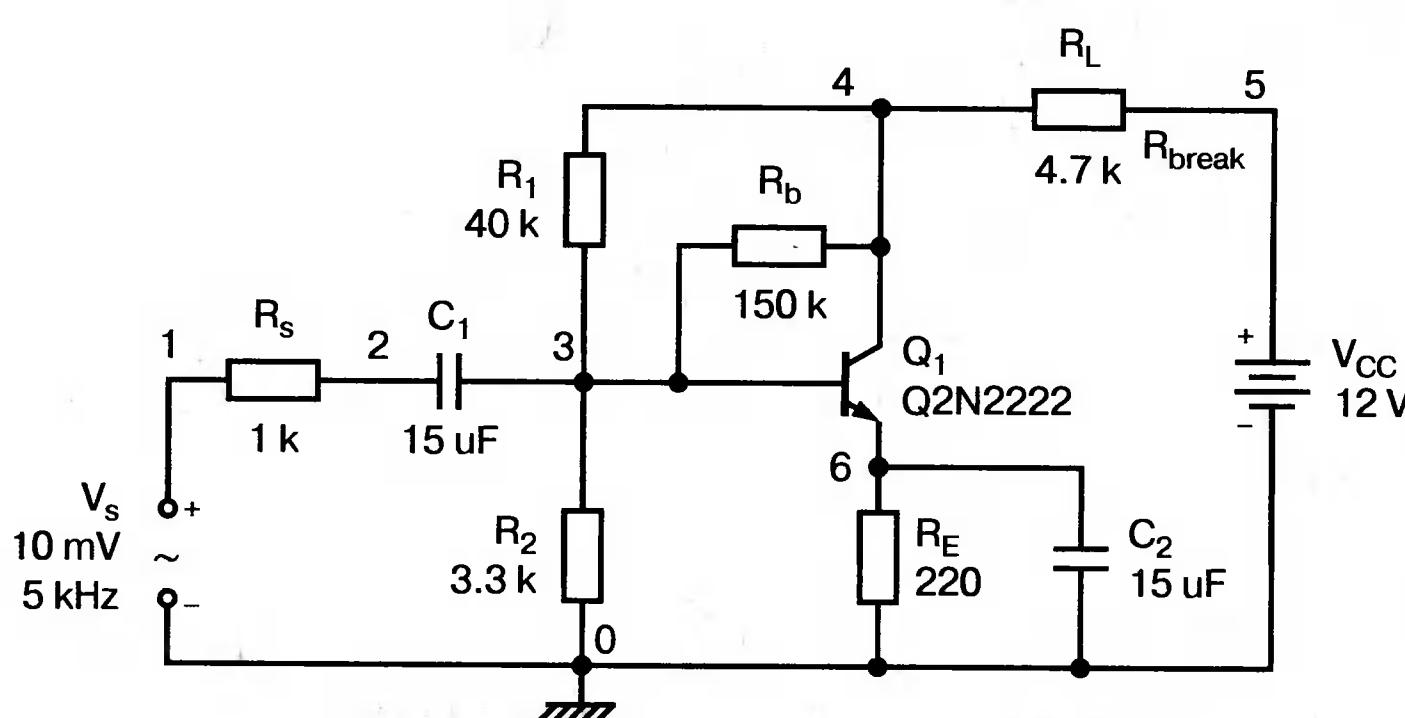
— Влияние допуска резисторов на анализ наихудшего случая

В только что проведенном анализе мы изменили только коэффициент h_{FE} транзистора. Каким был бы анализ на наихудший случай, при выборе резистора в качестве изменяемого фактора допуска на сопротивление? Чтобы упростить исследование, будем изменять только значение R_L . Заменим представленный в схеме резистор R_L компонентом «Rbreak» из библиотеки *breakout*. Установим сопротивление $R_L = 4,7 \text{ к}\Omega$, как и прежде, затем выделим компонент на схеме и выберем Edit, PSpice Model. В окне OrCAD Model Editor измените запись на правой панели следующим образом:

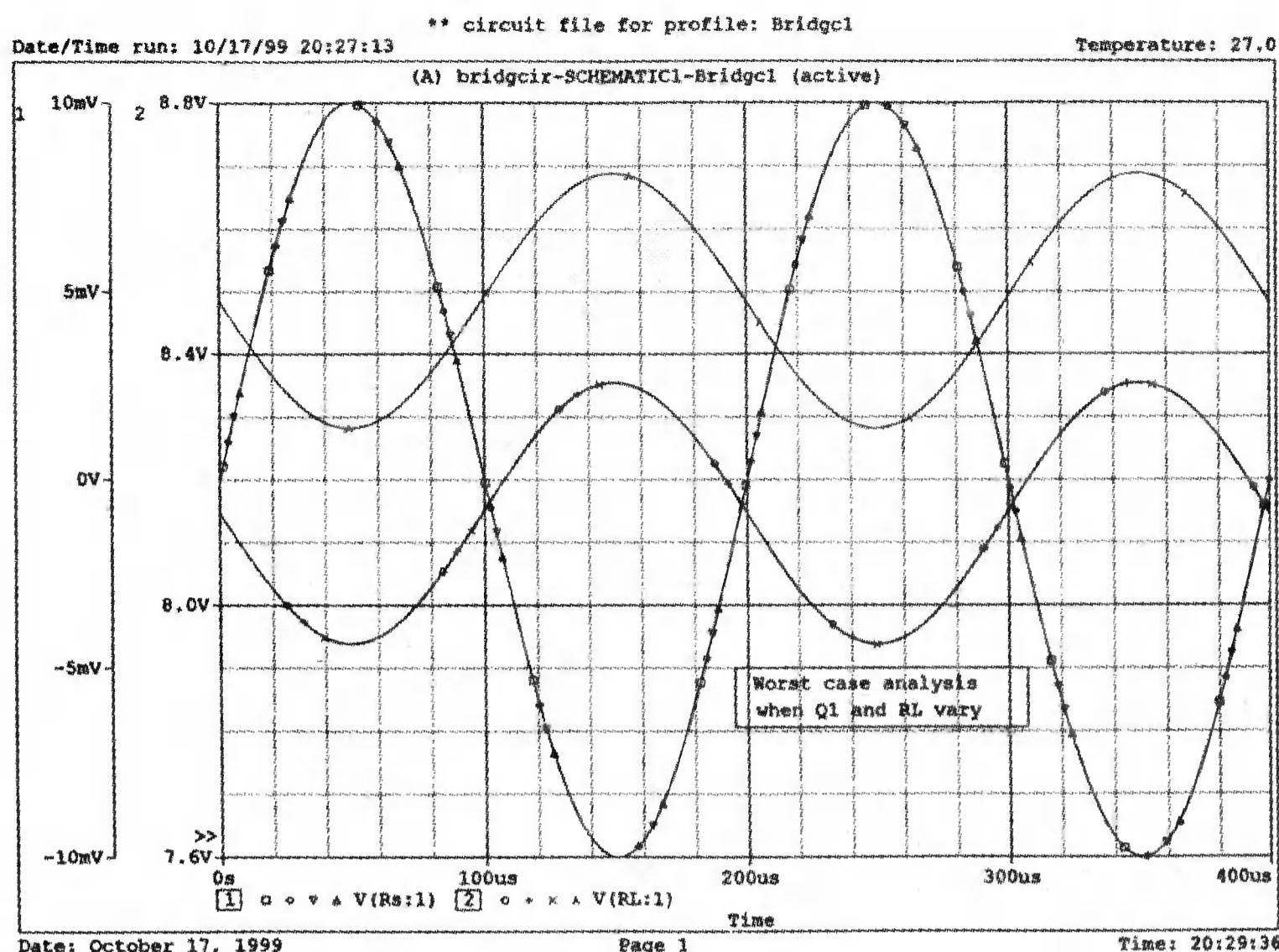
```
.model Rbreak RES R = 1 DEV = 20 %
```



Здесь « $R = 1$ » означает, что множитель для сопротивления равен 1; запись « $DEV = 20 \%$ » задает допуск в 20 % на изменение сопротивления. Схема приведена на рис. 17.29. Сохраните изменения, подготовьте моделирование для анализа на наихудший случай, как в предыдущем примере. Напомним, что теперь и коэффициент усиления транзистора h_{FE} и сопротивление R_L будут изменяться в пределах допуска. Выполните моделирование и обратите внимание, что в PSpice выполняется четыре вида анализа на чувствительность: 1) номинальную, 2) по коэффициенту усиления BF транзистора Q_Q1 Q2N2222, 3) по сопротивлению R резистора R_{RL} Rbreak и 4) на наихудший случай, учитывающий допуски всех компонентов. Как и прежде получите в Probe графики $V(Rs:1)$ и $V(RL:1)$. На экране появится всего восемь графиков (рис. 17.30). Значительное отличие этого набора графиков от полученного ранее заключается в смещении графика выходного напряжения. Выбрав опцию «Use Symbol Always» (Всегда использовать символы), идентифицируйте каждую кривую по номеру прохода.



■ Рис. 17.29. Схема усилителя, использующая резистор из библиотеки *breakout*

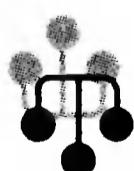


■ Рис. 17.30. Результаты анализа на наихудший случай при одновременном изменении Q_1 и R_L

Использование курсора показывает, что нижняя кривая выходного напряжения имеет постоянную составляющую в 8,1468 В. Проверьте это, измеряя размах напряжения с помощью курсора. Верхняя кривая выходного напряжения $V(RL:1)$, связанная с модифицированной осью Y , имеет постоянную составляющую в 8,4843 В, которая может быть определена аналогичным образом.

В выходном файле напряжение $V(RL:1)$ идентифицировано как напряжение узла $V(4)$. Оно имеет значение 8,1468 В, как для номинальной чувствительности, так и для чувствительности по коэффициенту усиления B_F транзистора. Оно равно 8,4843 В для наихудшего случая, учитывающего допуски всех устройств. Часть выходного файла показана на рис. 17.31.

ЦИФРОВЫЕ СХЕМЫ В CAPTURE



В Capture OrCAD имеется большой выбор цифровых устройств. Начнем новый проект с именем *norgate* и выберем Place, Part, перейдя к библиотеке eval. Начиная с компонентов 555D, 7400, 7401, ..., вы увидите большой выбор цифровых компонентов, включая логические элементы И-НЕ, ИЛИ-НЕ, исключающее ИЛИ-инверторы, И-ИЛИ-инверторы, JK-триггеры, ведущие-ведомые триггеры, 2-разрядные двоичные полные сумматоры и другие. Все перечисленные устройства доступны в демонстрационной версии OrCAD.

Схема ИЛИ-НЕ



В последнем примере главы 9 мы рассматривали логическую схему 7400: 2-входовую схему ИЛИ-НЕ. В качестве источников V_1 и V_2 были использованы источники напряжения типа *PWL* с выходным напряжением в виде последо-

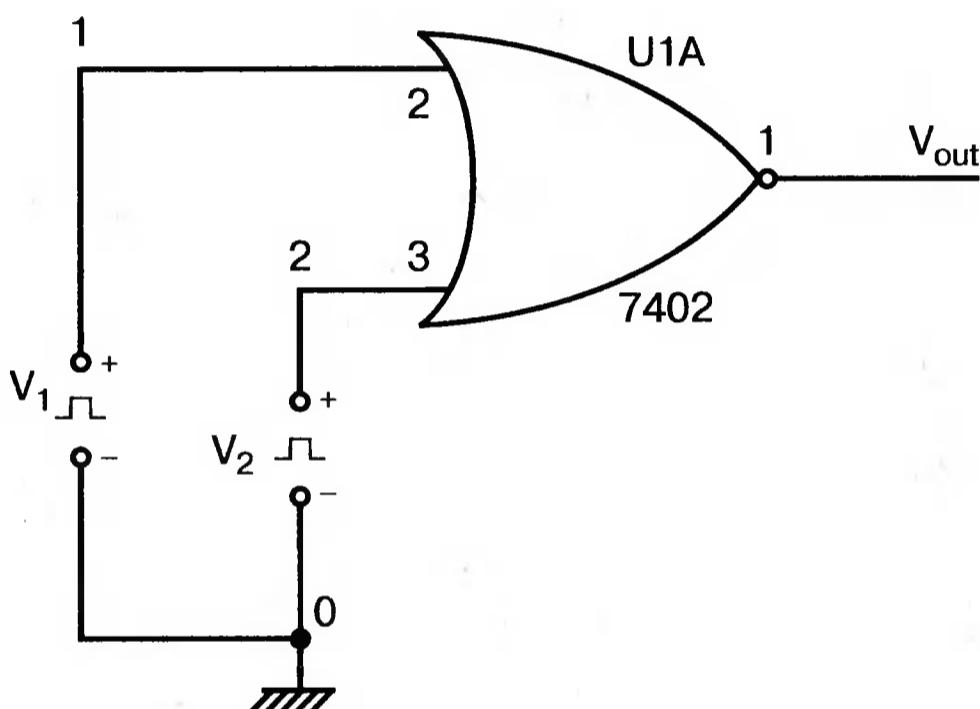
вательностей импульсов, представляющих уровни логических нулей и единиц. Эта схема может быть введена и в Capture OrCAD, как показано на рис. 17.32. Чтобы создать V_1 и V_2 , выберем компонент типа $VPWL$. Вспомним, как были описаны два источника в примере из главы 9:

```
VI 1 0 PWL(0s 0V 0.1ms IV 1s 1V 1.0001s OV
+2s OV 2.0001s IV 3s IV 3.0001s 0V 4s OV 4.0001s IV 5s IV)
V2 2 0 PWL((0s 0V 1.5s OV 1.50001s 1V 2.5s 1V 2.50001s 0V
+3.5s 0V 3.50001s IV 3.70001s 0V 5s OV)
```

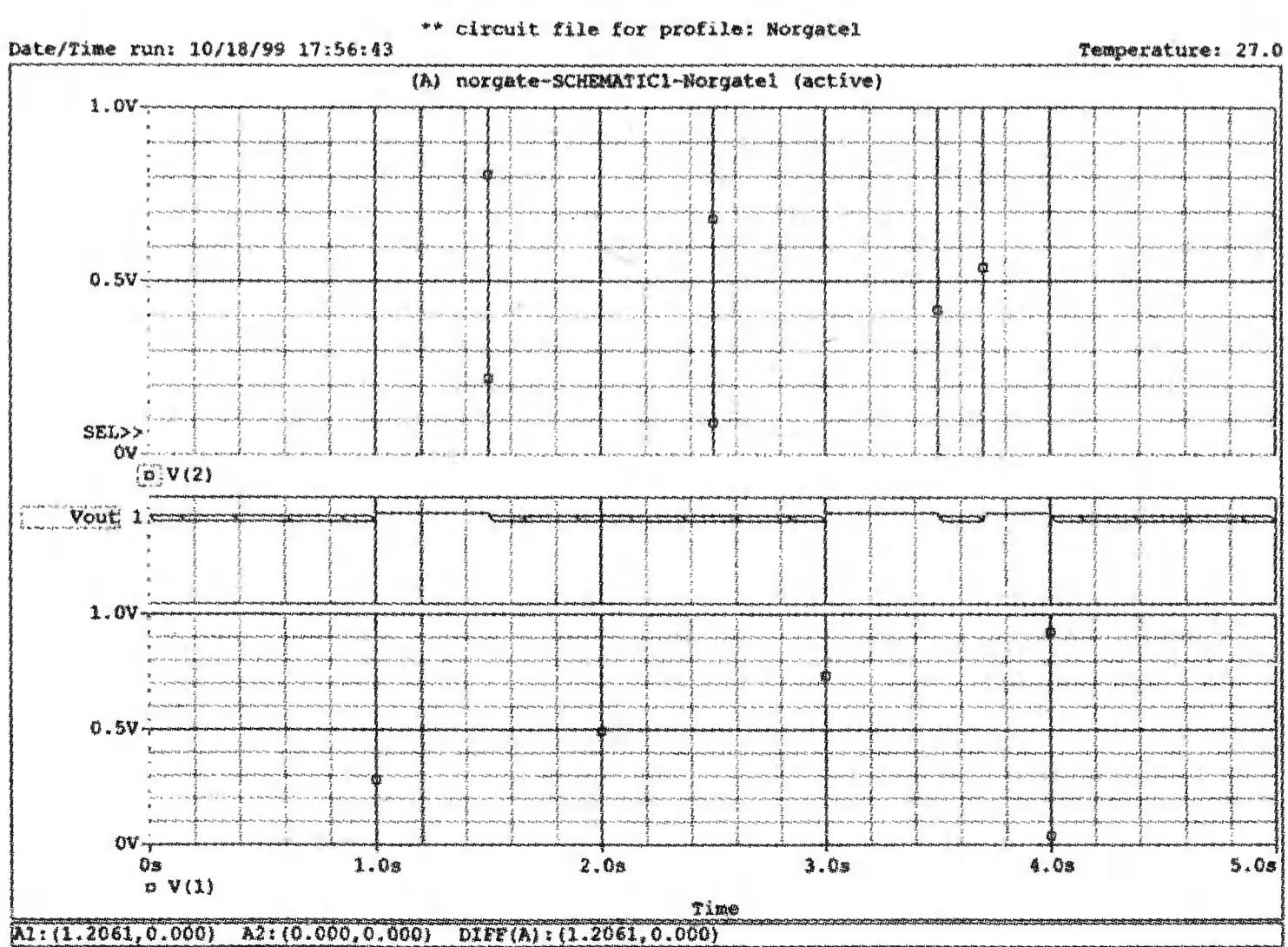
```
** circuit file for profile: Bridgcl
*Libraries:
* Local Libraries :
.LIB ".\bridgcir.lib"
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib
*Analysis directives:
.TRAN 0 400us 0 0.4us
.WCASE TRAN V([4]) MAX OUTPUT ALL VARY DEV HI
.PROBE
WARNING -- Library file e:\spice\bridgcir.lib has changed since index file
bridgcir.ind was created.
WARNING -- The timestamp changed from Sun Sep 05 21:51:14 1999 to Mon Sep 06
10:22:00 1999.
Making new index file bridgcir.ind for library file bridgcir.lib
Index has 2 entries from 1 file(s).
**** BJT MODEL PARAMETERS
    Q2N2222
        NPN
        IS 14.340000E-15
        BF 255.9
**** Resistor MODEL PARAMETERS
    Rbreak
    R 1
    SENSITIVITY NOMINAL
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) 0.0000 ( 2) 0.0000 ( 3) .7593 ( 4) 8.1468
( 5) 12.0000 ( 6) .1297
SENSITIVITY Q_Q1 Q2N2222 BF
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) 0.0000 ( 2) 0.0000 ( 3) .7593 ( 4) 8.1468
( 5) 12.0000 ( 6) .1297
    SENSITIVITY R_RL RBREAK R
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) 0.0000 ( 2) 0.0000 ( 3) .7592 ( 4) 8.1454
( 5) 12.0000 ( 6) .1296
**** SORTED DEVIATIONS OF V(4) TEMPERATURE = 27.000 DEG C
    SENSITIVITY SUMMARY
RUN MAXIMUM VALUE
NOMINAL 0.355 at T = 149.3200E-06
Q_Q1 Q2N2222 BF 0.355 at T = 149.3200E-06
( -4.2233E-03% change per 1% change in Model Parameter)
R_RL Rbreak R 8.3536 at T = 149.3200E-06
( -.169 % change per 1% change in Model Parameter)
    WORST CASE ALL DEVICES
DEVICE MODEL PARAMETER NEW VALUE
Q_Q1 Q2N2222 BF 191.93 (Decreased)
R_RL Rbreak R .8 (Decreased)
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) 0.0000 ( 2) 0.0000 ( 3) .7870 ( 4) 8.4843
( 5) 12.0000 ( 6) .1532
**** SORTED DEVIATIONS OF V(4) TEMPERATURE = 27.000 DEG C
    WORST CASE SUMMARY
RUN MAXIMUM VALUE
ALL DEVICES 8.6882 at T = 149.3200E-06
( 103.99% of Nominal)
NOMINAL 8.355 at T = 149.3200E-06
```

■ Рис. 17.31. Часть выходного файла для анализа на наихудший случай

Войдя в Capture, дважды щелкните на компоненте V1 и в появившемся окне Property Editor введите следующие пары время-напряжение: «0s 0V 0.1ms 1V 1s 1V 1.0001s 0V 2s 0V 2.0001s 1V 3s 1V 3.0001s 0V 4s 0V 4.0001s 1V». Отметим, что в Capture можно ввести только 10 пар время-напряжение, в то время как в PSpice их число не ограничено. Дважды щелкните на компоненте V2 и введите следующие пары время-напряжение: «0s 0V 1,5s 0V 1,50001s 1V 2,5s 1V 2,50001s 0V 3,5s 0V 3,50001s 1V 3,7s 1V 3,.70001s 0V 5s 0V». Завершите схему, выбрав Place, Net Alias для узлов 1, 2 и V_{out} . Сохраните схему и подготовьте в PSpice новое моделирование с именем *Norgate1*. Выберите анализ переходных процессов на интервале $t = 5$ мс с максимальным размером шага в 1 мс. Проведите анализ и получите в Probe графики $V(1)$ и V_{out} , а $V(2)$ — на отдельном графике, как показано на рис. 17.33. Курсор на рисунке показывает, что при $t = 1,2$ с, когда и $V(1)$ и $V(2)$ равны логическому нулю, выход V_{out} равен логической единице. Уровни для обоих входных напряжений на этом графике совпадают с сеткой, что несколько затемняет картину.



■ Рис. 17.32. Схема для исследования логического элемента И-НЕ

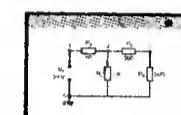


■ Рис. 17.33. Диаграммы входных и выходного напряжений для элемента И-НЕ

Небольшая часть выходного файла показана на рис. 17.34. Интереснее всего проследить, как входные напряжения задаются в соответствующих командах. В состав этой схемы входят как аналоговые, так и цифровые схемы, аналоговые источники *VPWL* подключены к логическому элементу И-НЕ 7402. Это заставляет программу PSpice создавать набор аналого-цифровых интерфейсов, что вносит в простой проект излишние осложнения.

Схема полусумматора

На самом деле нет необходимости использовать источник типа *VPWL*, чтобы обеспечить входные импульсы для цифровой схемы. Начните новый проект, использующий имя *half*. Библиотека *Sourcestm* содержит компонент *DigStim1*, условное обозначение которого показано на рис. 17.35, наряду с двумя другими компонентами из библиотеки *eval*: 2-входовой схемой исключающего ИЛИ 7486 и 2-входовой схемой И 7408. К выходу каждой из логических схем подключен короткий отрезок провода. Выходу компонента 7486, присвоен псевдоним «Sum», а выходу компонента 7408 — псевдоним «Carry».

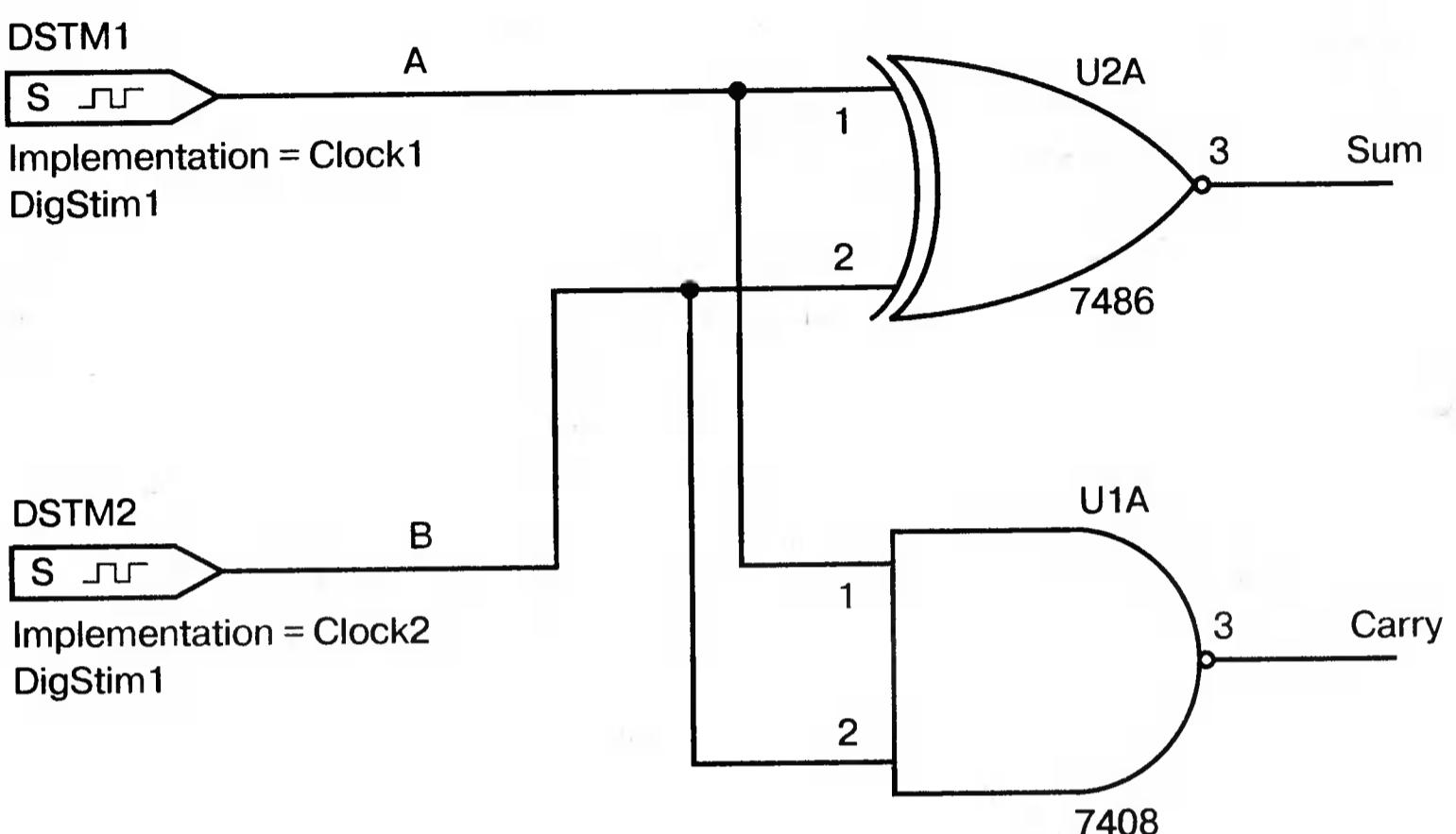


```
***** 09/06/99 14:20:30 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****
** circuit file for profile: Norgatel
*Libraries:
* Local Libraries :
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib
*Analysis directives:
.TRAN 0 5s 0 1ms
.PROBE
*Netlist File:
.INC "norgate-SCHEMATIC1.net"
*Alias File:
**** INCLUDING norgate-SCHEMATIC1.net ****
* source NOR GATE
V_V2      2 0
+PWL 0s 0V 1.5s 0V 1.50001s 1V 2.5s 1V 2.50001s 0V 3.5s 0V 3.50001s 1V 3.7s 1V
+ 3.70001s 0V 5s 0V
V_V1      1 0
+PWL 0s 0V 0.1ms 1V 1s 1V 1.0001s 0V 2s 0V 2.0001s 1V 3s 1V 3.0001s 0V 4s 0V
+ 4.0001s 1V
X_U1A      1 2 VOUT $G_DPWR $G_DGND 7402 PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
**** RESUMING norgate-SCHEMATIC1-Norgatel.sim.cir ****
.INC "norgate-SCHEMATIC1.als"
**** INCLUDING norgate-SCHEMATIC1.als ****
.ALIASES
V_V2      V2(+=2 -=0 )
V_V1      V1(+=1 -=0 )
X_U1A      U1A(A=1 B=2 Y=VOUT VCC=$G_DPWR GND=$G_DGND )
**** Generated AtoD and DtoA Interfaces ****
```

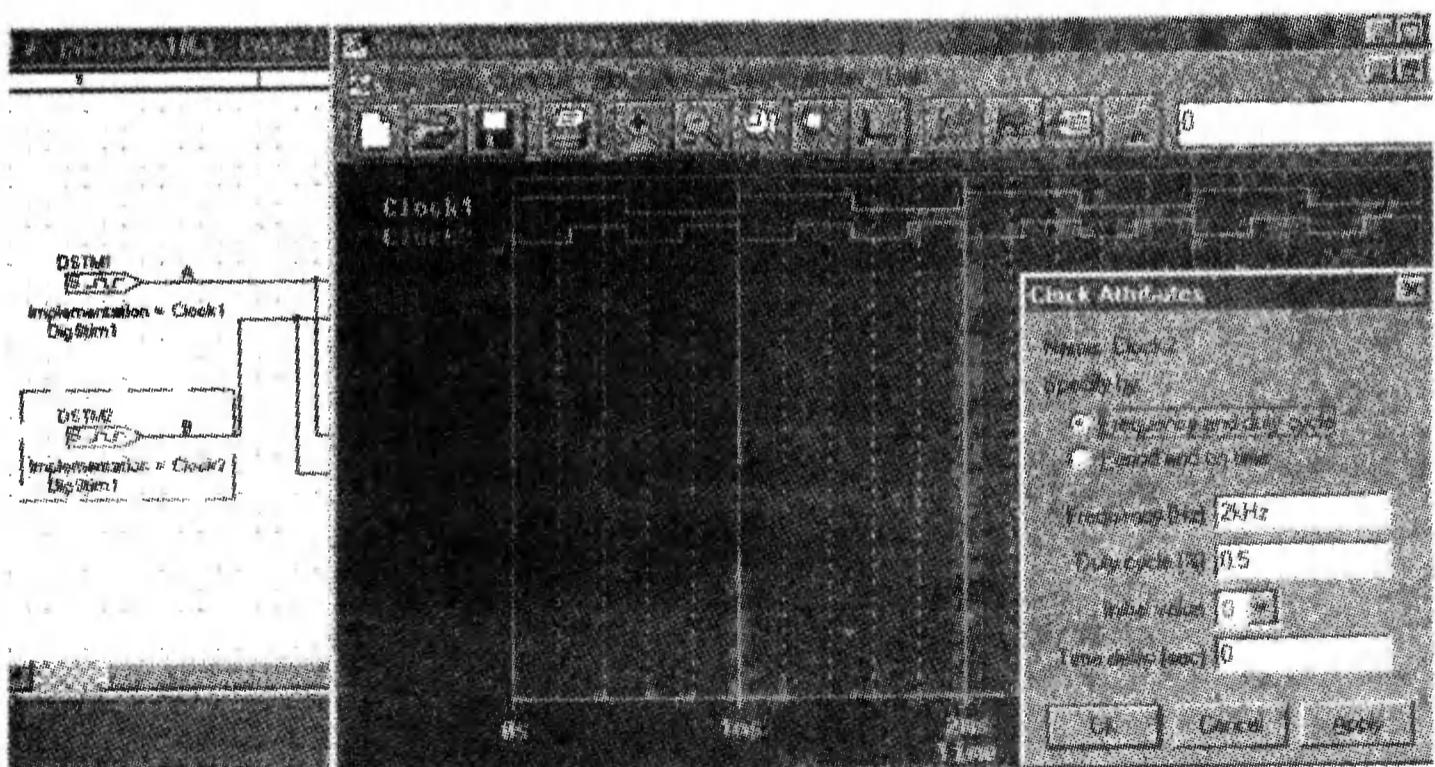
■ Рис. 17.34. Выходной файл для логического элемента ИЛИ-НЕ

Выберите цифровую форму выходного напряжения под заголовком (A) с помощью Edit, PSpice Stimulus, New Stimulus, Digital, Clock, чтобы ввести цифровой таймер с именем *Clock1*. Установите параметры: частота 1 кГц, коэффициент заполнения 0,5, начальное значение 1 и нулевое запаздывание.

Закройте редактор Stimulus и, модифицировав схему, сохраните изменения. Выберите теперь цифровую форму выходного напряжения под заголовком (B) с помощью Edit, PSpice Stimulus, New Stimulus, Digital, Clock, чтобы ввести цифровой таймер с именем *Clock2*. Он должен иметь параметры $f = 2$ кГц, коэффициент заполнения 0,5, нулевое начальное значение и нулевое запаздывание. Редактор Stimulus отображает форму выходного сигнала для двух таймеров, как показано на рис. 17.36.



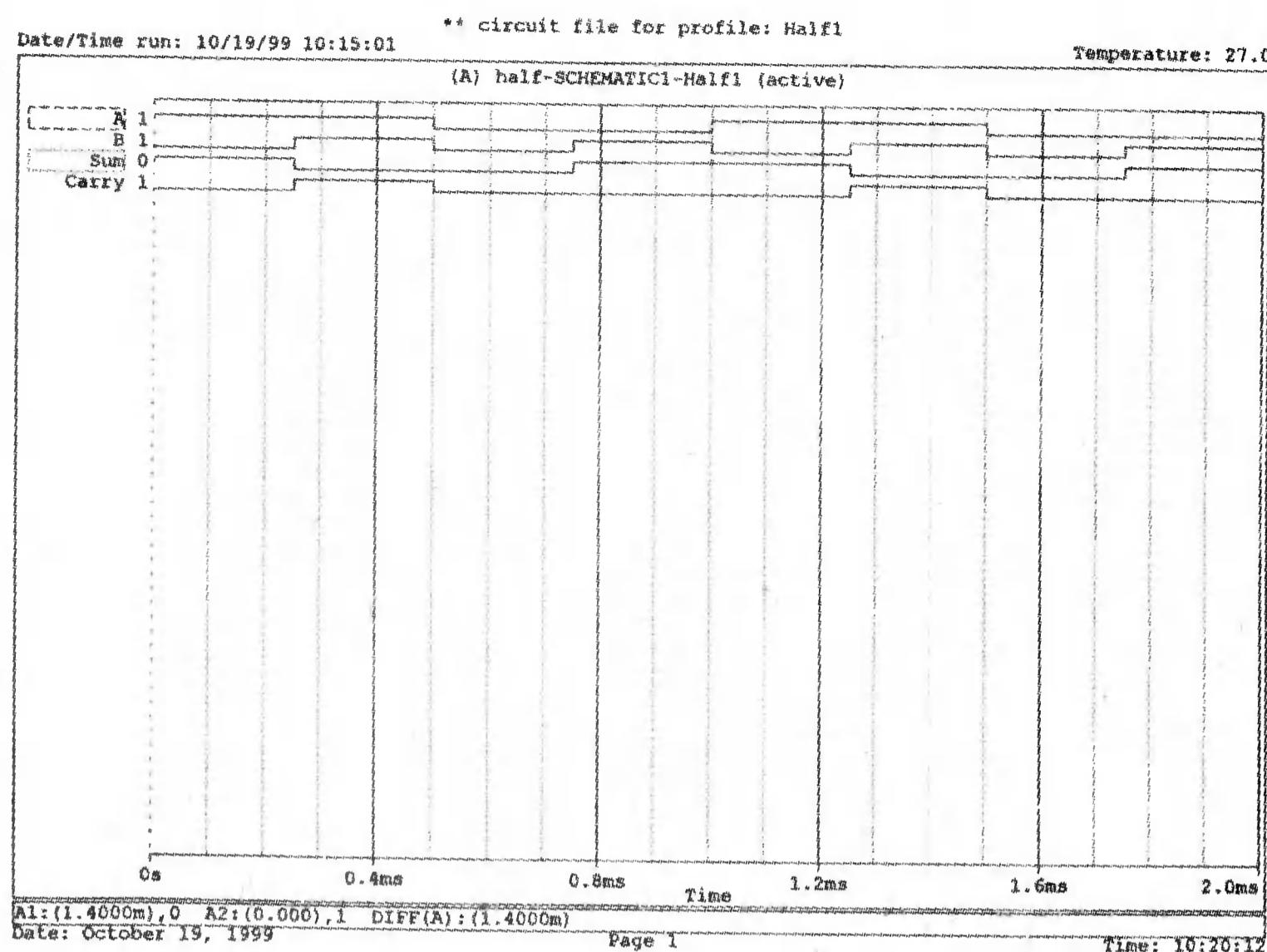
■ Рис. 17.35. Схема полусумматора



■ Рис. 17.36. Редактор Stimulus, показывает входные сигналы *Clock1* и *Clock2*

Подготовьте моделирование на PSpice с именем *Half1*. Выполните анализ переходных процессов на интервале в 2 мс с максимальным размером шага в 2 мкс. Проведите анализ и получите в Probe графики сигналов A, B, Sum, Carry (рис. 17.37). Если использовать курсор, то уровни этих сигналов будут показаны как единицы или нули. Как показано на рисунке, при $t = 1,4$ мс получаются значения: $A = 1$, $B = 1$, $Sum = 0$ и $Carry = 1$. Часть выходного файла показана на рис. 17.38. При таком формировании входных сигналов не возникает необходимости в создании интерфейсов перехода от аналоговых к

цифровым сигналам и обратно, так как используются только цифровые сигналы. В перечне элементов через *U* обозначаются компоненты с цифровым выходом, а через *X* — подсхемы.



■ Рис. 17.37. Входные и выходные сигналы для полусумматора

```
***** 10/18/99 21:28:59 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) *****
** circuit file for profile: Half1
*Libraries:
* Local Libraries :
.STMLIB ".\HALF.stl"
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib "nom.lib"
*Analysis directives:
.TRAN 0 2ms 0 2us
.PROBE
*Netlist File:
.INC "half-SCHEMATIC1.net"
*Alias File:
***** INCLUDING half-SCHEMATIC1.net *****
* source HALF
U_DSTM2      STIM(1,0) $G_DPWR $G_DGND B IO_STM STIMULUS=Clock2
U_DSTM1      STIM(1,0) $G_DPWR $G_DGND A IO_STM STIMULUS=Clock1
X_U2A        A B SUM $G_DPWR $G_DGND 7486 PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
X_U1A        A B CARRY $G_DPWR $G_DGND 7408 PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
***** RESUMING half-schematic1-half1.sim.cir *****
.INC "half-SCHEMATIC1.als"
***** INCLUDING half-SCHEMATIC1.als *****
***** RESUMING half-schematic1-half1.sim.cir *****
.END
* E:\SPICE\HALF.stl written on Mon Sep 06 17:58:50 1999
* by Stimulus Editor -- Evaluation Version 9.0
;!Stimulus Get
;! Clock1 Digital Clock2 Digital
;!Ok
;!Plot Axis_Settings
```

Рис. 17.38. Выходной файл для полусумматора

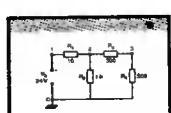
```

; !Xrange 0s 4ms
; !AutoUniverse
; !XminRes 1ns
; !YminRes 1n
; !Ok
.STIMULUS Clock1 STIM (1, 1) ;! CLOCK 1kHz 0.5 1 0
+ +0s 1
+ +500us 0
+ Repeat Forever
+ +500us 1
+ +500us 0
+ EndRepeat
.STIMULUS Clock2 STIM (1, 1) ;! CLOCK 2kHz 0.5 0 0
+ +0s 0
+ +250us 1
+ Repeat Forever
+ +250us 0
+ +250us 1
+ EndRepeat
.STIMULUS Clock2 STIM (1, 1) ;! CLOCK 2kHz 0.5 0 0
+ +0s 0
+ +250us 1
+ Repeat Forever
+ +250us 0
+ +250us 1
+ EndRepeat

```

■ Рис. 17.38. Продолжение

Схема для упрощения с использованием булевых функций —

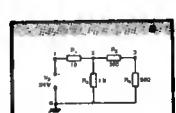


Цифровая схема, показанная на рис. 17.39, состоит из двух источников сигнала, одного элемента И-НЕ, и двух элементов ИЛИ-НЕ. Начните новый проект с именем *mix* и разместите компоненты, как показано на рисунке. В качестве учебного упражнения найдите таблицу истинности для схемы, затем на бумаге составьте булевые функции для схемы и упростите ее.

Источники сигналов для нашего проекта должны быть такими же, как в предыдущем примере, в котором использовались компоненты *DigStim1* из библиотеки sourcstm. Один из таймеров (DSTM1) имеет частоту $f = 1$ кГц, а другой (DSTM2) — $f = 2$ кГц. Оба таймера в начале моделирования обнулены. Используйте Place, Net Alias, чтобы маркировать узлы *A*, *B*, *C*, *D* и *V_{out}*. Поготовьте моделирование с именем *mix1*. Вызовите анализ переходных процессов на интервале в 2 мс с максимальным шагом в 2 мкс.

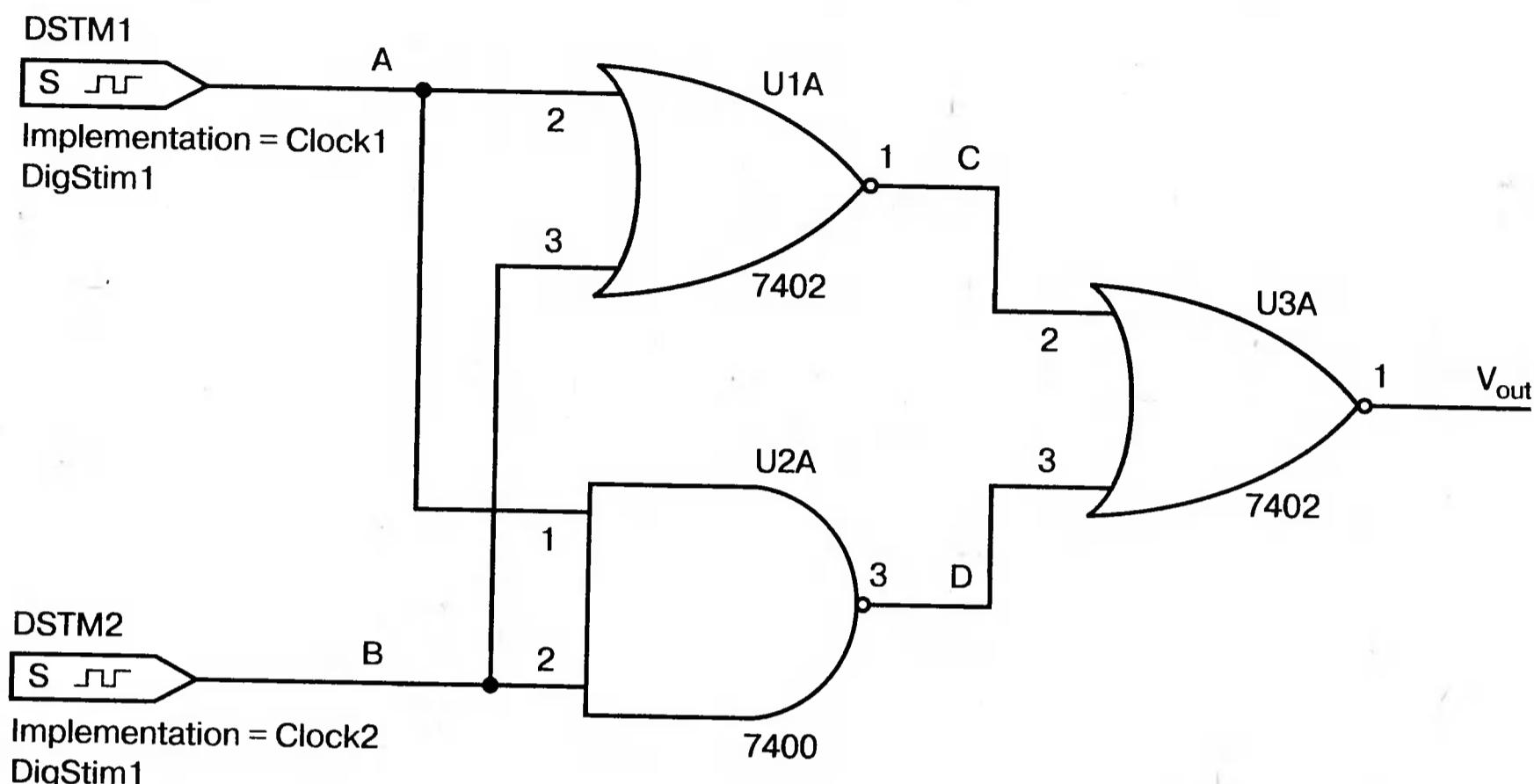
Проведите моделирование и получите в Probe все сигналы, как показано на рис. 17.40. Воспользуйтесь курсором, чтобы найти сигналы на выходах *C*, *D*, и *V_{out}* в различные моменты времени. Как следует из рисунка, при $t = 0,8$ мс получаем $A = 1$, $B = 1$, $C = 0$, $D = 0$ и $V_{out} = 1$. Убедитесь в соответствии этих результатов вашим таблицам истинности для каждой логической схемы. На рис. 17.41 показана часть выходного файла.

D-триггер —

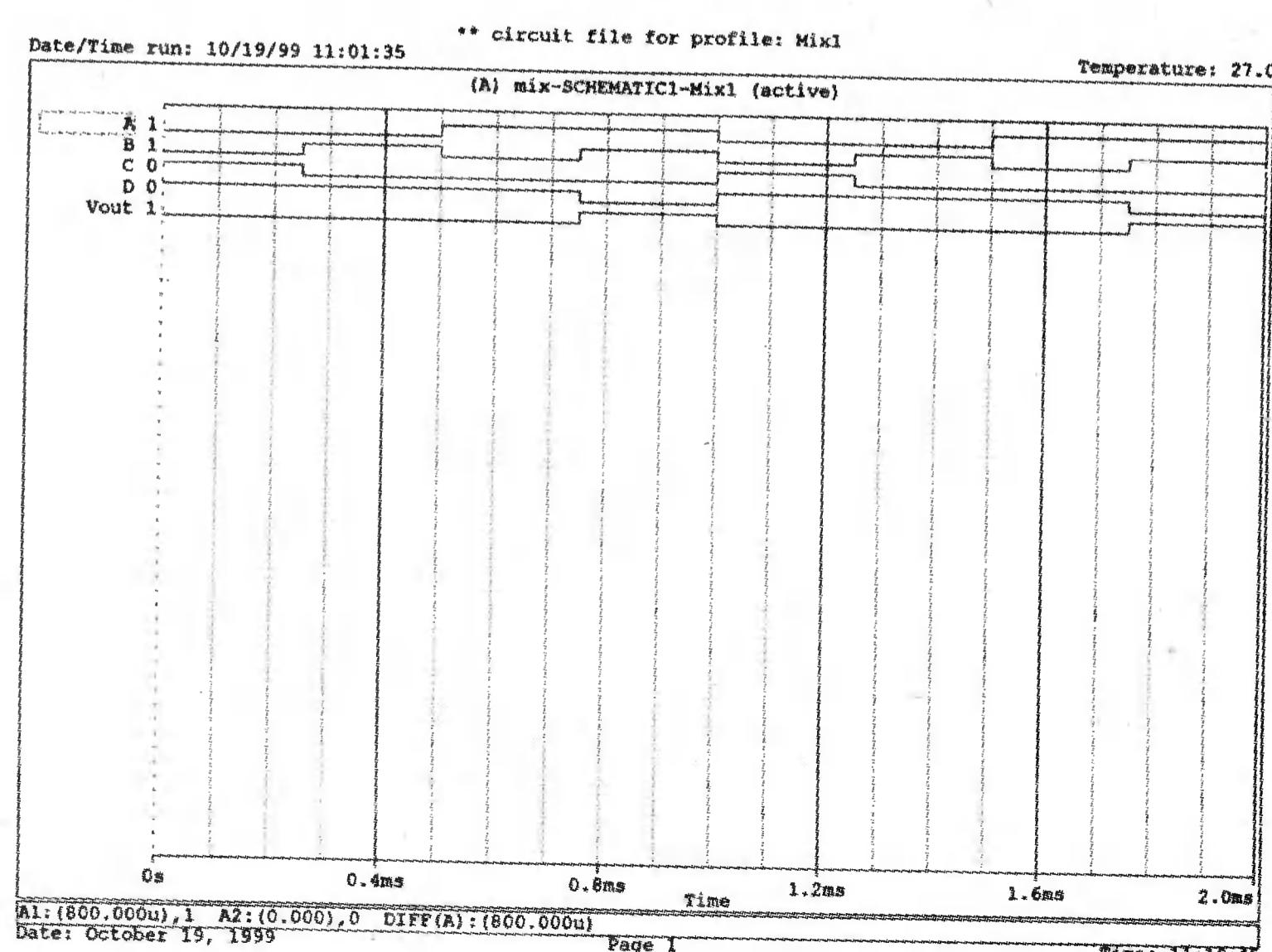


Чтобы показать работу D-триггера, начните новый проект с именем *dflip*. Введите схему, показанную на рис. 17.42, применив в качестве D-триггера компонент 7474 из библиотеки eval. Это — запускаемый положительным фронтом D-триггер с предварительной установкой и сбросом. Используйте компонент *DigStim1* из библиотеки sourcstm для создания сигналов *PS*, *D* и *CL* и

компонент *DigClock* из библиотеки исходных модулей для таймера. Установите для сигнала *PS* параметры: частота $f = 1$ кГц, коэффициент заполнения 0,5, начальное значение 1 и запаздывание 0. Соответствующие значения для сигнала *D* будут: 1 кГц; 0,5, 1 и 0,75 мс, а для *CL* они равны 0,8 кГц; 0,5, 0 и 0 мс соответственно. Формы сигналов для цифровых таймеров показаны на рис. 17.43. Параметры настройки *DigClock*: задержка 0, время включенного состояния 0,4 мс, время выключеного состояния 0,6 мс, начальное значение 0.



■ Рис. 17.39. Схема для упрощения с использованием булевых функций

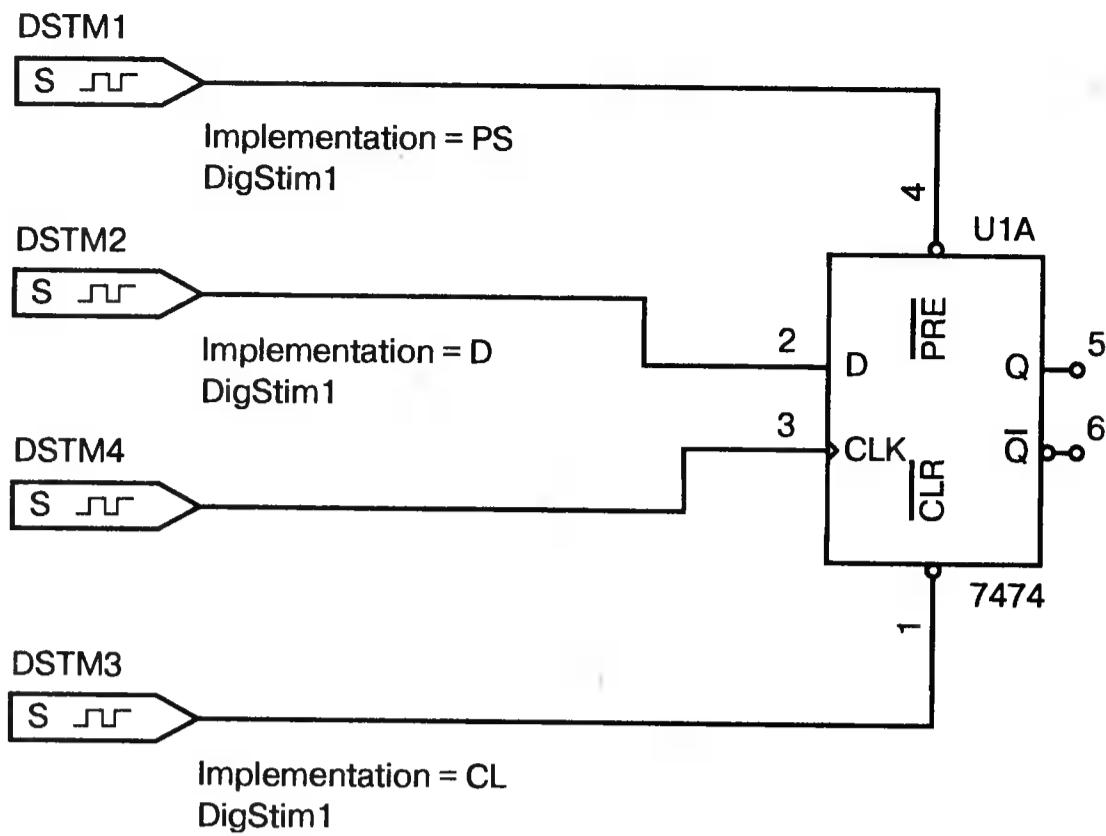


■ Рис. 17.40. Входные и выходные сигналы в схеме для упрощения

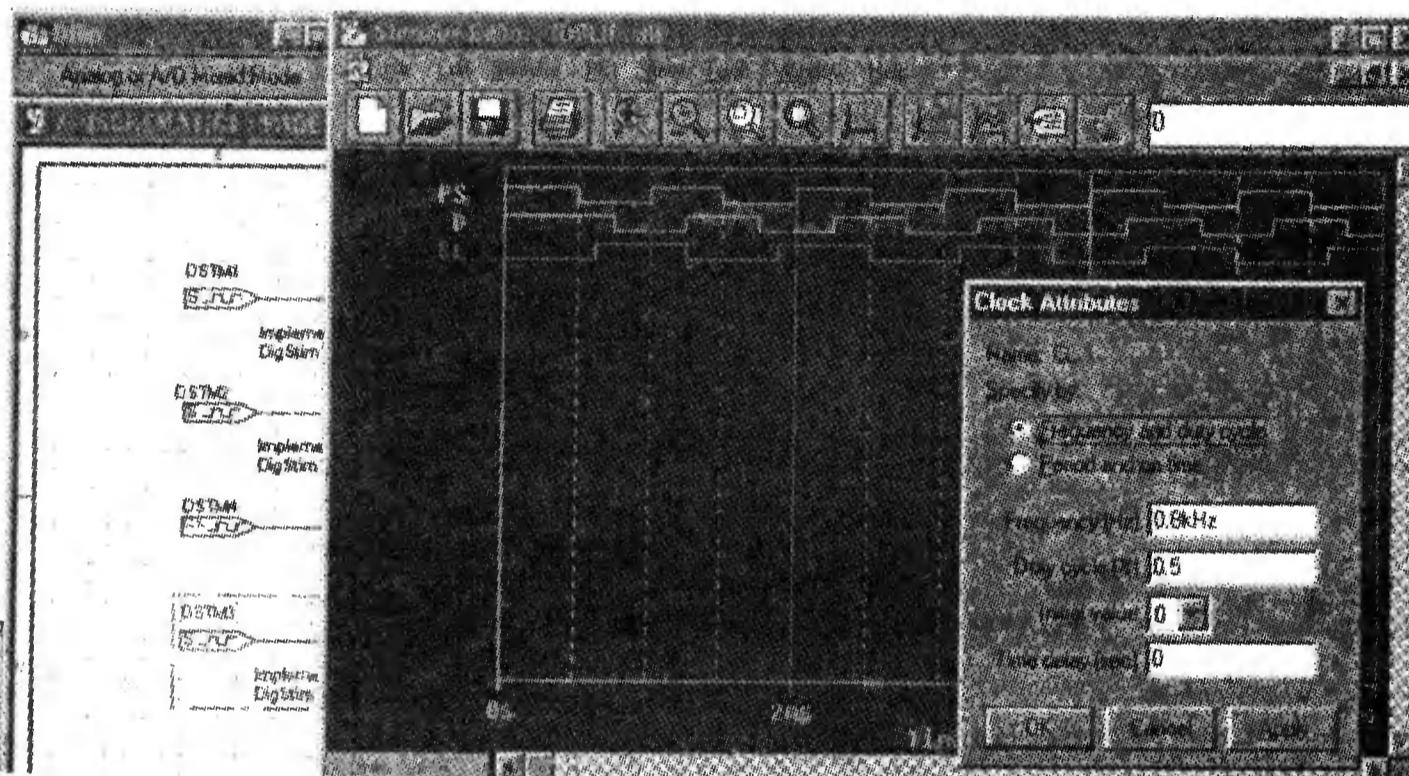
```
**** 09/06/99 20:30:17 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) ****
** circuit file for profile: Mix1
*Libraries:
* Local Libraries :
.STMLIB ".\MIX.stl"
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib
*Analysis directives:
.TRAN 0 2ms 0 2us
.PROBE
*Netlist File:
.INC "mix-SCHEMATIC1.net"
*Alias File:
***** INCLUDING mix-SCHEMATIC1.net ****
* source MIX
U_DSTM2      STIM(1,0) $G_DPWR $G_DGND B IO_STM STIMULUS=Clock2
U_DSTM1      STIM(1,0) $G_DPWR $G_DGND A IO_STM STIMULUS=Clock1
X_U3A        C D VOUT $G_DPWR $G_DGND 7402 PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
X_U2A        A B D $G_DPWR $G_DGND 7400 PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
X_U1A        A B C $G_DPWR $G_DGND 7402 PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
***** RESUMING mix-SCHEMATIC1-Mix1.sim.cir ****
.INC "mix-SCHEMATIC1.als"
***** INCLUDING mix-SCHEMATIC1.als ****
.ALIASES
.END
* E:\SPICE\MIX.stl written on Mon Sep 06 20:26:10 1999
* by Stimulus Editor -- Evaluation Version 9.0
;!Stimulus Get
;! Clock1 Digital Clock2 Digital
;!Ok
;!Plot Axis_Settings
;!Xrange 0s 4ms
;!AutoUniverse
;!XminRes 1ns
;!YminRes 1n
;!Ok
.STIMULUS Clock1 STIM (1, 1) ;! CLOCK 1kHz 0.5 0 0
+ +0s 0
+ +500us 1
+ Repeat Forever
+     +500us 0
+     +500us 1
+ EndRepeat
.STIMULUS Clock2 STIM (1, 1) ;! CLOCK 2kHz 0.5 0 0
+ +0s 0
+ +250us 1
+ Repeat Forever
+     +250us 0
+     +250us 1
+ EndRepeat
.STIMULUS Clock2 STIM (1, 1) ;! CLOCK 2kHz 0.5 0 0
+ +0s 0
+ +250us 1
+ Repeat Forever
+     +250us 0
+     +250us 1
+ EndRepeat
```

■ Рис. 17.41. Выходной файл схемы для упрощения

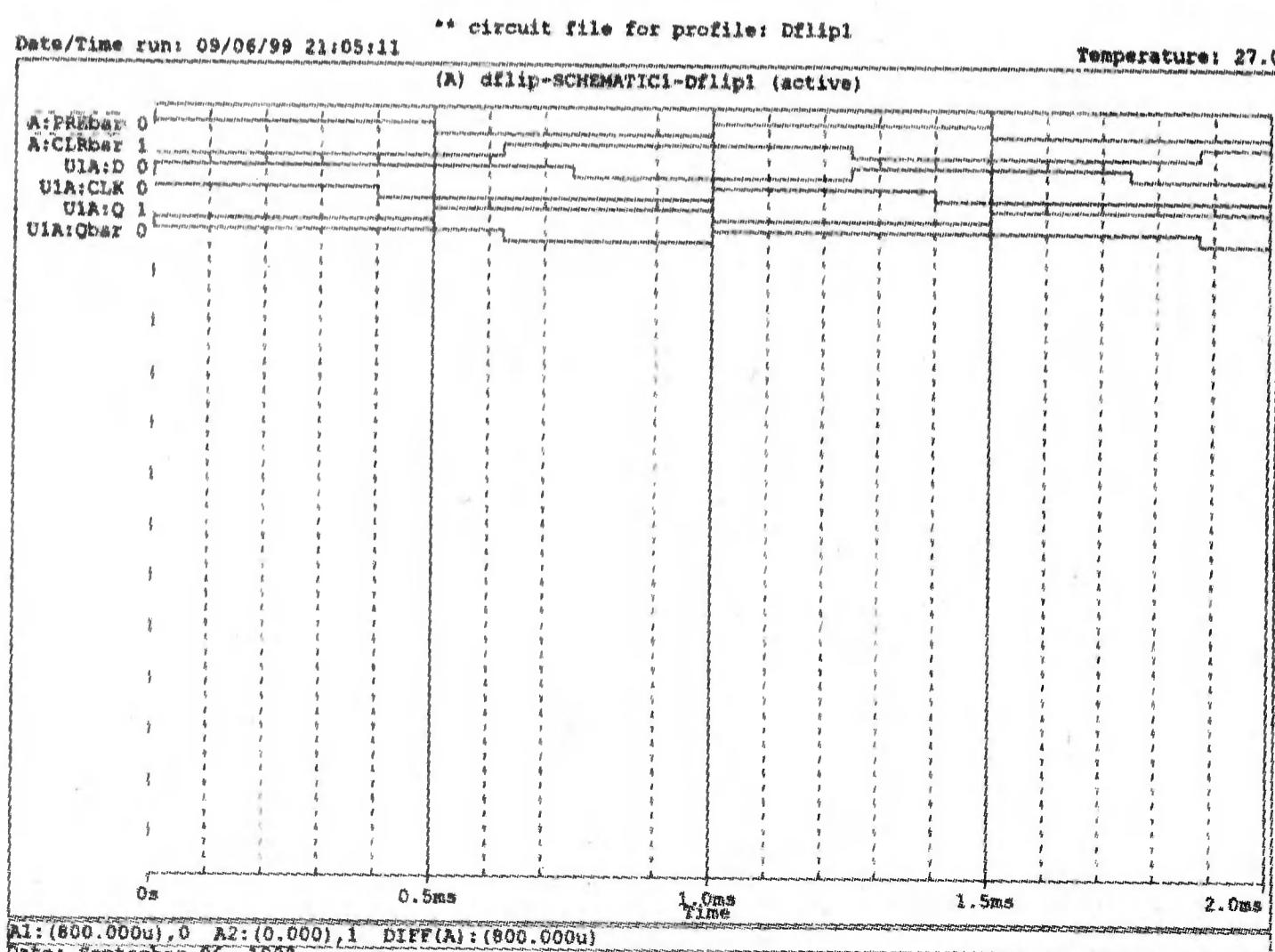
Подготовьте анализ переходных процессов с именем *Dflip1* на временном интервале в 2 мс с максимальным шагом в 2 мкс. Проведите моделирование и получите в Probe графики всех возможных сигналов. Сравните ваши результаты с показанными на рис. 17.44. Проверьте результаты, основываясь на ваших знаниях о работе триггера. Почему присутствуют временные периоды, когда сигналы *Q* и *Q_{bar}* не являются дополнительными? На рис. 17.45 показана часть выходного файла, где вы можете видеть временные параметры для различных источников сигналов.



■ Рис. 17.42. Схема для исследования D-триггера



■ Рис. 17.43. Временные диаграммы для различных источников сигналов в Stimulus Editor



■ Рис. 17.44. Временные диаграммы сигналов в схеме на рис. 17.42

```
**** 09/06/99 21:05:11 ***** Evaluation PSpice (Nov 1998) ****
** circuit file for profile: Dflip1
*Libraries:
* Local Libraries :
.STMLIB ".\DFLIP.stl"
* From [PSPICE NETLIST] section of pspiceev.ini file:
.lib nom.lib
*Analysis directives:
.TRAN 0 2ms 0 2us
.PROBE
*Netlist File:
.INC "dflip-SCHEMATIC1.net"
*Alias File:
**** INCLUDING dflip-SCHEMATIC1.net ****
* source DFLIP
U_DSTM3      STIM(1,0) $G_DPWR $G_DGND N00046 IO_STM STIMULUS=CL
U_DSTM2      STIM(1,0) $G_DPWR $G_DGND N00022 IO_STM STIMULUS=D
U_DSTM1      STIM(1,0) $G_DPWR $G_DGND N00015 IO_STM STIMULUS=PS
X_U1A        N00046 N00022 N00034 N00015 M_UN0001 M_UN0002 $G_DPWR $G_DGND
+ 7474 PARAMS:
+ IO_LEVEL=0 MNTYMXDLY=0
U_DSTM4      STIM(1,1) $G_DPWR $G_DGND N00034 IO_STM IO_LEVEL=0
+ 0 0
+ +0 1
+REPEAT FOREVER
+ +0.4ms 0
+ +0.6ms 1
+ ENDREPEAT
.STIMULUS PS STIM (1, 1) ;! CLOCK 1kHz 0.5 1 0
+ +0s 1
+ +500us 0
+ Repeat Forever
+ +500us 1
+ +500us 0
+ EndRepeat
.STIMULUS D STIM (1, 1) ;! CLOCK 1kHz 0.5 1 0.75ms
+ +0s 1
+ +750us 0
+ Repeat Forever
+ +500us 1
+ +500us 0
+ EndRepeat
.STIMULUS CL STIM (1, 1) ;! CLOCK 0.8kHz 0.5 0 0
+ +0s 0
+ +625us 1
+ Repeat Forever
+ +625us 0
+ +625us 1
+ EndRepeat
.STIMULUS CL STIM (1, 1) ;! CLOCK 0.8kHz 0.5 0 0
+ +0s 0
+ +625us 1
+ Repeat Forever
+ +625us 0
+ +625us 1
+ EndRepeat
.STIMULUS D STIM (1, 1) ;! CLOCK 1kHz 0.5 1 0.75ms
+ +0s 1
+ +750us 0
+ Repeat Forever
+ +500us 1
+ +500us 0
+ EndRepeat
```

■ Рис. 17.45. Выходной файл для D-триггера

Приложения

A

Краткое описание директив PSpice

В данном разделе директивы приведены в краткой форме. Этот список будет полезен, если вам необходимо найти команду, которую вы уже видели или использовали. Более подробная информация приведена в приложениях В и D и в конце каждой главы.

Общие замечания:

Буквенные символы верхнего и нижнего регистров взаимозаменяемы.

<> обозначает обязательную информацию.

[] обозначает необязательную информацию.

* показывает строку комментария во входном файле PSpice.

; показывает комментарий после любой команды на той же строке.

.AC [LIN] [ОСТ] [DEC] <число точек> <*f start*> <*f end*>

для вариации частоты переменного тока

В [имя] <сток> <затвор> <исток> <имя модели> [область значений];

для арсенид-галлиевого транзистора (GaAsFET)

С [имя] <+узел> <-узел> <имя модели> <значение> [IC = начальное значение]; для конденсатора

D [имя] <+узел> <-узел> <имя модели> [область значений]; для диода

.DC [LIN] [ОСТ] [DEC] <варьируемая переменная> <начальное значение> <конечное значение> <шаг> [LIST]; для вариации на постоянном токе

E [имя] <+узел> <-узел> <+узел управления> <-узел управления> <коэффициент усиления>; источник типа ИНУН

E [имя] <+узел> <-узел> POLY(значение) <+узел управления> <-узел управления> <значения полиномиальных коэффициентов>; полиномиальный источник типа ИНУН

.END; указывает конец входного файла

.ENDS <имя подсхемы>; указывает конец подсхемы

F[имя] <+узел> <-узел> <имя управляющего устройства V> <коэффициент усиления>; источник типа ИТУТ

F[имя] <+узел> <-узел> POLY(значение) <имя управляющего устройства V> <значения полиномиальных коэффициентов>; полиномиальный источник типа ИТУТ

.FOUR <частоты> <выходная переменная>; для гармонического анализа

G [имя] <+узел> <-узел> <+узел управления> <-узел управления> < крутизна>; источник типа ИТУН

G [имя] <+узел> <-узел> POLY(значение) <+узел управления> <-узел управления> <значения полиномиальных коэффициентов>; полиномиальный источник типа ИТУН;

H [имя] <+узел> <-узел> <имя управляющего устройства V> <переходное сопротивление>; источник типа ИНУТ

H [имя] <+узел> <-узел> POLY (значение <имя управляющего устройства V> <значения полиномиальных коэффициентов>; полиномиальный источник типа ИНУТ

I [имя] <+узел> <-узел> [[DC] <значение>] [AC <значение> [фаза] [спецификация переходного процесса]]; для независимого источника тока

.IC <Vnode = значение>; показывает начальное напряжение узла для анализа переходных процессов

.INC <имя файла>; вставляет другой файл

J [имя] <узел стока> <узел затвора> <узел истока> <имя модели> [область]; для полевого транзистора JFET

K [имя] L[имя] L[имя] <коэффициент связи>; для связанных катушек индуктивности

K [имя] L[имя] L[имя] <коэффициент связи> <имя модели> [значения размеров]; для модели связанных катушек индуктивности с магнитопроводом

L [имя] <+узел> <-узел> [имя модели] <индуктивность> [IC = значение]; для катушки индуктивности

.LIB <имя файла>; ссылка на модель или библиотеку подсхем в отдельном файле. Заданный по умолчанию файл – NOM.LIB.

.MC [#проходов DC AC TRAN] [выходная переменная] YMAX; для анализа по методу Монте-Карло

.MODEL [имя] [тип]; описывает встроенную модель

M [имя] <узел стока> <узел затвора> <узел истока> <узел корпуса/подложки> <имя модели> [значение параметра]; для МОП-транзистора (MOSFET)

.NODESET <Vnode = значение>; дает значение начального напряжения для узла

.NOISE V <узел>[,узел] <имя>[шаг по частоте]; дает анализ шума для определенных частот наряду с анализом на переменном токе

.OP; дает подробную информацию о параметрах смещения (рабочей точке)

.OPTIONS <имя опции>; устанавливает опции для анализа

.PLOT [DC [AC] [NOISE] [TRAN] [выходная переменная]; выводит график на принтер

.PRINT [DC [AC] [NOISE] [TRAN] [выходная переменная]; производит распечатку выходного файла

.PROBE [выходная переменная]; создает файл PROBE.DAT для графического анализа

Q [имя] <узел коллектора> <узел базы> <узел эмиттера> <узел подложки> <имя модели> [область значений]; для биполярного транзистора (BJT)

R [имя] <+узел> <-узел> [имя модели] <сопротивление>; для резистора

S [имя] <+узел ключа> <-узел ключа> <+узел управления> <-узел управления> <имя модели>; для ключа, управляемого напряжением

.SENS [выходная переменная]; используется для анализа чувствительности

.SUBCKT [имя] [узел(узлы)]; отмечает начало ввода подсхемы

T [имя] <+узел порта A> <-узел порта A> <+узел порта B> <-узел порта B> <Z0 = значение> [TD = значение] [F = значение] [NL = значение]; для идеальной линии передачи

.TEMP <значение>; установите температуру для анализа в градусах Цельсия

.TF <[выходная переменная> <входной источник>; для передаточной функции

.TRAN <шаг> <интервал моделирования> [предельная величина шага] [UIC]; для анализа переходных процессов

V [имя] <+узел> <-узел> [[DC] <значение>] [AC <значение> [фаза]]

[спецификация переходного процесса]; для независимого напряжения

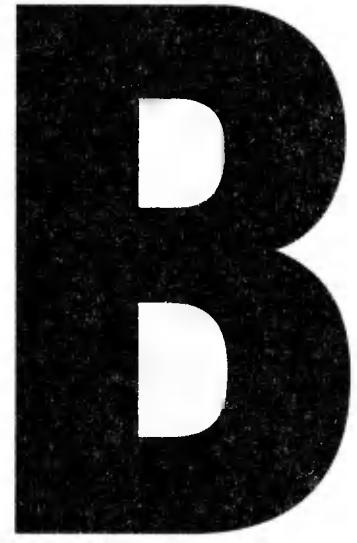
W [имя] <+ узел ключа> <имя управляющего устройства V> <-узел

управления> <имя модели>; для переключателя, управляемого током

.WIDTH = <значение>; устанавливает число символов на строку вывода

X [имя] <[узлы]> <имя подсхемы>; определяет подсхему

Приложения



Компоненты и директивы PSpice

(Подробное описание на английском языке находится в файле \Documents\PSpice_with_CapturePspref.pdf на прилагаемом к книге компакт-диске.)

КОМПОНЕНТЫ PSpice

B – арсенид-галлиевый транзистор GaAsFET

Общая форма:

B <имя> <узел стока> <узел затвора> <узел истока> <модель> [<область>]

Пример:

```
BIN 100 1 0 GFAST  
B13 22 14 23 GNOM 2.0
```

C – конденсатор

Общая форма:

C [имя] <+узел> <-узел> <имя модели> <емкость> [IC = начальное значение]

Пример:

```
CLOAD 15 0 20pF  
CFDBK 3 33 CMOD 10pF IC=1. 5v
```

D – диод

Общая форма:

D [имя] <+узел> <-узел> <имя модели> [область значений];

Примеры:

```
DCLAMP 14 0 DMOC  
D13 15 17 SWITCH 1.5
```

E – источник напряжения, управляемый напряжением

Общие формы:

E [имя] <+узел> <-узел> <+узел управления> <-узел управления> <коэффициент усиления>

E [имя] <+узел> <-узел> *POLY*(значение) <+ узел управления> <- узел управления> <значения полиномиальных коэффициентов>;

E [имя] <+узел> <-узел> VALUE = {<выражение>}

E [имя] <+узел> <-узел> TABLE{<выражение>}<<(входное значение)(выходное значение)>>*

E [имя] <+узел> <-узел> LAPLACE ={<выражение>}{<изображение>}

E [имя] <+узел> <-узел> FREQ {<выражение>}<(частота в дБ, фаза в град)>

Примеры:

```
EBUFF 1 2 10 11 1.0
EAMP 13 0 POLY(1) 2 6 0 500
ENLIN 100 101 POLY{2} 3 0 4 0 0.0 13.6 0.2 0.005
ESQRT 10 0 VALUE = {SQRT(V(5)) }
ETAB 20 5 TABLE (V(2)) (-5v,5v) (0v,0v) (5v,-5v)
E1POLE 10 0 LAPLACE (V(1)) {1 / (1 + s)}
EATTEN 20 0 FREQ {V(100)} (0,0,0 10,-2,-5 20,-6,-10)
```

F – источник тока, управляемый током

Общие формы:

F[имя] <+узел> <-узел> <имя управляемого устройства V> <коэффициент усиления>;

F[имя] <+узел> <-узел> *POLY*(значение) <имя управляемого устройства V>; *

<значения полиномиальных коэффициентов>;*

Примеры:

```
FSENSE 1 2 VSENSE 10.0
FAMP 13 0 POLY(1) VIN 500
FNLIN 100 101 POLY(2) V1 V2 0.0 0.9 0.2 0.005
```

G – источник тока, управляемый напряжением

Общие формы:

G [имя] <+узел> <-узел> <+узел управления> <-узел управления> < крутизна>

G [имя] <+узел> <-узел> *POLY*(значение) <<+узел управления>> <-узел управления>> * <значения полиномиальных коэффициентов>*

G [имя] <+узел> <-узел> VALUE = {<выражение>}

G [имя] <+узел> <-узел> TABLE{<выражение>}<<(входное значение)(выходное значение)>>*

G [имя] <+узел> <-узел> LAPLACE ={<выражение>} {<изображение>}
G [имя] <+узел> <-узел> FREQ {<выражение>} <(частота в дБ, фаза в град)>

Примеры:

```
GBUFF 1 2 10 11 1.0
GAMP 13 0 POLY(1) 2 6 0 500
GNLIN 10 0 101 POLY{2} 3 0 4 0 0.0 13.6 0.2 0.005
GSQRT 10 0 VALUE = {SQRT(V(5)) }
GTAB 20 5 TABLE {V(2)} {-5v,5v} {0v,0v} {5v,-5v}
G1POLE 10 0 LAPLACE {V(1)} {1 / (1 + s)}
GATTEN 20 0 FREQ {V{100}} {0,0,0 10,-2,-5 20,-6,-10}
```

H – источник напряжения, управляемый током

Общие формы:

H [имя] <+узел> <-узел> <имя управляющего устройства V>

<переходное сопротивление>

H [имя] <+узел> <-узел> POLY(значение) <<имя управляющего устройства V>>* <<значения полиномиальных коэффициентов>>*

Примеры:

```
HSENSE 1 2 VSENSE 10.0
HAMP 13 0 POLY(1) VIN 500
HNLIN 100 101 POLY(2) V1 V2 0.0 0.9 0.2 0.005
```

I – источник тока

Общая форма:

I [имя] <+узел> <-узел> [[DC] <значение>] [AC <значение> [фазовый угол]]

Спецификации формы тока:

- exp(<i1> <i2> <td1> <t1> <td2> <t2>)**
- pulse(<j1> <j2> <td> <tr> <tf> <pw> <per>)**
- PWL(<t1> <i1> <ti2> <i1> ... <tn> <in>)**
- SFFM(<io> <ia> <fc> <m> <fs>)**
- sin(<io> <ia> <f> <td> <df> <phase>)**

Примеры:

```
IBIAS 13 0 2.3mA
IAC 2 3 AC 0.01
IACPHS 2 3 AC 0.01 90
IPULSE 1 0 PULSE(-1mA 1mA 2ns 2ns 2ns 50ns 100ns)
I3 26 77 DC .002 AC 1 SIN(.002 .002 1.5MEG)
```

J – полевой транзистор (JFET)

Общая форма:

J [имя] <узел стока> <узел управляющего электрода> <узел истока>
<имя модели> [область];

Примеры:

```
JIN    100 1    0   JFAST
J13    22  14   23  JNOM 2.0
```

K – катушки индуктивности с магнитной связью

Общие формы:

K [имя] L[имя] L[имя] <коэффициент связи>

K [имя] L[имя] L[имя] <коэффициент связи> <имя модели> [значения размеров]

Примеры:

```
KTUNED      L30UT L4IN    .8
KXFR1       LPRIM LSEC    .99
KXFR2       L1  L2  L3  L4  .98 KPQT_3C8
```

L – катушка индуктивности

Общая форма:

L [имя] <+узел> <-узел> [имя модели] <индуктивность> [IC = значение]

Примеры:

```
LLOAD      15  0  20mH
L2         1   2  .2e-6
LCHOKE     3   42 LMOD .03
LSENSE     5   12 2uH IC=2mA
```

M – МОП-транзистор (MOSFET)

Общие формы:

M [имя] <узел стока> <узел управляющего электрода> <узел истока> <узел корпуса/подложки> <имя модели> [L=значение] [W=значение] [AD=значение] [AS=значение] [PD=значение] [NRD=значение] [NRS=значение] [NRG=значение] [NRB=значение] [

Примеры:

```
M1        14  2    13  0    PNOM L=25u W=12u
M13      15  3    0    0    PSTRONG
M2A      0    2   100 100  PWEAK L=33u w=12u
+ AD=288p AS=288p PD=60U PS=60u NRD=14 NRS=24 NRG=10
```

N – цифровой вход

Общая форма:

N[имя] <ток узла> <напряжение низкого уровня> <напряжение высокого уровня> <имя модели> [SIGNAME = <имя>] [IS = начальное значение]

Примеры:

```
NRESET    7   15 16  FROM_TTL
N12      18   0  100 FROM_CMOS SIGNAME=VCO_GATE IS=0
```

О – цифровой выход

Общая форма:

O[имя] <ток узла> <опорное напряжение> <имя модели> [SIGNAME = <имя>]

Примеры:

```
OVCO    17   0   16 TO_TTL
O5      22   100 TO_CMOS SIGNAME=VCO_OUT
```

Q – биполярный транзистор

Общая форма:

Q [имя] <узел коллектора> <узел базы> <узел эмиттера> <узел подложки> <имя модели> [область значений];

Примеры:

```
Q1      14   2   13 0  PNP NOM
Q13     15   3   0  1 NPNSTRONG 1.5
Q7      VC   5   12 [SUB] LATPNP
```

R – резистор

Общая форма:

R [имя] <+узел> <-узел> [<имя модели>] [сопротивление];

Примеры:

```
RLOAD  15   0   2k
R2      1   2   2.4e4
```

S – ключ, управляемый напряжением

Общая форма:

S [имя] <+узел ключа> <-узел ключа> <+узел управления> <-узел управления> <имя модели>

Примеры:

```
S12     13   17  2  0   SMOD
SRESET  5   0   15  3 RELAY
```

T – линия передачи

Общая форма:

T [имя] <+узел порта A> <-узел порта A> <+узел порта B> <-узел порта B> <ZO = значение> [TD = значение] [F = значение] [NL = значение]

Примеры:

```
T1 1 2 3 4 ZO=220 TD=115ns
T2 1 2 3 4 ZO=50 F=5MEG NL=0.5
```

U – цифровая схема

Общая форма:

U <имя> <тип> <параметры> <узлы>* [<параметр> = <значение>]*

Типы: BUF, INV, AND, NAND, OR, NOR, XOR, NXOR, BUF3, INV3, AND3, OR3, NOR3, XOR3, NXOR3, JKFF, DFF, PULLUP, PULLDN, STTM.

Синтаксис временных параметров:

```
U <имя> STIM (<ширина> <radices>) <узел> * <модель входа–выхода> [> [TIMESTEP = размер шага] <<время>, <значение>> | <<время> GOTO <метка> <n> TIMES> | <<время> GOTO <метка> <rv <значение>>> | <<время> INCR BY <значение>> | <<время> DECR BY <значение>>* <rv> = UNTIL GT | GE | LT | LE
```

Примеры:

```
07 XOR() INA INB OUTXOR DEFGATE DEFIO
U101 STIMf 1, 1)INI STMIO TIMESTEP=10ns
+ (LABEL=STARTLOOP) (+10c, 0) (+5ns, 1)
+ (+40c GOTO STARTLOOP 1 TIMES)
```

V – источник напряжения

V[имя] <+ узел> <-узел> [[DC] <значение>] [AC <значение> [фаза] [спецификация формы напряжения]]

Спецификации формы напряжения:

```
exp(<v1> <v2> <td1> <t1> <td2> <t2>)
pulse(<v1> <v2> <td> <tr> <tf> <pw> <per>)
PWL(<t1> <i1> <ti2> <i1> ... <tn> <in>)
SFFM(<vo> <va> <fc> <m> <fs>)
sin(<vo> <va> <f> <td> <df> <phase>)
```

Примеры:

```
VBIAS      13    0   2.3mV
VAC        2     3   AC .001
VACPHS     2     3   AC.001 90
VPULSE     1     0   PULSE (-1mV 1mV 2ns 2ns 2ns 50ns 100ns)
V3         26    77  DC .002 AC 1 SIN(.002 .002 1.5MEG)
```

W – ключ, управляемый током

Общая форма:

W <имя> <+узел ключа> <-узел ключа> <имя управляющего источника V>

<имя модели>

Примеры:

```
W12 13 17 VC WMOD
WRESET 5 0 VRESET RELAY
```

X – подсхема (вызов)

Общая форма:

X <имя> [<узел>] * <имя S> [PARAMS: <<параметр> = <значение> *>]

Примеры:

```
X12 100 101 200 201 DIFFAMP
XBUFF 13 15 UNITAMP
```

Директивы PSpice приведенные в PSpice.HLP**.AC – Анализ на переменном токе**

Общая форма:

.AC [LIN] [OCT] [DEC] <число точек> <начальная частота> <конечная частота>

Примеры:

```
.AC LIN 101 10Hz 200Hz
.AC OCT 10 1KHz 16KHz
.AC DEC 20 1MEG 100MEG
```

.DC – Анализ постоянного тока

Общие формы:

.DC [LIN] <варьируемая переменная> <начальное значение> <конечное значение> <шаг> [<вложенное множество>]

.DC [OCT] [DEC] <варьируемая переменная> <начальное значение> <конечное значение> <точки> [<вложенное множество>]

.DC <варьируемая переменная> [LIST]<значение> * [<вложенное множество>]

Примеры:

```
.DC VIN -.25 .25 .05
.DC LIN 12 5mA -2mA 0.1mA
.DC VCE Ov 10v .5v IB 0mA 1mA 50uA
.DC RES RMOD(R) 0.9 1.1 .001
.DC DEC NPN QFAST(IS) 1e-18 1e-14 5
.DC TEMP LIST 0 20 27 50 80
```

.DISTRIBUTION – распределение, определяемое пользователем (при анализе методом Монте-Карло и определении чувствительности при наихудшем случае)

Общая форма:

.DISTRIBUTION <имя><<отклонение><вероятность>>*
Пример:

.DISTRIBUTION bimodal (-1,1) (-.5,1) (-.5,0) (.5,0) (.5,1)
(1,1)

.END – конец схемного файла

.ENDS – конец файла подсхемы

Общие формы:

.END

.ENDS [<имя>]

Примеры:

.END
.ENDS
.ENDS 741

.FOUR – Анализ Фурье (гармонический анализ)

Общая форма:

.FOUR <частота> <выходная переменная> *

Пример:

.FOUR 10KHz v(5) v(6,7)

.FUNC – определение функции

Общая форма:

.FUNC <имя> ([*аргумент*])^{*} <тело функции>

Примеры:

.FUNC DR(D) D/57.296
.FUMC E(X) EXP(X)
.FUNC APBX(A,B,X) A+B*X

.IC – начальные условия для переходного процесса

Общая форма:

.IC <<напряжение узла> = <значение>>*

Примеры:

.1C V(2)=3.4 V(102)=0

.INC — включение файла

Общая форма:

.INC <имя>

Примеры:

```
.INC SETUP.CIR
.INC C:\PSLIB\VCO.CIR
```

.LIB — библиотечный файл

Общая форма:

.LIB [<имя>]

Примеры:

```
.LIB
.LIB GPNOM.LIB
.LIB C:\\PSLIB\\QNOM.LIB
```

.MC — анализ по методу Монте-Карло

Общая форма:

.MC <#прохода>[DC][AC][TRAN]<переменные> <функция> <опции>*

Примеры:

```
.MC 10 TRAN V(5) YMAX
.MC 50 DC IC(Q7) MIN LIST
.MC 20 AC VP(13,5)RISE_EDGE(1.0) LIST OUTPUT ALL
```

.WCASE — анализ на наихудший случай

Общая форма:

.WCASE <анализ> <переменные> <функция> <опции>*

Примеры:

```
.WCASE DC V(4,5) YMAX
.WCASE TRAN V(1) FALL_EDGE(3.5v] VARY BOTH BY RELTOL
DEVICES RL
```

Символ типа	Имя компонента	Тип компонента
CAP	Cxxx	конденсатор
IND	Lxxx	катушка индуктив- ности
RES	Rxxx	резистор
D	Dxxx	диод
NPN	Qxxx	пр-биполярный транзистор

Символ типа	Имя компонента	Тип компонента
PNP	Qxxx	pnp-биполярный транзистор
LPNP	Qxxx	pnp-биполярный транзистор с боковыми выводами
NJF	Jxxx	п-канальный JFET
PJF	Jxxx	р-канальный JFET
NMOS	Mxxx	п-канальный MOSFET
PMOS	Mxxx	р-канальный MOSFET
GASFET	B xxx	п-канальный GaAsFET
CORE	Kxxx	Нелинейный магнитопровод
VSWITCH	Sxxx	Ключ, управляемый напряжением
ISWITCH	Wxxx	Ключ, управляемый током
DINPUT	Nxxx	Цифровой вход
DOUTPUT	Oxxx	Цифровой выход

.MODEL — модель

Общая форма:

.MODEL <имя> <тип> [<параметр> = <значение> [<tol>]]*

Примеры:

```
.MODEL RMAX RES (R=1.5 TC=.02 TC2=.005)
.MODEL QDRIV NPN (IS=1e-7 BF=30)
.MODEL DLOAD D (IS=1e-9 DEV 5% LOT 10%)
```

.NODESET — установка начальных напряжений узлов

Общая форма:

.NODESET <<узел>> = <значение>> *

Примеры:

```
.NODESET V(2)=3.4 V(3)=-1V
```

.NOISE — анализ шума

Общая форма:

.NOISE <переменные> <имя> [<значения>]

Примеры:

```
.NOISE V(5) VIN
.NOISE V(4,5) ISRC 20
```

.OP — рабочая точка

Общая форма:

.OP

Примеры:

-OP

.OPTIONS — опции

Общая форма:

```
.OPTIONS [<fopt>*] [<vopt>= [<value>*]
```

Флаги опций:

ACCT	суммирование и учет
EXPAND	показать расширение подсхемы
LIBRARY	листинг файлов библиотеки
LIST	листинг выходного файла
NODE	вывод узлов
NOECHO	подавление листинга
NOMOD	подавление листинга модели
NOPAGE	подавление заголовков и колонтитулов
OPTS	вывод значений опций
LIMPTS	Предельное число точек при распечатке таблиц или графиков
NUMDGT	Максимальное число знаков в числе при выводе его на печать
PIVREL	Предельная относительная величина для централь- ной матрицы

Значения опций:

ACST	суммирование и учет
ABSTOL	Наибольшая точность для токов
CHGTOL	Наибольшая точность для зарядов
CPTIME	Разрешенное время работы ЦПУ
DEFAD	Значение AD по умолчанию для МОП-транзистора

DEFAS	Значение AS по умолчанию для МОП-транзистора
DEFL	Значение L по умолчанию для МОП-транзистора
DEFW	Значение W по умолчанию для МОП-транзистора
GMIN	Минимальная проводимость в любой ветви
ITL1	Предельное число итераций при анализе на постоянном токе и анализе параметров смещения
ITL2	Предельное число итераций при анализе на постоянном токе и анализе параметров смещения (educatinguess)
ITL4	Предельное число итераций на одну точку при исследовании переходных процессов
ITL5	Предельное число итераций на все точки при исследовании переходных процессов
PIVTOL	Предельная абсолютная величина для центральной матрицы
RELTOL	Относительная точность для напряжений и токов
TNOM	Заданная по умолчанию температура
TRTOL	Корректировка точности при исследовании переходных процессов
VNTOL	Наивысшая точность для напряжений
WIDTH	Ширина листинга в знаках при выводе на печать

Примеры:

```
.OPTIONS NOECHO NOMOD RELTOL=.01
.OPTIONS ACCT DEFL=12u DEFW=8u
```

.PARAM – глобальные параметры

Общая форма:

.PARAM <<имя> = <значение>>*

Примеры:

```
.PARAM pi=3.14159265
.PARAM RSHEET=120, VCC=5V
```

.PLOT – график

Общая форма:

.PLOT [DC][AC][NOISE][TRAN] [[<<выходные переменные>>* [<нижняя граница значений>,<верхняя граница значений>)]]*

Примеры:

```
.PLOT DC V(3) V(2,3) VFR1) I(VIN)
.PLOT AC VM(2) VP{2} VG(2)
.PLOT TRAN V(3) V(2,3)(0,5V) ID{M2} IVCC) (-50mA,50mA)
```

.PRINT — печать

Общая форма:

.PRINT [DC][AC][NOISE][TRAN] [[<<переменные>>]*]

Примеры:

```
.PRINT DC V(3) V(2,3) V(R1) IB(Q13)
.PRINT AC VM(2) VP(2) VG(5) 11(7)
.PRINT NOISE INOISE ONOISE DB(INOISE)
```

.PROBE — исследование

Общие формы:

.PROBE [/CSDF]

.PROBE [/CSDF [] <переменные> *]

Примеры:

```
.PROBE
.PROBE v(2) I(R2) VBE(Q13) VDB(5)
.PROBE/CSDF
```

.SENS — анализ чувствительности

Общая форма:

.SENS <переменные> *

Примеры:

```
.SENS V(9) V<4,3> I(VCC)
```

.STEP — анализ с шагом

Общие формы:

.STEP [LIN]<имя переменной> <начало> <конец> <шаг>

.STEP [OCT][DEC] <имя переменной> <начало> <конец> <шаг>
<число точек>

.STEP <имя переменной> LIST <значение>*

.STEP PARAM X 1 5 0.1

Примеры:

```
.STEP VIN -.25 .25 .05
.STEP LIN 12 5mA -2mA 0.1mA
.STEP RES RMOD(R) 0.9 1.1 .001
.STEP TEMP LIST 0 20 27 50 80
```

.SUBCKT — описание подсхемы

Общая форма:

.SUBCKT <имя>[<узлы>*][PARAMS:<параметры>[=<значение>]*]

Примеры:

```
.SUBCKT OPAMP 1 2 101 102
.SUBCKT FILTER IN OUT PARAMS: CENTER, WIDTH=10 kHz
```

.TEMP — температура

Общая форма:

.TEMP <значение> *

Примеры:

.TEMP 125
.TEMP 0 27 125

.TF – передаточная функция

Общая форма:

.TF <переменные> <входной источник>

Примеры:

.TF V(5) VIN
.TF I(VDRIV) ICNTRL

.TRAN – анализ переходных процессов

Общая форма:

.TRAN [/OP] <шаг> <время анализа> [<без печати> [<максимальный шаг>]][UIC]

Примеры:

.TRAN 1ns 100ns
.TRAN/OP 1ns 100ns 20ns UIC
.TRAN 1ns 100ns 1ns .1ns

.WIDTH – ширина

Общая форма:

.WIDTH OUT = <значение>

Пример:

.WIDTH OUT = 80

Выходные переменные

В этом разделе описываются типы выходных переменных, которые могут использоваться в директивах .PRINT и .PLOT. Каждая директива может иметь до восьми выходных переменных.

Вариация на постоянном токе и анализ переходных процессов

V(<узел>)

V(<+узел>, <-узел>)

V(<имя>)

Vx(<имя>)

Vxy(<имя>)

Vz(<имя>)

I(<имя>)

Ix(<имя>)

Iz(<имя>)

Ниже приведен сокращенный список компонентов с двумя полюсами, для которых может применяться как вариация на постоянном токе, так и анализ переходных процессов.

Типы компонентов: C/D/E/F/G/H/I/L/R/V

Источники типа **Vx<имя>**, **Vxy<имя>**, **Ix <имя>** должны быть трех- или четырехполюсниками. Ниже приведена аббревиатура для полюсов x и y в различных компонентах:

xy: D/G/S (для компонента B)

xy: D/G/S (для компонента J)

xy: D/G/S/B (для компонента M)

xy: C/B/E/S (для компонента Q)

z:A/B

Анализ на переменном токе

Суффиксы:

M. модуль

DB модуль в дБ

P фазовый угол

G групповая задержка

R реальная часть

I мнимая часть

Далее следует сокращенный список компонентов, токи через которые являются доступными для анализа.

Типы компонентов: C/I/L/R/T/V

Для получения тока в других компонентах необходимо поместить источник напряжения с нулевым значением последовательно с устройством (или полюсом) представляющим интерес.

Анализ шума

INOISE

ONOISE

DB (INOISE)

DB (ONOISE)

Общие источники ошибок во входных файлах PSpice

От узлов с плавающим потенциалом отсутствует путь постоянного тока на землю. Имеются три частые причины таких проблем:

1. Два конца линии передачи не имеют проводника, соединяющего их по постоянному току.

2. Управляемые напряжением источники не связаны по постоянному току со своими узлами управления.
3. Имеется ошибка в описании схемы.

Допустим, что схема описана правильно, тогда выход состоит в том, чтобы подключить узлы с плавающим потенциалом на землю через резисторы с большим сопротивлением.

Кроме того, PSpice проверяет наличие контуров с нулевым сопротивлением. Они могут быть образованы независимыми источниками напряжения (V), управляемыми источниками напряжения (E и H) и катушками индуктивности (L), кроме того, ошибка может содержаться в описании схемы. Допустим, что схема описана правильно, тогда решение состоит в том, чтобы включить в контур последовательный резистор с малым сопротивлением.

Проблемы сходимости могут возникать при вариации по постоянному току, вычислениях параметров смещения и при анализе переходных процессов:

Вариация на постоянном токе (DC Sweep) – наиболее часто проблема возникает при попытках анализировать схемы с регенеративной обратной связью (например, триггеры Шмитта). Пробуйте выполнить анализ переходных процессов вместо *DC Sweep*. Используйте кусочно-линейный источник напряжения (*PWL*), чтобы создать медленный пилообразный сигнал. Вы можете пройти через ряд точек и при одном запуске моделирования.

Анализ рабочей точки (Bias Point) – использует команду *.NODESET*, чтобы помочь найти решение на PSpice. Анализ с помощью команды *.NODESET* дает хорошие результаты для узлов, подобных выводам ОУ.

Анализ переходных процессов (Transient Analysis) – проблема может вызывать моделирование идеальных схем с ключами без паразитных емкостей, например, схемы, содержащей диоды и катушки индуктивности, но не имеющей никаких паразитных сопротивлений или емкостей.

Может быть, поможет уменьшение параметра *RELTOL* от .001 до .01. Использование опции «*UIC*» при анализе переходных процессов дает возможность обойтись без вычисления рабочей точки, приводящего к проблемам сходимости при анализе переходных процессов. Используйте вместо этого *IC* или *.NODESET*.

При высоких напряжениях и токах, может возникнуть необходимость увеличения параметров *VNTOL* и *ABSTOL*. Для напряжений в диапазоне киловольт необходимо увеличить *VNTOL* до 1 мВ. Для токов в несколько ампер увеличьте *ABSTOL* до 1 нА, для токов в диапазоне от нескольких килоампер – до 1 мкА.

Точность в PSpice определяется параметрами RELTOL, VNTOL, ABSTOL и CHGTOL директивы .OPTIONS. Наиболее важным параметром является RELTOL, который управляет относительной точностью всех напряжений и токов, которые вычисляются в PSpice. Значение RELTOL по умолчанию равно 0,1%. VNTOL устанавливает наибольшую точность для напряжений, ABSTOL – для токов, CHGTOL – для заряда/потока.

Обозначения глобальных узлов начинаются с префикса «\$G». Например, \$G_VCC \$G_COM-MON. Обозначения \$D_HI, \$D_LO, \$D_NC и \$D_X определяют узлы цифровых схем.

В PSpice можно использовать выражения для большинства случаев, когда применяются численные значения. Это относится к значениям компонентов, параметрам моделей, подсхем, начальным условиям. Выражение заключается в фигурные скобки {} и должно умещаться на одной строке.

Компоненты выражения включают номера, операторы (+ – * /), имена параметров, и функции (sin, cos, exp и так далее). Например, значение резистора могло бы быть определено в терминах глобального параметра RSHEET:

```
Res 20 21 {rsheet*1.10}
```

Выражения могут использоваться и для глобальных значений параметров, но эти выражения не могут содержать имен параметров. В выражениях, используемых для управляемых источников, могут дополнительно применяться напряжения узлов, токи и изменяющаяся переменная «время».

Глобальные параметры определяются командой .PARAM. Они могут затем использоваться в выражениях для значений компонентов. Например,

```
.param pi = 3.14159265
C1 2 0 {1/ <2*pi*10kHz*10k})
```

Целый ряд параметров подсхем задан по умолчанию, однако эти значения могут заменяться при вызове подсхемы. Значения параметров подсхемы могут быть выражениями. Помимо обычно используемых величин в выражениях параметров подсхемы могут использоваться имена собственных параметров подсхемы (любые).

Если глобальный параметр и параметр подсхемы имеют одно и то же имя, то используется описание параметра подсхемы. Например, имеется описание паразитного узла:

```
.subckt para 1 params:r=1megc=1pf
r1 10{r}
c1 10{c}
.ends
```

Тогда здесь используется параметр подсхемы

```
xpara1 27 para params:c=5pf
```



Приложения

Установка программного обеспечения, руководства и учебника

Допустим, что ваш компьютер работает с операционной системой Windows 95, Windows 98 или Windows NT (установленной с Service Pack8 или более поздними версиями). Рекомендуемые минимальные параметры системы – Intel 90-МГц Pentium или эквивалентная ей с оперативной памятью в 32 МБ, свободным пространством на жестком диске в 75 МБ, 256-цветным дисплеем (800x600 точек) и дисководом CD-ROM.

На момент окончания данной книги использовалась демонстрационная версия OrCAD PSpice 9.0. Корпорация OrCAD разрешила издателю включить эту (или более позднюю) демонстрационную версию программного обеспечения на CD-ROM, прилагаемый к книге.

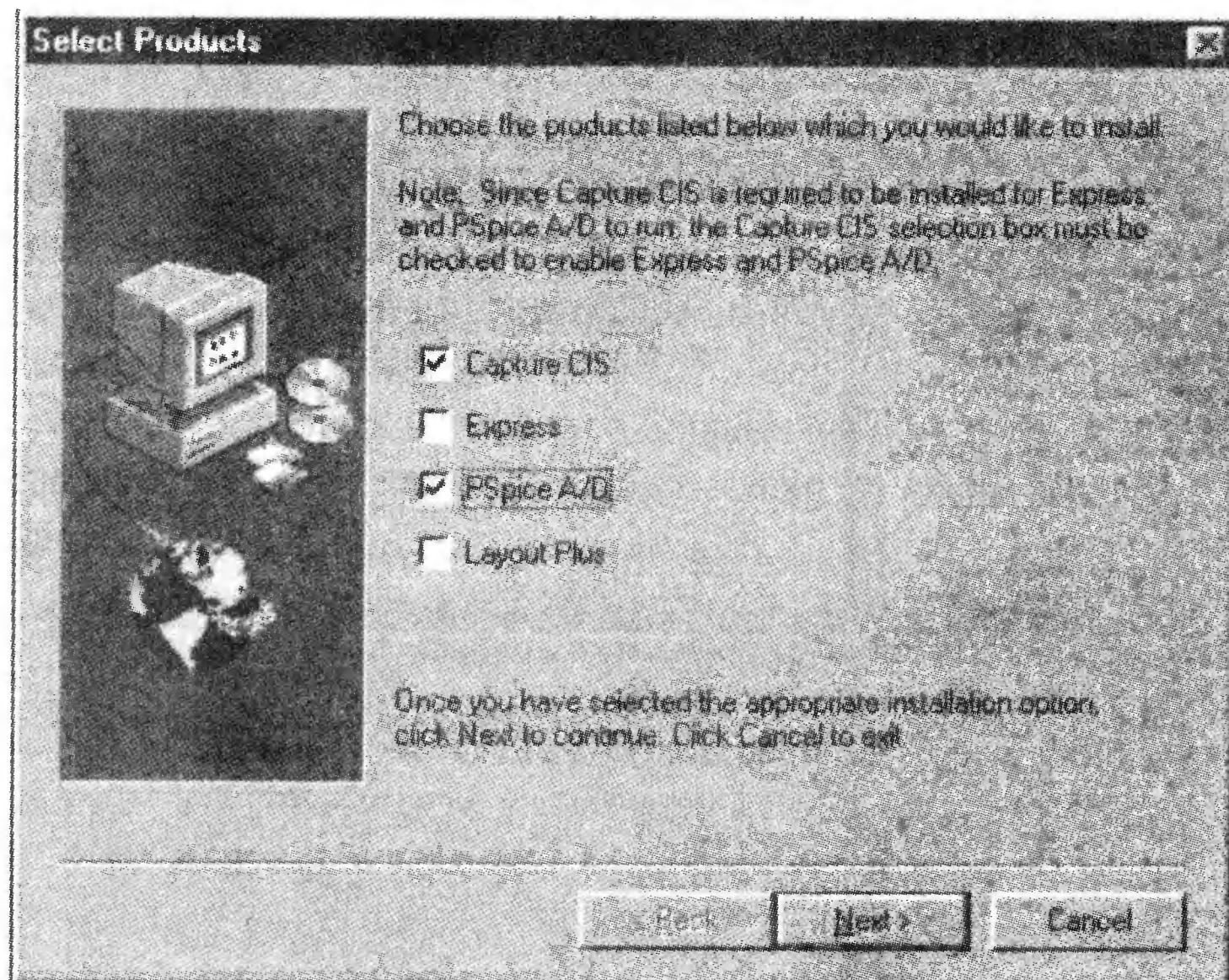
Инсталляция программного обеспечения

Чтобы установить программное обеспечение OrCAD, вставьте CD-ROM в соответствующий дисковод и подождите появления главного меню. В левой части экрана расположен набор кнопок с краткими описаниями некоторых свойств программного обеспечения, в правой – кнопки для установки демонстрационного программного обеспечения или для движения по полям информационного узла OrCAD. Нажмите Install Demo Software, чтобы установить программы.

Следующее окно показывает список доступных программ, включая Capture CIS, Express, PSpice A/D и Layout Plus, как показано на рис. С.1. Если у вас достаточно места на диске, рекомендуем установить все программное обеспечение. Если у вас нет последней версии программы Adobe Acrobat Reader, установите также и эту программу. По умолчанию задан путь

D:\Program Files\OrCAD Demo\

но вы можете выбрать удобные для вас диск и папки для инсталляции.



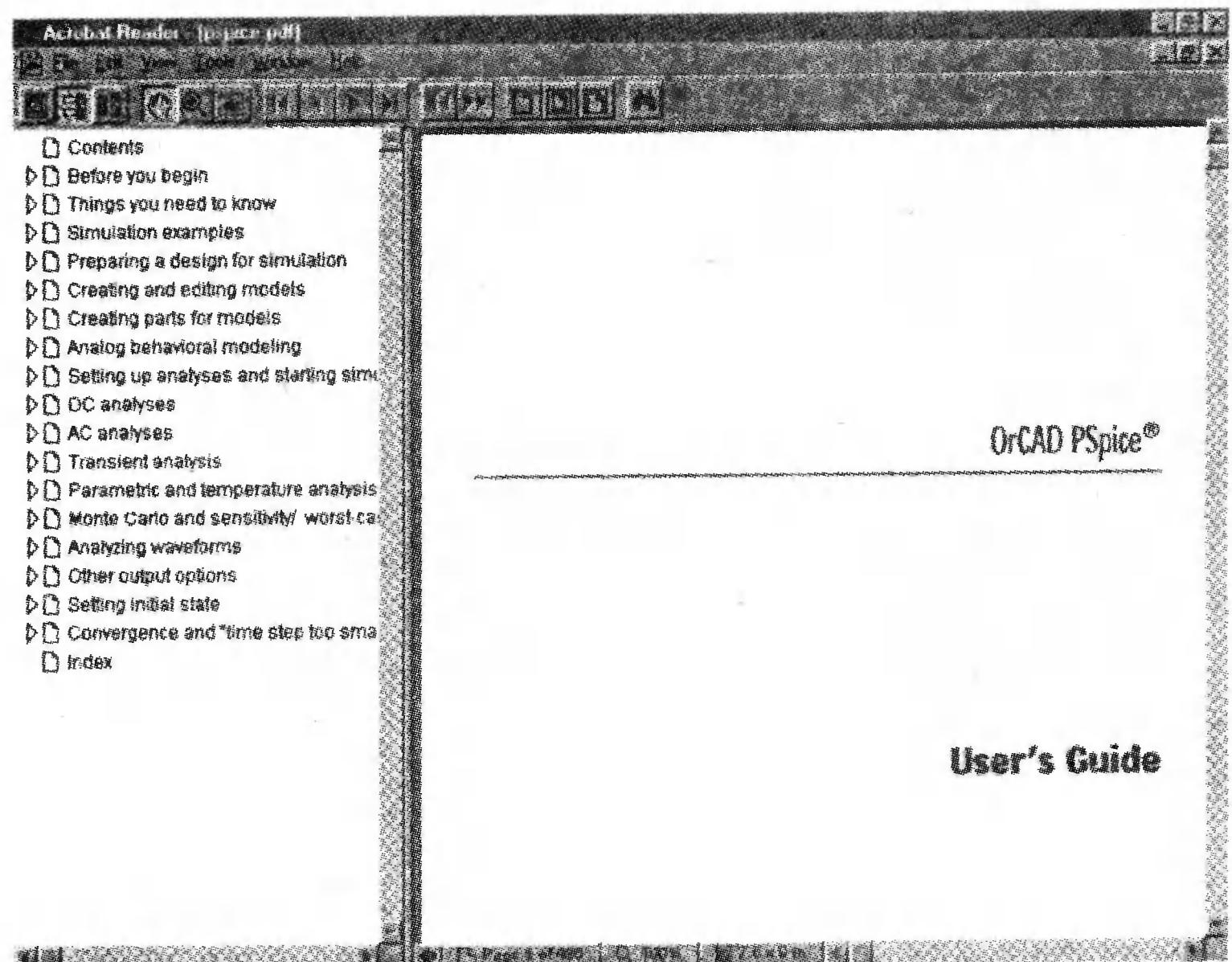
■ Рис. С.1. Список доступных программ

Каждая из программ будет установлена в отдельную папку (или подкаталог): *Capture*, *Document*, *Layout_Plus* и *PSpice*. После установки на рабочем столе должны появиться ярлыки для *Capture CIS* и *PSpice*. Примеры из первых тринадцати глав книги созданы в текстовом редакторе, который встроен в программу *PSpice*. Попасть в текстовый редактор можно, открыв программу *PSpice* и выбрав из главного меню *File*, *New*, *Text File*.

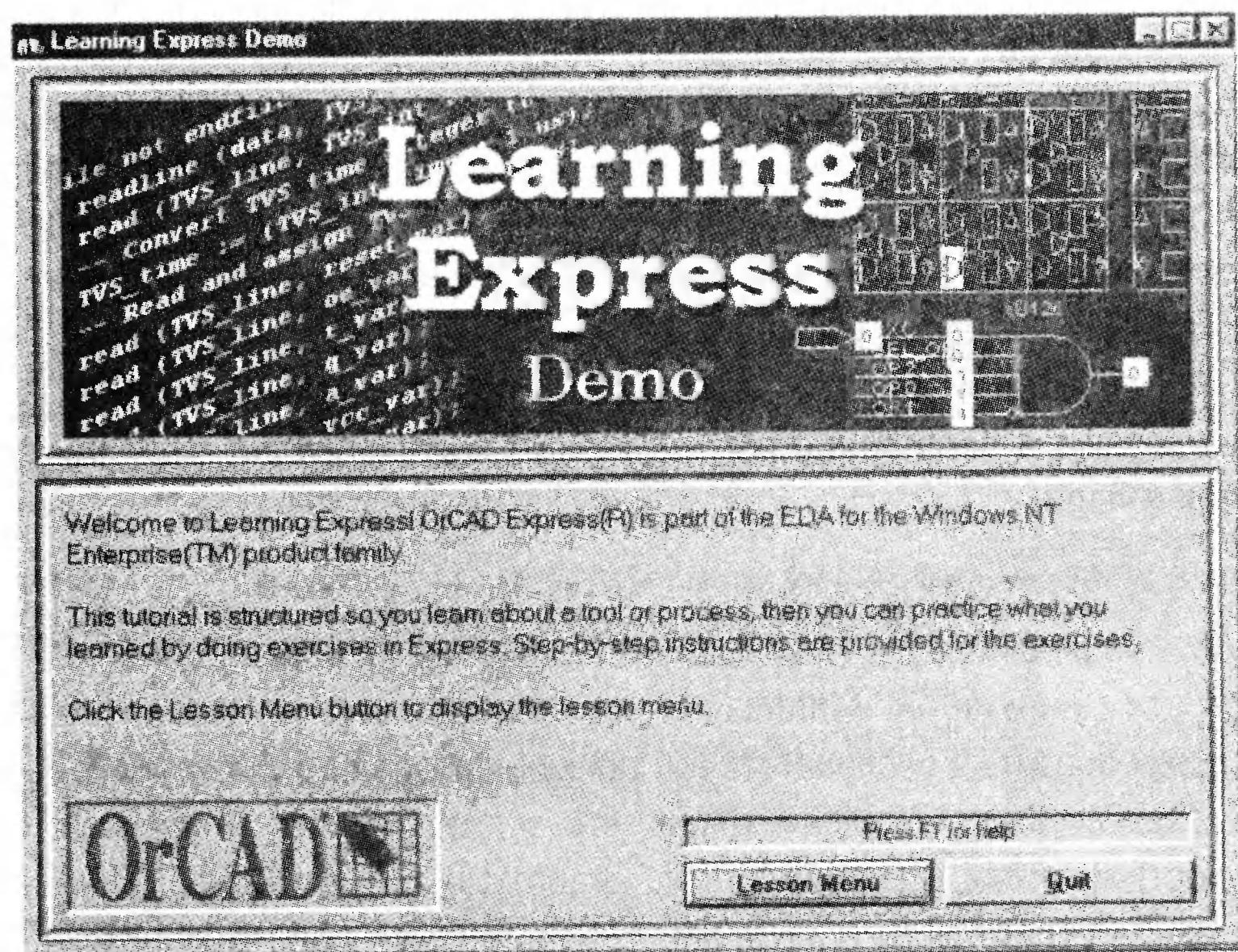
Различные руководства по OrCAD *PSpice* загружаются с CD-ROM и включают в себя *capug.pdf*, *pspice.pdf* и *pspicead.pdf*. Они находятся в папке

D:\program Files\OrCAD Demo\Document\

вместе со многими другими файлами, имеющими расширение *.pdf. Хотя эти руководства используются в ссылках по различным темам, не стоит пытаться распечатать их, так как каждое содержит несколько сотен страниц. Отметим также, что многие из тем, описанных и иллюстрируемых в руководствах, недоступны в демонстрационной версии программного обеспечения. Лучше всего просто узнать, где найти справку по теме по оглавлению и при необходимости обращаться к файлу *pspicead.pdf*. Файл *pspice.pdf* можно использовать, когда не нужен аналоговый/цифровой интерфейс. Титульный лист этого руководства в Acrobat Reader показан на рис. С.2. Расширение *.pdf означает, что файлы доступны для просмотра и печати из Acrobat Reader.



■ Рис. С.2. Руководство пользователя PSpice

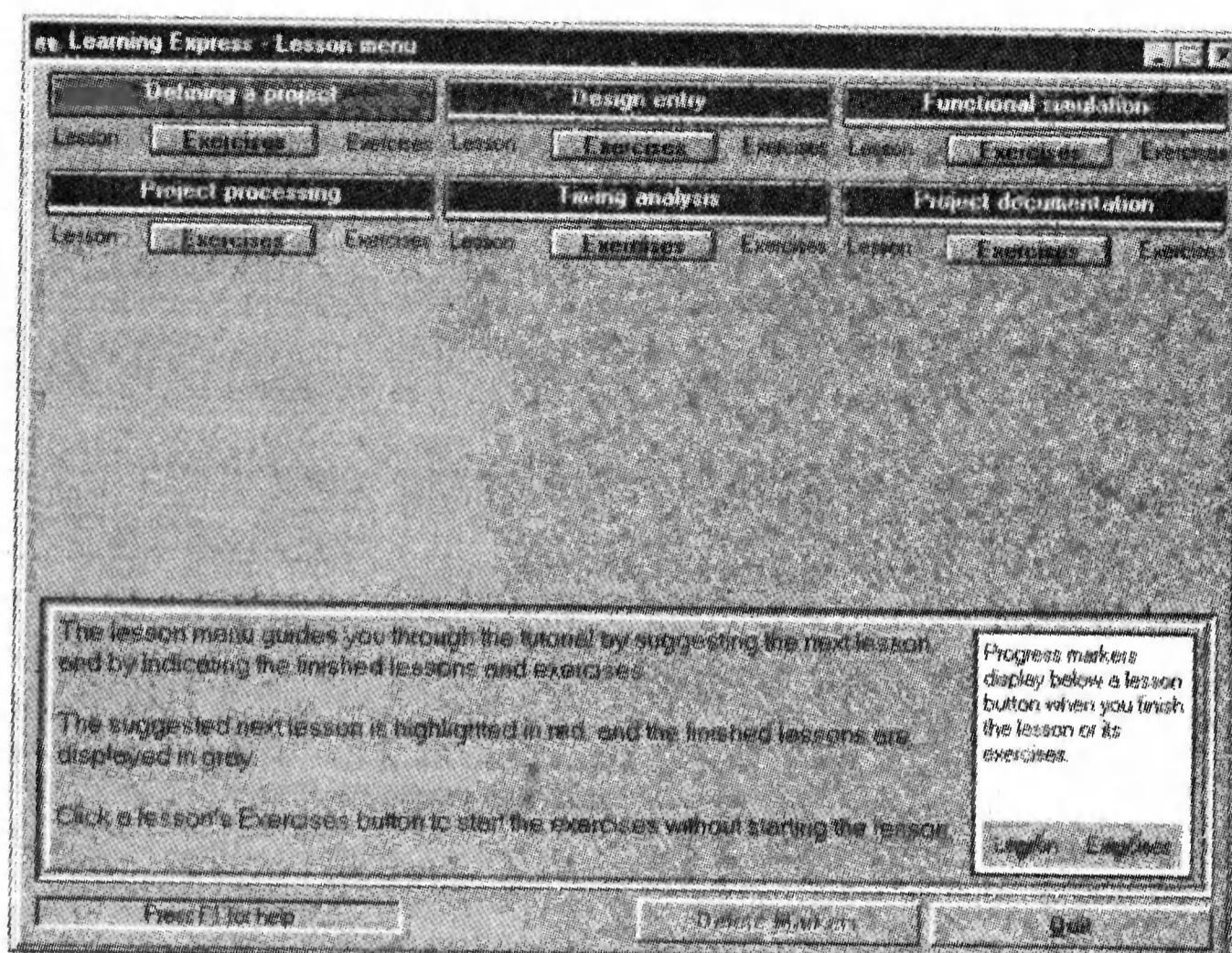


■ Рис. С.3. Демонстрационная программа ускоренного обучения

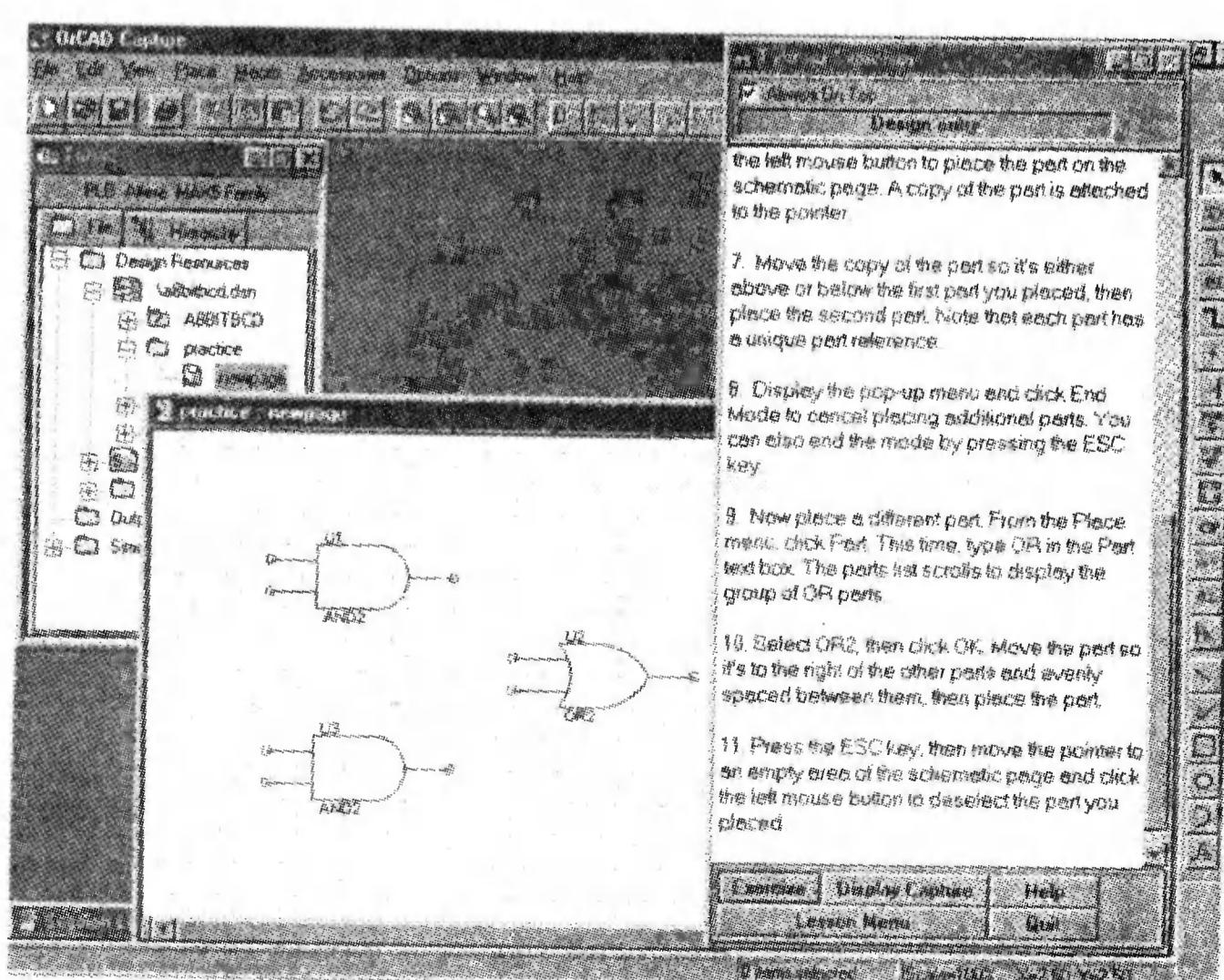
Learning Express (программа ускоренного обучения)

Если в программе OrCAD Capture выбрать Help, OrCAD Express, Learning Express, вы получите экран Learning Express Demo (рис. С.3),

который позволяет выйти в меню уроков, показанное на рис. С.4. Шесть уроков разработаны, чтобы помочь вам познакомиться с основными сведениями о создании рисунка схемы в Capture, затем выполнить моделирование в PSpice. Термин «ускоренное обучение» означает, что вы сможете выполнить моделирование всего через несколько уроков. Не забывайте, что наш подход заключается в том, чтобы подождать с созданием схем в Capture, пока не будут достаточно усвоены основы PSpice. Начало упражнения на входе проекта показывается на рис. С.5.



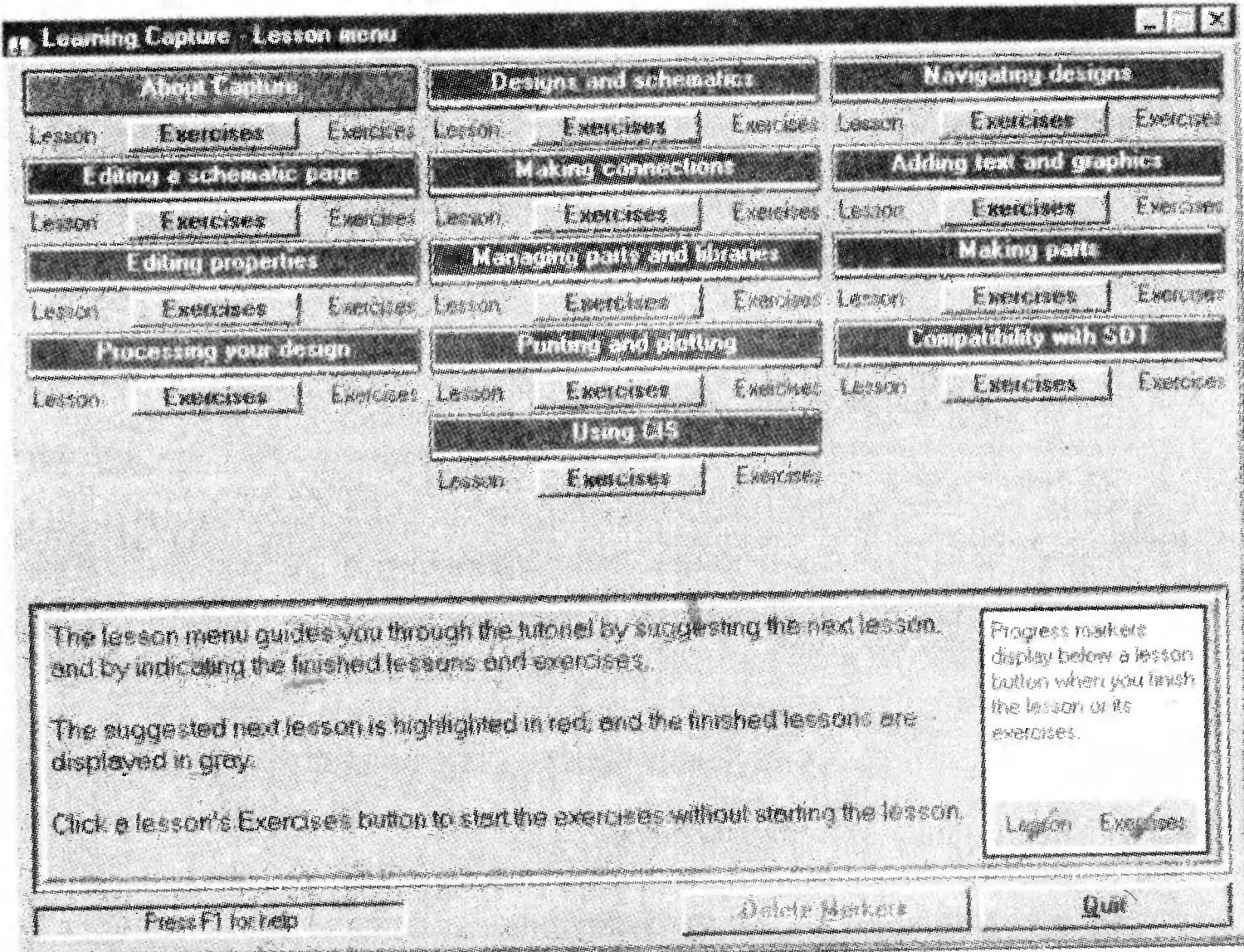
■ Рис. С.4. Меню уроков ускоренного обучения



■ Рис. С.5. Упражнение по созданию схемы

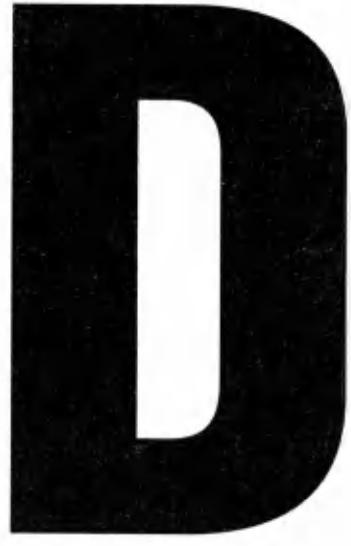
Изучение Capture

Если вы хотите глубже изучить упражнения, приведенные в главах, посвященных программе Capture, выберите Help, Learning Capture. Набор упражнений в первых тринадцати главах касается намного большего числа тем и рассматривает их более подробно, чем при ускоренном обучении. Так как эти уроки потребуют значительных временных затрат, не стоит обращаться к ним, пока не возникнет действительная необходимость; при этом можно ознакомиться только с уроком, представляющим для вас интерес. Меню для этих уроков показано на рис. С.6.



■ Рис. С.6. Меню уроков по Capture

Приложения



Компоненты: параметры моделей PSpice

Знак < > * указывает, что элемент может быть повторен.

В – полевой транзистор GaAsFET

В [имя] <узел стока> <узел затвора> <узел истока> <имя модели> <[площадь]>;

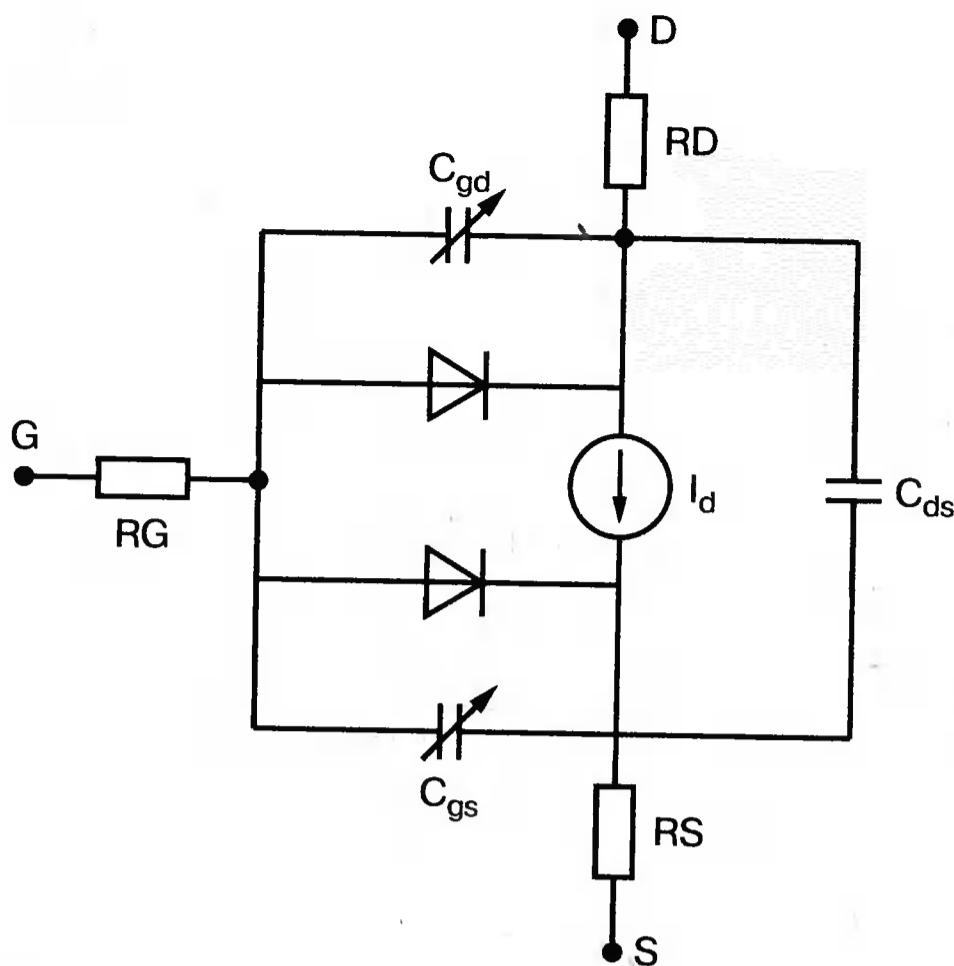
Имя параметра	Параметр	Значения по умолчанию	Единицы
LEVEL	Тип модели (1 = Curtice, 2 = Raytheon)	1	
VTO	Барьерный потенциал	-2,5	В
ALPHA	Константа, определяющая зависимость тока стока, от напряжения сток–исток	2	В ⁻¹
B	Коэффициент легирования	0,3	
BETA	Транскондуктивность, связывающая ток стока с напряжением	0,1	А/В ²
LAMBDA	Константа, учитывающая модуляцию длины канала	0	В ⁻¹
RG	Омическое сопротивление затвора	0	Ом
RD	Омическое сопротивление стока	0	Ом
RS	Омическое сопротивление истока	0	Ом
IS	Ток насыщения <i>p-n</i> -затвора	1E-14	А
M	Коэффициент лавинного умножения <i>p-n</i> -затвора	0,5	
N	Коэффициент эмиссии <i>p-n</i> -затвора	1	

VBI	Потенциал <i>p</i> -затвора	1	B
CGD	Емкость затвор–сток при нулевом смещении	0	Ф
CGS	Емкость затвор–исток при нулевом смещении	0	Ф
CDS	Емкость сток–исток	0	Ф
TAU	Время переноса заряда	0	
FC	Коэффициент нелинейности прямосмещенной барьерной емкости	0,5	
VTOTC	Температурный коэффициент VTO	0	
BETATCE	Температурный коэффициент BETA	0	
KF	Коэффициент спектральной плотности фликкер-шума	0	
AF	Показатель спектральной плотности фликкер-шума	1	

[площадь] – относительная площадь устройства, по умолчанию ее значение равно 1. Компонент GaAsFET, как показано на рис. D.1, смоделирован как встроенный полевой транзистор (FET) с омическим сопротивлением RD , включенным последовательно со стоком, второе омическое сопротивление RS включено последовательно с истоком и третье омическое сопротивление RG – последовательно с затвором*.

Curtice и Raytheon представляют собой модели, названные по именам авторов. Описание приведено, соответственно, в работах:

- [1] W. R. Curtice, «A MOSFET model for use in the design of GaAs integrated circuits,» IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-28, 448-456 (1980).
- [2] H. Statz, P. Newman, I. W. Smith, R. A. Pucel, and H. A. Haus, «GaAs FET Device and Circuit Simulation in SPICE,» IEEE Transactions on Electron Devices, ED-34, 160-169 (1987).
(Прим. переводчика.)



■ Рис. D.1. Модель для арсенид-галлиевых транзисторов GaAsFET

C – конденсатор

C <имя> <+узел> <-узел> [имя модели] <значение>

[**I_C = <начальное значение>**]

Параметры модели	Параметр	Значения по умолчанию	Единицы
C	Коэффициент, на который умножается емкость	1	B ⁻¹
VC1	линейный коэффициент напряжения	0	B ⁻²
VC2	квадратичный коэффициент напряжения	0	°C ⁻¹
TC1	линейный коэффициент температуры	0	
TC2	квадратичный коэффициент температуры	0	°C ⁻²

Если [имя модели] отсутствует, то <значение> приведенное далее, представляет собой емкость в фарадах. Если [имя модели] задано, то емкость вычисляется по формуле

<значение> C(I + VC₁·V + VC₂·V²)(I + TC₁(T - T_{ном}) + TC₂(T - T_{ном})²),

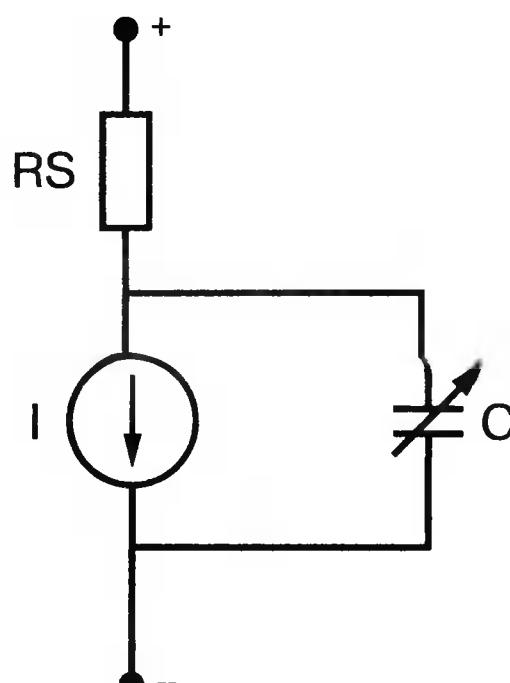
где T_{ном} – номинальная температура, установленная опцией TNOM.

D – диод

D <имя> <+узел> <-узел> <имя модели> [площадь]

Параметры модели	Параметр	Значения по умолчанию	Единицы
IS	Ток насыщения	1E-14	A
N	Коэффициент эмиссии	1	
RS	Паразитное сопротивление	0	Ом
CJO	Емкость <i>рn</i> -перехода при нулевом смещении	0	Ф
VJ	Потенциал <i>рn</i> -перехода при прямом смещении	1	B
M	Коэффициент лавинного умножения <i>рn</i> -перехода	0,5	
FC	Коэффициент нелинейности емкости прямосмещенного перехода	0,5	
TT	Время переноса заряда	0	с
BV	Обратное напряжение пробоя	бесконечно большое	B
IBV	Обратный ток пробоя	1E-10	A
EG	Ширина запрещенной зоны (высота барьера)	1,11	эВ
XTI	Ток насыщения IS	3	
KF	Коэффициент фликкер-шума	0	
AF	Показатель степени для фликкер-шума	1	

Модель диода, показанная на рис. D2, содержит встроенное омическое сопротивление RS.



■ Рис. D.2. Модель диода

E – источник напряжения, управляемый напряжением

E <имя> <+узел> <-узел> <+узел управления> <-узел управления> <коэффициент усиления>

E <имя> <+узел> <-узел> POLY <(значение)>
<<+узел управления> <-узел управления>> * <<значения полиномиальных коэффициентов>> *

F – Источник тока, управляемый током

F <имя> <+узел> <-узел> <имя управляющего компонента V> <коэффициент усиления>

F <имя> <+узел> <-узел> POLY <(значение)>
<имя управляющего компонента V> * <<значения полиномиальных коэффициентов>> *

G – источник тока, управляемый напряжением

G <имя> <+узел> <-узел> <+узел управления> <-узел управления> <проводимость передачи>

G <имя> <+узел> <-узел> POLY <(значение)>
<<+узел управления> <-узел управления>> * <<значения полиномиальных коэффициентов>> *

H – источник напряжения управляемый током

H <имя> <+узел> <-узел> <имя управляющего компонента V> <сопротивление передачи>

Y <имя> <+узел> <-узел> POLY <(значение)>
<имя управляющего компонента V> * <<значения полиномиальных коэффициентов>> *

I – независимый источник тока

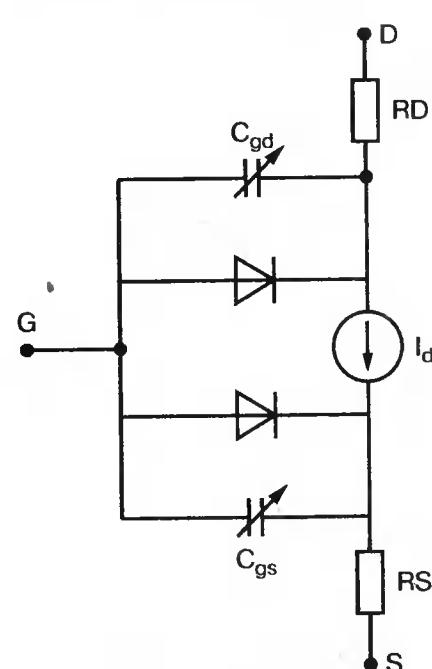
**H <имя> <+узел> <-узел> [[DC]<значение>]
[AC] <амплитуда> [<фазовый угол>]][спецификация формы тока]**

Если имеется [спецификация формы тока], она должна быть одной из следующих: EXP <>, PULSE <>, PWL <>, SFFM<> или SIN <>.

J – полевой транзистор JFET

J [имя] <узел стока> <узел затвора> <узел истока>
<имя модели>

Параметры модели	Параметр	Значения по умолчанию	Единицы
VTO	Барьерный потенциал	-2,5	В
BETA	Транскондуктивность, связывающая ток стока с напряжением	0,1	A/B ²
LAMBDA	Константа, учитывающая модуляцию длины канала	0	B ⁻¹
RG	Омическое сопротивление затвора	0	Ом
RD	Омическое сопротивление стока	0	Ом
RS	Омическое сопротивление истока	0	Ом
IS	Ток насыщения <i>p-n</i> -перехода затвора	1E-14	А
M	Коэффициент лавинного умножения <i>p-n</i> -перехода затвора	0,5	
N	Коэффициент эмиссии	1	
VBI	Потенциал <i>p-n</i> -перехода затвора	1	В
CGD	Емкость затвор–сток при нулевом смещении	0	Ф
CGS	Емкость затвор–исток при нулевом смещении	0	Ф
CDS	Емкость сток–исток	0	Ф
FC	Коэффициент нелинейности емкости прямосмещенного перехода	0,5	



■ Рис. D.3. Модель полевого транзистора JFET

Полевой транзистор JFET, как показано на рис. D.3, смоделирован как встроенный полевой транзистор с омическим сопротивлением RD , включенным последовательно со стоком. Другое омическое сопротивление RS включено последовательно с истоком.

VTOTC	Температурный коэффициент VTO	0	
BETATCE	Температурный коэффициент BETA	0	
KF	Коэффициент спектральной плотности фликкер-шума	0	
AF	Показатель спектральной плотности фликкер-шума	1	

К – связанные катушки индуктивности (трансформатор на магнитопроводе)

К <имя> L <имя катушки индуктивности> < L <имя катушки индуктивности>> * <значение коэффициента связи>

К <имя> L <имя катушки индуктивности>> * <значение коэффициента связи> <имя модели> [размеры]

Имя параметра (только для нелинейных компонентов)	Параметр	Значения по умол- чанию	Единицы
AREA	Среднее сечение магнитопровода	0,1	см ²
PATH	Средняя длина магнитной линии	1	см
GAP	Эффективная длина воздушного зазора	0	см
PACK	Коэффициент заполнения магнитопровода	1	
MS	Напряженность насыщения	1E+6	A/м
ALPHA	Коэффициент усреднения поля	0,001	
A	Параметр формы кривой намагничивания	1000	A/м
C	Постоянная упругого смещения доменов	0,2	
K	Постоянная подвижности доменов	500	

K<имя> называет компонент, состоящий из двух или более магнитно-связанных катушек индуктивности. Точкой обозначают первый (положительный) узел каждой катушки индуктивности. Если задано **<имя модели>**, то компонент представляется моделью, в которой:

- катушка индуктивности представляет собой нелинейное устройство с магнитопроводом;
- характеристики ВН основаны на модели Jiles-Atherton*;
- значения L указывают число витков соответствующей обмотки;
- необходима директива ввода модели, чтобы определить ее параметры.

L – катушка индуктивности

**L <имя> <+узел> <-узел> [имя модели] <значение>
[IC = <начальное значение>]**

Имя параметра	Параметр	Значения по умолчанию	Единицы
L	Коэффициент, на который умножается емкость	1	
IL1	Линейный коэффициент тока	0	A ⁻¹
IL2	Квадратичный коэффициент тока	0	A ⁻²
TC1	Линейный коэффициент температуры	0	°C ⁻¹
TC2	Квадратичный коэффициент температуры	0	°C ⁻²

Если [имя модели] отсутствует, то <значение> представляет собой индуктивность в генри. Если [имя модели] задано, то индуктивность вычисляется по формуле

$$<\text{значение}> L (I + IL_1 \cdot I + IL_2 \cdot I^2)(I + TC_1(T - T_{nom}) + TC_2(T - T_{nom})^2),$$

где T_{nom} – номинальная температура, установленная опцией TNOM.

M – МОП-транзистор

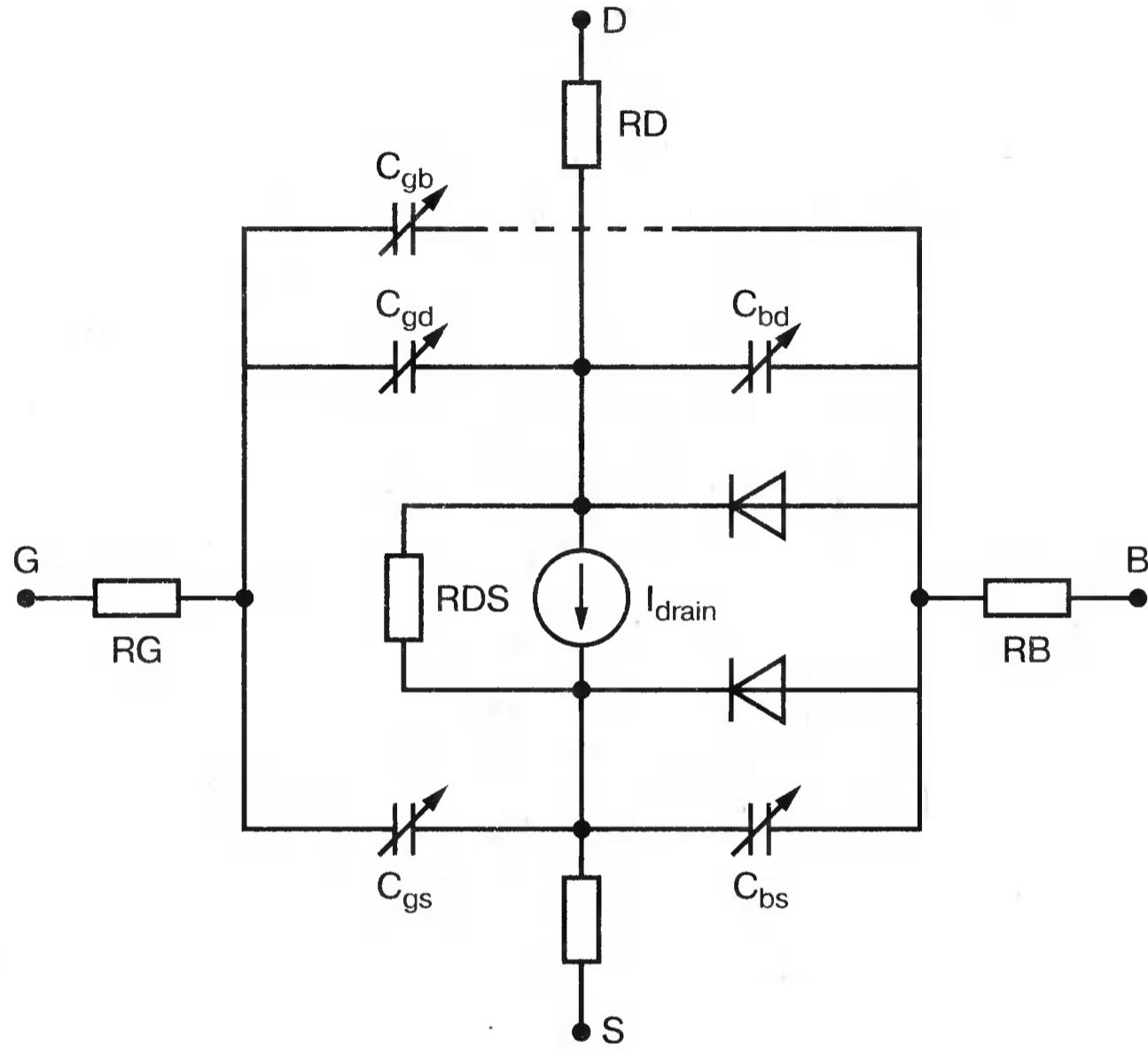
**M [имя] <узел стока> <узел управляющего электрода> <узел истока> <узел корпуса/подложки> <имя модели> [L = значение]
[W = значение] [AD = значение] [AS = значение] [PD = значение]
[NRD = значение] [NRS = значение] [NRG = значение] [NRB = значение]**

Имя параметра	Параметр	Значения по умолчанию	Единицы
LEVEL	Тип модели (1, 2 или 3)	1	
L	Длина канала	DEFL	м
W	Ширина канала	DEFW	м
LD	Длина области боковой диффузии	0	в
WD	Ширина области боковой диффузии	0	в
VTO	Барьерный потенциал	0	в
KP	Транскондуктивность, связывающая ток стока с напряжением	2E-5	A/B ²
GAMMA	Коэффициент влияния подложки на пороговое напряжение	0	B ^{0,5}
PHI	Поверхностный потенциал	0,6	в
LAMBDA	Константа, учитывающая модуляцию длины канала (для моделей 1 и 2)	0	в ⁻¹
RG	Омическое сопротивление затвора	0	0м
RD	Омическое сопротивление стока	0	0м
RS	Омическое сопротивление истока	0	0м
RB	Омическое сопротивление подложки	0	0м
RDS	Сопротивление утечки СТОК–ИСТОК	Бесконечно большое	А
RSH	Удельное сопротивление диффузионных областей стока и истока	0	Ом/кв
IS	Ток насыщения <i>рн</i> -перехода сток(исток)–подложка	1E-14	А
PB	Потенциал приповерхностного слоя подложки	0,8	в
JS	Плотность тока насыщения <i>рн</i> -перехода сток(исток)–подложка	0	A/m ²

Имя параметра	Параметр	Значения по умолчанию	Единицы
CBD	Емкость перехода сток–подложка при нулевом смещении	0	Ф
CBS	Емкость перехода исток–подложка при нулевом смещении	0	Ф
CJ	Удельная емкость перехода сток(исток)–подложка при нулевом смещении (на единицу площади перехода)	0	Ф/м ²
CJSW	Удельная емкость боковой поверхности перехода сток(исток) — подложка при нулевом смещении (на единицу длины периметра перехода)	0	Ф/м
MJ	Градиентный коэффициент нижнего <i>рн</i> -перехода	0,5	Ф
MJSW	Градиентный коэффициент боковой части <i>рн</i> -перехода	0,33	Ф
FC	Коэффициент емкости перехода подложки при прямом смещении	0,5	
CGSO	Удельная емкость перекрытия затвор–сток (на единицу ширины)	0	Ф/м
CGDO	Удельная емкость перекрытия затвор–исток (на единицу ширины)	0	Ф/м
CGBO	Удельная емкость перекрытия затвор–подложка (на единицу ширины)	0	Ф/м
NSUB	Плотность легирования подложки	0	см ⁻³
NSS	Плотность медленных поверхностных состояний	0	см ⁻²
NFS	Плотность быстрых поверхностных состояний	0	см ⁻²
TOX	Толщина оксидного слоя	бесконечно большая	м

TPG	Тип материала затвора: +1 противоположен типу подложки –1 такой, как в подложке 0 алюминий		
XJ	Глубина metallургического перехода	0	м
U0	Поверхностная подвижность	600	см ² /В × с
UCRIT	Напряженность критического снижения подвижности (для LEVEL = 2)		
UEXP	Показатель степени критичес- кого снижения напряженнос- ти (для LEVEL = 2)		
UTRA	(Не используется) напряжен- ность критического снижения поперечной подвижности		
VMAX	Максимальная скорость дрей- фа 0 м/с NEFF Коэффициент заряда канала (для LEVEL = 2)	1	
XQC	Часть заряда канала, опреде- ляемая стоком	1	
DELTA	Коэффициент влияния шири- ны канала на пороговое нап- ряжение	0	
THETA	Коэффициент модуляции подвижности (для LEVEL = 3)	0	B ⁻¹
ETA	Коэффициент статической об- ратной связи (для LEVEL = 3)	0	
KAPPA	Коэффициент насыщения поля (для LEVEL = 3)	0,2	
KF	Коэффициент спектральной плотности фликкер-шума	0	
AF	Показатель спектральной плотности фликкер-шума	1	

МОП-транзистор, который показан на рис. D.4, смоделирован как встроенный МОП-транзистор с омическим сопротивлением RD , включенным последовательно со стоком, омическим сопротивлением RS , включенным последовательно с истоком, омическим сопротивлением RG последовательно с затвором и омическим сопротивлением RB последовательно с подложкой. Сопротивление утечки RDS подключено параллельно каналу (сток-исток).



■ Рис. D.4. Модель МОП-транзистора

Q – биполярный транзистор

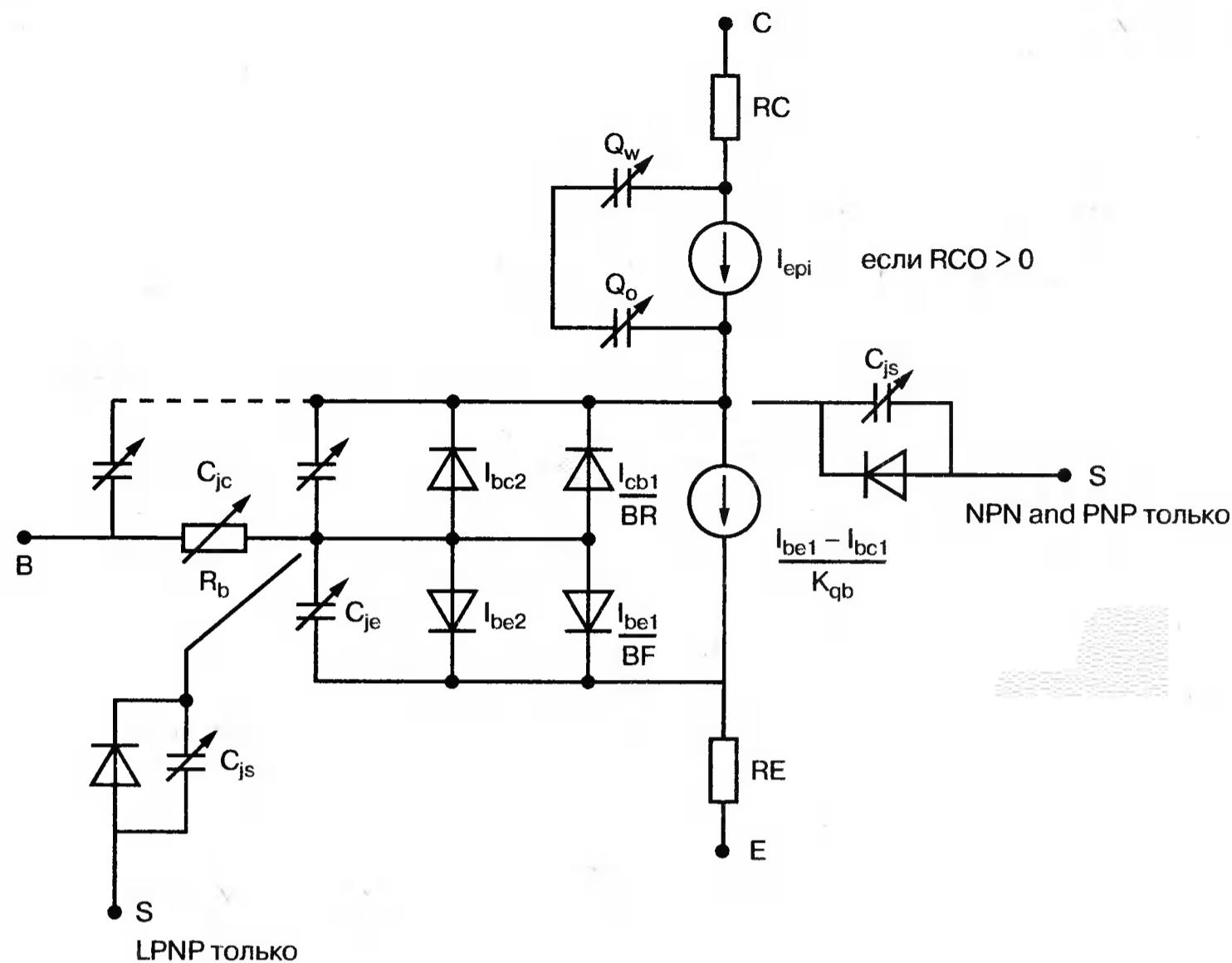
Q <имя> <узел коллектора> <узел базы>

<узел эммитера> <[узел подложки]> <имя модели> [площадь]

Имя параметра	Параметр	Значения по умолчанию	Единицы
IS	Ток насыщения $p-n-p$ -перехода	1E-16	A
BF	Максимальный прямой коэффициент усиления для идеального транзистора	100	
NF	Коэффициент эмиссии тока при прямом смещении	1	
VAF(VA)	Напряжение Эрли при прямом смещении	Бесконечно большое	B

ISE (C2)	Ток насыщения утечки перехода база–эмиттер	0	A
IKF (IK)	Ток, соответствующий перегибу в зависимости коэффициента усиления от тока коллектора	Бесконечно большое	A
NE	Коэффициент неидеальности перехода база–эмиттер	1,5	
BR	Максимальный коэффициент усиления для идеального транзистора в инверсном режиме	1	
NR	Коэффициент неидеальности в инверсном режиме	1	
VAR (VB)	Напряжение Эрли в инверсном режиме	Бесконечно большое	B
IKR	Ток, соответствующий точке перегиба в зависимости коэффициента усиления от тока коллектора	Бесконечно большое	A
ISC (C4)	Ток насыщения утечки перехода база–коллектор	0	A
NC	Коэффициент неидеальности коллекторного перехода	2,0	
RB	Объемное сопротивление базы при нулевом смещении (максимальное)	0	0м
RBM	Минимальное сопротивление базы	RB	0м
RE	Омическое сопротивление эмиттера	0	0м
RC	Омическое сопротивление коллектора	0	0м
CJE	Емкость перехода база–эмиттер при нулевом смещении	0	Ф
VJE(PE)	Контактная разность потенциалов перехода база–эмиттер	0,75	B
MJE(ME)	Градиентный коэффициент перехода база–эмиттер	0,33	

Имя параметра	Параметр	Значения по умолчанию	Единицы
CJC	Емкость перехода база–коллектор при нулевом смещении	0	Ф
VJC	Контактная разность потенциалов перехода база–коллектор	0,75	В
MJC (MC)	Градиентный коэффициент перехода база–коллектор	0,33	
XCJC	Доля C_{bc} , связанная с R_b	1	
CJS	Емкость перехода коллектор–подложка при нулевом смещении	0	Ф
VJS (PS)	Контактная разность потенциалов перехода коллектор–подложка	0,75	
MJS (MS)	Градиентный коэффициент перехода коллектор–подложка	0	
FC	Коэффициент конденсатора истощения прямого смещения	0,5	
TF	Прямое время пролета для идеального транзистора	0	с
XTF	Коэффициент для времени пролета	0	
VTF	Напряжение, характеризующее зависимость времени пролета от V_{bc}	Бесконечно-большое	В
ITF	Ток, характеризующий зависимость времени пролета от V_{bc}	0	А
PTF	Дополнительный сдвиг фазы при частоте $I/(2\pi TF)$ Гц	0	°С
TR	Время обратного пролета для идеального транзистора	0	с
EG	Напряжение ширины запрещенной зоны (высота барьера)	1,11	эВ



■ Рис. D.5. Модель полевого транзистора ВJT

Имя параметра	Параметр	Значения по умолчанию	Единицы
XTB	Температурный коэффициент для BF и BR	0	
XTI	Температурный коэффициент для IS	3	
KF	Коэффициент спектральной плотности фликкер-шума	0	
AF	Показатель спектральной плотности фликкер-шума	1	

BJT, что видно из рис. D.5, смоделирован как встроенный транзистор с омическим сопротивлением RC , включенным последовательно с коллектором, с переменным сопротивлением R_b последовательно с базой и омическим сопротивлением RE последовательно с эмиттером. Узел подложки не обязателен, по умолчанию он заземляется, если не оговаривается другое соединение.

R – резистор

R <параметр> <+узел> <-узел> [имя модели] <значение>

Имя параметра	Параметр	Значения по умолчанию	Единицы
R	Множитель для определения сопротивления	1	
TC1	Линейный температурный коэффициент	0	°C
TC2	Квадратичный температурный коэффициент	0	°C
TCE	Экспоненциальный температурный коэффициент	0	% °C

Если [имя модели] включено в директиву, а TCE не определен, то сопротивление вычисляется по формуле

$$\langle\text{значение}\rangle R(1 + \text{TC1}(T - T_{\text{ном}}) + \text{TC2}(T - T_{\text{ном}})^2),$$

где $T_{\text{ном}}$ – номинальная температура.

Если же [имя модели] включено в директиву и определен параметр TCE, то сопротивление вычисляется по другой формуле

$$\langle\text{значение}\rangle R \cdot 1,01^{\text{TCE}(T-T_{\text{ном}})}$$

Шум вычисляется для полосы частот, начинающейся с 1 Гц. Резистор генерирует тепловой шум с плотностью мощности, вычисляемой из выражения:

S – Ключ, управляемый напряжением

S [имя] <+узел ключа> <-узел ключа> <+узел управления> <-узел управления> <имя модели>

Имя параметра	Параметр	Значения по умолчанию	Единицы
RON	Сопротивление во включенном состоянии	1	Ом
ROFF	Сопротивление в выключенном состоянии	1E6	Ом
VON	Управляющее напряжение при включении	1	В
VOFF	Управляющее напряжение при выключении	0	В

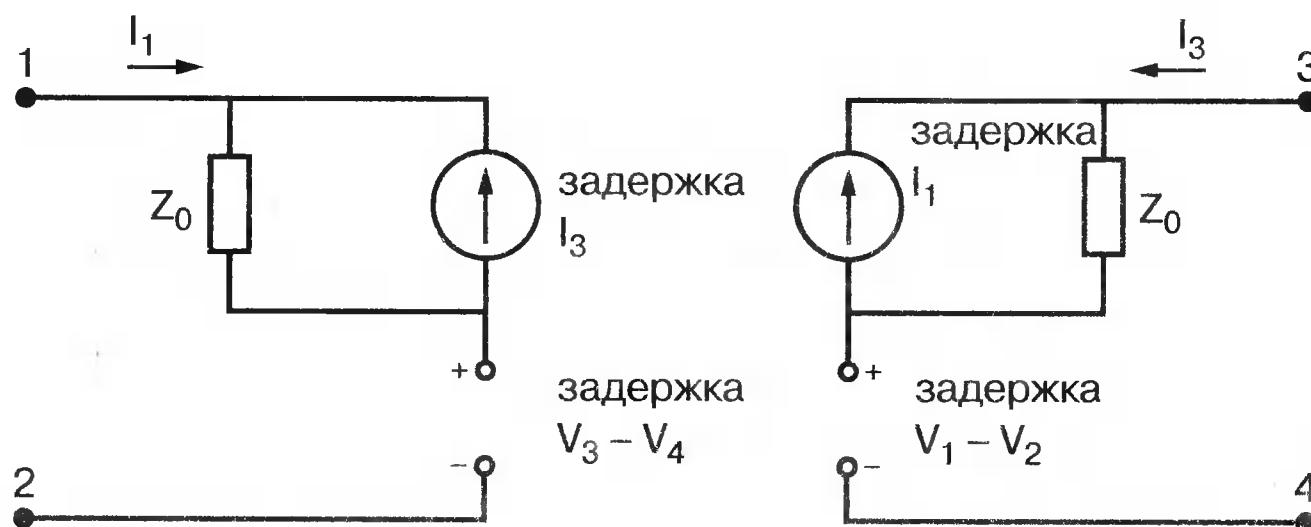
Обратите внимание на то, что сопротивление при переключениях плавно изменяется от значения RON до значения ROFF или обратно.

T – линия передачи

T [имя] <+узел порта A> <-узел порта A> <+узел порта B> <-узел порта B> <Z0 = значение> [TD = значение] [F = значение] [NL = значение]

Z_0 – характеристическое сопротивление, F частота и NL – относительная длина волны со значением по умолчанию 0,25 (следовательно F в 4 раза больше f).

Линия передачи, как показано на рис. D.6, моделируется как двунаправленная линия задержки с двумя портами: портом А с узлами 1 и 2, находящимся слева, и портом В с узлами 3 и 4, находящимся справа.



■ Рис. D.6. Модели линии передачи

V – независимый источник напряжения

V[имя] <+узел> <-узел> [[DC] <значение>] [AC <значение> [фаза] [спецификация формы напряжения]]

Если имеется [спецификация формы напряжения] она должна быть одной из следующих: EXP <>, PULSE <>, PWL <>, SFFM<> или SIN <>.

W – переключатель, управляемый током

Имя параметра	Параметр	Значения по умолчанию	Единицы
RON	Сопротивление во включенном состоянии	1	Ом
ROFF	Сопротивление в выключенном состоянии	1E6	Ом
VON	Управляющий ток при включении	0,001	А
VOFF	Управляющий ток при выключении	0	А

W <имя> <+узел ключа> <-узел ключа> <имя управляющего источника V> <имя модели>

Обратите внимание на то, что сопротивление при переключениях плавно изменяется от значения RON до значения ROFF или обратно.

X – вызов подсхемы

X <имя> [<узел>] * <имя подсхемы> [PARAMS: <<параметр> = <значение> *>]

При вызове должны быть указаны те же номера узлов, что и при определении подсхемы.

* Описание этой модели помещено на прилагаемом компакт-диске в файле Documents\PSpice_with_Capture\Pspref.pdf, с. 165–166. (Прим. переводчика.)

Приложения

Стандартные библиотеки компонентов PSpice



Это приложение содержит сокращенную версию стандартной библиотеки компонентов OrCAD PSpice, в которую частично включены библиотеки компонентов различных типов. Ниже приведен перечень компонентов, включенных в эту библиотеку:

Имя компонента	Тип компонента
Q2N2222	Биполярный NPN-транзистор
Q2N2907A	Биполярный PNP-транзистор
Q2N3904	Биполярный NPN-транзистор
Q2N3906	Биполярный PNP-транзистор
D1N750	Стабилитрон (зенеровский диод)
MV2201	Диод с емкостью, управляемой напряжением
D1N4002	Мощный диод
D1N4148	Ключевой диод
MBD101	Ключевой диод
J2N3819	N-канальный полевой транзистор
J2N4393	N-канальный полевой транзистор
IXGH40N60	N-канальный IGBT-транзистор
LM324	Линейный операционный усилитель
LF411	Линейный операционный усилитель
UA741	Линейный операционный усилитель
LM111	Компаратор напряжения
K3019PL_3C8	Ферритовый магнитопровод
K502T300_3C8	Ферритовый магнитопровод

Имя компонента	Тип компонента
K528T50 (L3C8)	Ферритовый магнитопровод
KRM8PL_3C8	Ферритовый магнитопровод
IRF150	Мощный полевой транзистор МОП N-типа
IRF9140	Мощный полевой транзистор МОП Р-типа
PAL20RP4B	Программируемое логическое устройство
A4N25	Оптопара
2N5444	Кремниевый управляемый выпрямитель
555D	таймер 555
P/L2C	Сдвоенная, однородная, сосредоточенная Т-образная линия передачи
P/L2C_A	Соединенный, неоднородная, сосредото- ченная Т-образная линия передачи
P/LS	Одиночная, сосредоточенная линия передачи
P/T2C	Сдвоенная, однородная, распределенная линия передачи
P/T2C_A	Сдвоенная, неоднородная, распределен- ная (асимметрична) линия передачи
P/TS	Одиночная, распределенная линия передачи
54152A	Мультиплексор/селектор данных 8-1
7400	Четыре 2-входовых положительных И-НЕ
7401	Четыре 2-входовых положительных И-НЕ с открытым коллектором
7402	Четыре 2-входовых положительных ИЛИ-НЕ
7403	Четыре 2-входовых положительных И-НЕ с открытым коллектором
7404	Шесть инверторов
7405	Шесть инверторов с открытым коллектором
7406	Шесть инверторов буферов/драйверов с высоковольтными выходами и открытым коллектором
7407	Шесть буфер/драйверов с высоковольтны- ми выводами и открытыми коллекторами

7408	Четыре 2-входовых положительных И
7409	Четыре 2-входовых положительных И с выходами с открытым коллектором
7410	Три 3-входовых положительных И-НЕ
74100	8-разрядный бистабильный триггер-зашелка
74107	Два J-K-триггера с очисткой
74109	Два J-K-триггера с запуском положительных фронтом
74111	Три 3-входовых положительных И
74S11	Три 3-входовых положительных И ТТЛ серии S
74110	Ведущий/ведомый J-K-триггер со схемой И на входе и захватом данных
74111	Двойной ведущий/ведомый J-K-триггер с захватом данных
7412	Три 3-входовых положительных И-НЕ с открытым коллектором
74121	Неперезапускаемый моностабильный мультивибратор с триггером Шмитта на входе
74122	Перезапускаемый моностабильный мультивибратор
74123	Перезапускаемый моностабильный мультивибратор
74125	Четыре буфера шины с тремя состояниями выходов
74126	Четыре буфера шины с тремя состояниями выходов
74128	Драйверы линейных усилителей
7413	Две 4-входовые схемы И-НЕ с триггером Шмитта
74132	Четыре 2-входовые схемы И-НЕ с триггером Шмитта
74136	Четыре 2-входовые схемы исключающего ИЛИ с открытым коллектором
7414	Шесть инверторов с триггерами Шмитта

74147	Приоритетный шифратор из 10 в 4
74148	Приоритетный шифратор из 8 в 3
74151A	Мультиплексор/селектор данных из 8 в 1
74153	Два мультиплексора/селектора данных из 4 в 1
74154	Дешифратор/демультиплексор из 4 в 16
74155	Дешифратор/демультиплексор из 2 в 4
74156	Дешифратор/демультиплексор из 2 в 4 с открытыми коллекторами
74157	Четыре мультиплексора/селектора данных из 2 в 1
74159	Дешифратор/демультиплексор из 4 в 16 с открытыми коллекторами
7416	Шесть инверторов буфер/драйверов с высоковольтными выводами и открытыми коллекторами
74160	Синхронные 4-разрядные десятичные счетчики с асинхронной очисткой
74161	Синхронные 4-разрядные двоичные счетчики с прямой очисткой
74162	Синхронные 4-разрядные двоичные счетчики с синхронной очисткой
74163	Синхронные 4-разрядные двоичные счетчики
74164	8-разрядные регистры с последовательным сдвигом и параллельными выходами
7417	Шесть буферов/драйверов с высоковольтными открытыми коллекторами
74173	Регистр D-типа 4-разрядный с тремя состояниями выхода
74174	Шесть D-триггеров с очисткой
74175	Четыре D-триггера с очисткой
74176	Десятичный и двоичный счетчик/защелка с предустановкой на 35 МГц
74177	Десятичный и двоичный счетчик/защелка с предустановкой на 35 МГц

74178	4-разрядный сдвиговый регистр с параллельным доступом
74179	4-разрядный сдвиговый регистр с параллельным доступом
74181	Генератор с функциями АЛУ
74182	Генератор ускоренного переноса
74184	Преобразователь двоично-десятичного кода в двоичный
74185A	Преобразователь двоичного кода в двоично-десятичный
74194	4-разрядный двунаправленный универсальный сдвиговый регистр
74195	4-разрядный сдвиговый регистр с параллельным доступом
74196	4-разрядный десятичный счетчик/защелка с предустановкой
74197	4-разрядный двоичный счетчик/защелка с предустановкой
7420	Две 4-входовые схемы И-НЕ
7422	Две 4-входовые схемы И-НЕ с открытыми коллекторами
7423	Две 4-входовых схемы ИЛИ-НЕ со стробированием
74246	Декодер/драйвер двоично-десятичного кода в сигнал 7-сегментного индикатора с открытыми коллекторами
74248	Декодер/драйвер двоично-десятичного кода в сигнал 7-сегментного индикатора сстроенными «подтягивающими» резисторами (pullup)
74249	Декодер/драйвер двоично-десятичного кода в сигнал 7-сегментного индикатора с открытыми коллекторами

7425	Две 4-входовые схемы ИЛИ-НЕ со стро- бированием
74251	Мультиплексор/селектор данных из 8 в 1 с тремя состояниями выходов
74259	8-разрядный адресуемый регистр-защелка
7426	И-НЕ для высоковольтного интерфейса
74265	Четыре элемента с комплементарными выходами
7427	Три 3-входовые схемы ИЛИ-НЕ
74273	Восемь D-триггеров с очисткой, запускае- мых по фронту
74276	Четыре JK-триггера
74278	4-разрядный каскадируемый приоритет- ный регистр
74279	Четыре защелки SBAR-RBAR
7428	Четыре 2-входовые буфера ИЛИ-НЕ
74283	Полный 4-разрядный двоичный сумматор с быстрым переносом
74290	4-разрядный десятичный счетчик, асинх- ронный
74293	4-разрядный двоичный счетчик, асинхронный
74298	Четыре 2-входовых мультиплексора с запоминанием
7430	8-входовая схема И-НЕ
7432	Четыре 2-входовых схемы ИЛИ
7433	Четыре 2-входовых буфера ИЛИ-НЕ с открытыми коллекторами
74351	Два селектора данных/мультиплексора с тремя состояниями выходов
74365A	Шесть драйверов линии с тремя состояни- ями выходов
74366A	Шесть драйверов линии с тремя состояни- ями выходов
74367A	Шесть драйверов линии с тремя состояни- ями выходов

74368A	Шесть драйверов линии с тремя состояниями выходов
7437	Четыре 2-входовых буфера И-НЕ
74376	Четыре JK-тригера
7438	Четыре 2-входовых буфера И-НЕ с открытыми коллекторами
7439	Четыре 2-входовых буфера И-НЕ с открытыми коллекторами
74390	4-разрядный десятичный счетчик, асинхронный
74393	4-разрядный двоичный счетчик, асинхронный
7440	Два 4-входовых буфера И-НЕ
74425	Четыре буфера шины с тремя состояниями выходов
74426	Четыре буфера шины с тремя состояниями выходов
7442A	Дешифратор двоично-десятичный.десятничный из 4 в 10
7443A	Дешифратор Excess-3 кода в десятичный код из 4 в 10 линий
7444A	Дешифратор из кода Грэя в десятичный 4-10 линий
7445	Дешифратор/драйвер из двоично-десятичного в десятичный код с открытыми коллекторами
7446A	Дешифратор/драйвер из двоично-десятичного в код 7-сегментного индикатора с открытыми коллекторами
7448	Дешифратор/драйвер из двоично-десятичного в код 7-сегментного индикатора со встроенными «подтягивающими» (pullup) резисторами
7449	Дешифратор/драйвер из двоично-десятичного в код 7-сегментного индикатора с открытыми коллекторами

74490	4-разрядный десятичный счетчик, асинхронный
7450	Два 2-wide 2-входовых И-ИЛИ-НЕ
7451	И-ИЛИ-НЕ
7453	Расширяемый 4-wide И-ИЛИ-НЕ
7454	4-wide И-ИЛИ-НЕ
7460	Два 4-входовых расширителя
7470	Запускаемый фронтом JK-триггер с предустановкой, очисткой и схемой И на входе
7472	Ведущий-ведомый JK-триггер с предустановкой, очисткой и схемой И на входе
7473	Два JK-триггера с очисткой
7474	Два запускаемых фронтом D-триггера с предустановкой
7475	4-разрядная бистабильная защелка (два 2-разрядных общих таймера и 4-разрядная бистабильная защелка)
7476	Два JK-триггера с предустановкой и очисткой
7477	4-разрядная бистабильная защелка
7482	2-разрядный двоичный полный сумматор
7483A	4-разрядный двоичный полный сумматор с быстрым переносом
7485	4-разрядный компаратор чисел
7486	Четыре 2-входовых исключающих ИЛИ
7491A	8-разрядный сдвиговый регистр
7492A	Счетчик, делящий на 12, 4-разрядный, асинхронный
7493A	Счетчик двоичный 4-разрядный, асинхронный
7494	4-разрядный сдвиговый регистр
7495A	8-разрядный параллельный сдвиговый регистр
7496	8-разрядный последовательный сдвиговый регистр с параллельным выходом

Библиотека параметров моделей биполярных транзисторов

Ниже приведена сокращенная версия библиотеки моделей OrCAD для биполярных транзисторов (BJT). Параметры для каждого компонента в этой библиотеке моделей были получены из справочных данных. Каждый компонент характеризовался с использованием опции Parts. Устройства могут также характеризоваться без использования Parts следующим образом:

NE, NC	Обычно равны 4
BF, 1SE, IKF	Они получены из номинальной кривой зависимости коэффициента усиления от тока коллектора. Величина BF определяется коэффициентом усиления в среднем диапазоне. Отношение 1SE/IS определяется точкой перегиба характеристики при низких значениях тока, IKF – при высоких значениях
ISC	Устанавливается равным 1SE
IS, RB, RE, RC	Они определяются по заданным номинальным зависимостям VBE(IC) и VCE(IC) при насыщении. IS определяется низким значением тока VBE. Величина RB + RE определяется крутизной нарастания VBE при росте IC. Величина RE + RC определяется крутизной нарастания VCE при росте IC. Сопротивление RC обычно устанавливается равным 0
VAF	Напряжения, определенные на листе данных, используются, чтобы установить VAF, чтобы дать номинальное полное сопротивление выхода (RO на .OP распечатке) на листе данных
CJC, CJE	Используются напряжения, определенные в справочных данных, чтобы установить CJC и CJE, чтобы дать номинальные емкости входа и выхода (CPI и CMU на распечатке по директиве .OP; Cibo и Cobo на листе данных)
TF	Используются напряжения и токи, заданные в справочных данных для вычисления FT. Время пролета TF выбирается таким, чтобы получить номинальное значение FT при распечатке по директиве .OP

TR	Используются графики нарастания и спада из справочных данных, чтобы откорректировать TR (и при необходимости TF) таким образом, чтобы анализ переходных процессов давал номинальные значения задержки включения, времени нарастания, времени накопления и времени спада
KF, AF	Эти параметры устанавливаются только тогда, когда в справочных данных приведена спецификация шума. Тогда AF устанавливается равным 1, а KF – таким, чтобы общий шум в коллекторе превышал шум генератора в коллекторе на заданное число децибел

```

.model Q2N2222 NPN(Is=14.34f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=74.03
Bf=255.9 Ne=1.307
+ Ise=14.34f Ikf=.2847 Xtb=1.5 Br=6.092 Nc=2 Isc=0
Ikr=0 Rc=1
+ Cjc=7.306p Mjc=.3416 Vjc=.75 Fc=.5 Cje= 22.01p
Mje=.377 Vje=.75
+ Tr=46.91n Tf=411.1p Itf=.6 Vtf=1.7 Xtf=3 Rb=10)
National pid=19 case=T018
88-09-07 barn creation

.model Q2N2907A PNP(Is=650.6E-18 Xti=3 Eg=1.11 Vaf=115.7
Bf=231.7 Ne=1.829
+ Ise = 54.81f Ikf = 1.079 Xtb = 1.5 Br=3.563 Nc = 2
Isc = 0 Ikr = 0 Rc=.715
+ Cjc=14.76p Mjc=.5383 Vjc=.75 Fc=.5 Cje = 19.82p
Mje=.3357 Vje=.75
+ Tr=111.3n Tf=6Q3.7p Itf=.65 Vtf=5 Xtf=1.7 Rb=10)
National pid=63 case=T018
88-09-09 bam creation

.model Q2N3904 NPN (Is=6.734f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=74.03
Bf=416.4 Ne=1.259
+ Ise = 6.734f Ikf=66.78m Xtb=1.5 Br=.7371 Nc = 2 lsc
= 0 Ikr = 0 Rc=1
+ Cjc = 3.638p Mjc=.3085 Vjc=.75 Fc= . 5 Cje = 4.493p
Mje=.2593 Vje=.75
+ Tr=239.5n Tf=301.2p Itf=.4 Vtf=4 Xtf=2 Rb=10)
National pid=23 case=T092
88-09-08 barn creation

.model Q2N3906 PNP(Is=1.41f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=18.7
Bf=180.7 Ke=1.5 Ise=0
+ Ikf=80rn Xtb=1.5 Br=4.977 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=2.5
Cjc=9.728p
+ Mjc=.5776 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=8.063p Mje=.3677
Vje=.75 Tr=33.42n
+ Tf = 179.3p Itf=.4 Vtf = 4 Xtf = 6 Rb=10)
National pid=66 case=T092
88-09-09 bam creation

```

Библиотека параметров моделей диодов

Ниже приведена сокращенная версия библиотеки моделей OrCAD для диодов. Параметры в этой библиотеке моделей были получены из справочных данных для каждого компонента. Параметры для большинства компонентов задавались с использованием опции Parts.

Компоненты могут также задаваться без опции Parts следующим образом:

IS	Номинальный ток насыщения
RS	Для стабилитронов: номинальное сопротивление при малом сигнале и номинальном рабочем токе
IB	Для стабилитронов: устанавливается равным номинальному току насыщения
IBV	Для стабилитронов: при номинальном рабочем токе IBV равно установленному напряжению зенеровского пробоя

Стабилитроны

Суффикс «A» не изменяет параметров стабилитронов (то есть прибор 1N750A имеет те же параметры, что и 1N750).

```
.model D1N750 D(Is=880.5E-1S Rs=.25 Ikf=0 N=1 Xti=3
          Eg=1.11 Cjo = 175p M=.5516
+
          Vj=.75 Fc=.5 Isr=1.859n Nr=2 Bv=4.7 Ibv=20.245m
          Nbv=1.6989
+
          Ibvl = 1. 9556m Nbvl = 14. 976 Tbvl = -21.277u)
Motorola      pid=1N750      case=DO-35
39-9-18 gjt
Vz=4.7 @ 20mA, Zz=300 @ 1mA, Zz=12.5 @ 5mA,
Zz=2.6 @ 20mA
```

Диоды с емкостью, зависящей от напряжения (варикалы)

Параметры в этой библиотеке моделей были получены из справочных данных для каждого компонента и задавались с использованием опции Parts.

```
.model MV2201 (Is=1.365p Rs=1 Ikf=0 N=1 Xti=3 Eg=1.11
j0=14.93p M=.4261
+
          Vj = .75 Fc=.5 Isr=16.02p Nr=2 Bv=2 Ibv=10u)
Motorola      pid=MV2201      case=182-03
88-09-22 bam           creation
```

Ключевые диоды

```
.model D1N4148 D(Is = 2.682n N==1.836 Rs=.5664 Ikf =
44.17m Xti = 3 Eg=1.11 +Tt=11.54n) Cjo=4p M=.3333 Vj=.5
Fc=.5 Isr=1.565n Nr=2 Bv=100 Ibv = 100u
```

```
.model MBD101 D(Is=192.1p Rs=.1 1kf=0 N=1 Xti=3 Eg=1.11
Cjo = 893.8f
+M=98.29m Vj =.75 Fc=.5 Isr=16.91n Nr=2 Bv=5 Ibv=10u)
Motorola pid=MBD101 case=182-03
88-09-22 bam creation
```

Мощные диоды

```
+ .MODEL D1N4002 D (IS=14.11E-9 N=1.984 RS=33.89E~3
IKF=94.81 XTI = 3
+ EG=1.110 CJO=51.17E-12 M=.2762 VJ=.3905 FC=.5
ISR=100. OE-12
+ NR=2 BV=100.1 IBV=10 TT=4.761E-6)
```

Библиотека параметров модели полевого транзистора

Ниже приведена сокращенная версия библиотеки моделей OrCAD для полевых транзисторов. Параметры в этой библиотеке моделей были получены из справочных данных для каждого компонента. Параметры для большинства компонентов задавались с использованием опции Parts.

```
.model J2N3819 NJF (Beta=1.304m Betatce=-.5 Rd=1 Rs=1
Lambda=2.25m
Vto=-3
+ Vtotc=-2.5m Is=33.57f Isr=322.4f N=1 Nr=2 Xti=3
Alpha=311.7
+ Vk=243.6 Cgd=1.6p M=.3622 Pb=1 Fc=.5 Cgs=2.414p
Kf=9.882E-18
+ Af=1)
National pid=50 case=TO92
88-08-01 run BVmin=25

.model J2N43 93 NJF(Beta=9.10 9m Betatce=-.5 Rd=1 Rs=1
Lambda=6m Vto=-1.422
+ Vtotc=-2.5m Is = 205.2f Isr=1.988p N=1 Nr = 2 Xti
= 3 Alpha=20.98u
+ Vk=123.7 Cgd=4.57p M=.4069 Pb=1 Fc=.5 Cgs=4.06p
Kf=123E-18
+ Af = 1)
National pid=51 case=TO18
88-07-13 bam BVmin=40
```

Библиотека параметров моделей igbt-транзисторов

Параметры в этой библиотеке моделей были получены из справочных данных. Параметры этого компонента задавались с использованием программ Parts и Optimizer:

```
.MODEL IXGH40N60 NIGBT
+ TAU=287.56E-9
+ KP=50.034
+ AREA=37.500E-6
+ AGD=18.750E-6
```

```

+ VT=4.1822
+ KF=.36047
+ CGS = 31. 942E-9
+ COXD = 53.188E-9
+ VTD=2.6570

```

Библиотека подсхем операционных усилителей

Ниже приведена сокращенная версия библиотеки моделей OrCAD для линейных подсхем ОУ.

Параметры в библиотеке ОУ были получены из справочных данных для каждого компонента. Используемая макромодель подобна ранее описанной [см. Boyle, Graeme, Barry Cohn, Donald Pederson, and James Solomon, 1974, Macromodeling of integrated circuit operational amplifiers, *IEEE Journal of Solid-State Circuits* SC-9, no. 6 (December)] Отличия от этой модели вызваны ограничениями, наложенными на выходной каскад. Он был изменен, чтобы уменьшить генерируемые токи для ограничения выходного напряжения и тока короткого замыкания. Параметры модели ОУ соответствуют комнатной температуре, температурные изменения в модели не отражаются. Этот библиотечный файл содержит модели для номинального устройства и не учитывает наихудший случай:

```

connections:      non-inverting input
                  | inverting input
                  | | positive power supply
                  | | | negative power supply
                  | | | | output
                  | | | |
.subckt LM324    1 2 3 4 5
c1 11 12 2.887E-12
c2 6 7 30.00E-12
dc 5 53 dx
de 54 5 dx
dip 90 91 dx
din 92 90 dx
dp 4 3 dx
egnd 99 0 poly(2)(3,0)(4,0) 0 .5 .5
fb 7 99 poly(5) vb vc ve vlp vln 0 21.22E6 -20E6 20E6
20E6 -20E6
ga 6 0 11 12 188.5E-6
gcm 0 6 10 99 59.61E-9
iee 3 10 dc 15.09E-6
hlim 90 0 vlim 1K
q1 11 2 13 qx
q2 12 1 14 qx
r2 6 9 100.0E3
rc1 4 11 5.305E3
rc2 4 12 5.305E3
rel 13 10 1.845E3
re2 14 10 1.845E3
rcc 10 99 13.25E6
rol 8 5 50
ro2 7 99 25

```

```

rp    3 4 9.082E3
vb    9 0 dc 0
vc    3 53 dc 1.500
ve    54 4 dc 0.65
vlim  7 8 dc 0
vlp   91 0 dc 40
vln   0 92 dc 40
.model dx D(Is = 800.OE-18 Rs = 1)
.model qx PNP (Is = 800 .OE-18 Bf=166.7)
.ends

connections:      non-inverting input
                  | inverting input
                  | | positive power supply
                  | | | negative power supply
                  | | | | output
                  | | | |

.subckt uA741    1 2 3 4 5
c1    11 12 8.661E-12
c2    6 7 30.00E-12
dc    5 53 dx
de    54 5 dx
dip   90 91 dx
din   92 90 dx
dp    4 3 dx
egnd 99 0 poly(2)(3,0)(4,0) 0 .5 .5
fb    7 99 poly(5) vb vc ve vlp vln 0 10.61E6 -10E6 10E6
10E6 -10E6
ga    6 0 11 12 188.5E-6
gcm   0 6 10 99 5.961E-9
iee   3 10 dc 15.16E-6
hlim  90 0 vlim 1K
q1    11 2 13 qx
q2    12 1 14 qx
r2    6 9 100.0E3
rc1   3 11 5.305E3
rc2   3 12 5.305E3
rel   13 10 1.836E3
re2   14 10 1.836E3
rcc   10 99 13.19E6
rol   8 5 50
ro2   7 99 100
rp    3 4 18.16E3
vb    9 0 dc 0
vc    3 53 dc 1
ve    54 4 dc 1
vlim  7 8 dc 0
vlp   91 0 dc 40
vln   0 92 dc 40
.model dx D(Is=800.OE-18 Rs=1)
.model qx NPN(Is=800.OE-18 Bf=93.75)
.ends

connections:      non-inverting input
                  | inverting input
                  | | positive power supply
                  | | | negative power supply
                  | | | | output
                  | | | |

```

```

.subckt LF411 1 2 3 4 5
  c1 11 12 4.196E-12
  c2 6 7 10.00E-12
  css 10 99 1.333E-12
  dc 5 53 dx
  de 54 5 dx
  dip 90 91 dx
  din 92 90 dx
  dp 4 3 dx
  egnd 99 0 poly(2)(3,0)(4,0) 0 .5 .5
  fb 7 99 poly(5) vb vc ve vlp vln 0 31.83E6 -30E6 30E6
  30E6 -30E6
  ga 6 0 11 12 251.4E-6
  gcm 0 6 10 99 2.514E-9
  iss 3 10 dc 170.0E-6
  hlim 90 0 vlim 1K
  j1 11 2 13 qx
  j2 12 1 14 qx
  r2 6 9 100.0E3
  rd1 3 11 3.978E3
  rd2 3 12 3.978E3
  rol 13 10 1.836E3
  ro2 14 10 1.836E3
  rcc 10 99 13.19E6
  rol 8 5 50
  ro2 7 99 25
  rp 3 4 15.00E3
  rss 10 99 4 1.176E6
  vb 9 0 dc 0
  vc 3 53 dc 1.500
  ve 54 4 dc 1.500
  vlim 7 8 dc 0
  vlp 91 0 dc 25
  vln 0 92 dc 25
.model dx D(Is=800.0E-18 Rs=1m)
.model qx NJF(Is=12.50E-12 Beta=743.3E-6 Vto=-1)
.ends

```

Компараторы напряжения

Параметры в этой библиотеке компараторов были получены из справочных данных на компоненты. Используемая макромодель была разработана MicroSim Corporation и введена в PSpice с использованием опции Parts. Другая макромодель компаратора (не использованная в данной книге) описана в работе (Getreu, Ian, Andreas Hadiwidjaja, and Johan Brinch, 1976, An integrated-circuit comparator macromodel, IEEE Journal of Solid-State Circuits SC-11, no. 6 (December)). В этой работе рассматриваются вопросы моделирования компараторов напряжения.

Параметры рассматриваемой нами модели компаратора соответствуют комнатной температуре, температурные изменения в модели не отражаются. Библиотечный файл содержит модели для номинального устройства и не учитывает наихудший случай.

```

connections:    non-inverting input
                | inverting input
                | | positive power supply
                | | | negative power supply
                | | | | open collector output
                | | | | | output ground
                | | | | |

.subckt LM111 1 2 3 4 5 6
f1 9 3 v1 1
iee 3 7 dc 100.0E-6
vi1 21 1 dc .45
vi2 22 2 dc .45
q1 9 21 7 qin
q2 8 22 7 qin
q3 9 8 4 qin
q4 8 8 4 qin
.model qin PNP(Is=800.0E-18 Bf = 833.3)
.model qmi NPN(Is=800.0E-18 Bf = 1002)
.model qmo NPN(Is=800.0E-18 Bf = 1000 Cjc=1E-15 Tr=118.8E-9)
e1 10 6 9 4 1
v1 10 11 dc 0
q5 5 11 6 qoc
.model qoc NPN(Is=800.0E-18 Bf=34.49E3 Cjc=1E-15
Tr=79.34E-9)
dp 4 3 dx
rp 3 4 6.122E3
.model dx B(TS = 800.0E-18 RS = 1)
.ends

```

Библиотека моделей магнитопроводов

Ниже приведена сокращенная версия библиотеки моделей OrCAD для магнитопроводов. Параметры в библиотеке ОУ были получены из справочных данных для каждого магнитопровода. Модель магнитного материала описана в работе Jiles, D. C, and D. L. Atherton, 1986, Theory of ferromagnetic hysteresis, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 61:48-60. Параметры модели для феррита (Ferroxcube 3C8) были получены с использованием кривых гистерезиса $B(H)$ из каталога изготовителя. Затем была создана библиотека для каждого типоразмера магнитопровода из справочных данных. Обратите внимание, что магнитопровод характеризуется только типоразмером.

Используемый пример:

K2 L2 .99 K1409PL3C8

Примечания:

1. Использование компонента K со ссылкой на модель (ранее он применялся только для катушек с взаимной связью) изменяет смысл величины L: теперь это не значение индуктивности, а число витков обмотки.
2. Компонент K устройства может иметь только одну катушку индуктивности, как в предшествующем примере, где моделируется мощный дроссель.

Схемный файл:

```

+
| Demonstration of power inductor B-H curve
| To view results with Probe (B-H curve):
| 1) Add Trace for B(K1)
| 2) set X-axis variable to H(K1)
| Probe x-axis unit is Oersted
| Probe y-axis unit is Gauss
|.tran .1 4
| igen0 0 1 sin (0 .1amp 1Hz 0) ; Generator: starts with
0.1 amp sinewave,
then
| igen1 0 1 sin(0 .1amp 1Hz 1) ; +0.1amps, starting at
1 second
| igen2 0 1 sin(0 .2amp 1Hz 2) ; +0.2 amps, starting at
2 seconds
| igen3 0 1 sin(0 .8amp 1Hz 3) ; +0.4 amps, starting at
3 seconds
| RL 1 0 1ohm ; generator source resistance
| LI 1 0 20 ; inductor with 20 turns
| K1 LI .9999 K528T500 ; Ferroxcube torroid core
|.model K528T500 3C8 CORE (Ms = 415 . 2K A=44.82 C=.4112
K=25.74)
| +
| options it15=C AREA=1.17 PATH = 8.49)
|.probe
|.end
+

```

Магнитопровод Ferroxcube (горшок): феррит 3С8

```

.model K3019PL_ Core(MS=415.2K A=44.82 C=.4112 K=25.74
+ Area=1.38 Path=4.52)

```

Прямоугольный магнитопровод Ferroxcube: феррит 3С8

```

.model KRM8PL_3C8 Core(MS=415.2K A=44.82 C=.4112 K=25.74
+ Area=.630 Path = 3.84)

```

Торoidalный магнитопровод Ferroxcube: феррит 3С8

```

.model K502T300_3C8 Core (MS = 415 . 2K A=44.82
+ C=.4112 K = 25.74
+ Area=.371 Path = 7.32)
.model K528T500_3C8 Core(MS=415.2K A=44.82 C=.4112
+ K=25.74
+ Area = 1.17 Path = 8.49)

```

Библиотека параметров моделей транзисторов MOSFET (для «мощных» MOSFET)

Ниже приведена сокращенная версия библиотеки моделей OrCAD для мощных полевых транзисторов (MOSFET). Параметры в этой библиотеке моделей были получены из справочных данных для каждого

компонентом. Характеристики каждого компонента задавались с использованием опции Parts. Транзисторы могут также характеризоваться без использования Parts следующим образом:

LEVEL	Устанавливается равным 3 (прибор с коротким каналом)
TOX	Определяется классом затвора
L, LD, W, WD	Полагаем $L = 2w$ (вычисляется из входной емкости)
XJ, NSUB	Отображает технологию изготовления
IS, RD, RB	Определяется из параметра «прямое падение на диоде исток–сток» или из зависимости Idr от Vsd
RS	Определяется из параметра $Rds(on)$
RDS	Определяется из параметра или графика $Idss$
VTO, UO, THETA	Определяется из семейства выходных характеристик $Ids(Vds)$ с шагом по параметру Vgs
ETA, VMAX, CBS	Устанавливается для нулевого эффекта
CBD, PB, MJ	Определяется из графика зависимости емкости от Vds
RG	Определяется из параметров времени нарастания и времени спада или из временных диаграмм
CGSO, CGDO	Определяется из заряда затвора задержки включения и выключения и времени нарастания

Примечание: При описании компонента в вашем схемном файле убедитесь, что узлы истока и подложки соединены, поскольку это осуществляется в реальных устройствах. НЕ ВКЛЮЧАЙТЕ значения для параметров L, W, AD, AS, PD, PS, NRD или NDS! Программа PSpice задает эти значения по умолчанию в командах библиотечной модели. Конечно, вы НЕ ДОЛЖНЫ возвращаться к значениям по умолчанию, если задаете опции с помощью инструкции .OPTIONS, например, если используете

M17 15 23 7 7 IRF150

Изготовители «мощных» МОП-транзисторов сопровождают их относительно законченным набором нормированных статических и динами-

ческих характеристик для моделирования. Моделируются следующие эффекты: передаточные характеристики в прямом направлении на постоянном токе, характеристики управления затвором и задержки переключения, сопротивление во включенном состоянии и влияние паразитных обратных диодов. Не смоделированы предельные значения, связанные с выходом прибора из строя (например для случая пробоя при высоком напряжении) и с областью безопасной работы (например при превышении допустимой рассеиваемой мощности) и с шумом.

Для переключений при больших токах советуем вам включать в схемный файл индуктивные элементы в цепи истока и стока. При этом будут смоделированы выбросы напряжения из-за di/dt . Согласно справочным данным компании International Rectifier (1985), рекомендуется использовать следующие значения индуктивностей вывода

TO -204 (модификация TO-3) исток = 12,5 нГн, сток = 5,0 нГн /
 TO-220 исток = 7,5 нГн, сток = 3,5...4,5 нГн

```
.model IRF15 0 NMOS(Level=3 Gamma=0 Delta=0 Eta=0 Theta=0
Карпа=0
+Vmax = 0 Xj = 0
+ Tox=100n Uo=600 Phi=.6 Rs=1.624m Kp=20.53u W=.3
L=2u Vto=2.831
+ Rd=1.03m Rds=444.4K Cbd=3.229n Pb=.8 Mj=.5 Fc=.5
Cgso=9.027n
+ Cgdo=1.679n Rg=13.89 Is=194E-18 N=1 Tt=288n)
Int'l Rectifier pid=IRFC150 case=TO3
88-08-25 bam creation

.model IRF914 0 PMOS(Level=3 Gamraa=0 Delta=0 Eta=0
Theta=0 Карпа=0
+Vmax = 0 Xj = 0
+ Tox=100n Uo=300 Phi=.6 Rs=70.6m Kp=10.15u W=1.9
L=2u Vto=-3.67
+ Rd=60.66m Rds=444.4K Cbd=2.141n Pb=.8 Mj=.5 Fc=.5
Cgso = 877.2p
+ Cgdo=369.3p Rg=.811 Is=52.23E-1.8 N=2 Tt=140n)
Int'l Rectifier pid=IRFc9140 case==T03
bam creation$
```

Цифровые компоненты

7400 четыре 2-входовых положительных И-НЕ

Источник: The TTL Data Book, Vol. 2, 1985, Texas Instruments.

```
.subckt 7400 A B Y
+ optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+ params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
U1 nand(2) DPWR DGND
+ A B Y
+ D_00 IO_3TD MNTYMXDLY={MNTYMXDLY} IO_LEVEL= {IO_LEVEL}
.ends
```

```
.model D_00 ugate (
+     tplhly=Hns    tplhmx=22ns
+     tphlty=7ns    tphlmx=15ns
+     )
```

7401 четыре 2-входовых положительных И-НЕ с открытым коллектором

Источник: The TTL Data Book, Vol. 2, 1985, Texas Instruments.

```
.subckt 7401 A B Y
+     optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+     params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
U1 nand{2} DPWR DGND
+     A B Y
D_01 IO_STD_OC MNTYMXDLY={MNTYMXDLY} IO_LEVEL= {IO_LEVEL}
.ends

.model D_01 ugate (
+     tplhly=35ns tplhmx=55ns
+     tphlty=8ns tphlmx=15ns
+     )
```

7402 четыре 2-входовых ИЛИ-НЕ

Источник: The TTL Data Book, Vol. 2, 1985, Texas Instruments.

```
.subckt 7402 A B Y
+     optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+     params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
U1 nor(2) DPWR DGND
+     A B Y
D_02 IO_STD MNTYMXDLY={MNTYMXDLY} IO_LEVEL= {IO_LEVEL}
.ends

.model D_02 ugate (
+     tplhly=12ns tplhmx=22ns
+     tphlty=8ns tphlmx=15ns
+     )
```

7403 четыре 2-входовых положительных И-НЕ с открытым коллектором

Источник: The TTL Data Book, Vol. 2, 1985, Texas Instruments.

```
.subckt 7403 A B Y
+     optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+     params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
U1 nand(2) DPWR DGND
+     A B Y
+     D_03 IO_STD_OC MNTYMXDLY={MNTYMXDLY} IO_LEVEL=
{IO_LEVEL}
.ends

.model D_03 ugate f
+     tplhly=35ns tplhmx=45ns
```

```
+      tphlty=8ns      tphlmx=15ns
+
```

7404 шесть инверторов

Источник: The TTL Data Book, Vol. 2, 1985, Texas Instruments.

```
.subckt 7404 A Y
+      optional: DPWR=$G_DPWR DGND = $G__DGND
+      params: MNTYMXDLY=0 IO__LEVEL=0
U1 inv DPWR DGND
+      AY
+      D_04 IO_STD MNTYMXDLY={MNTYMXDLY} IO_LEVEL={IO_LEVEL}
.ends
.model D_04 ugate(
+      tplhly=12ns tplhmz=22ns
+      tphlty=8ns tphlmx=15ns
+      )
```

7405 шесть инверторов с открытым коллектором

Источник: The TTL Data Book, Vol. 2, 1985, Texas Instruments.

```
.subckt 7405 A Y
+      optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+      params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
U1 inv DPWR DGND
+      AY
+      D_05      IO_STD_OC      MNTYMXDLY={MNTYMXDLY}
IO_LEVEL={IO_LEVEL}
.ends

.model D_05 ugate (
+      tplhly=40ns tplhmz=55ns
+      tphlty=8ns tphlmx=15ns
+      )
```

7406 шесть буферов/драйверов с инверсными высоковольтными выходами и открытым коллектором

Источник: The TTL Data Book, Vol. 2, 1985, Texas Instruments.

```
.subckt 7406 A Y
+      optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+      params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
O1 inv DPWR DGND
+      AY
+      D_06      IO_STD_OC      MNTYMXDLY=(MNTYMXDLY)
IO_LEVEL=(IO_LEVEL)
.ends

.model D_06 ugate (
+      tplhly=10ns tplhmz=15ns
+      tphlty=15ns tphlmx=23ns
+      )
```

7407 шесть буферов/драйверов с высоковольтными выходами и открытым коллектором

Источник: The TTL Data Book, Vol. 2, 1985, Texas Instruments.

```
.subckt 7407 A Y
+ optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+ params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
U1 buf DPWR DGND
+ A Y
+ D_07 IO_STD_OC MNTYMXDLY={MNTYMXDLY}
IO_LEVEL={IO_LEVEL}
.ends

.model D_07 ugate (
+ tplhly=6ns tplhmx=10ns
+ tphlty=20ns tphlmx=30ns
+ )
```

7408 четыре 2-входовых положительных И

Источник: The TTL Data Book, Vol. 2, 1985, Texas Instruments.

```
.subckt 7408 A B Y
+ optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+ params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
U1 and(2) DPWR DGND
+ A B Y
+ D_08 IO_STD MNTYMXDLY={MNTYMXDLY} IO_LEVEL={IO_LEVEL}
.ends

.model D_08 ugate (
+ tplhly=17.5ns tplhmx=27ns
+ tphlty=12ns tphlmx=19ns
+ )
```

7409 четыре 2-входовых положительных И с открытым коллектором

Источник: The TTL Data Book, Vol. 2, 1985, Texas Instruments.

```
.subckt 7409 A B Y
+ optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+ params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
U1 and (2) DPWR DGND
+ A B Y
+ D_09 IO_STD_OC MNTYMXDLY={MNTYMXDLY} IO_LEVEL=
{IO_LEVEL}
.ends

.model D_09 ugate (
+ tplhly=21ns tplhmx=32ns
+ tphlty=16ns tphlmx=24ns
+ )
```

7410 три 3-входовых положительных И-НЕ

Источник: The TTL Data Book, Vol. 2, 1985, Texas Instruments.

```
.subckt 7410 A B C Y
+ optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+ params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
U1 nand(3) DPWR DGND
+ ABC Y
+ D_10 IO_STD MNTYMXDLY={MNTYMXDLY} IO_LEVEL= {IO_LEVEL}
.ends

.model D_10 ugate (
+ tplhly=11ns tplhmz=22ns
+ tphlty=7ns tphlmz=15ns
+ )
```

7411 три 3-входовых положительных И

Источник: 1989 National Semiconductor.

```
.subckt 7411 A B C Y
+ optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+ params; MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
U1 and(3) DPWR DGND
+ ABC Y
+ D_11 IO_STD MNTYMXDLY={MNTYMXDLY} IO_LEVEL={IO_LEVEL}
.ends

.model D_11 ugate (
+ tplhmz=27ns
+ tphlmz=19ns
+ )
```

7412 три 3-входовых положительных И-НЕ с открытым коллектором

Источник: The TTL Data Book, Vol. 2, 1985, Texas Instruments.

```
.subckt 7412 A B C Y
+ optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+ params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
U1 nand(3) DPWR DGND
+ ABC Y
+ D_12 IO_STD_OC MNTYMXDLY={MNTYMXDLY}
IO_LEVEL={IO_LEVEL}
.ends

.model D_12 ugate (
+ tplhly=35ns tplhmz=45ns
+ tphlty=8ns tphlmz=15ns
+ )
```

7413 два 4-входовых положительных И-НЕ с триггерами Шмитта

Источник: The TTL Data Book, Vol. 2, 1985, Texas Instruments.

```
.subckt 7413 A B C D Y
+ optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+ params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
```

Примечание: Эти приборы моделировались просто как схемы И-НЕ.
Гистерезис моделировался в интерфейсе AtoD.

```
U1 nand(4) DPWR DGND
+ A B C D Y
+ D_13 IO_STD_ST MNTYMXDLY={MNTYMXDLY}
IO_LEVEL={IO_LEVEL}
.ends

.model D_13 ugate (
+ tplhly=18ns tplhmx=27ns
+ tphlty=15ns tphlmx=22ns
+ )
```

7414 шесть инверторов с триггерами Шмитта

Источник: The TTL Data Book, Vol. 2, 1985, Texas Instruments.

```
.subckt 7414 A Y
+ optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+ params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
```

Примечание: Эти приборы моделировались просто как инверторы.
Гистерезис моделировался в интерфейсе AtoD.

```
U1 inv DPWR DGND
+ A Y
+ D_14 IO_STD_ST MNTYMXDLY={MNTYMXDLY}
IO_LEVEL={IO_LEVEL}
.ends

.model D_14 ugate (
+ tplhly=15ns tplhmx=22ns
+ tphlty=15ns tphlmx=22ns
+ )
```

7420 два 4-входовых положительных И-НЕ

Источник: The TTL Data Book, Vol. 2, 1985, Texas Instruments.

```
.subckt 7420 A B C D Y
+ optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+ params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
U1 nand (4) DPWR DGND
+ A B C D Y
+ D_2 0 IO_STD MNTYMXDLY={MNTYMXDLY} IO_LEVEL=
{IO_LEVEL}
.ends
```

```
.model D_20 ugate (
+  tplhly=12ns tplhmx=22ns
+  tphlty=8ns tphlmx=15ns
+ )
```

7427 три 3-входовых положительных ИЛИ-НЕ

Источник: The TTL Data Book, Vol. 2, 1985, Texas Instruments.

```
.subckt 7427 A B C Y
+ optional DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+ params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
U1 nor(3) DPWR DGND
+ ABC Y
+ D_27 IO_STD MNTYMXDLY={MNTYMXDLY} IO_LEVEL={IO_LEVEL}
.ends

.model D_27 ugate (
+ tplhly=10ns tplhmx=15ns
+ tphlty=7ns tphlrax=11ns
+ )
```

7451 И-ИЛИ с инверсным выходом

Источник: The TTL Data Book, Vol. 2, 1985, Texas Instruments.

```
..  

subckt 7451 ABCDY
+ optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+ params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
U1 aoi(2,2) DPWR DGND
+ A B C D Y
+ D_51 IO_STD MNTYMXDLY={MNTYMXDLY} IO_LEVEL=
{IO_LEVEL}
.ends
```

7470 запускаемый фронтом JK-триггер с предустановкой, очисткой и схемой И на входе

Источник: The TTL Data Book, Vol. 2, 1985, Texas Instruments.

```
.subckt 7470 CLK PREBAR CLRBAR J1 J2 JBAR K1 K2 KBAR Q
QBAR
+ optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+ params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
U1V inva(3) DPWR DGND
+ CLK JBAR KBAR CLKBAR J3 K3
+ D0_GATE IO_STD IO_LEVEL={IO_LEVEL}
U2A anda(3,2) DPWR DGND
+ J3 J1 J2 K3 K1 K2 J K
+ D0_GATE IO_STD IO_LEVEL={IO_LEVEL}
U3 jkff(1) DPWR DGND
+ PREBAR CLRBAR CLKBAR J K Q QBAR
+ D_7 0 IQ_STD MNTYMXDLY={MNTYMXDLY}
IO_LEVEL={IO_LEVEL}
.ends
```

7473 два JK-триггера с очисткой*Источник: The TTL Data Book, Vol. 2, 1985, Texas Instruments.*

```

.subckt 7473 CLK CLRBAR J K (
+ optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+ params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
UIBUF bufa(3) DPWR DGND
+ CLRBAR J K CLRBAR_BUF J_BUF K_BUF
+ D0_GATE IO_STD IO_LEVEL= {IO_LEVEL}
U2BUF buf DPWR DGND
+ CLK CLK_BUF
+ D_73_4 IO_STD MNTYMXDLY={MNTYMXDLY}
IO_LEVEL={IO_LEVEL}
U1 inva(3) DPWR DGND
+ CLK_BUF J_BUF K_BUF CLKBAR JB KB
+ D0_GATE IO_STD
U2A ao{3,2} DPWR DGND
+ J_BUF QBAR_BUFD K_BUF JJ3UF KB $D_HI W1
+ O_73_3 IO_STD MNTYMXDLY={MNTYMXDLY}
U2B ao(3,2) DPWR DGND
+ J_BUF K_BUF Q_BUFD $D_HI JB K_BUF W2
+ D_73_3 IO_STD MNTYMXDLY={MNTYMXDLY}
U3 srff(1) DPWR DGND
+ $D_HI CLRBAR_BUF CLK_BUF W1 W2 Y YB
+ D_73_1 IO_STD MNTYMXDLY={MNTYMXDLY}
U4 srff(1) DPWR DGND
$D_HI CLRBAR_BUF CLKBAR Y YB QBUF QBAR_BUFD
+ D_73_2 IC_STD MNTYMXDLY={MNTYMXDLY}
UOBUF bufa(2) DPWR DGND
+ QBUF QBAR_BUF Q QBAR
+ D_73_3 IO_STD MNTYMXDLY={MNTYMXDLY}
IO_LEVEL={IO_LEVEL}
UBUF bufa(2) DPWR DGND
+ QBUF QBAR_BUF Q_BUFD QBAR_BUFD
+ D_73_3 IO_STD MNTYMXDLY={MNTYMXDLY}
.ends

```

7474 два запускаемых фронтом D-триггера с предустановкой и очисткой*Источник: The TTL Data Book, Vol. 2, 1985, Texas Instruments.*

```

.subckt 7474 1CLRBAR ID 1CLK 1PREBAR 1Q 1QBAR
+ optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+ params: MNTYMXDLY^0 IO_LEVEL=0
UFF1 dff(1) DPWR DGND
+ 1PREBAR 1CLRBAR 1CLK ID 1Q 1QBAR
+ D_7 4 IO_STD MNTYMXDLY={MNTYMXPLY} IO_LEVEL=
{IO_LEVEL}
.ends

.model D_74 ueff (
+ twpc1mn=30ns twclk1mn=37ns
+ twclk1hm=30ns tsudclkmn=20ns
+ thdclkmn=5ns tppcqlhmx = 25ns
+ tppcqhlmx=40ns tpclkqlhty=14ns

```

```
+ tpc1kqlhmx=25ns    tpc1kqltly=20ns
+ tpc1kqlhlmx=40ns
+ )
```

Модели ввода-вывода, цифровой источник питания, модели временных зависимостей и другие модели из библиотеки DIG_LIB

Источник: Copyright 1989,1990, 1991,1992 by MicroSim Corporation.

Параметры в этой образцовой библиотеке были получены из *TTL Data Book*, vol. 2,1985, Texas Instruments, 1-21 to 1-28, 3-4 to 3-9 and 3-79 to 3-81.

Подсхемы AtoD и DtoA

Подсхемы этой библиотеки используются, чтобы преобразовать аналоговые сигналы в цифровые (AtoD – ANALOG to DIGITAL) и цифровые сигналы в аналоговые сигналы (DtoA – DIGITAL to ANALOG). Опция цифрового моделирования PSpice автоматически создает компоненты X, которые ссылаются на эти подсхемы каждый раз, когда необходимо преобразовать цифровой или аналоговый сигнал. Обычно вы не должны непосредственно использовать эти подсхемы. Однако если вам необходимо добавить новые подсхемы AtoD или DtoA, то порядок следования узлов и их параметры должны быть такими:

AtoD:

```
.subckt <имя> <аналоговый узел> <цифровой узел> <узел источника> <узел земли>
+ params: CAPACITANCE = 0
```

DtoA:

```
.subckt <имя> <цифровой узел> <аналоговый узел> <узел источника> <узел земли>
+ params: DRVL=0 DRVH=0 CAPACITANCE=0
```

Модели входов-выходов

Модели входов-выходов (I/O) определяют имена подсхем AtoD и DtoA которые должна использовать программа PSpice, чтобы преобразовать аналоговые сигналы в цифровые или наоборот. (Модели ввода-вывода (I/O) описывают характеристики нагрузки и запуска.) До четырех имен каждой из подсхем AtoD и DtoA может быть определено в модели I/O при использовании параметров от AtoDI до AtoD4 и от DtoAI до DtoA4. Подсхема, которая будет фактически использована,

зависит от значения параметра IO_LEVEL, приведенного в ссылке на подсхему.

Как принято в этой библиотеке, уровни имеют следующие определения:

IO_LEVEL	Описание
1	AtoD генерирует X, R и F в промежутке от VIL max до VTH min
2	AtoD переходит непосредственно от 0 к 1 при уровне Vt
3	Неиспользуемый (такой же, как уровень 1)
4	Неиспользуемый (такой же, как уровень 2)

Отметим, что входы, на которых сигнал поступает на встроенные в микросхему триггеры Шмитта, всегда переходят непосредственно от 0 к 1. Например, чтобы определить базисный интерфейс без промежуточного значения X, необходимо использовать

XI in out 74LS04 PARAMS: IO_LEVEL=2

Если значение IO_LEVEL для компонента не определено, используется значение, заданное по умолчанию. Заданный по умолчанию уровень управляется параметром DIGIOLVL директивы .OPTION, значение которого по умолчанию равно 1.

Времена переключения

Модели I/O включают параметры времени переключения с низкого уровня на высокий и обратно (TSLH и TSWLH). Имеются различные пары TSLH и TSWLH для каждого значения IO_LEVEL. Эти временные интервалы вычитаются из времени задержки распространения для устройств, которые имеют подсхему DtoA, созданную при их выводе. Под временем переключения понимается время, необходимое DtoA, чтобы изменить выходное напряжение от установленного состояния до логического порога.

Значения времени переключения выбраны так, чтобы вставка пары DtoA/AtoD на пути логического сигнала не изменяла полную задержку распространения. (Считается, что выход аналогового сигнала не нагружен).

Источники питания

Модели I/O также определяют имя подсхемы источника питания цифровых компонентов. Эти подсхемы вызываются в случае создания любых интерфейсов AtoD/DtoA.

Цифровые источники питания

PSpice автоматически вызывает подсхему источника питания при создании интерфейсов AtoD или DtoA. Возникающие в результате цифровые узлы источника питания используются интерфейсами AtoD/DtoA. Определение имени подсхемы источника питания является частью алгоритма моделей I/O. В настоящее время эти источники питания имеют следующие параметры:

Тип компонента	Имя подсхемы	Создаваемые узлы
ТТЛ	DIGIFPWR	\$G_DPWR \$G_DGND

PSpice всегда использует узел *0* как необходимый опорный аналоговый узел «GND» (земля). По умолчанию, узлы, созданные обращением подсхемы – это глобальные узлы (\$G_xxx), которые используются всеми библиотеками компонентов данного семейства. Заданное по умолчанию напряжение источника питания для компонентов ТТЛ (и совместимых с ними CMOS) составляет 5?0 В.

Источники питания для TTL/CMOS

```
.subckt DIGIFPWR AGND
+ optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+ params: VOLTAGE=5.0v REFERENCE=0v
VDPWR DPWR DGND {VOLTAGE}
R1 DPWR AGND 1MEG
VDGND DGND AGND {REFERENCE}
R2 DGND AGND 1MEG
.ends
```

Форма выходного напряжения для моделей компонентов и подсхем I/O

Форма выходного напряжения моделей I/O

```
.model IO_STM uio (
+ drvh=0 drvl=0
+ DtoA1 =>>DtoA_STM>> DtoA2 = «DtoA_STM’
+ DtoA3 =>>DtoA_STM>> DtoA4 = «DtoA_STM’
+ DIGPOWER=>>DIGIFPWR>>

.model IO_STM_OC uio (
+ drvh = 1MEG drvl = 0
+ DtoA1=>>DtoA_STM_OC>> + DtoA3 = «DtoA_STM_OC»
+ DIGPOWER= «DIGIFPWR»
DtoA2 = «DtoA_STM_OC’
DtoA4 = «DtoA_STM_OC
```

Форма выходного напряжения подсхемы DtoA

```
.subckt DtoA_STM D A DPWR DGND
+ params: DRVL=0 DRVH=0 CAPACITANCE=1
N1 A DGND DPWR DINSTM DGTLNET=D IO_STM
C1 A DGND {CAPACITANCE+0.1pF}
.ends
```

Форма выходного напряжения подсхемы DtoA с открытым коллектором

```
.subckt DtoA_STM_OC
+ params: DRVL=
D A DPWR DGND DRVH=0 CAPACITANCE=
N1 A DGND DPWR DINSTM_OC DGTLNET = D IO_STM_OC C1 A DGND
{CAPACITANCE
+ 0.1pF}
.ends
```

Форма выходного напряжения цифровых моделей I/O

Мы используем по умолчанию сопротивление 0,5 Ом и время переключения 500 пс при условии, что это будет «мощный» источник сигнала с «быстрым» временем переключения для большинства систем, которые используют эту библиотеку. Измените значения параметров *tsws*, *rlow* и *rhi*, если считаете, что они должны быть другими для вашей системы.

```
.model DINSTM dinput (
+     s0name = «0» s0t s0rlo=.5 s0rhi=1k
+     s1name=»1» sltsw=0.5ns slrlo=1k slrhi=.5
+     s2name=»X» s2tsw=0.5ns s2rlo=0.429 s2rhi=1.16;
+     313ohm, 1.35v
+     s3name=»R» s3tsw=0.5ns s3rlo=0.429 s3rhi=1.16;
+     313ohm, 1.35v
+     s4name=»F» s4tsw=0.5ns s4rlo=0.429 s4rhi=1.16;
+     313ohm, 1.35v
+     s5name=»Z» s5tsw=0.5ns s5rlo=1MEG s5rhi=1MEG
+   )

.model DINSTM OC dinput (
+     s0name="0" s0tsw=0.5ns s0rlo=.5 s0rhi=1k
+     s1name=»1» sltsw=0.5ns slrlo=1MEG slrhi=1MEG
+     s2name=»X» s2tsw=0.5ns s2rlo=0.429 s2rhi=1.16 ;
+     313ohm, 1.35v
+     s3name=»R» s3tsw=0.5ns s3rlo=0.429 s3rhi=1.16 ;
+     313ohm, 1.35v
+     s4name=»F» s4tsw=0.5ns s4rlo=0.429 s4rhi=1.16 ;
+     313ohm, 1.35v
+     s5name=»Z» s5tsw=0.5ns s5rlo=1MEG s5rhi=1MEG
+   )
```

Модели по умолчанию и модели подсхем I/O по умолчанию

```
.model IO_DFT uio (
+    drvh = 50    drvl = 50
+    AtoD1 = «AtoD_STD» AtoD2=>AtoD_STD_Nx”
+    AtaD3 = «AtoD_STD» AtoD4=>AtoD_STDJtfX’
+    DtoA1 = «DtoA_STD» DtoA2=>DtoA_STD»
+    DtoA3 = «DtoA_STD» DtoA4=>DtoA_STD»
+    DIGPOWER=>DIGIFPWR»
.model IO_DFT_OC uio (
+    drvh=1MEG      drvl=50+
+    AtoD1=>AtoD_STD»     AtoD2=>AtoD_STD»
+    AtoD3=>AtoD_STD»     AtoD4=>AtoD_STD»
+    DtoA1 = «DtoA_STD_OC» DtoA2 = «DtoA_STD_OC + DtoA3 =
«DtoA_STD_OC»
+    DtoA4 = «DtoA_STD_QC
+    DIGPOWER=>DIGIFPWR»
+    )
)
```

Форма для подсхемы AtoD по умолчанию

```
.subckt AtoDDEFAULT A D DPWR DGND
+    params: CAPACITANCE=0
```

A DGND D074 DGTLNET=D IO_DFT

.ends

Форма для подсхемы DtoA по умолчанию

```
.subckt DtoADEFAULT D A DPWR DGND
pararns: DRVL = 0 DRVH=0 CAPACITANCE=0
N1 A DGND DPWR DIN74 DGTLNET = D IO_DFT
C1 A DGHD {CAPACITANCE+0.1pF}
.ends
```

Семейство 74/54 (стандартные микросхемы TTL)

7400 модели I/O

```
.model 10 STD uio (
+    drvh=96.4    drvl=104
+    AtoD1=>AtoD_STD» AtoD2=>AtoD_STD_NX»
+    AtoD3=>AtoD_STD» AtoD4=>AtoD_STD_NX»
+    DtoA1=>DtoA_STD» DtoA2=>DtoA_STD»
+    DtoA3=>DtoA_STD» DtoA4=>DtoA_STD»
+    tswhl1=1.373ns tswlh1=3.382ns
+    tswhl2=1.346ns tswlh2=3.424ns
+    tswhl3=1.511ns tswlh3=3.517ns
+    tswhl4=1.487ns tswlh4=3.564ns
+    DIGPOWER=>DIGIFPWR»
+    )
.model IO_STD_ST uio (
+    drvh=9 6.4    drvl=104
```

```

+      AtoD1=>>AtoD_STD_ST» AtoD2=>>AtoD_STD_ST»
+      AtoD3=>>AtoD_STD_ST» AtoD4=>>AtoD_STD_ST"
+      DtoA1=>>DtoA_STD» DtoA2=>>DtoA_STD»
+      DtoA3=>>DtoA_STD» DtoA4=>>DtoA_STD»
+      tswhl1=1.373ns tswlh1=3.382ns
+      tswhl2=1.346ns tswlh2=3.424ns
+      tswhl3=1.511ns tswlh3=3.517ns
+      tswhl4=1.487ns tswlh4=3.564ns
+      DIGPOWER=>>DIGIFPWR»
+      )

.model IO STD OC uio (
+      drvh = 1MEG drvl = 104
+      AtoD1=>>AtoD_STD» AtoD2=>>AtoD_STD_NX»
+      AtoD3=>>AtoD_STD» AtoD4=>>AtoD_STD_NX»
+      DtoA1=>>DtoA_STD_OC» DtoA2=>>DtoA_STD_OC
+      DtoA3=>>DtoA_STD_OC» DtoA4=>>DtoA_STD_OC
      tsw values measured with 330 ohm pull up
+      tswhl1=2.617ns tswlh1=1.432ns
+      tswhl2=2.598ns tswlh2=1.460ns
+      tswhl3=2.747ns tswlh3=1.589ns
+      tswhl4=2.732ns swlh4=1.615ns
+      DIGPOWER=>>DIGIFPWR»
+      )

```

7400 стандартная подсхема AtoD

```

.subckt AtOD STD A D DPWR DGND params: CAPACITANCE=0
oO A DGND DO74 DGTLHET IO_STD
C1 A DGND {CAPACITANCE +0.1pF}
DO      DGND      a      D74CLMP
D       1 .   2      D74
D2 2      DGND      D74
R1      DPWR      3      4k
Q1 1 3 A 0 Q74 ; substrate should be DGND
.ends

.subckt AtOD_STD_NX A D DPWR DGND params: CAPACITANCE = 0
oO     A DGND DO74_NX DGTLNET = D IO_STD
C1     A DGND {CAPACITANCE+0.1pF}
DO     DGND      a      D74CLMP
D1    1       2      D74
D2 2      DGND      D74
R1    DPWR      3      4k
Q1 1 3 A 0 Q74 ; substrate should be DGNC
.ends

```

7400 стандартная подсхема DtoA

```

.subckt DtoA_STD D A DPWR DGND
+      params: DRVVL=0 DRVH=0 CAPACITANCE=0
M1 A DGND DPWR DIH74 DGTLNET=D IO_STD
C1 A DGND {CAPACITANCE + 0.1pF}
.ends

```

7400 подсхема DtoA с открытый коллектором

```
.subckt DtoA_STD_OC D A DPWR DGND
params: DRVL=0 DRVH=0 CAPAC1TA1ICE=0
N1 A DGND DPWR DIN74__OC DGTLNET=D IO_STD_OC
C1 A DGND {CAPACITANCE+0.1pF}
.ends
```

7400 Модели цифровых входов/выходов (I/O)

```
.model DIN74 dinput (
+     s0name=>>0>>    s0tsw=3.5ns    s0rlo=7.13    s0rhi=38 9
+     ; 7ohm, 0.09v
+     s1name =>>1>>    sltsw=5. 5ns    slrlo = 467    slrhi = 200
+     ; 140ohm, 3.5v
+     s2name=>>X>>    s2tsw=3.5ns    s2rlo=42.9      s2rhi=116 ;
+     31.3ohm, 1.35v
+     s3name=>>R>>    s3tsw=3.5ns    s3rlo=42.9      s3rhi=116 ; 31
+     .3ohm, 1.35v
+     s4name=>>F>>    s4tsw=3.5ns    s4rlo=42.9      s4rhi=116 ;
+     31.3ohm, 1.35v
+     s5name=>>Z>>    s5tsw=3.5ns    s5rlo=20 0K    s5rhi=200K
+   )

.model DIN7 4_OC dinput (
+     s0name=>>0" s0tsw=3.5ns    s0rlo=7.13    s0rhi=389 ; 7ohm, 0.09v
+     s1name=>>1"    sltsw=5.5ns    slrlo=200K    slrhi=200K
+     s2name=>>X". s2tsw=3.5ns    s2rlo=42.9      s2rhi=116 ;
+     31.3ohm, 1.35v
+     s3name=>>R"    s3tsw = 3.5ns    s3rlo = 42.9    s3rhi = 116
+     ; 31.3ohm, 1,35v
+     s4name=>>F"    s4tsw = 3.5ns    s4rlo = 42.9      s4rhi =
+     116 ; 31.3ohm, 1.35v
+     s5name=>>Z"    s5tsw=5.5ns           s5rlo=200K
+     s5rhi=200K
+   )

.model DO74 doutput (
+     s0narae=>>X>>    s0vlo = 0 .8    s0vhi=2.0
+     s1name=>>0>>    slvlo = -1.5    slvhi=0.8
+     s2name=>>R>>    s2vlo=0.8    s2vhi = 1.4
+     s3name=>>R>>    s3vlo=1.3    s3vhi=2.0
+     s4name=>>X>>    s4vlo=0.8    s4vhi=2.0
+     s5name=>>1>>    s5vlo=2.0    s5vhi=7.C
+     s6name=>>F>>    s6vlo=1.3    s6vhi=2.0
+     s7name=>>F>>    s7vlo=0.8    s7vhi=1.4
+   )

.model DO7 4_NX doutput (
+     s0name = <<0>>    s0vlo=-1.5    s0vhi = 1.35
+     s2name = <<1>>    s2vlo=1 .35    s2vhi = 7.0
+   )

.model DO74_ST doutput (
+     s0name=>>0>>    s0vlo=-1.5    s0vhi=1.7
+     s1name=>>1>>    slvlo=0.9    vhi=7.0
+   )
```

Модели компонентов ТТЛ

Эти значения параметров взяты из книги Hodges, David A., and Horace G. Jackson, 1983, *Analysis and Design of Digital Integrated Circuits*, New York: McGraw-Hill, p. 301.

```

model D74 d (
+      is = 1e-16  rs = 25  cjo = 2pf
+      )

-model D74S d (
+      is = 1e-12  vj = .7   rs=25  cjo=2pf
+      )

.model D74CLMP d (
+      is=1e-15 rs = 2  cjo=2pf
+      )

.model D74SCLMP d (
+      is = 1e-11 vj = .7  rs=2  cjo=2pf
+      )

.model Q74 npn (
+      ise = 1e-16 isc = 4e-16
+      bf = 49  br=.03
+      cje=1pf  cjc=.5pf
+      cjs=3pf  vje=0.9v
+      vjc = 0.8v  vjs = 0.7v
+      mje=0.5  mjc = 0.33
+      mjs = 0.33  tf = 0.2ns
+      tr=10ns  rb = 50
+      rc = 20
+      )

.model Q74S npn (
+      ise=1e-16  isc=4e-1
+      bf=49  br=33
+      cje=1pf  cjc=.5pf
+      cjs=3pf  vje = 0.9v
+      vjc=0.8v  vjs=0.7v
+      mje=0.5  mjc = 0.33
+      mjs=0.33  tf=0.2ns
+      tr=10ns  rb = 50
+      rc = 20
+      )

```

74S11 Три 3-входовых положительных И

Источник: The TTL Data Book, Vol. 2, 1985, Texas Instruments.

```

.subckt 74S11 A B C Y
+      optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+      params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
U1 and(3) DPWR DGND
+      A B C Y
+      D_S11 IO_S MNTYMXDLY={MNTYMXDLY} IO_LEVEL={IO_LEVEL}
.ends

```

Примечание: В этом приложении приведены далеко не все устройства, имеющиеся в файле EVAL.LIB.

Предметный указатель

7402, схема ИЛИ-НЕ, 323

A

Активный полосовой фильтр, 236
Активный резонансный полосовой фильтр в Capture, 497
Активные фильтры, 229
Активные фильтры в Capture, 494
Амплитудная модуляция, 281
Анализ на наихудший случай, 532
Анализ на переменном токе, случай со смещением, 337
Анализ переходных процессов в Capture, 486
Анализ по методу Монте-Карло, 530
Анализ транзисторных схем, 39
Анализ узловых потенциалов, 83
Анализ цепей на постоянном токе, 30, 43
Анализ цепей переменного тока при гармонических сигналах, 93
Анализ цепей переменного тока (ac sweep), 33
Анализ шума, 519
Апериодическая RLC-цепь, 253
Апериодический процесс в RLC-цепи, 250
Арсенид-галлиевый полевой транзистор, 375

Б

Библиотека компонентов в PSpice, 171
Биполярный транзистор, 141

Биполярный транзистор и его модель, 331

Боде график, 180

В

Вариации по температуре, 514
Вариация параметров, 527
Вариации по постоянному току, 80
Вариация частоты, 101
Векторные диаграммы, 94, 180
Взаимная индуктивность, 114
Влияние модификаций схемы, 199
Временные диаграммы для мощного транзистора MOSFET, 375
Встроенная модель биполярного транзистора (BJT), 315
Встроенная модель диода, 304
Второй закон Кирхгофа, 39
Входное сопротивление, 346
Входное сопротивление линии, 409
Входной импеданс, 105
Входной файл, 22, 23
Входные характеристики каскада ОЭ, 317
Входные характеристики полевого транзистора, 354
Входные характеристики, BJT, 333
Входные характеристики, MOSFET, 371
Входные характеристики, Q2N3904, 468
Высокое входное сопротивление, 155
Высокочастотная модель биполярного транзистора BJT, 164

Высокочастотные RC-фильтры, 181
 Выходные характеристики каскада ОЭ, 316
 Выходные характеристики полевых транзисторов JFET, 363
 Выходные характеристики Q2N3904, 465
 Выходной файл, 45

Г

Гармонический состав выходного напряжения, 523
 Генератор Колпитца, 299
 Генератор на базе моста Вина, 288, 295, 297
 Генератор со сдвигом фазы, 292
 Генератор Хартли, 302
 Германиевый транзистор, 141
 Гибридные параметры, 395
 Годограф проводимости, 109

Д

Детектор уровня в Capture, 503
 Двухкаскадные усилители, 157
 Двухкаскадные усилители на высоких частотах, 184
 Двухполупериодный выпрямитель, 308
 Двухполупериодный выпрямитель с фильтром, 309
 Двусторонние ограничители, 311
 Двухполюсные усилители, 190
 Двухфазные системы, 129
 Дифференциальный усилитель, 318
 Дифференцирующее устройство, 222
 Длинная телефонная линия, 397, 408
 Допуски приборов, 528
 Допуски резисторов в анализе на наихудший случай, 533
 Дроссель со стальным магнитопроводом, 419
 Дуальная теорема Миллера, 152

Е

Единичная ступенчатая функция, 226
 Емкостные ветви, 95

З

Зависимые источники, 65
 Зависимые источники в Schematics, 442
 Замыкание ключа в RL-цепи, 245
 Запуск моделирования, 440
 Звонящие цепи, 265

И

Интегрирующие цепи, 224
 Интермодуляционные искажения, 275
 Изменения входного файла, 26
 Изменение характеристик транзистора в Capture, 488
 Изменение напряжения зенеровского пробоя, 516
 Изучение смещения, 337
 Источники тока и напряжения, 63
 Источники, управляемые током, 68, 70, 71
 Источники напряжения, 29
 ИНУН, 442
 Импульсные источники, 202
 Источники управляемые напряжением, 73
 ИТУТ, 444
 Идеальный ОУ, 211
 Измерение с помощью тестовой цепи, 291
 Изменение параметров транзистора, 474
 Импеданс на холостом ходе, 389
 Искажения по второй гармонике, 271

К

Каскад с общим стоком на FET, 161
 Каскад транзистора ОБ, 147
 Каскад транзистора ОК, 146
 Каскад транзистора ОЭ, 144
 Ключи, управляемые напряжением, 424
 Ключи, управляемые током, 426
 Команды PSpice, 22
 Коэффициент связи, 114
 Коэффициент усиления для схемы с общим входом, 319
 Кривая магнитного гистерезиса, 419

Критическое затухание в RLC-цепях, 252

Курсор в программе Probe, 36, 81

Кусочно-линейные источники (PWL), 203

Л

Лестничная схема, 90

Линии передачи, 397

Линия передачи без потерь, 404

Логические схемы, 323

М

Максимальная мощность в нагрузке, 455

Максимальная передаваемая мощность, 64

Максимальная мощность, 96, 313

Малосигнальная модель, 143

Матричный анализ, 78

Метод контурных токов, 31, 78

Мнимая часть комплексного числа, 94

Модель в h -параметрах, 143

Модель в h -параметрах в Capture, 474

Модель для получения рабочей точки BJT, 141

Мостовая схема, 48

Мостовая схема с начальным значением, 264

Мостовая T -образная схема, 46

Мощный полевой транзистор MOS-FET, 369

Мультивибратор, 355

Мультивибратор на биполярных транзисторах с эмиттерными связями, 356

Н

Направление тока, 27, 50

Неидеальные источники тока, 59

Неидеальные источники напряжения, 59

Неинвертирующие ОУ в Capture, 489

Нелинейные приборы, 417

Нелинейные резисторы, 417

Нелинейные цепи, 269

Ненулевые начальные токи, 247

Непланарные цепи, 85

Несогласованная нагрузка, 117

Низкочастотный фильтр, 179

О

Обозначение узлов в Capture, 499

Обучение работе в Capture, 568

Однополупериодный выпрямитель, 303

Однополупериодные выпрямители с фильтром, 306

Основная и вторая гармоники, 269

Основные положения, 20

Основные законы теории цепей, 48

Операционные усилители, 211

Отклик усилителя на ступенчатый сигнал, 254

Отклик на ступенчатый сигнал, 192

ОУ с дифференциальным входом в Capture, 491

ОУ в Capture, 489

П

Параллельная обратная связь по напряжению, 194

Параллельная обратная связь по току, 195

Параллельные ветви, 95

Параллельный резонансный контур, 102

Параметры четырехполюсников, 383

Передаточная функция, 31

Переходной процесс в RC-цепи, 249

Поведение фильтров в полосе подавления, 403

Повышение коэффициента мощности, 119, 121

Подсхема ОУ, 220

Полевые транзисторы, 160, 351

Полиномиальные зависимые источники, 75, 76

Полиномиальный источник напряжения, 282

Полосовые RC-фильтры, 240

Получение временной диаграммы из гармонического разложения, 272

Последовательная обратная связь по напряжению, 186

Последовательно-параллельные цепи, 33

Последовательные цепи, 43

Последовательные цепи в Capture, 453

Последовательные цепи переменного тока, 95
 Последовательный контур на постоянном токе в Capture, 432
 Последовательный резонанс в Capture, 457
 Приборы в PSpice, 303
 Пробой зенеровского диода, 519
 Программа Capture, 431
 Программа Capture, 17
 Программа Notepad в Microsoft Office, 20
 Программа Probe, 7, 36, 99, 132
 Программа Stimulus editor, 511
 Простые диодные ограничители, 310
 Простые цепи, 540
 Прочие активные полупроводниковые приборы, 318
 Псевдонимы в цепях, 438

P

Разложение периодического сигнала, 270
 Реальные компоненты, 76, 93
 Регулировка напряжения, 127
 Резистивные элементы, 30
 Резистор обратной связи, 150
 Резистор с переменным сопротивлением, 313
 Резонанс в последовательном контуре, 98
 Руководство пользователя по OrCAD PSpice, 567
 Ряд Фурье, 269

C

Синусоидальные источники, 205
 Сложение основной и второй гармоник, 280
 Сложение синусоидальных сигналов, 279
 Собственные модели с *h*-параметрами, 346
 Соединение двигателя в треугольник, 122
 Создание схемного файла, 23
 Создание схемы в Capture, 431
 Сопротивление катушки, 102
 Составляющие ряда Фурье, 270

Спад вершины импульса, 268
 Спецификация анализа переходных процессов, 200
 Стабильность и колебания, 287
 Суперпозиция, 52
 Схема замещения Тевенина, 56
 Схема ОК с коллекторным резистором, 154
 Схема полусумматора, 537
 Схема UA741 в Capture, 498
 Схемы ИЛИ–НЕ в Capture, 534
 Схемы настройки частоты, 115
 Схемы переменного тока в Capture, 446
 Схемы с двумя источниками напряжения, 56
 Схемы с двумя накопителями, 250
 Схемы с двумя операционными усилителями, 227

T

Текстовый редактор, 20
 Теорема Миллера, 150
 Теорема Нортонна, 62
 Теорема Тевенина, 53, 55
 Ток короткого замыкания, 62
 Т-образная схема, 46
 Т-образная схема, анализ в Capture, 440
 Транзисторные схемы в Capture, 465
 Трансформатор со стальным магнитопроводом, 421
 Трансформаторы, 114
 Трансформаторы в Capture, 463
 Трехкаскадные усилители, 196, 199
 Трехфазные системы, 117
 Трехфазные цепи, 117
 Трехфазный выпрямитель, 126
 Триггер на биполярных транзисторах, 351

У

Упрощенная модель в *h*-параметрах, 159
 Усилители с дифференциальным входом, 214
 Усилитель на мощном полевом транзисторе (MOSFET), 373

Усилитель на полевом транзисторе в Capture, 481
 Усилитель на полевом транзисторе, 368
 Усилитель с эмиттерным конденсатором, 350
 Усилитель без эмиттерного конденсатора, 348
 Усилитель ОЭ на биполярном транзисторе, 333
 Усилитель ОЭ на биполярном транзисторе в Capture, 469
 Усилитель ОЭ с шунтирующим конденсатором, 182
 Усилитель ОЭ с эмиттерным резистором, 342
 Усилитель ОЭ, упрощенный, 159
 Ускоренное обучение, 368
 Условия насыщения транзистора, 141
 Установка программного обеспечения, 566
 Управляемые источники напряжения, 65
 Учебник по PSpice, 566

Ф

Фазовый сдвиг в ОУ (анализ в Capture), 507
 Фазовые соотношения в усилителе ОЭ, 347
 Фазовый угол, 36, 94
 Фазосдвигающее устройство в Capture, 506
 Фазосдвигающие цепи, 107
 Фильтр заградительный, 413
 Фильтр полосовой, 411
 Фильтры Баттервортса второго порядка, 232
 Фильтры Баттервортса четвертого порядка, 230
 Фильтры с постоянным К, 400
 Формы кривых каскада на полевом транзисторе, 369

Х

Характеристики дифференциального усилителя, 318
 Характеристики полевых транзисторов в Capture, 480

Ц

Цепи заряда конденсатора, 258
 Цепи обратной связи, 287
 Цепи смещения полевого транзистора, 365
 Цепи с источниками тока, 262
 Цепи с несколькими источниками, 112, 459
 Цепи с несколькими синусоидальными источниками в Capture, 460
 Цепи с размыканием ключа, 260
 Цифровые схемы, 534

Ч

Частотная характеристика, 115
 Частотная характеристика биполярного транзистора в Capture, 487
 Частотная характеристика на низких частотах, 181, 256
 Частотная характеристика ОУ, 216, 493
 Частотная характеристика полевого транзистора, 162
 Частотная характеристика uA741, 498
 Частотно-модулируемые источники, 204

Четырехполюсники, 383

Чувствительность биполярных транзисторов BJT, 171
 Чувствительность по постоянному току, 167, 169

З

Эмиттерный повторитель на высоких частотах, 165
 Экспоненциальные источники, 201

АВСД-параметры , 393

CD-ROM, 7
 D-триггер, 540
 LC-генератор, 290
 MicroSim, 5
 OrCAD, 5, 19
 PSpice, 6
 Schematics, 7
 Spice, 5, 44
 у-параметры, 374, 383, 386
 у-параметры, зависимые источники, 387
 z-параметры, 391, 393

Книги издательства «ДМК Пресс» можно заказать в торгово-издательском холдинге «АЛЬЯНС-КНИГА» наложенным платежом, выслав открытку или письмо по почтовому адресу: **123242, Москва, а/я 20** или по электронному адресу: **orders@aliants-kniga.ru**.

При оформлении заказа следует указать адрес (полностью), по которому должны быть высланы книги; фамилию, имя и отчество получателя. Желательно также указать свой телефон и электронный адрес.

Эти книги вы можете заказать и в Internet-магазине: www.aliants-kniga.ru.

Оптовые закупки: тел. (495) 258-91-94, 258-91-95; электронный адрес: books@aliants-kniga.ru.

Джон Кеоун

OrCAD Pspice. Анализ электрических цепей (+DVD)

Главный редактор

Мовчан Д. А.

dm@dmk-press.ru

Перевод с английского

В. С. Иванов

Верстка

В. М. Селеменив

Корректор

Л. В. Кикава

Дизайн

А. В. Татарко

Издательство ДМК Пресс

Web-сайт издательства: www.dmk-press.ru

E-mail: books@dmk-press.ru

Internet-магазин: www.abook.ru

Дизайн и верстка издания:

ИПЦ «Формат-М»

e-mail: info@for-m.ru

www.for-m.ru

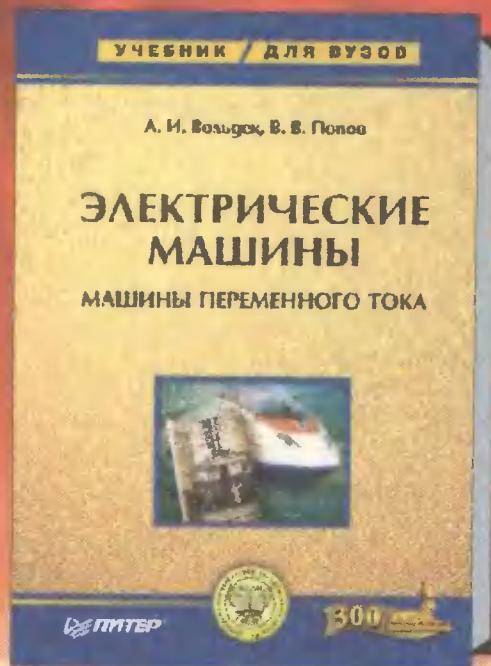
Подписано в печать 30.05.07. Формат 70×100/16. Усл. п. л. 42,57. Тираж 2500. Заказ 8226.

ООО «Питер Пресс», 198206, Санкт-Петербург, Петергофское шоссе, д. 73, лит. А29.

Налоговая льгота — общероссийский классификатор продукции ОК 005-93, том 2; 95 3005 — литература учебная.

Отпечатано по технологии СтР в ОАО «Печатный двор» им. А. М. Горького.

197110, Санкт-Петербург, Чкаловский пр., д. 15.

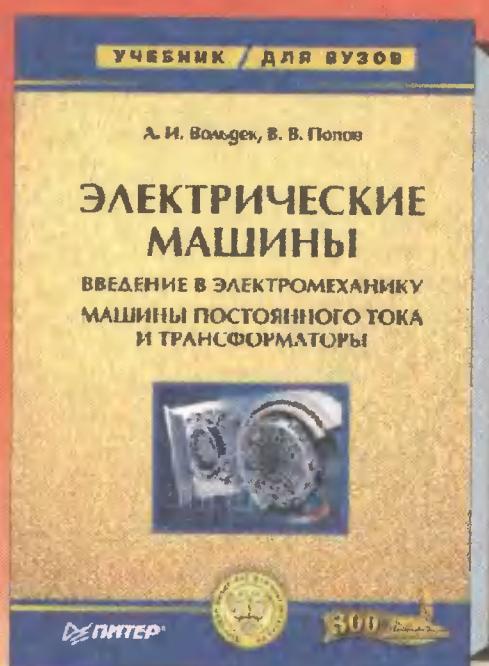


А. Вольдек, В. Попов

Электрические машины. Машины переменного тока: Учебник для вузов

СПб.: Издательский дом «Питер», 2007, 352 с.

В учебнике излагаются основные методологические вопросы теории и практики электрических машин переменного тока — асинхронных, синхронных и коллекторных. При описании математических моделей взаимосвязанных физических процессов электромеханического преобразования энергии в настоящей книге широко используются схемы и модели. Наряду с апробированными аналитическими методами реализации таких моделей приводятся примеры их реализации с использованием компьютерных технологий, иллюстрирующие их высокую эффективность. В связи с успешным развитием и использованием компактных полупроводниковых преобразователей частоты и напряжения для управления машинами переменного тока в книге расширен круг вопросов, освещающих работу регулируемых машин.

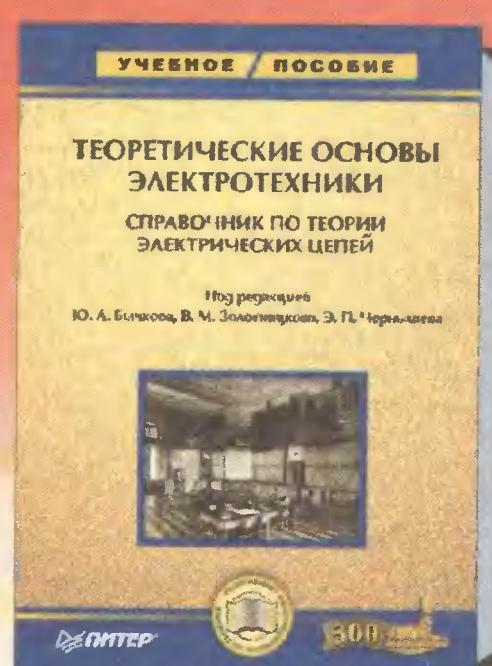


А. Вольдек, В. Попов

Электрические машины. Введение в электромеханику. Машины постоянного тока и трансформаторы: Учебник для вузов

СПб.: Издательский дом «Питер», 2007, 320 с.

В книге рассматриваются физические и теоретические основы электромеханического преобразования энергии в электрических машинах, описываются конструктивные схемы различных типов электрических машин и методологии их исследования, анализируются потребительские и эксплуатационные характеристики машин, а также принципы управления электрическими машинами. На примере упрощенной модели индуктивного электромеханического преобразователя (ЭМП) поясняется механизм преобразования энергии с использованием магнитного поля как универсального энергоносителя, описывается структура ЭМП и основные физические процессы в его конструктивных элементах, определяются функциональные особенности различных типов электрических машин.



Под ред. Ю. Бычкова, В. Золотницкого, Э. Чернышева

Теоретические основы электротехники. Справочник по теории электрических цепей: Учебное пособие

СПб.: Издательский дом «Питер», 2007, 352 с.

Содержание справочника соответствует программе курса «Теоретические основы электротехники» по разделу «Теория электрических цепей» и включает тематический указатель, алфавитный каталог-словарь основных понятий, законов и терминов теории электрических цепей, а также каталог типовых задач и ответов на основные теоретические вопросы при изучении теории электрических цепей студентами всех форм обучения и специалистами различных областей науки и техники. Рекомендовано Учебно-методическим объединением по университетскому политехническому образованию в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлениям подготовки и специальностям техники и технологии.

Это руководство по работе в программе OrCAD Pspice предназначено для всех, кто знаком с основными разделами электротехники. При постепенном усложнении задач объясняются все необходимые аспекты работы в OrCAD Pspice, что позволяет творчески применять их при дальнейшем анализе электрических и электронных схем и устройств.

Рассмотрение материала начинается с анализа цепей постоянного тока, продолжается анализом цепей переменного тока, затем переходит к различным разделам полупроводниковой электроники.

Информация изложена таким образом, чтобы каждый, кто изучал или изучает определенный раздел электротехники, мог сразу же использовать OrCAD Pspice на практике.

Дается полное объяснение задачи, а не сокращенная методика работы с программой, как в большинстве аналогов.

Больше внимания, чем в других книгах по этой теме, уделяется созданию собственных моделей и использованию встроенных моделей схем в OrCAD Pspice.

На прилагаемом к книге DVD вы найдете демонстрационную версию программы OrCAD PSpice Student Edition 9, которой можно пользоваться свободно. Кроме того, на диске размещена версия OrCAD 10.5 Demo Release, с которой можно работать в течение 30 дней после установки на компьютер.



Дополнительная информация об этой книге и о других новых изданиях Prentice Hall — на сайте <http://www.prenhall.com>.

Тема:

Электротехника

Уровень пользователя:

начинающий



Заказ книг:

197198, Санкт-Петербург, а/я 619
тел.: (812) 703-73-74, postbook@piter.com

61093, Харьков-93, а/я 9130
тел.: (057) 758-41-45, 751-10-02, piter@kharkov.piter.com

www.piter.com — вся информация о книгах и веб-магазине

ISBN 978-5-388-00023-1



9 785388 000231

Этот файл был взят с сайта

<http://all-ebooks.com>

Данный файл представлен исключительно в ознакомительных целях. После ознакомления с содержанием данного файла Вам следует его незамедлительно удалить. Сохраняя данный файл вы несете ответственность в соответствии с законодательством.

Любое коммерческое и иное использование кроме предварительного ознакомления запрещено.

Публикация данного документа не преследует за собой никакой коммерческой выгоды.

Эта книга способствует профессиональному росту читателей и является рекламой бумажных изданий.

Все авторские права принадлежат их уважаемым владельцам. Если Вы являетесь автором данной книги и её распространение ущемляет Ваши авторские права или если Вы хотите внести изменения в данный документ или опубликовать новую книгу свяжитесь с нами по email.