第一章 概 述

PSPICE 是一个通用的电路分析程序。它可模拟和计算电路的性能。一个电路可以通过电路文件由元件名称、元件值、节点、变量和信号源所确定。例如，若对图 1.1 电路进行分析、计算，并绘出从 0 到 3ms 内、以 10μs 为增量的瞬态响应，需要做到：

(1)如何为 PSPICE 描述这个电路；

(2)如何确定要求的分析(瞬态分析)；

(3)如何定义所要求的输出变量。

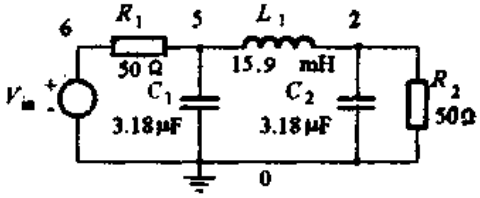


图 1.1 低通滤波器电路

一个电路的描述和分析需要确定电路元件、节点、元件值、元件模型、信号源、分析类型、输出变量、PSPICE 输出命令、电路文件格式、输出文件格式各项。

1.1 节 点

在分析电路之前，首先要对电路的节点进行编号。在图 1.1 电路中，节点标号已注明。节点标号必须为 0～9999 之间的整数。节点 0 被规定为地节点，其它节点的编号是任意的。PSPICE 要求，每个节点至少应连接两个元件，即不能有悬空节点。

为了对电路进行分析，PSPICE 规定，每一个节点必须有一条通向地节点的直流通路。这个条件在一些电路中并不一定能够满足，如某些滤波器电路。在这种情况下，通常连接一个非常大的电阻到地，以提供一条直流通路。这个电阻对电路的性能不应有什么影响。

1.2 元件值

在电路文件中，元件值写在与元件相连的节点后面。元件值用标准浮点形式书写，后跟可选的数值比率和(或)单位后缀。PSPICE 允许不带后缀的元件值写成如下形式：

5　5.　5.0　5E+3　5.0E+3　5.E3

PSPICE 中约定了两种后缀，即比率后缀和单位后缀。比率后缀要乘以它前面的数。PSPICE 确认的比率后缀有：

F=1E-15　P=1E-12　N=1E-9　U=1E-6　MIL=25.4E-6　M=1E-3　K=1E3　MEG=1E6　G=1E9　T=1E12

常用的单位后缀有：

V=伏　A=安　HZ=赫　OHM=欧(Ω)　H=亨　F=法　DEG=度

第一个后缀总是比率后缀，然后是单位后缀。如果没有比率后缀，那么头一个后缀就可能是单位后缀。PSPICE 总是忽略单位后缀。例如，若电感的值是 15μH，就写成 15U 或 15UH。在没有比率后缀和单位后缀的情况下，电压、电流、频率、电感、电容和角度的隐含量纲分别为伏、

安、赫 兹、亨利、法拉和度。由于 PSPICE 忽略所有的单位后缀，因此，下列表示是等价的：

25E－3　25.0E－3　25M　25MA　25MV　25MOHM　25MH

几点说明：

(1) 比率后缀都是大写字母。

(2) M 代表 milli (毫)，而不是兆。2MΩ 应写作 2MEG 或 2MEGOHM。

1.3 电路元件

电路元件由元件名表示。元件名必须按规定的字母开头，随后就可以是数字或字母。元件名可长 达 8 个字符。表 1.1 列出元件和信号源的首字母。例如，电容的名字必须以 C 打头。

表 1.1　电路元件和信号源代号

首字母	电路元件或信号源	首字母	电路元件或信号源
B	砷化镓 MES 场效应管	K	互感(变压器)
C	电容	L	电感
D	二极管	M	MOS 型场效应管
E	电压控制的电压源	Q	双极性晶体管
F	电流控制的电流源	R	电阻
G	电压控制的电流源	S	压控开关
H	电流控制的电压源	T	传输线
I	独立电流源	V	独立电压源
J	结型场效应管	W	流控开关

注：流控开关和压控开关在 SPICE2 中不能应用，但在 SPICE3 和 PSPICE 4.02 以上版本中却可以用。

无源元件的描述格式如下：

〈element　name〉　〈positive　node〉　〈negative　node〉　〈value〉

其中，假定电流从正节点 N＋ 流向负节点 N －。对如图 1.1 中的无源元件可按如下方式描述：

```
R1      6       5       50
C1      5       0       3.18UF
L1      5       2       15.9MH
C2      2       0       3.18UF
R2      2       0       50OHM
```

1.4 元件模型

一些电路元件值依赖于其它参量，例如电感的初始状态、随电压变化的电容值以及随温度变化的电阻值等。电路元件的各种参数可以通过元件模型给出。确定信号源、有源和无源元件模型的技术将在第三、四、五、章介绍。

常用简单正弦信号源的模型可以表示为：

SIN(VO　VA　FREQ)

其中：VO 和 VA 分别代表偏置电压和幅值电压，单位都是伏特；FREQ 是频率，单位是赫兹。

对于一个 $V_m=10\sin(2\times1000t)$的正弦电压来说，其描述语句为：

SIN(0　10　1KHZ)

1.5　信号源

电压(或电流)源可以是受控源，也可以是独立源。代表信号源的符号也在表 1.1 中列出。一个独立电压(或电流)源可以是直流、正弦、脉冲、指数型、多项式、分段线性或单频一调频源。描述信号源的模型将在第三章中讨论。

信号源语句的格式为：

〈source name〉　〈positive node〉　〈negative node〉　〈source model〉

这里假定电流从正极 N + 流向负极 N −，节点 N + 和 N − 的顺序是至关重要的。设节点 6 比节点 0 有更高的电位，那么上述连接在节点 6 和节点 0 之间的输入信号源 V_m 的描述语句为：

VIN　6　0　SIN　(0　10　1KHZ)

1.6　分析类型

PSPICE 可进行不同类型的分析，如直流分析、瞬态分析以及交流分析等。每一种分析都是由电路文件中的命令语句所决定的。例如，一个以 .DC 命令开始的语句将进行直流扫描分析。分析类型以及与它们相关的命令语句如下。

(1)直流分析有：

输入电压/电流源，模型参数或温度的直流扫描(.DC)

线性化器件模型参数的确定(.OP)

小信号传输函数(戴维宁等效电路)(.TF)

直流工作点(.OP)

小信号灵敏度(.SENS)

(2)瞬态分析有：

时域响应(.TRAN)

傅立叶分析(.FOUR)

(3)交流分析有：

小信号频率响应(.AC)

噪声分析(.NOISE)

应该指出的是，点是命令语句的组成部分。第五章将详细讨论不同的点命令。

执行瞬态分析的语句格式为：

.TRAN　　TSTEP　　TSTOP

其中：TSTEP 代表时间增量；TSTOP 代表最后(结束)时间。例如，若以 10μs 为增量，0～3ms 内的瞬态响应的描述语句为：

.TRAN　　10US　　3MS

1.7 输出变量

PSPICE 在打印或描绘输出电压或电流时具有一些特征。PSPICE 所允许的不同种类的输出变量将在第二章讨论。

节点 3 对于节点 0 的电压可以写作 V(3,0)或 V(3)；节点 7 对于节点 0 的电压可以写作 V(7,0)或 V(7)；节点 1 对于节点 2 的电压应写作 V(1,2)。

1.8 PSPICE 的输出命令

最通常的输出形式是列表或绘图。直流扫描(.DC)、频率响应(.AC)、噪声分析(.NOISE)和瞬态分析(.TRAN)可以得到一表或绘图的输出形式。列表输出命令是.PRINT；绘图输出的命令是.PLOT；屏幕图形输出的命令是.PROBE。

由瞬态分析结果描绘 V(3)和 V(7)的输出语句为：

.PLOT　TRAN　V(3)　V(7)

由瞬态分析结果列表输出 V(3) 和 V(7) 的语句为：

.PRINT　TRAN　V(3)　V(7)

.PROBE 是 PSPICE 的图形信息后处理软件。.PROBE 命令的语句是：

.PROBE

其模拟结果能够以图形输出形式在显示器上显示或进行硬拷贝。在执行.PROBE 命令之后，.PROBE 将在屏幕上显示一个菜单以便进行图形输出。PROBE 的使用很容易。输出命令将在 5.3 节讨论。

1.9 电路文件的格式

PSPICE 所能读懂的电路文件分为 5 部分：(1)描述电路类型的标题或注释；(2)定义电路元件和模型参数的电路描述；(3)定义分析类型的分析类型描述；(4)规定输出形式的输出描述；(5)程序的结束命令.END。电路文件的一般格式如下：

标题
电路描述
分析类型描述
输出描述
.END

几点说明：

(1)第一行，也就是标题行，可以包含任何类型的注释；

(2)最后一行必须是.END 命令；

(3)其余语句的顺序并不重要，且不影响模拟结果；

(4)如果一行写不下一个语句，可以在下一行写，续行由开始位置写加号“+”来表明，续行必须按正确顺序一个接一个地写；

(5)注释行可以写在任意位置,注释行在起始位置以星号"*"表明;

(6)各项间的空格数目并不十分重要(标题行除外)。制表键和逗号与空格键等价,例如:" "和","是等价的;

(7)PSPICE 的语句或注释既可大写又可小写;

(8)SPICE2 的语句只能大写,虽然 PSPICE 的语句既可大写又可以小写,最好用大写字母书写 PSPICE 的语句,这样同一个电路文件也可以在 SPICE2 上运行;

(9)如果对一条命令或语句的作用拿不准,最好运行一下用这条命令或语句编写的电路文件,看看结果如何;

(10)在电子线路中,通常用下角标来代表电压、电流和电路元件,然而在 PSPICE 中,不用下角标,例如,V_1、I_1、R_1、L_1、C_1、V_{cc}在 PSPICE 中分别表示成 V1、I1、R1、L1、C1、VCC。因此,PSPICE 电路文件中描述电压、电流和电路元件的符号与电路中的符号不同。

1.10 输出文件的格式

PSPICE 模拟的结果存储在一个输出文件中,通过各种命令,可以控制输出结果的类型和数量。如果电路文件有错误,PSPICE 将在屏幕上显示出错,并建议在输出文件中查找错误的细节。输出结果包含如下四种类型:

(1)电路本身的描述,包括网络表、器件表、模型参数表等;

(2)不需 .PLOT 和 .PRINT 命令直接输出的分析结果,包括 .OP、.TF、.SENS、.NOISE 和 .FOUR 分析;

(3)利用.PRINT 和.PLOT 命令打印和绘图,包括 .DC、.AC 和.TRAN 分析;

(4)运行统计信息(各种各样关于整个运行过程的统计信息),包括各种分析所需时间和所用存储单元数量。

例 1.1:用 PSPICE 分析模拟图 1.1 中的电路,计算并描绘出以 10μs 为步长,0～3ms 内的瞬态响应。要求打印绘出 V(2) 和 V(6) 的波形。电路文件存在文件 EX1－1.CIR 中,输出结果存在文件 EX1－1.OUT 中。利用.PROBE 命令使结果显示在屏幕上并进行硬拷贝。

解:电路文件包含以下语句:

```
Example 1.1  A lowpass filter circuit with sinusoidal input voltage
VIN     6     0     SIN(0     10     1KHZ)
R1      6     5     50
C1      5     0     3.18UF
L1      5     2     15.9MH
C2      2     0     3.18UF
R2      2     0     50
.TRAN     10US     3MS
.PLOT     TRAN     V(2)     V(6)
.PROBE
.END
```

若在 DOS 状态下运行 PSPICE,可键入 PS 命令(键入 PS,然后按回车键)启动 PSPICE,然

后装入电路文件 EX1－1.CIR(利用文件操作中的 Load 命令，并注意提供电路文件必要的路径)。如果输入文件中没有错误，则菜单中的 Analysis 以高亮度显示。选择菜单中的 Analysis 项，即可进行电路分析。若在 windows 状态下运行，可以利用鼠标启动 PSPICE，然后装入电路文件 EX1－1.CIR，即可对电路进行分析。如果电路文件中有错，则必须对错误进行修改，直至改对为止。对于高版本的 PSPICE，也可以利用其绘图功能直接绘制电路图，然后调用 SPICE 进行电路分析。

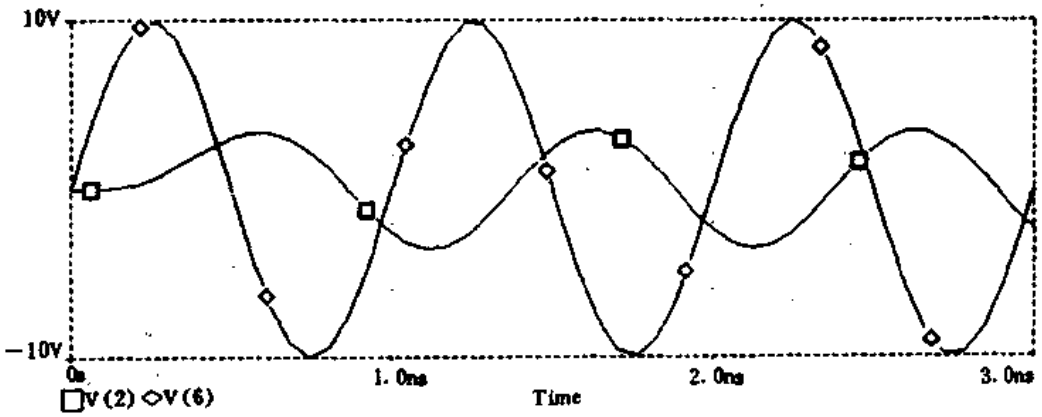


图 1.2 例 1.1 瞬态响应

电路分析的结果存储在输出文件中。用户可以指定输出文件的名字。如果输出文件名字缺省，那么分析结果将存在一个具有与输入文件名字相同、但扩展名为.OUT 的输出文件中。在这种情况下，电路文件的后缀为 .CIR，输出文件的后缀为.OUT。这样电路文件和相应的输出文件可以通过后缀辨认出来。

运行.PROBE 命令，在显示器上显示的瞬态响应如图 1.2 所示。输出文件 EX1－1.OUT 的内容可以打印出来。

例 1.2：重新分析例 1.1，设输入为图 1.3 所示的阶跃电压。

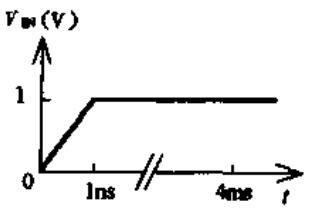


图 1.3 阶跃输入电压

解：除了输入为阶跃电压而不是正弦波外，电路文件与例 1.1 的输入文件相似。阶跃信号以分段折线信号代替，通常表示为：

PWL(T1 V1 T2 V2……TN VN)

这里 VN 是 TN 时刻的电压。假设上升时间为 1ns，则图 1.3 中的阶跃电压可表示为：

PWL(0 0 1NS 1V 4MS 1V)

电路文件清单如下：

```
Example 1.2  Step response of the lowpass filter circuit
VIN     6     0     PWL(0     0     1NS     1V  4MS     1V)
R1      6     5     50
C1      5     0     3.18UF
L1      5     2     15.9MH
C2      2     0     3.18UF
R2      2     0     50
```

```
.TRAN        10US     3MS
.PRINT       TRAN     V(2)     V(6)
.PROBE
.END
```

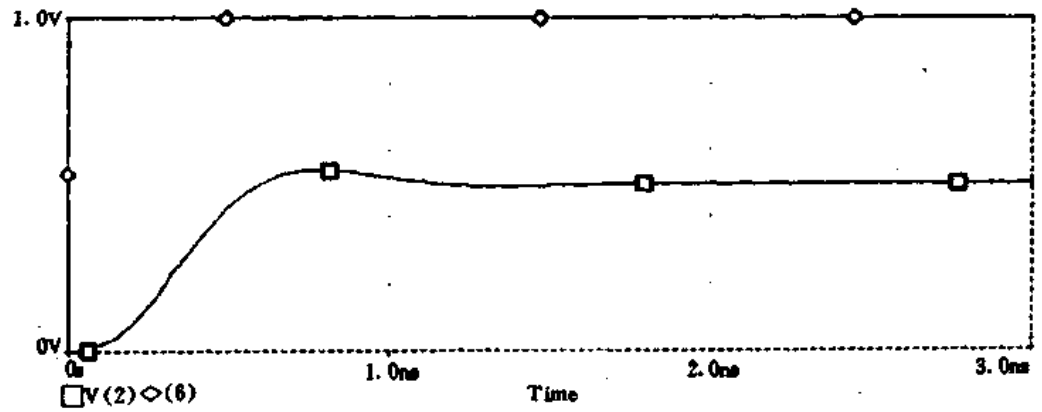


图 1.4　例 1.2 低通滤波器电路的阶跃响应

用.PROBE 命令显示在屏幕上的瞬态响应如图 1.4 所示。输出文件 EX1－2.OUT 中存储了.PRINT 语句的打印内容。

PSPICE 除了可以对电路进行瞬态分析外，也可以对电路进行交流分析，即分析电路的频率响应。频率响应分析可以用 .AC 命令。这个命令的形式为：

```
.AC      DEC      NP      FSTART      FSTOP
```

其中 DEC 表示按 10 倍频程扫描；NP 代表每 10 倍频程内的扫描点数；FSTART 表示起始频率；FSTOP 则表示最终(或结束)频率。对于 NP＝10、FSTART＝10Hz、FSTOP＝100kHz，描述语句为：

```
.AC      DEC      10      10      100KHZ
```

交流分析可以绘制节点电压的幅值和相位。例如，电压 V2 的幅值和相位可由 VM(2)和 VP(2)确定，绘制 V2 幅值和相位的语句格式为：

```
.PLOT      AC      VM(2)      VP(2)
```

输入电压是交流且频率是变化的，可以认为其幅值为 1V。对于连接在节点 6 和节点 0 之间的交流电压源 V_{in}，其描述语句为：

```
VIN      6      0      AC      1V
```

例 1.3：对于图 1.1 中的电路，在 10Hz 到 100kHz 的范围内计算并打印频率响应。在这个范围内以 10 倍频程为增量，每 10 倍频程内取 10 个点。R_2 两端的电压幅值和相位要在输出文件中绘制出来，并能利用.PROBE 命令显示和拷贝。

解：除了分析和输出语句不同外，电路文件与例 1.1 中的相似。电路文件包含以下内容：

```
Example 1.3  Frequency response of  the lowpass filter circuit
VIN      6      0      AC      1V
R1       6      5      50
C1       5      0      3.18UF
L1       5      2      15.9MH
```

```
C2        2     0     3.18UF
R2        2     0     50
.AC       DEC        10      10      100KHZ
.PLOT     AC         VM(2)   VP(2)
.PROBE
.END
```

由.PROBE 命令显示在屏幕上的频率响应如图 1.5 所示。打印输出文件 EX2—3.OUT 的内容可以得到 .PLOT 命令的结果。

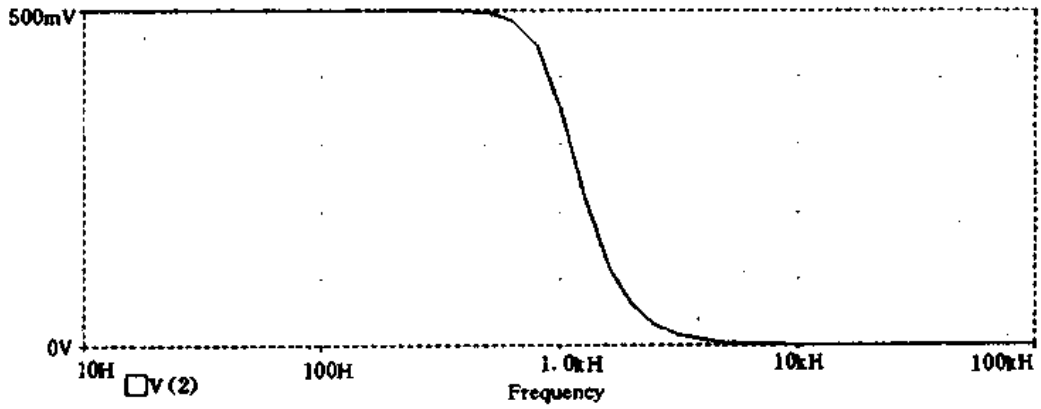


图 1.5 频率响应

习 题

1.1 分析图 P1.1 电路，计算并绘制以 10μs 为增量在 0～3ms 内的瞬态响应。电阻 R_1 上的电压为输出电压。输出电压描绘在输出文件中。利用 .PROBE 命令显示和拷贝结果。

1.2 对如图 P1.2 所示的电路，重复习题 1.1，输出为电容 C_1 上的电压。

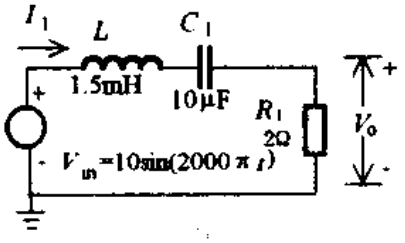


图 P 1.1

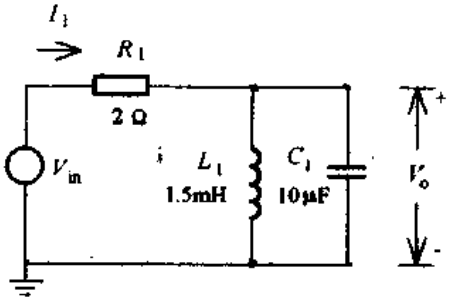


图 P1.2

1.3 同题 1.1，但输入为阶跃信号，如图 1.3 所示。

1.4 同题 1.2，但输入为阶跃信号，如图 1.3 所示。

1.5 分析图 P1.1 电路，计算并打印以 10 倍频程为增量，从 10Hz 到 100kHz 之间的频率响应，每 10 倍频程取 10 个点，将电阻上电压的幅值和相位打印在输出文件中，利用 .PROBE 命令显示并拷贝分析结果。

1.6 同题 1.5，电路如图 P1.2 所示，输出为电容 C_1 上的电压。

第二章　输出变量的定义

PSPICE 在通过 .PRINT 和 .PLOT 语句打印或绘制输出电压或电流特性方面具有一些特征。.PRINT 和 .PLOT 语句可以带有多达 8 个输出变量。.PRINT 和 .PLOT 语句所允许的输出变量依赖于分析类型。这些分析类型是直流扫描和瞬态分析、交流分析、噪声分析。

2.1　直流扫描和瞬态分析

直流扫描和瞬态分析使用相似的输出变量。输出变量可以分为两类：电压输出和电流输出。输出变量可指定为元器件或元器件的端点，这样可以确定输出是器件两端的电压还是通过器件(或元件)的电流。表 2.1 列出两端器件的符号。表 2.2 列出三端或四端器件的符号及其端点符号。

表 2.1　两端器件符号

首字母	元　件
C	电容
D	二极管
E	电压控制的电压源
F	电流控制的电流源
G	电压控制的电流源
H	电流控制的电压源
I	独立电流源
L	电感
R	电阻
V	独立电压源

表 2.2　三端或四端器件及管脚符号

首字母	元　件	管　脚
B	砷化镓场效应管	D(漏极)
		G(栅极)
		S(源极)
J	结型场效应管	D(漏极)
		G(栅极)
		S(源极)
M	MOS 型场效应管	D(漏极)
		G(栅极)
		S(源极)
		B(基体)
Q	双极型晶体管	C(集电极)
		B(基极)
		E(发射极)
		S(衬底)

2.1.1 电压输出

对于直流扫描和瞬态分析，输出电压可以由以下语句表示：

V((node))　节点 node 对地的电压

V(N1,N2)　节点 N1 对节点 N2 的电压

V((name))　双端元器件间的电压(name 为双端元器件名)

VX((name))　三端器件的 X 端电压(name 为三端器件名)

VXY(name>)　三端器件的 X 端和 Y 端间的电压(name 为三端元件名)

VZ(name>)　传输线 Z 端口的电压

下面是几个输出电压的例子：

变量	意义
V(5)	节点 5 对地的电压

V(4,2)	节点 4 对节点 2 的电压
V(R1)	电阻 R_1 上的电压，第一个节点(由电路文件定义)相对于第二个节点为正
V(D1)	二极管 D_1 间的电压，其中阳极电压相对于阴极电压为正
VC(Q3)	三极管 Q_3 集电极对地的电压
VDS(M6)	MOS 型场效应管 M_6 的漏—源极之间的电压
VB(T1)	传输线 T_1 B 端口电压

注：SPICE 和 PSPICE 的某些版本不允许测量电阻两端的电压，如 V(R1)。

2.1.2 电流输出

对于直流扫描和瞬态分析，输出电流可由以下语句表示：

I(〈name〉) 流经元件的电流(name 为元件名称)

IX(〈name〉) 流入元件 X 端的电流(name 为元件名称)

IZ(〈name〉) 流经传输线 Z 端口的电流 (name 为元件名称)

变量	意义
I(VS)	流进直流电压源 V_S 的电流
I(R5)	流进电阻 R_5 的电流，假定电流从第一节点通过 R_5 流到第二节点
I(D1)	流过二极管 D_1 的电流
IC(Q4)	流进三极管 Q_4 集点极的电流
IG(J1)	流进结型场效应管 J_1 的栅极电流
ID(M5)	流进 MOS 场效应管 M_5 漏极的电流
IA(T1)	流进传输线 T_2A 端口的电流

注：SPICE 和 PSPICE 的某些版本不允许测量流过电阻的电流，例如 I(R5)。要想测量，最简单的办法是增加一个虚设的 0V 电压源 V_X(即 $V_X=0V$)，并且测量流过这个电压源的电流 I(VX)。

例 2.1 对于图 2.1 中的电路，用 PSPICE 所允许的方式写出各种电流和电压。0V 直流电压源用来测量电流 I_1 和 I_2。

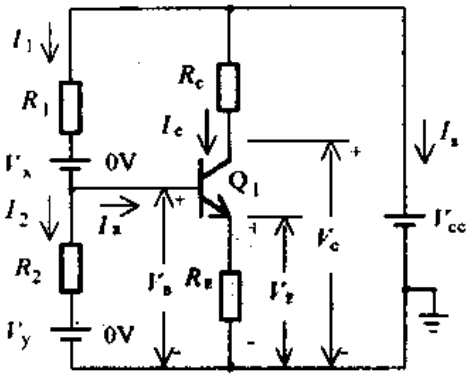


图 2.1 双极型晶体管电路

解：

PSPICE 的变量

I_B	IB(Q1)	三极管 Q_1 的基极电流
I_C	IC(Q1)	三极管 Q_1 的集电极电流
I_E	IE(Q1)	三极管 Q_1 的发射极电流
I_S	I(VCC)	通过电压源 V_{CC}的电流
I_1	I(VX)	通过电压源 V_X 的电流
I_2	I(VY)	通过电压源 V_Y 的电流
V_B	VB(Q1)	三极管 Q_1 的基极电压
V_C	VC(Q1)	三极管 Q_1 的集电极电压
V_E	VE(Q1)	三极管 Q_1 的发射极电压
V_{CE}	VCE(Q1)	三极管 Q_1 的集电极—发射极电压
V_{BE}	VBE(Q1)	三极管 Q_1 的基极—发射极电压

2.2 交流分析

在交流分析中，输出量可以有实部和虚部，并以复数形式表示。输出量可以是振幅，或以分贝表示的振幅，也可以是相位或群延时。2.1.1 和 2.1.2 节中列出的输出量可以附加如下后缀：

后缀	意义
(无)	峰值幅度
M	峰值幅度
DB	以分贝表示的峰值幅度
P	以度表示的相位
G	群延时(相位增量/频率增量)
R	实部
I	虚部

2.2.1 电压输出

假如加上后缀的话，交流分析语句与直流扫描分析和瞬态分析的语句很相似。

变量	意义
VM(5)	节点 5 对地电压的幅值
VM(4,2)	节点 4 对节点 2 电压的幅值
VDB(R1)	电阻 R_1 两端电压的幅值(以分贝表示)，假设前一节点(电路文件中所定义)相对于后一节点电压为正
VP(D1)	二极管 D_1 的阳极相对于阴极的相位
VCM(Q3)	三极管 Q_3 集电极对地电压的幅值
VDSP(M6)	MOS 型场效应管 M_6 漏极－源极电压的相位
VBP(T1)	传输线 T_1 B 端口电压的相位
VR(2,3)	节点 2 相对于节点 3 的电压的实部
VI(2,3)	节点 2 相对于节点 3 的电压的虚部

在高版本的 PSPICE 中，当运行 .PROBE 时，在 File 子菜单下用 Load 装入数据，然后在 Trace 子菜单下选择 Add，将显示出电压和电流变量。这时可用鼠标选择相应的变量，其响应将显示在屏幕上。

表 2.3 交流分析中流过元件的电流

首字母	元 件
C	电容
I	独立电流源
L	电感
R	电阻
T	传输线
V	独立电压源

2.2.2 电流输出

交流分析语句与直流扫描分析和瞬态分析很相似，然而，PSPICE 仅能输出表 2.3 中所列元件的电流。

对于其它所有元件，必须用一个零值电压源与欲测电流的器件(或器件端点)相串联，然后用打印或绘图语句输出这个零值电压源的电流。表示方式如下：

参量	意义
IM(R5)	流过电阻 R_5 的电流的幅值
IR(R5)	流过电阻 R_5 的电流的实部
II(R5)	流过电阻 R_5 的电流的虚部
IM(VIN)	流过电压源 V_{in} 的电流的幅值
IR(VIN)	流过电压源 V_{in} 的电流的实部
II(VIN)	流过电压源 V_{in} 的电流的虚部
IAG(T1)	流过传输线 T1 A 端口电流的群时延

例 2.2　对于图 2.2 电路，用 PSPICE 所规定的方式写出各种电压和电流，引进虚设 0V 电压源用于测量电流 I_L。

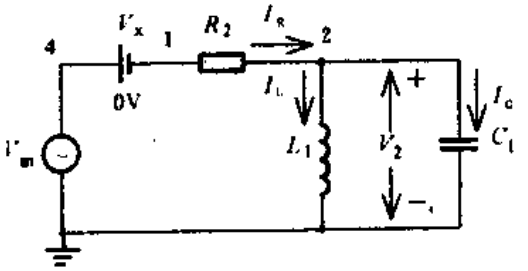


图 2.2　例 2.2 电路

解：

PSPICE 的变量		意义
V2	VM(2)	节点 2 电压的峰值
/V2	VP(2)	节点 2 电压的相位角
V12	VM(1,2)	节点 1 与节点 2 之间电压的峰值
/V12	VP(1,2)	节点 1 与节点 2 之间电压的相位角
IR	IM(VX)	流过电压源 V_X 中电流的幅值
/IR	IP(VX)	流过电压源 V_X 中电流的相位角
IL	IM(L1)	流过电感 L_1 中电流的幅值
/IL	IP(L1)	流过电感 L_1 中电流的相位角
IC	IM(C1)	流过电容 C_1 电流的幅值
/IC	IP(C1)	流过电容 C_1 电流的相位角

2.3　噪声分析

对于噪声分析，预先定义输出变量如下：

输出参量	意义
ONOISE	输出节点均方根累加噪声之和
INOISE	输入节点等价于 ONOISE 的噪声
DB(ONOISE)	以分贝表示的 ONOISE
DB(INOIDE)	以分贝表示的 INOISE

噪声输出语句举例：

.PRINT　NOISE　INOISE　ONOISE

注：仅仅是一个器件的噪声输出不能由 .PRINT 或 .PLOT 命令得到。然而 .NOISE 语句的打印间隔可用于输出这种信息。在第 5.8 节中将讨论 .NOISE 语句。

小结

V(⟨node⟩)	节点⟨node⟩对地的电压
V(N1,N2)	节点 N_1 对 N_2 的电压
V(⟨name⟩)	双端元件⟨name⟩两端的电压
VX(name>)	器件⟨name⟩ x 端点的电压
VXY(name>)	器件⟨name⟩ x 端点到 y 端点的电压
VZ(name>)	传输线⟨nanie⟩ z 端的电压
I(⟨name⟩)	流过器件⟨name⟩中的电流
IX(⟨name⟩)	通过元件⟨name⟩ x 端的电流
IZ(⟨name⟩)	通过传输线 z 端的电流
(none)	幅值
M	幅值
DB	用分贝表示的幅值
P	用度表示的相位
G	群时延(相位增量/频率增量)
R	实部
I	虚部

第三章　电压源和电流源

PSPICE 允许使用独立(或非独立)电压源和电流源。独立源可以随时间变化。非线性信号源也可以用多项式模拟。本章将说明构成信号源的技术。用于描述各种信号源的 PSPICE 语句需要信号源模型及独立源、非独立源语句。

3.1　信号源模型

PSPICE 中用的独立电压源和电流源有指数源、脉冲源、正弦源、分段线性源、单频率调频源、多项式源。

3.1.1　指数源

指数源的波形和参数如图 3.1 和表 3.1 所示。

表 3.1　指数源模型参数

名称	意义	单位	隐含值
V1	初始电压	V	无
V2	峰值电压	V	无
TRD	上升延迟时间	s	0
TRC	上升时间常数	s	TSTEP
TFD	下降延迟时间	s	TRD+TSTEP
TFC	下降时间常数	s	TSTEP

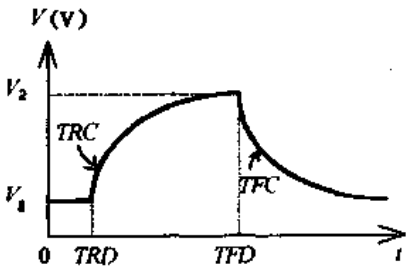


图 3.1　指数波形

表 3.1 中，TSTEP 是瞬态分析(.TRAN)中的时间增量。指数源的符号为 EXP，其一般形式为：

EXP(V1　V2　TRD　TRC　TFD　TFC)

其中，V_1 和 V_2 必须由用户确定。在 EXP 波形中，电压在第一个 TRD 时间段中保持 V_1，然后，以指数形式从 V_1 上升到 V_2，其时间常数是 TRC。在时刻 TFD 之后，电压又按指数形式以时间常数 TFC 从 V_2 下降到 V_1。

注：EXP 波形与其它随时间而变化的波形在中间的时间点的值由 PSPICE 利用线性插值确定。

典型模型语句：对于 $V_1=0$V，$V_2=1$V，TRD=2ns，TRC=20ns，TFD=60ns，TFC=30ns，其模型语句为：

EXP(0　1　2NS　20NS　60NS　30NS)

若 TRD=0，则语句变为：

EXP(0　1　0　20NS　60NS　30NS)

若 $V_1=-1$V，$V_2=2$V，则：

EXP　(−1　2　2NS　20NS　60NS　30NS)

3.1.2 脉冲源

脉冲源的波形和参数如图 3.2 和表 3.2 所示。

表 3.2 脉冲源模型参数

名称	意义	单位	隐含值
V1	初始电压	V	无
V2	脉冲电压	V	无
TD	延迟时间	s	0
TR	上升时间	s	TSTEP
TF	下降时间	s	TSTEP
PW	脉冲宽度	s	TSTOP
PER	脉冲周期	s	TSTOP

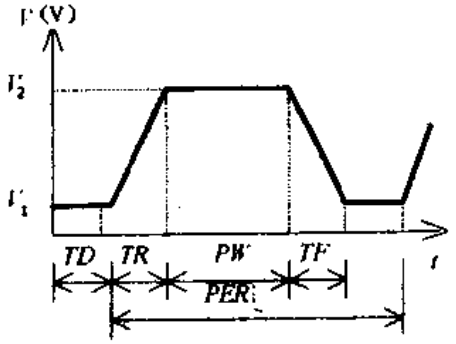


图 3.2 脉冲源的模型参数

脉冲源的符号为 PULSE，其一般形式为：

PULSE(V1 V2 TD TR TF PW PER)

其中，V_1 和 V_2 必须由用户确定。TSTEP 和 TSTOP 分别为瞬态分析（.TRAN)中的时间增量和终止时间。

典型语句：对于 $V_1=-1V$，$V_2=1V$，TD=2ns，TR=2ns，TF=2ns，PW=50ns，PER=100ns，模型语句为：

PULSE(−1 1 2NS 2NS 2NS 50NS 100NS)

对于 $V_1=0$，$V_2=1V$，模型语句变为：

PULSE(0 1 2NS 2NS 2NS 50NS 100NS)

对于 $V_1=0$，$V_2=-1$，模型语句为：

PULSE(0 −1 2NS 2NS 2NS 50NS 100NS)

3.1.3 分段线性源

分段线性源波形中的一点可由(T_i，V_i)描述，并且每一对值(T_i，V_i)表明信号源在时刻 T_i 的值。PSPICE 利用线性插值确定时间点之间的电压。分段线性源的符号是 PWL，其一般形式为：

PWL(T1 V1 T2 V2 …… TN VN)

PWL 源的模型参数如表 3.3 所示。

表 3.3 PWL 源的模型参数

名称	意义	单位	隐含值
Ti	时间点	s	无
Vi	该时间点的电压值	V	无

典型语句：图 3.3 中典型波形的模型语句为：

PWL(0 3V 10US 3V 15US 6V 40US 6V 45US 2V 60US 2V)

3.1.4 单频调频源

单频调频源的符号为 SFFM，其一般形式为：

SFFM(VO VA FC MOD FS)

SFFM 波的模型参数由表 3.4 给出。其中，V_0 和 V_A 必须由用户确定，TSTOP 是瞬态分析(.TRAN)中的停止时间。波形的表达式如下：

$$V=V_0+V_A\sin[(2\pi F_C t)+M\sin(2\pi F_S t)]$$

典型语句：对于 $V_0=0$，$V_A=1V$，$F_C=30MHz$，MOD=5，$F_S=5kHz$，其模型语句为：

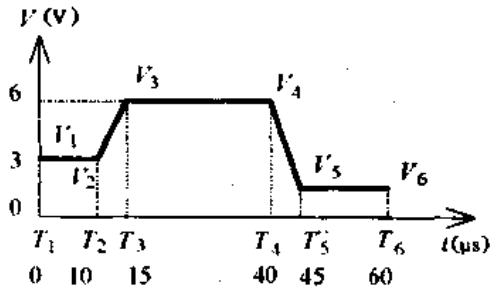


图 3.3 分段线性源

SFFM(0 1V 30MHZ 5 5KHZ)

若 $V_0=1mV$ 和 $V_A=2V$，模型语句为：

SFFM(1MV 2V 30MHZ 5 5KHZ)

3.1.5 正弦源

正弦源的符号为 SIN，其一般形式为：

SIN(VO VA FREQ TD ALPHA THETA)

表 3.4 单频调频源的模型参数

名称	意义	单位	隐含值
VO	偏置电压	V	无
VA	电压振幅	V	无
FC	载波频率	Hz	1/TSTOP
MOD	调制系数		0
FS	信号频率	Hz	1/TSTOP

表 3.5 正弦源的模型参数

名称	意义	单位	隐含值
VO	偏置电压	V	无
VA	峰值电压	V	无
FREQ	频率	Hz	1/TSTOP
TD	延迟时间	s	0
ALPHA	阻逆因子	1/s	0
THETA	相位延迟	(°)	0

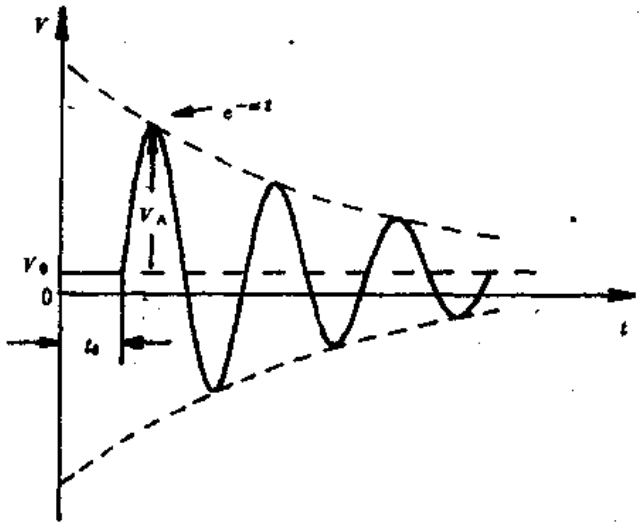


图 3.4 阻尼正弦波

正弦源的模型参数由表 3.5 给出。其中，V_0 和 V_A 必须由用户指定，TSTOP 是瞬态分析(.TRAN)的终止时间。波形一般在一段 TD 时间内保持为 0，然后电压变为指数衰减正弦波。指数衰减正弦波波形的表达式如下：

$$V=V_0+V_A e^{-\alpha(t-t_d)}\sin[2\pi f(t-t_d)-\theta]$$

典型语句：

SIN(0 1V 10KHZ 10US 1E5)

SIN(0 5V 10KHZ 0 1E5 30DEG)

SIN(0 2V 10KHZ 0 0 30DEG)

SIN(0 2V 10KHZ)

3.1.6 多项式源

多项式或非线性源的符号为 POLY(*n*)，其中 *n* 为多项式的维数，*n* 的隐含值为 1。维数由

控制源的数目决定，通常形式为：

POLY (n) ⟨(controlling) nodes⟩ ⟨(coefficients) values⟩

输出源或控制源可以是电压源或电流源。对于电压控制源，控制点的数目必须为维数的2倍；对于电流控制源，控制源的数目必须与维数相同。维数和系数的个数是任意的。

若令 A、B、C 为三个控制量，Y 为输出源，则图 3.5 表示由 A、B、C 控制某个信号源，输出源的形式为：

$Y = f(A, B, C\cdots\cdots)$

其中：Y 可以是电压或电流；A、B、C 可以是电压、电流或它们的任意组合。

若 $n=1$，多项式只有 A 这一个控制参数，源函数的形式为：

$Y=P_0+P_1A+P_2A^2+P_3A^3+P_4A^4+\cdots\cdots+P_nA^n$

这里 P_0、P_1、……、P_n 是系数值，用 PSPICE 写出则是：

POLY NC1+ NC1− P0 P1 P2 P3 P4 P5 …… Pn

这里 NC1+和 NC1−分别为控制源 A 的正负节点。

若 $n=2$，是具有 A 和 B 两个控制源的多项式，源函数为：

$Y=P_0+P_1A+P_2B+P_3A^2+P_4AB+P_5B^2+P_6A^3+P_7A^2B+P_8AB^2+P_9B^3+\cdots\cdots$

由 PSPICE 描述则为：

POLY(2) NC1+ NC1− NC2+ NC2− P0 P1 P2 P3 P4 P5 …… Pn

这里 NC1+、NC1−和 NC2+和 NC2−分别为控制源的正负节点。

若 $n=3$，是具有 A、B、C 三个控制源的多项式，源函数为：

$$Y=P_0+P_1A+P_2B+P_3C+P_4A^2+P_5AB+P_6AC+P_7B^2+P_8BC+P_9C^2+P_{10}A^3+P_{11}A^2B+P_{12}A^2C+P_{13}AB^2+P_{14}ABC+P_{15}AC^2+P_{16}B^3+P_{17}B^2C+P_{18}BC^2+P_{19}C^3+P_{20}A^4+\cdots\cdots$$

PSPICE 中的描述语句为：

POLY(3) NC1+ NC1− NC2+ NC2− NC3+ NC3− P0 P1 P2 P3 P4 P5 …… Pn

这里 NC1+、NC1−和 NC2+、NC2−以及 NC3+、NC3−分别为控制源的正负节点。

典型模型语句：对于 Y=2V(10)，其模型为：

POLY 10 0 0.0 2.0

对于 Y=V(5)+[V(5)]²+[V(5)]³+[V(5)]⁴，其模型为：

POLY 5 0 0.0 1.0 1.0 1.0 1.0

对于 Y=V(3)+V(5)+V(10)+[V(3)]²，其模型为：

POLY(3) 3 0 5 0 10 0 0.0 1.0 1.0 1.0 1.0

如果 I(VN)为通过电压源 VN 的控制电流，且 Y=I(VN)+[I(VN)]²+[I(VN)]³+[I(VN)]⁴，其模型为：

POLY VN 0.0 1.0 1.0 1.0 1.0

如果 I(VN)和 I(VX)为控制电流，且 Y=I(VN)+I(VX)+[I(VN)]²+I(VN)I(VX)，模型语句为：

POLY(2) VN VX 0.0 1.0 1.0 1.0 1.0

注：如果信号源像第一个例子中那样是一维的，并且只有一个系数，那么 PSPICE 将假设 P0 =0，用给定

值作为P1，即 Y =2A。

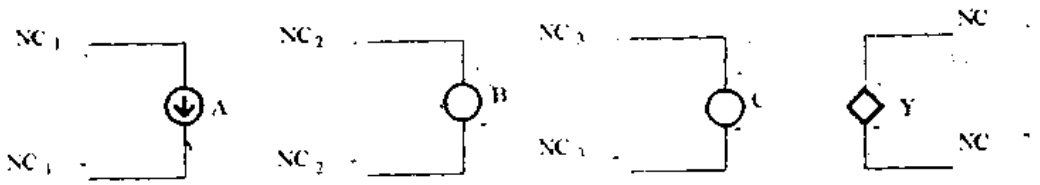


图 3.5 多项式源

3.2 独立源

独立源可以是时变的和时不变的，如图 3.6 所示。它们可以是电流源或电压源。

3.2.1 独立电压源

独立电压源的符号为 V，其一般形式为：

V〈name〉 N+ N− [DC 〈value〉] [AC 〈〈magnitude〉 value〉 〈〈phase〉
+ value〉]
+ [〈transient value〉
+ [PULSE] [SIN] [EXP] [PWL] [SFFM] [source arguments]]

如图 3.6(a)所示，N+ 是正节点，N− 是负节点。正电流从节点N+进入电压源到达负节点N−。电压源不必接地。对于直流、交流和瞬态值，其隐含值为0。所有交流和瞬态值都可被指定或都不被指定。〈〈phase〉value〉用度表示。

在直流分析中，信号源设置为直流值；在交流分析中设置为交流值。如果〈〈phase〉value〉在交流分析中省略，则隐含值为0。时变信号源(例如 PULSE、EXP 和 SIN)用于瞬态分析。为了测量电流，可以在电路中插入一个零值电压源。这样在 PSPICE 中电压源可用作电流表。因为一个零值电压源可看作短路，对电路工作不会有什么影响。

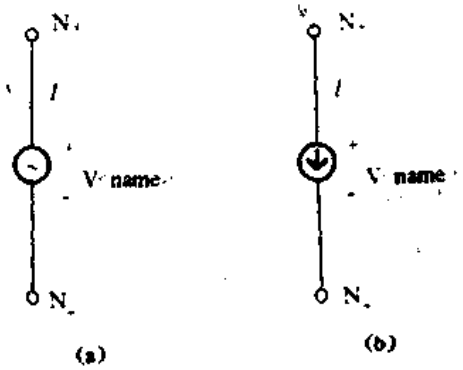


图 3.6 电压源和电流源
(a)电压源；(b)电流源

典型语句：

```
V1      15   0   6V
V2      15   0   DC   6V
VAC     5    6   AC   1V
VACP    5    6   AC   1V   45DEG
VPULSE  10   0   PULSE(0   1   2NS   2NS   2NS   50NS   100NS)
VIN     25   22  DC   2    AC   1   30    SIN(0   2V   10KHZ)
```

3.2.2 独立电流源

独立电流源的符号为I，其一般形式为：

I〈name〉 N+ N− [DC 〈value〉] [AC 〈〈magnitude〉 value〉 〈〈phase〉

+ value〉

+ [〈transient value〉

+ [PULSE] [SIN] [EXP] [PWL] [SFFM] [source arguments]]

注：第一列中的加号(+)在PSPICE语句中表示续行。在加号之后，可以在任何列继续写语句。

N+是正节点，N−是负节点，如图3.6(b)所示。正电流从节点N+流入电流源，从节点N−流出。电流源不必接地。独立电流源的指标与独立电压源的指标类似。

典型语句：

```
I1      15  0  2.5MA
I2      15  0  DC  2.5MA
IAC     5  6  AC  1A
IACP    5  6  AC  1A  45DEG
IPULSE    10  0  PULSE(0  1A  2NS  2NS  2NS  50NS  100NS)
IIN     25  22  DC  2  AC  1A  30DEG  SIN(0  2A  10KHZ)
```

3.3 受控源

四种受控源如图3.7所示。它们是电压控制的电压源、电压控制的电流源、电流控制的电流源、电流控制的电压源。

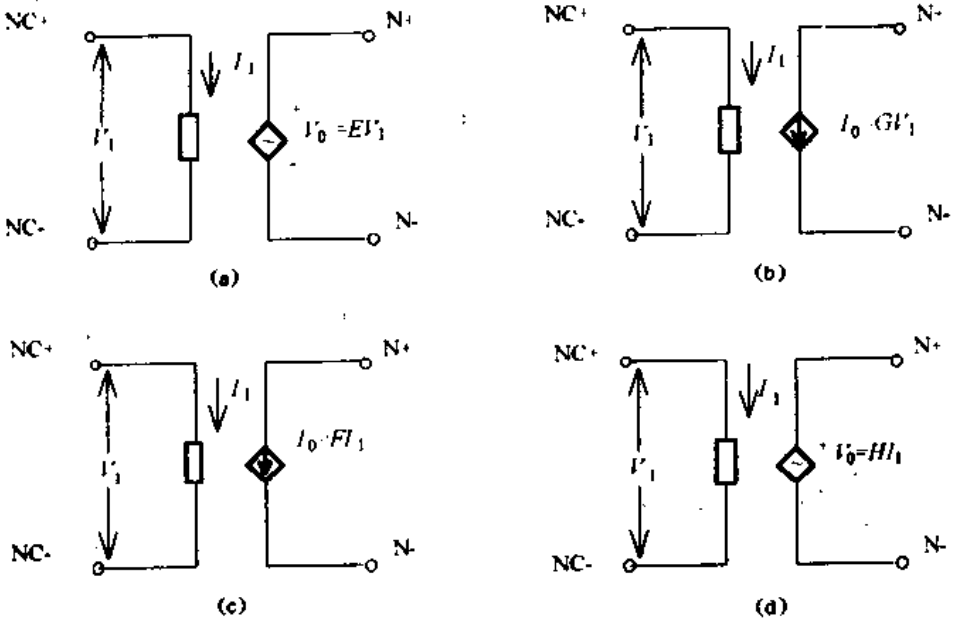


图3.7 受控源

(a) 电压控制的电压源；(b) 电压控制的电流源；(c) 电流控制的电流源；(d) 电流控制的电压源

3.3.1 电压控制的电压源

如图3.7(a)所示，电压控制的电压源的符号为E。它采用如下线性形式：

E〈name〉 N+ N− NC+ NC− 〈〈voltage gain〉 value〉

N+和N−分别为正、负输出节点。NC+和NC−分别是控制电压源的正、负节点。电压控制的

电压源的非线性形式为：

E〈name〉 N+ N− [POLY〈〈n〉〉

+ 〈<(+ controlling) node〉 〈(−controlling) node〉> (pairs)

+ <(polynomial coefficients) values>]

POLY 源已在 3.2.6 节中叙述过。控制节点数为维数的 2 倍。某个特殊节点可以不止一次出现，输出和控制节点可以相同。

典型语句：

```
EAB      1  2  4  6  1.0
EVOLT    4  7  20  22  2E5
ENONLIN  25  40  POLY(2)  3  0  5  0  0.0  1.0  1.5  1.2  1.7
E2       10  12  POLY  5  0  0.0  1.0  1.5  1.2  1.7
```

注：(1)描述节点 25 和 40 间多项式电压源 ENONLIN 由 V(3)和 V(5)控制，其值为：

$$Y=V(3)+1.5V(5)+1.2[V(3)]^2+1.7V(3)V(5)$$

(2)描述节点 10 和 12 间多项式电压源 E2 由 V(5,0)控制，其值由下式给出：

$$Y=V(5)+1.5[V(5)]^2+1.2[V(5)]^3+1.7[V(5)]^4$$

3.3.2 电压控制的电流源

电压控制电流源如图 3.7(b)所示，符号为 G。它的线性形式为：

G〈name〉 N+ N− NC+ NC− 〈(transconductance) value〉

N+和 N− 分别为正、负输出节点；NC+ 和 NC−分别为控制电压的正、负节点。电压控制电流源的非线性形式为：

G〈name〉 N+ N− [POLY(〈n〉)

+ 〈<(+ controlling) node〉 〈(−controlling) node〉> (pairs)

+ <(polynomial coefficients) values>]

典型语句：

```
GAB      1  2  4  6  1.0
GVOLT    4  7  20  22  2E5
GNONLIN  25  40  POLY(2)  3  0  5  0  0.0  1.0  1.5  1.2  1.7
G2       10  12  POLY  5  0  0.0  1.0  1.5  1.2  1.7
```

注：(1)描述节点 25 和 40 间多项式电流源 GNONLIN 由 V(3)和 V(5)控制，由

$$I=V(3)+1.5V(5)+1.2[V(3)]^2+1.7V(3)V(5)$$

给出。描述节点 10 与 12 间多项式电流源 G2 由 V(5)控制，其值为：

$$I=V(5)+1.5[V(5)]^2+1.2[V(5)]^3+1.7[V(5)]^4$$

(2)非线性电导可由电压控制的电流源模拟。如果控制节点与输出节点相同，那么非线性电压控制的电流源与电导相同。

```
GRES  4  6  4  6  0.1
```

是 0.1 姆欧的电导，其电阻值为 1/0.1=10Ω

```
GHMO  1  2  POLY  1  2  0.0  1.5M  1.7M
```

表示 $I=1.5\times10^{-3}V(1,2)+1.7\times10^{-3}[V(1,2)]^2$ 是单位为姆欧的非线性电导。

3.3.3 电流控制的电流源

电流控制的电流源如图 3.7(c)所示，符号为 F，其线性形式为：

F〈name〉 N+ N− VN 〈〈current gain〉 value〉

N+和N−分别是电流源的正、负节点；VN 为控制电流流过的电压源。假定控制电流从 VN 正节点流入 VN 到达 VN 的负节点。流过控制电压源的电流 I(VN)决定输出电流。监测控制电流的电压源 VN 必须为具有定值或零值的独立电压源。若流过电阻的电流作为控制电流，应该将一个虚设的 0V 电压源与电阻串联，以便监控控制电流。

非线性形式为：

F〈name〉 N+ N− [POLY(〈n〉)

\+ VN1, VN2, VN3 .....

\+ <(polynomial coefficients) values>

POLY 源已在 2.6 节描述，控制电流源数必须与维数相等。

典型语句：

```
FAB        1  2  VIN  10
FAMP       13   4  VCC  50
FNONLIN  25  40  POLY  VN  0.0  1.0  1.5  1.2  1.7
```

注：描述节点 25 与 40 间多项式电流源的 FNONLIN 由下式给出：

$I=I(VN)+1.5[I(VN)]^2+1.2[I(VN)]^3+1.7[I(VN)]^4$

3.3.4 电流控制的电压源

电流控制电压源如图 3.7(d)所示，其符号为 H。其线性形式为：

H〈name〉 N+ N− VN 〈〈transresistance〉 value〉

N+和N−分别是电压源的正、负节点；VN 为控制电流流过的电压源，其特性与电流控制的电流源相似。

非线性形式为：

F〈name〉 N+ N− [POLY(〈n〉)

\+ VN1, VN2, VN3 .....

\+ <(polynomial coefficients) values>

典型语句：

```
HAB       1  2  VIN  10
HAMP      13  4  VCC  50
HNONLIN  25  40  POLY  VN  0.0  1.0  1.5  1.2  1.7
```

注：(1)描述节点 25 与 40 间由 I(VN)控制的多项式电压源 HNONLIN 由

$I=I(VN)+1.5[I(VN)]^2+1.2[I(VN)]^3+1.7[I(VN)]^4$

给出。

(2)非线性电阻可由电流控制的电压源模拟。如果控制节点与输出节点相同，那么线性电流控制电压源就与电阻等同。

HRES 4 6 4 6 10 是一个 10Ω 电阻

HMHO 1 2 POLY I(V(1,2)) 0.0 1.5M 1.7M 代表

$H=1.5\times10^{-3}I(V(1,2))+1.7\times10^{-3}[I(1,2)]^2$

是单位为欧姆的非线性电阻。

小　结

EXP	指数源	EXP〈V1　V2　TRD　TRC　TFD　TFC〉
POLY	多项式源	POLY(n)　〈(controlling)　nodes〉　〈(coefficients)　values〉
PULSE	脉冲源	PULSE(V1　V2　TD　TR　TF　PW　PER)
PWL	分段线性源	PWL(T1　V1　T2　V2　……　TN　VN)
SFFM	单频调频源	SFFM(VO　VA　FC　MOD　FS)
SIN	正弦源	SIN(VO　VA　FREQ　TD　ALP　THETA)
E	电压控制的电压源	E〈name〉　N+　N−　NC+　NC−　〈(voltage gain) value〉
F	电流控制的电流源	F〈name〉　N+　N−　VN　〈(current gain) value〉
G	电压控制的电流源	G〈name〉　N+　N−　NC+　NC−　〈(transconductance) value〉
H	电流控制的电压源	H〈name〉　N+　N−　VN　〈(transresistance value〉
I	独立电流源	I〈name〉　N+　N−　[DC〈value〉]　[AC〈(magnitude) value〉 +　〈(phase)　value)]　[(transient value) +　[PULSE]　[SIN]　[EXP] [PWL]　[SFFM] [source arguments]]
V	独立电压源	V〈name〉　N+　N−　[DC〈value〉]　[AC〈(magnitude) value〉 +　〈(phase) value〉][(transient value) +　[PULSE]　[SIN]　[EXP] [PWL]　[SFFM]　[source arguments]]

习　题

写出下列习题的 PSPICE 语句。假定第一节点为正端，第二个节点为负端。

3.1 连接在节点 4 与 5 之间的各种电压或电流波形如图 P3.1 所示。

3.2 连接在节点 4 与 5 之间 $V=2\sin\{2\pi 50000t+5\sin(2\pi 1000t)\}$ 的电压源。

3.3 连接在节点 10 与 0 之间的电压源，具有 12V 直流电压作直流分析；幅值为 2V，相角为 60°，作交流分析；频率为 1MHz 时其幅值为 0.1V 的正弦电压时做瞬态分析。

3.4 连接在节点 5 与 0 之间的电流源，具有 0.1A 直流电流时作直流分析；具有峰值为 1A、60°相位作交流分析；频率为 1kHz 时其幅值为 0.1A 的正弦电流做瞬态分析。

3.5 某个连接在节点 1 与 2 之间的多项式电压源 Y 由连接在节点 4 与 5 之间的电压源 $V1$ 控制，源表达式为：$Y=0.1V^1+0.2V_1^2+0.05V_1^3$。

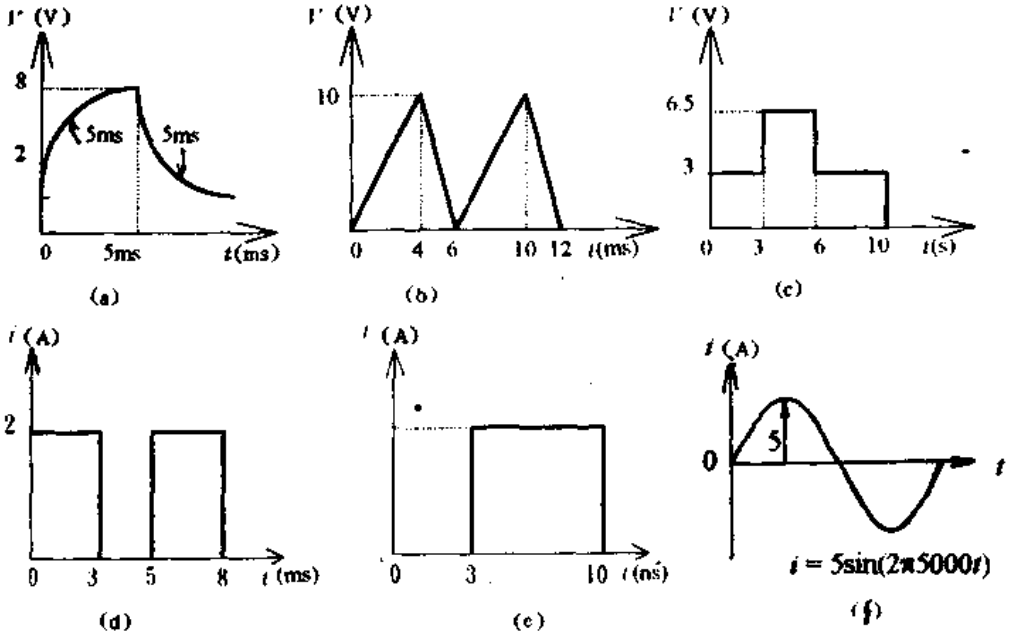


图 P3.1

3.6 某个连接在节点 1 与 2 之间的电流源 I 由连接在节点 4 与 5 之间的电压源 V_1 控制，源表达式为 $Y=0.1V_1+0.2V_1^2+0.05V_1^3$。

3.7 连接在节点 5 与 6 之间的电压源 V_0 由某个电压增益为 25 的电压源 V_1 控制。控制源连接在节点 10 和 12 之间，源表达式为 $V_0=25\ V_1$。

3.8 连接在节点 5 与 6 之间的电流源 I_0 由某个电流增益为 10 的电流源 I_1 控制。控制电流流过电压源 V_C，电流源表达式为 $I_0=10\ I_1$。

3.9 由节点 8 与 9 之间的电压源 V_1 控制的节点 5 和 6 之间的电流源 I_0，其转移电导为 0.05Ω，电流源为 $I_0=0.05\ V_1$。

3.10 在节点 5 与 6 之间的电压源 V_0，由转移电阻为 150Ω 的电流源 I_1 控制，控制电流流过电压源 V_C，电压源表达式为 $V_0=150\ I_1$。

3.11 由电压源 V_1 控制的连接在节点 4 和 6 之间的非线性电阻 R，其电阻的形式为：

$R=V_1+0.2\ V_1^2$

3.12 由电流源控制的连接在节点 4 和 6 之间的非线性转移电导为 G_m，控制电流流过的电压源为 V_1，转移电导的形式为 $G_m=V_1+0.2\ V_1^2$。

第四章　无源元件

4.1 引言

PSPICE 软件靠代号和模型来识别无源元件。这些元件可以是电阻(*R*)、电感(*L*)、电容(C)、磁性元件和开关。模型必须考虑到参数的变化，例如电阻的阻值随工作温度的变化而变化。PSPICE 对无源元件的模拟需要确定元件的模型、工作温度、*RLC* 元件、磁性元件、传输线和开关。

4.2 元件模型

在 PSPICE 中，用 .MODEL 定义元件参数的模型。在同一电路中，相同的模型允许被一个或多个器件所引用。各种点命令将在第五章讲述。模型定义的一般格式为：

.MODEL　MNAME　TYPE　(P1=V1　P2=V2　P3=V3　.....　PN=VN)

其中 MNAME 是模型名，它必须以字母开头。开头的字母最好就是元件类型的代号(例如：R 代表电阻，L 代表电感)，当然这不是必须的。元件类型代号已在表 1.1 中给出。P1、P2..... 是元件参数；V1、V2..... 是它们的值。TYPE 是元件模型类名，它必须按表 4.1 的规定来取。一个元件必须有一个正确的模型类名。这就是说，一个电阻的模型类名必须是“RES”，而不能是“IND”或“CAP”。然而，在一个电路中，可能有一个以上的模型具有相同的模型类名而模型名不同。

表 4.1　元件模型类名

类型名	器　件
RES	电阻
CAP	电容
IND	电感
NPN	NPN 双极结型晶体管
PNP	PNP 双极结型晶体管
NJF	N 沟道结型场效应管
PJF	P 沟道结型场效应管
PMOS	P 沟道 MOSFET
NMOS	N 沟道 MOSFET
GASFET	N 沟道砷化镓 MOSFET
VSWITCH	压控开关
ISWITCH	流控开关
CORE	非线性磁芯(变压器)

模型语句举例：

.MODEL　RLOAD　RES　(R=1　TC1=0.02　TC2=0.005)

.MODEL　CPASS　CAP　(C=1　VC1=0.01　VC2=0.002　TC1=0.02　TC2=0.05)

.MODEL　LFILTER　IND　(L=1　IL1=0.1　IL2=0.002　TC1=0.02　TC2=0.05)

.MODEL　DNOM　D　(IS=1E−6)

.MODEL　QOUT　NPN　(BF=50　IS=1E−9)

4.3 工作温度

在分析电路时，电路的工作温度可以用 .TEMP 命令设置为任意值。该语句的一般格式为：

.TEMP ＜(one or more temperature) values＞

其中的温度使用摄氏度。如果有一个以上的温度，那么在每一个温度下进行一次电路分析。模型的参数假定是在常温下测量的，其隐含值为 27℃，这个温度可以被 .OPTIONS 命令中的 TNOM 选项所改变。这将在 5.5 节中讲述。

温度语句举例：

.TEMP 50

.TEMP 25 50

.TEMP 0 25 50 100

4.4 电阻、电感、电容元件

在电阻、电感、电容元件中，电压和电流的关系如图 4.1 所示。

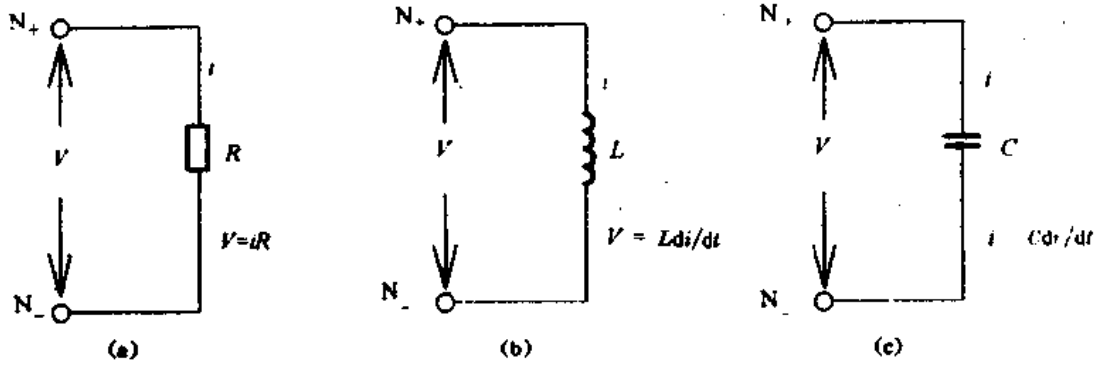


图 4.1 电压与电流的关系

(a)电阻；(b)电感；(c)电容

4.4.1 电阻

电阻的符号为 R，电阻名必须以“R”开头且采取以下格式：

R(name) N+ N- RNAME VALUE

电阻没有极性，节点的顺序无关紧要。然而，当定义 N+为正节点、N-为负节点时，通常假定电流是从节点 N+通过电阻流向节点 N-。RNAME 是定义电阻参数的模型名。VALUE 是电阻的标称值。顺便指出，一些 SPICE 版本不能识别电阻的极性，不允许参考流过电

表 4.2 电阻模型参数

名称	意 义	单位	隐含值
R	电阻因子		1
TC1	线性温度系数	C^{-1}	0
TC2	二次温度系数	C^{-2}	0
TCE	指数温度系数	%C^{*}	0

阻的电流，例如 I(R1)。

模型参数如表 4.2 所示。如果模型名(RNAME)被省略，VALUE 就是以欧姆为单位的电阻值。它可以为正，也可以为负，但不能为零。如果包括了 RNAME，而 TCE 没有给出，电阻值作为温度的函数，应按下式计算：

$$R_{new}=VALUE*R*[1+TC1*(T-T0)+TC2*(T-T0)^2]$$

如果包含了 RNAME，且 TCE 也指定了，作为温度函数的电阻值的计算公式如下：

$$R_{new}=VALUE*R*1.01^{TCE*(T-T0)}$$

其中 T 和 $T0$ 分别为工作温度和室温，都用摄氏度表示。

电阻语句举例：

```
R1        6   5   10K
RLOAD   12   11   ARES   2MEG
.MODEL   ARES   RES   (R=1   TC1=0.02   TC2=0.005)
RINPUT   15   14   BRES   5K
.MODEL   BRES   RES   (R=1   TCE=2.5)
```

4.4.2 电容

电容的符号为 C，电容名必须以 C 开头且采用以下一般格式：

```
C(name)   N+   N−   CNAME   VALUE   IC=V0
```

N+是正节点，N−为负节点。假定正节点对负节点电压为正且电流从正节点通过电容流向负节点。CNAME 是模型名，VALUE 是电容的标称值。IC 定义了电容的初始(时间为零时)电压 V_0。

表 4.3 电容模型参数

名称	意　义	单位	隐含值
C	电容因子		1
VC1	线性电压系数	V^{-1}	0
VC2	二次项电压系数	V^{-2}	0
TC1	线性温度系数	C^{-1}	0
TC2	二次项温度系数	C^{-2}	0

模型参数如表 4.3 所示。如果模型名(CNAME)被省略，VALUE 是以法拉为单位的电容值。此数值可为正或负，但不能为零。如果包含了 CNAME，则电容值 C_{new} 取决于温度和电压，且由下式计算：

$$C_{new}=VALUE*C*(1+VC1*V+VC2*V^2)*[1+TC1*(T-T0)+TC2*(T-T0)^2]$$

其中 T 和 $T0$ 分别是工作温度和室温，都以摄氏度为单位。

电容语句举例：

```
C1        6   5   10UF
CLOAD   12   11   5PF    IC=2.5V
CINPUT   15   14   ACAP   10PF
C2        20   19   ACAP   20NF    IC=1.5V
.MODEL   ACAP   CAP   (C=1   VC1=0.01   VC2=0.002   TC1=0.02   TC2=0.005)
```

注：初始条件(若有的话)仅适用于 .TRAN 命令中 UIC(使用初始状态)被确定的情况。这将在 5.9 节中讲述。

4.4.3 电感

电感的符号是 L。电感名必须以 L 开头且采用下列格式：

L〈name〉 N+ N− LNAME VALUE IC=I0

N+为正节点，N−为负节点。正节点N+对负节点N−的电压假定为正，电流从节点N+流向节点N−。LNAME是模型名，VALUE是电感的标称值。IC定义了电感的初始电流I0。

电感的模型参数如表4.4所示。如果模型名被省略，VALUE则是以亨利为单位的电感值。它可以为正，或为负，但不能为0。如果包含了模型名，由电流和温度决定的电感值L_{new}按如下方式确定：

$$L_{new}=VALUE*L*(1+IL1*I+IL2*I^2)*[1+TC1*(T-T0)+TC2*(T-T0)^2]$$

其中T和$T0$分别是工作温度和室温，都以摄氏度为单位。

注：初始状态(若有的话)只有在.TRAN命令确定UIC后才起作用。

表4.4 电感模型参数

名称	意义	单位	隐含值
L	电感因子		1
IL1	线性电流系数	A^{-1}	0
IL2	二次项电流系数	A^{-2}	0
TC1	线性温度系数	C^{-1}	0
TC2	二次项温度系数	C^{-2}	0

电感语句举例：

LI 6 5 10MH

LLOAD 12 11 5UH IC=0.2MA

LLINE 15 14 LMOD 5MH

LCHOKE 20 19 LMOD 2UH IC=0.5A

.MODEL LMOD IND (L=1 IL1=0.1 IL2=0.002 TC1=0.02 TC2=0.005)

例4.1：对图4.2(a)所示电路，以5μs为步长，在0到1ms的时间内计算并绘制瞬态响应。输出电压取自电阻R_2，输入电压如图4.2(b)所示，结果要能够用PROBE显示在屏幕上以及进行硬拷贝。

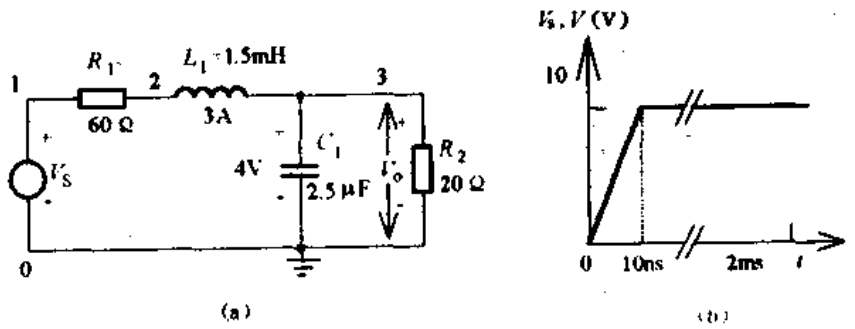


图4.2 例4.1的电路

(a)电路；(b)输入电压

解：电路文件包含下列语句：

```
Example 4.1  RLC Circuit
* The operating temperature is 50°
.TEMP  50
* Input step voltage represented as a PWL waveform
VS  1  0  PWL  (0  0  10NS  10V  2MS  10V)
* R1 has a value of 60 Ohm with model RMOD
R1  1  2  RMOD  60OHM
```

```
* Inductor of 1.5mH with an initial current of 3 A and the model name is LMOD
L1   2   3   LMOD   1.5MH   IC=3A
* Capacitor of 2.5UF with an initial voltage of 4V and the model name is CMOD
C1   3   0   CMOD   2.5UF   IC=4V
R2   3   0   RMOD   20OHM
* Model statements for resistor, inductor, and capacitor
.MODEL   RMOD   RES   (R=1   TC1=0.02   TC2=0.005)
.MODEL   CMOD   CAP (C=1   VC1=0.01   VC2=0.002   TC1=0.02   TC2=
+   0.005)
.MODEL   LMOD   IND   (L=1   IL1=0.1   IL2=0.002   TC1=0.02   TC2=
+   0.005)
* Transient analysis from 0 to 1 ms with 5 μs time increment and using initial conditions
*   (UIC)
.TRAN   5US   1MS   UIC
* PLOT the results of transient analysis—voltage at nodes 3 and 1
.PLOT   TRAN   V(3)   V(1)
.PROBE
.END
```

模拟结果如图 4.3 所示。

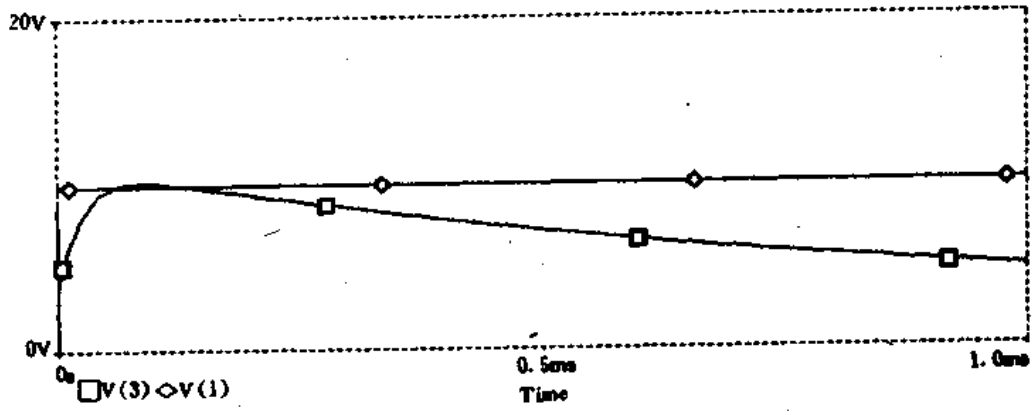


图 4.3　例 4.1 瞬态响应

4.5　磁性元件

互感用符号 K 表示。互感的一般格式如下：

K〈name〉　L〈(1st inductor) name〉　L〈(2nd inductor)　name〉　〈(coupling) value〉

对一个互感来说，K〈name〉耦合两个或多个电感。耦合值 VALUE 是耦合强度 K。耦合强度 K 必须大于 0 且小于或等于 1，即 $0 < K \leqslant 1$。

电感有两种耦合方式。依据如图 4.4(a)所示的点表示法，PSPICE 假定点在每一电感的第

个节点。互感值的计算公式为：

$$M=K\sqrt{L_1L_2}$$

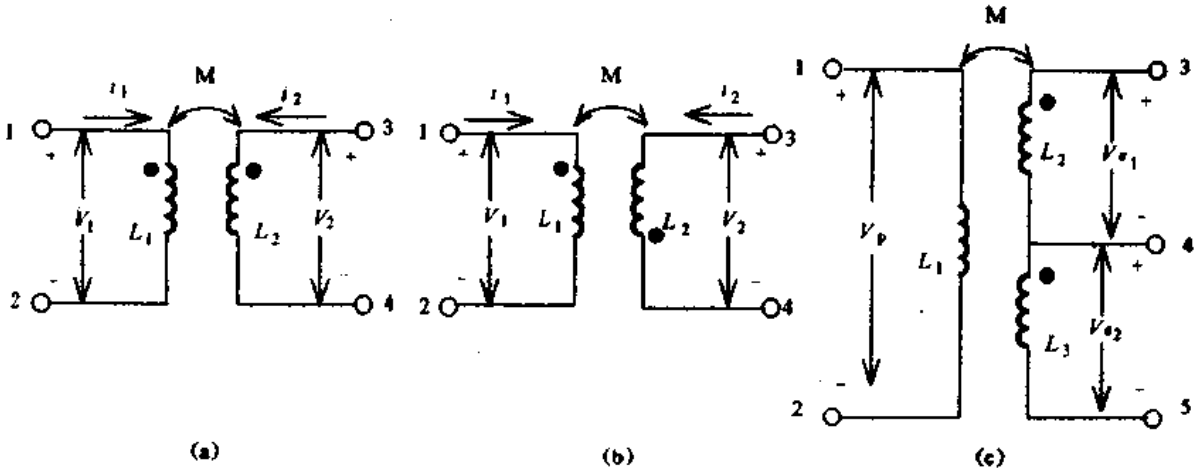


图 4.4 互感

(a) 正耦合；(b)负耦合；(c)单相变压器

在时域，互感的电压表示为：

$$v_1=L_1\frac{di_1}{dt}+M\frac{di_2}{dt}$$

$$v_2=M\frac{di_1}{dt}+L_2\frac{di_2}{dt}$$

在频域，电压表示为：

$$V_1=j\omega L_1I_1+j\omega MI_2$$

$$V_2=j\omega MI_1+j\omega L_2I_2$$

其中 ω 是频率，单位为 rad/s。

互感语句：

```
KTUND   L3OUT   L4IN   0.8
KIND    L1      L2     0.98
KTRNSFRM  LPRIMARY  LSECONDRY  0.99
```

图 4.4(a)中所示的电感，可以看成一个单相变压器(K＝0.9999)，用 PSPICE 语句描述为：

```
* PRIMARY
L1  1  2  0.5MH
* SECONDARY
L2  3  4  0.5MH
* MAGNETIC COUPLING
KXFRMER  L1  L2      0.9999
```

如果次级线圈中的点如图 4.4(b)所示，则互感语句写成：

```
L1  1  2  0.5MH
L2  4  3  0.5MH
KXFRMER  L1  L2  0.9999
```

一个单一初级线圈和带有中心抽头的次级线圈变压器，如图 4.4(c)所示，可以写成：

```
* PRIMARY
L1  1  2  0.5MH
* SECONDARY
L2  3  4  0.5MH
L3  4  5  0.5MH
* MAGNETIC COUPLING
K12  L1  L2  0.9999
K13  L1  L3  0.9999
K23  L2  L3  0.9999
```

这三句在 PSPICE 中可以写成： KALL L1 L2 L3 0.9999

说明：

(1)名称 KXX 不必和互相耦合的电感名有关，然而，实际上最好这么做。因为它能方便地辨认所涉及的耦合电感。

(2)极性(或者同名端)由"L"语句中节点的顺序决定，而不是由"K"语句中电感的顺序决定。如〈K12 L1 L2 0.9999〉与 〈K12 L2 L1 0.9999〉效果完全相同。

对于非线性电感，一般格式为：

K〈name〉 L 〈(inductor) name〉 〈(coupling) value〉
+ 〈(model) name〉 [(size) value]

对于铁芯变压器，K 值是非常高的，比 0.999 还要大。非线性磁芯电感的模型类名是 CORE。模型参数如表 4.5 所示。[(size) value] 标定磁芯部分，其隐含值为 1。它表示芯片的层数，因此只有一个模型语句可以用于特定层数的磁芯。如果指定了〈(model) name〉，互感成为一个非线性磁芯，电感决定于圈数而不是电感值。在耦合电感描述语句中只写出电感名。磁芯的 $B-H$ 特性要用 Jiles－Atherton 模型分析。图 4.4(a)中互感类似于：

表 4.5 非线性磁性元件模型参数

名称	意 义	单位	省缺值
AREA	平均磁通截面	cm^2	0.1
PATH	平均磁路长度	cm	1.0
GAP	有效空气隙长度	cm	0
PACK	叠层系数		1.0
MS	磁饱和电流	A/m	1E+6
ALPHA	平均场参数		1E−3
A	形状参数		1E+3
C	磁畴壁的弯曲常数		0.2
K	磁畴壁的钉连常数		500

```
* Inductor L1 of 100 turns
L1  1  2  100
* Inductor 12 of 10 turns
L2  3  4  10
* Nonlinear coupled inductors with model CMOD
K12  L1  L2  0.9999  CMOD
* Model for the nonlinear inductors
.MODEL  CMOD  CORE  (AREA=2.0  PATH=62.8  GAP=0.1  PACK=
+  0.98)
```

注：SPICE2 中没有非线性磁性元件模型。

例 4.2　有两个互相耦合电感，电路如图 4.5 所示。如果输入电压峰值为 120V，计算当频率从 60Hz 均匀增加到 120Hz 时电流的大小和相位。扫描点总数是 2。变压器耦合系数是 0.9999。

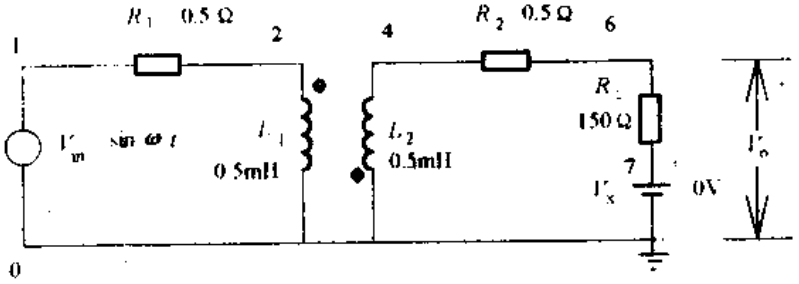


图 4.5　带互感电路

解：初级线圈和次级线圈有一个共同的节点，这一节点是很重要的。否则，PSPICE 将给出一个错误信息，因为从次级线圈到地没有直流通路。附加一个电压源 V_X= 0V，是为了测量输出电流 I_L。电路文件包括下列语句：

```
Example 4.2 Coupled Inductors
* AC analysis where the frequency is varied linearly from
* 60 Hz to 120 Hz with 2 points
.AC  LIN  2  60HZ  120HZ
* Input voltage is 120 V peak and 0 degree phase for AC analysis
VIN  1  0  AC  120
R1  1  2  0.5
* The dot convention is followed in inductors L1 and L2
L1  2  0  0.5MH
L2  0  4  0.5MH
* Magnetic coupling coefficient is 0.999. The order of L1 and L2 is
* not significant.
K12  L1  L2  0.999
R2  4  6  0.5
RL  6  7  150
* A dummy voltage source of VX=0 is added to measure the load current
VX  7  0  DC  0V
* print the magnitude and phase of output current. Some versions of
* PSPICE and SPICE do not permit reference to the currents through resistors.
* e.g.,IM(RL)  IP(RL).
.PRINT  AC  IM(VX)  IP(VX)  IM(RL)  IP(RL)
.END
```

模拟结果如下：

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

```
* * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * *
FREQ          IM(VX)        IP(VX)          IM(RL)        IP(RL)
6.000E+01     2.809E-01     -1.107E+02      2.809E-01     -1.107E+02
1.200E+02     4.790E-01     -1.271E+02      4.790E-01     -1.271E+02
    JOB CONCLUDED
    TOTAL JOB TIME      1.15
```

4.6 无损传输线

无损传输线的代号为T。一条传输线有两个端口，即输入端口和输出端口。传输线的一般格式为：

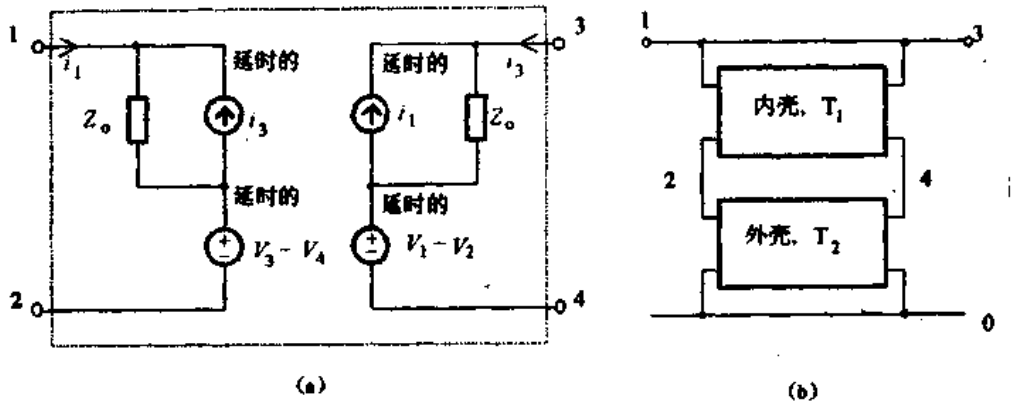
T〈name〉 NA+ NA- NB+ NB- Z0=〈value〉 [TD=〈value〉]

\+ [F=〈value〉 NL=〈value〉]

T〈name〉是传输线的名字。NA+和NA-是输入端口节点。NB+和NB-是输出端口节点。NA+和NB+定义为正节点，NA-和NB-定义为负节点。正电流从NA+流到NA-，从NB+流向NB-。Z0是特性阻抗。

传输线的长度可以用两种形式之一定义：(1)可以用传输延时TD表示；(2)也可用频率F和频率为F时相对于传输线波长的归一化电长度NL一起指定。如果指定了频率而没有指定NL，则NL的缺省值为0.25。这就是说，F是1/4波长时的频率。表示传输线长度的形式之一必须指定，即TD或者至少F要被指定。传输线的方框图如图4.6(a)所示。

同轴线如图4.6(b)所示，可以用两条传输线表示。这里第一传输线(T1)模拟了相对外壳的内导体，而第二传输线(T2)表示外壳相对于外界的情况，如下所示：



(a) (b)

图4-6 传输线

(a) 传输线；(b)同轴线

```
T1   1   2   3   4   Z0=50    TD=1.5NS
T2   2   0   4   0   Z0=150   TD=1NS
```

其它传输线的例句：

```
T1        1   2    3    4    Z0=50   TD=10NS
T2        4   5    6    7    Z0=50   F=2MHZ
```

TTRM　9　10　11　12　Z0=50　F=2MHZ　NL=0.4

在瞬态分析(.TRAN)中,PSPICE 的内时间步长限制在不能超过最小传输延迟的一半。因此短传输线将引起长的运行时间。

4.7　开关

PSPICE 允许模拟某一特定类型的开关，如图 4.7 所示。开关的电阻随电压或电流连续变化。当开关闭合时，电阻为 R_{ON}；当开关断开时，电阻为 R_{OFF}。PSPICE 允许的两类开关是压控开关、流控开关。

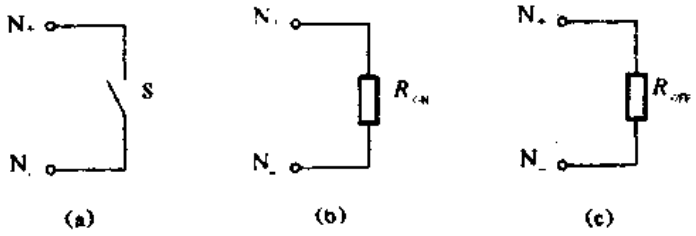


图 4.7　变阻开关

(a)开关;(b)闭合状态;(c)断开状态

注:压控或流控开关在 SPICE 2 中不能用，但在 SPICE3 和 PSPICE4.02 以上的版本中可以用。

4.7.1　压控开关

压控开关的符号为 S 。开关名必须以 S 开头且采取以下形式:

S(name)　N+　N−　NC+　NC−　SNAME

N+和 N−是开关的两个节点。假定电流从节点 N+流入，通过开关流向节点 N−。NC+和 NC−是控制电压源的正、负节点，如图 4.8 所示。SNAME 是模型名。开关电阻随开关两端电压的 变化而变化。压控开关的模型类名为 VSWITCH，模型参数如表 4.6 所示。

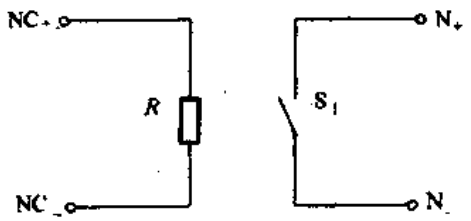


图 4.8　压控开关

压控开关语句举例:

S1　6　5　4　0　SMOD

.MODEL　SMOD　VSWITCH　(RON=0.5　ROFF=10E+6　VON=0.7　VOFF=0.0)

表 4.6　压控开关模型参数

名称	意　义	单位	省缺值
VON	闭合状态控制电压	V	1.0
VOFF	断开状态控制电压	V	0
RON	闭合电阻	Ω	1.0
ROFF	断开电阻	Ω	106

说明:

(1)R_{ON}必须比零大，R_{OFF}必须比 1/GMIN 小。GMIN 值将在 5.5 节的.OPTIONS 命令中作为一个选项被定义。缺省时，GMIN=1E−12 S。

(2)R_{OFF}与 R_{ON}之比应该小于 10^{12}。

(3)在容许的精度范围内，相对于其它的电路元件，通过选择 R_{ON}尽可能高、R_{OFF}尽可能低，可以使由于理想开关的高增益所带来的困难减到最小。

例 4.3　带有压控开关的电路如图 4.9 所示。如图，输入电压 $V_S = 200\sin(2000\pi t)$，在以 5μs 为增量从 0 至 1ms 范围内绘制控制节点 3 的电压特性和流过 R_L 的电流特性。开关模型参数为：$R_{ON}=5M\Omega$，$R_{OFF} = 10E + 9\Omega$，$V_{ON} = 25MV$，$V_{OFF} = 0.0V$，结果用 .PROBE 显示在屏幕上。

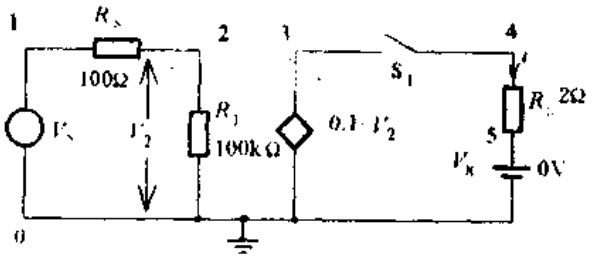


图 4.9　压控开关电路图

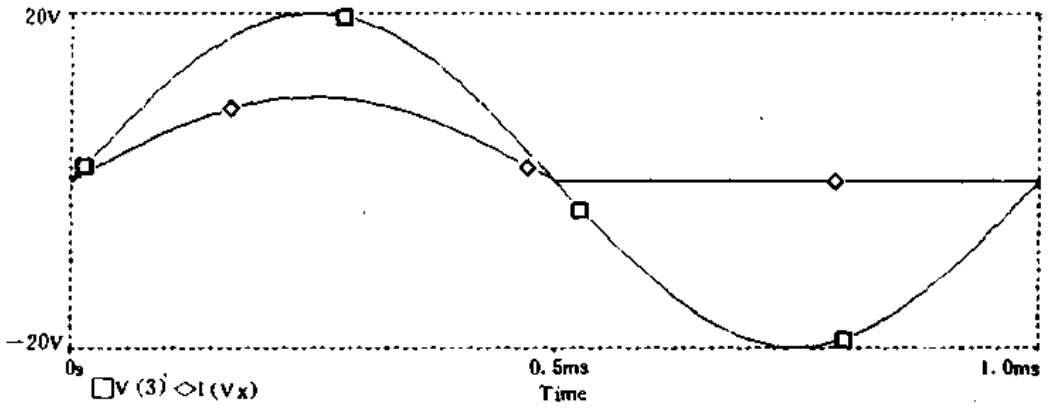


图 4.10　例 4.3 的瞬态响应

解：电压源 Vx＝0V 被插入电路中以监测输出电流。电路文件清单如下：

```
Example 4.3 Voltage—Controlled Switch
* Sinusoidal input voltage of 200 V peak with 0 phase delay
VS  1  0  SIN(0  200V  1KHZ)
RS  1  2  100OHM
R1  2  0  100KOHM
* Voltage—controlled voltage source with a voltage gain of 0.1
E1  3  0  2  0  0.1
RL  4  5  2
* A dummy voltage source of VX＝0 to measure the load current
VX  5  0  DC  0V
* Voltage—controlled switch controlled by voltage across nodes 3 and 0
S1  3  4  3  0  SMOD
* Switch model descriptions
.MODEL  SMOD  VSWITCH  (RON＝5M  ROFF＝10E＋9  VON＝25M  VOFF
＝0.0)
* Transient analysis from 0 to 1 ms with 5μs increment
.TRAN  5US  1MS
* plot the current through VX and the input voltage.
.PLOT  TRAN  I(VX)  V(3)
```

.PROBE

.END

模拟结果如图 4.10 所示。

4.7.2 流控开关

流控开关的代号为 W，开关名必须以 W 开头，且采用以下格式：

W(name)　N+　N−　VN　WNAME

N+ 和 N− 是开关的两个节点。VN 是控制电流流过的电压源，如图 4.11 所示。WNAME 是模型名。开关电阻取决于流过开关的电流。流控开关的模型类名是 ISWITCH。模型参数如表 4.7 所示。

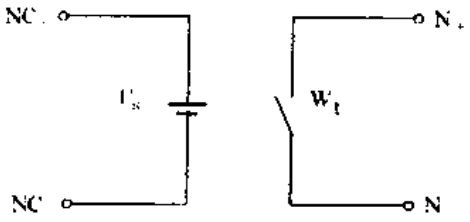


图 4.11　流控开关

流控开关语句举例：

W1　6　5　VN　RELAY

.MODEL　RELAY　ISWITCH　(RON=0.5　ROFF=10E+6　ION=0.07　IOFF=0.0)

注：通过电源 VN 的电流控制着开关。电压源 VN 必须是独立源，它可以为 0 或有限值。参数的限制情况和压控开关类似。

表 4.7　流控开关模参数

名称	意　义	单位	隐含值
ION	闭合状态控制电流	A	1E−3
IOFF	断开状态控制电流	A	0
RON	闭合状态电阻	Ω	1.0
ROFF	断开状态电阻	Ω	10^6

例 4.4　带有流控开关的电路如图 4.12 所示。绘制以 1μs 为增量，0～160μs 内的电容上的电压和电感中的电流。模型参数为 $R_{ON}=1E+6$，$R_{OFF}=0.001$，$I_{ON}=1mA$，结果用.PROBE 显示在屏幕上。

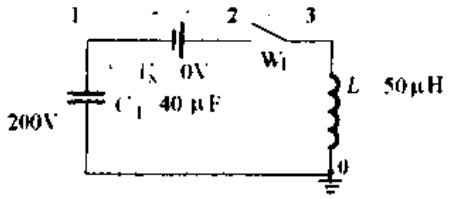


图 4.12　带流控开关的电路

解：电压源 V_x 被插入电路以监测控制电流。电路文件清单如下：

Example 4.4　Current−Controlled Switch

* C1　of 40　UF　with an initial voltage of 200V

C1　1　0　40UF　IC=200

* Dummy voltage source of　VX=0

VX　2　1　DC　0V

* Current−controlled switch with model name SMOD

W1　2　3　VX　SMOD

* Model parameters

.MODEL　SMOD　ISWITCH (RON=1E+6+ROFF=0.001　ION=1MA　IOFF=0)

L1　3　0　50UF

* Transient analysis with UIC (use initial condition) option

.TRAN　1US　160US　　UIC

* Plot the voltage at node 1 and the current through VX.

.PLOT　TRAN　V(1)　I(VX)

* Graphic post processor

.PROBE

.END

模拟结果如图 4.13 所示。

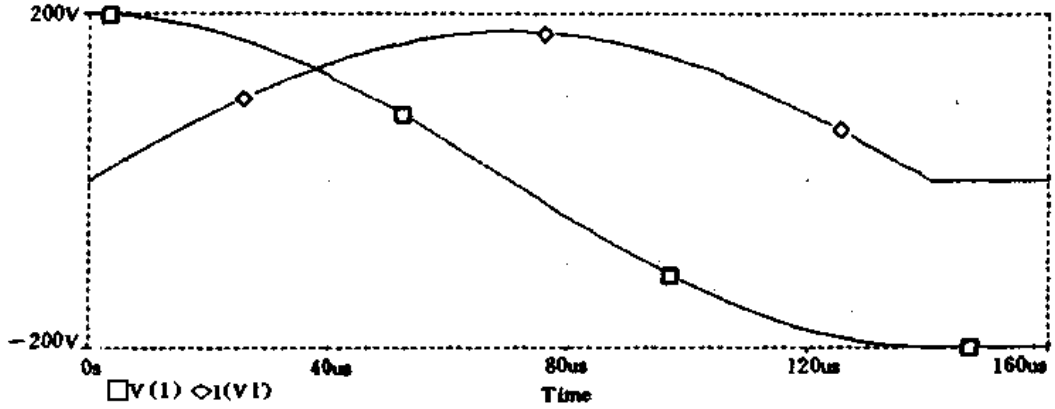


图 4.13 例 4.4 的瞬态响应

小 结

无源元件描述语句如下：

C	电容	C〈name〉 N+ N− CNAME VALUE IC=V0
L	电感	L〈name〉 N+ N− LNAME VALUE IC=I0
K	互感(变压器)	K〈name〉 L〈(1st inductor) name〉 L〈(2nd inductor) name〉 〈value〉]
K	非线性电感	K〈name〉 L〈(induetor) name〉〈(coupling) value〉 + 〈(model) name〉 [(size) value]
R	电阻	R〈name〉 N+ N− RNAME VALUE
S	压控开关	S〈name〉 N+ N− NC+ NC− SNAME
T	无损传输线	T〈name〉 NA+ NA− NB+ NB− Z0=〈value〉 [TD=〈value〉] + [F=〈value〉 NL=〈value〉]
W	流控开关	W 〈name〉 N+ N− VN WNAME

习 题

写出下列习题的 PSPICE 语句：

4.1 电阻 R_1 接在节点 3 和节点 4 之间，其标称阻值为 10kΩ，工作温度为 40℃，且具有如下的形式：

$R_1 = R*(1+0.2*(T-T0)+0.002*(T-T0)^2]$

4.2 电阻 R_1 连接在节点 3 与 4 之间，标称阻值 R=10kΩ，工作温度为 55℃，且有下列形

式：

$R_1 = R * 1.014.5 * (T - T0)$

4.3 电容 C_1 连接在节点 5 和 6 之间，电容值为 10pF，初始电压－20V。

4.4 电容 C_1 连接在节点 5 与 6 之间，标称值为 C＝10pF，工作温度为 T＝55℃，电容值是电压和工作温度的函数，且有如下的表达式：

$C_1 = C * (1 + 0.01 * V + 0.002 * V^2) * [1 + 0.03 * (T - T0) + 0.05 * (T - T0)^2]$

4.5 电感 L_1 连接在节点 5 和 6 之间，大小为 0.5 mH，初始电流为 0.04mA。

4.6 电感 L_1 连接在节点 3 与 4 之间，标称值为 L＝1.5mH，工作温度为 T＝55℃，电感值是电流和工作温度的函数，其关系如下式所示：

$L_1 = L * (1 + 0.01 * I + 0.002 * I^2) * [1 + 0.03 * (T - T0) + 0.05 * (T - T0)^2]$

4.7 两个反向耦合电感如图 4.4(b)所示，L_1＝1.2mH，L_2＝0.5mH，耦合系数 $K_{12} = K_{21}$ ＝0.999。

4.8 以 25μs 为增量绘制图 P4.8 电路的瞬态响应（在 0～5ms 时间内），输出电压取自电容两端。使用 .PROBE 绘出输出图形。

4.9 对图 P 4.9 重复习题 4.8。

4.10 当频率从 10Hz 变化到 100kHz 过程中，以每十倍频程取 10 点的方式绘制图 P4.10 所示电路的频率响应。输出电压取自电容的两端。打印输出电压的幅值和相位。假定电压源电压幅值为 1V。

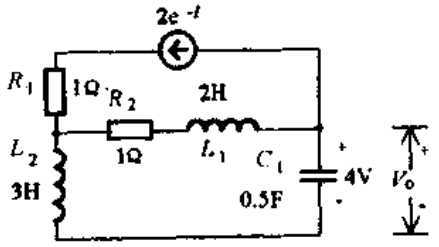


图 P4.8

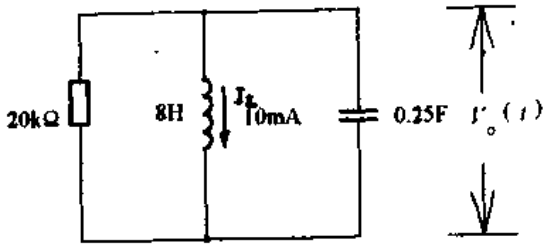


图 P4.9

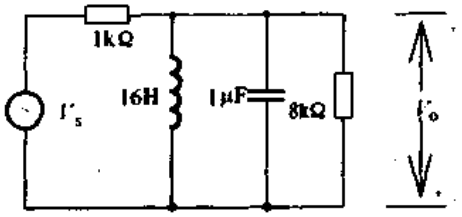


图 P4.10

4.11 单相变压器如图 P4.11 所示，初级线圈带有中心抽头，其中 L_p＝1.5mH，L_s＝1.3mH，$K_{ps} = K_{sp}$＝0.999。

4.12 三相变压器如图 P4.12 所示，$L_1 = L_2 = L_3$＝1.2mH，$L_4 = L_5 = L_6$＝1.5mH，每相初级线圈和次级线圈的耦合系数为 $K_{14} = K_{41} = K_{25} = K_{52} = K_{36} = K_{63}$＝0.9999。没有其它耦合。

4.13 一个连接在节点 5 和 4 间的开关由位于节点 3 和 0 之间的电压源控制。控制电压为 0.5V 时 开关导通。闭合电阻为 0.5Ω，断开电阻为 3E＋6Ω。

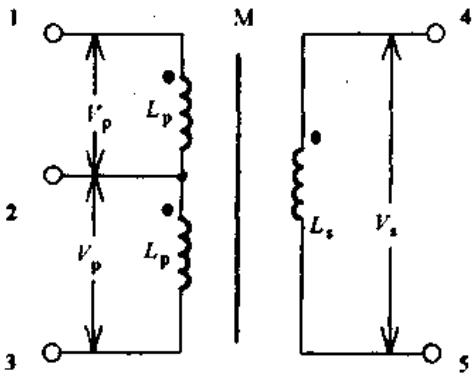


图 P4.11

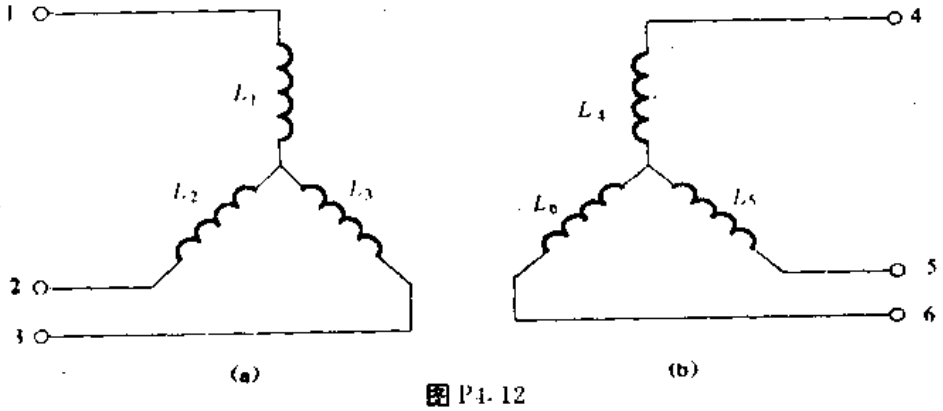


图 P4.12

(a)初级;(b)次级

4.14 一个连接在节点 5 和 4 之间的开关由电流控制。控制电流流过的电压源连接在节点 2 和 0 之间。控制电流为 0.55mA 时开关导通，闭合电阻为 0.5Ω，断开电阻为 2E+6Ω。

4.15 如图 P4.15 所示电路，在 5 个开关周期内以 25μs 为增量绘制负载和电源电流的瞬态响应。压控开关的模型参数为：$R_{ON}=0.025\Omega$，$R_{OFF}=1E+8\Omega$，$V_{ON}=0.05V$，$V_{OFF}=0V$，输出能显示在屏幕上，并能用 PROBE 进行硬拷贝。

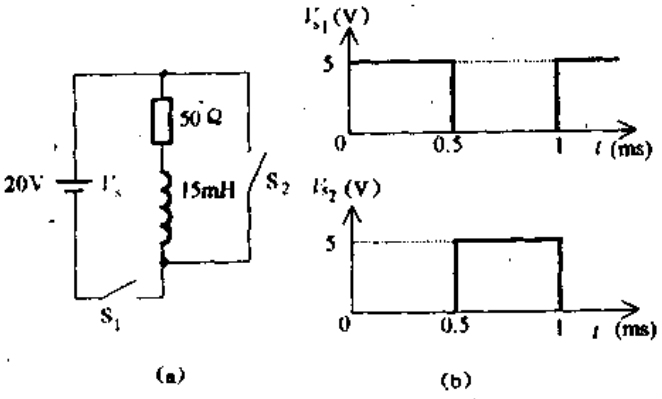


图 P4.15

(a)电路;(b)开关的控制电压

第五章　点命令

5.1　引言

PSPICE 有各种命令，以便进行不同的分析，得到不同的输出以及对元件模型进行描述。这些命令以一个点开头，因此叫做点命令。这些命令用于确定模型、输出类型、工作温度和电路文件的结束、选择项、直流分析、交流分析、噪声分析、瞬态分析、傅立叶分析。

5.2　模型

PSPICE 允许(1)根据参数定义模型；(2)在主电路中定义一个多次重复使用的子电路；(3)使用其它文件中定义的模型。这些命令是：

.MODEL　模型
.SUBCKT　子电路
.ENDS　子电路结束
.LIB　库文件
.INC　包含文件

5.2.1　.MODEL（模型）

.MODEL 命令已在 4.2 节中讨论过了，在此不再赘述。

5.2.2　.SUBCKT　（子电路）

子电路允许定义一个电路块且在多处使用它。子电路定义(或描述)的格式为：

.SUBCKT　SUBNAME　[(two or more) nodes]

子电路调用的符号为 X，一般格式为：

X(Name)　[(two or more) nodes]　SUBNAME

其中，SUBNAME 是所定义的子电路名，[(two or more) nodes] 是子电路节点。X(name)以给定节点取代定义中的形参节点的方式把子电路插入到主电路中去。子电路名 SUBNAME 与 FORTRAN 程序中的一个子程序相似，而 X(Name)是调用语句，[node]是子程序的实参或变量。

子电路允许嵌套。这就是说，子电路 A 可以调用其它子电路。但嵌套不能循环，即如果子电路 A 调用了子电路 B，则子电路 B 不允许再反过来调用子电路 A。

在子电路的调用语句和定义中必须包含相同的节点数。子电路定义中只能包含元件语句(没有点的语句)以及.MODEL 语句。

5.2.3　.ENDS 子电路结束语句

子电路必须用.ENDS 语句来结束，一般格式为：

.ENDS　SUBNAME

其中，SUBNAME 是子电路名，它表示哪一个子电路描述结束了。如果丢掉，则所有的子电路描述都被结束。

子电路结束语句举例：

.ENDS OPAMP

.ENDS

注：子电路名可以省略。然而，有了它，特别是当有一个以上的子电路时，能标明哪一个子电路被结束。

例 5.1：对如图 5.1 电路写出子电路定义和调用的描述语句。

解：子电路定义和调用的描述语句如下：

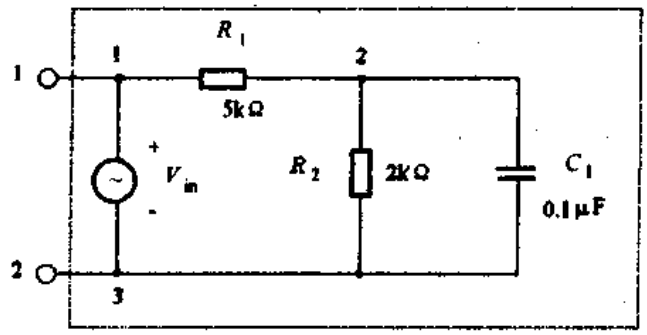


图 5.1 子电路 EQVT

* The call statement X1 is connected to nodes 1 and 2. The subcircuit name is EQVT, Nodes 1 and 2

* are referred to the main circuit file.

X1 1 2 EQVT

* The subcircuit definition. Nodes 1 and 3 are referred to the subcircuit

.SUBCKT EQVT 1 3

* Sinusoidal voltage of 0.5V at 1KHZ

V1 1 3 SIN (0 0.5 1KHZ)

R1 1 2 5K

R2 2 3 2K

C1 2 3 0.1UF

* End of subcircuit definition

.ENDS EQVT

注：主电路节点与子电路节点互不影响。子电路的节点号独立于主电路的节点号。然而，子电路不应该有节点零，因为整个 PSPICE 中，节点零都被认为是接地的。

5.2.4 .LIB(**库文件**)

用下面的语句可以在电路文件中引用库文件：

.LIB FNAME

FNAME 是被调用的库文件名。一个库文件名包括命令、.MODEL 语句、子电路定义、.LIB 语句和.END 语句。如果 FNAME 被省略，PSPICE 将寻查隐含库文件。隐含库文件是 PSPICE 程序带来的。库文件 FNAME 可以调用其它库文件。

当一个 .LIB 指令调用一个文件时，并不是库文件的全部内容都嵌入到电路文件中。它只读那些被主电路文件调用的模型和子电路。结果，只有那些主电路文件需要的模型和子电路才进入内存储空间(RAM)。

库文件语句：

.LIB

.LIB DN0M.LIB

.LIB B:\LIB\MN0M.LIB

.LIB C:\LIB\MN0M.LIB

5.2.5 .INC **文件包含**

当前电路文件可以用如下方式包含其它文件的内容：

.INC NFILE

NFILE 是被包含的文件名，它可以是所使用计算机系统的合法文件名的任意字符串。它包括卷号、目录和版本号。

被包含文件可以包含除标题行外的任何语句。然而，一个注释行可用于代替标题行。如果.END 命令出现，它只表示被包含文件的结束。.INC 命令可以用来建立 4 级包含。.INC 命令把包含文件的全部内容放进当前电路文件中，并占据主存储器空间。

包含文件命令语句：

.INC OPAMP.CIR

.INC A:INVETER.CIR

.INC C:\LIB\NOR.CIR

5.3 输出类型

将模拟结果输出的命令有：

.PRINT 打印

.PLOT 绘图打印

.PROBE 屏幕图形显示

.WIDTH 宽度设置

5.3.1 .PRINT **(打印)**

直流分析、交流分析和噪声分析的结果可以以列表形式输出。打印语句采用下列格式之一：

.PRINT DC [output variables]

.PRINT AC [output variables]

.PRINT TRAN [output variables]

.PRINT NOISE [output variables]

在任一.PRINT 命令中最多允许有 8 个输出变量，然而，可用多个 PRINT 命令输出想要输出的参量。输出参量的值以列表形式输出，每一列对应一个输出参量。输出值中的位数可以由 5.5 节中描述的.OPTIONS 命令中的 NUMDGT 确定。.PRINT 命令的结果存储在输出文件中。

打印命令举例：

.PRINT DC V(2), V(3,5), V(R1), VCE(Q2), I(VIN), I(R1), IC(Q2)

.PRINT AC VM(2), VP(2), VM(3,5), V(R1), VG(5), VDB(5), IR(5), II(5)

.PRINT NOISE INOISE ONOISE DB(INOISE) DB(ONOISE)

.PRINT TRAN V(5) V(4,7) (0,10V) IB(Q1) (0,50MA) IC(Q1) (−50MA,50MA)

注：在两条.PRINT 语句中都有同一参量，它并不输出两次。PSPICE 将忽略第一条语句中的参量而只执行第二条语句的输出。

5.3.2 .PLOT(**绘图打印**)

直流分析、交流分析和噪声分析的结果也可以用绘图打印的方式输出。图由字符组成，结果可以从打印机输出。.PLOT 命令采用下列格式之一：

.PLOT DC [output variables] ((lower limit) value), ((upper limit value))

.PLOT AC [output variables] ((lower limit) value), ((upper limit value))

.PLOT TRAN [output variables] ((lower limit) value), ((upper limit value))

.PLOT NOISE [output variables] ((lower limit) value), ((upper limit value))

任一.PLOT 命令里输出变量最多为 8 个。可以用多个.PLOT 语句输出所有要输出的变量。

x 轴的变化范围和增量由分析命令的类型确定(即.DC 或.AC 或.TRAN 或.NOISE)。y 轴的变化范围由.PLOT 语句后的下限值和上限值确定。y 轴的下限值和上限值可放在一组输出变量中间。输出变量的范围将紧跟在变量的右面。

如果 y 轴的变化范围被省略，PSPICE 的隐含范围由输出变量的数值范围决定。如果变量的数值变化很大，PSPICE 将根据不同的变量确定不同的范围。

.PLOT 语句举例：

.PLOT DC V(2),V(3,5),V(R1),VCE(Q2),I(VIN),I(R1),IC(Q2)

.PLOT AC VM(2),VP(2),VM(3,5),V(R1),VG(5),VDB(5),IR(5),II(5)

.PLOT NOISE INOISE ONOISE DB(INOISE) DB(ONOISE)

.PLOT TRAN V(5) V(4,7) (0,10V) IB(QL) (0,50MA) IC(Q1) (−50MA,50MA)

注：在前三个语句中，y 轴是隐含的。在最后一个语句中，电压 V(5)和 V(4,7)的变化范围从 0V～10V。电流 IB(Q1)变化范围是 0～50mA，电流 IC(Q1)的范围是 −50mA～50mA。

5.3.3 .PROBE (**屏幕图形显示**)

.PROBE 是图形后处理程序，是商业版本 PSPICE 的一个功能。然而，学生版 PSPICE 也有此项。直流分析、交流分析和噪声分析的结果不能直接用于 PROBE。分析结果必须用.PROBE 命令处理，把处理后的数据写到用于 PROBE 的 PROBE.DAT 文件中，才能进行屏幕图形显示。.PROBE 命令采用如下格式：

.PROBE

.PROBE (one or more output variable)

在第一种格式中，没有说明输出变量。.PROBE 命令将所有的节点电压和元件电流写到 PROBE.DAT 文件中。元件电流是以 2.3.2 节中所讨论的以所允许的输出变量的形式写入的。

在第二种形式中，确定了输出变量。PSPICE 仅将所指明的输出变量写到 PROBE.DAT 文件中。这种方式适用于没有硬盘的用户，以便限制 PROBE.DAT 文件的大小。

PROBE 语句：

.PROBE

.PROBE V(5),V(4,3),V(C1),VM(2),I(R2),IB(Q1),VBEE(Q1)

5.3.4 PROBE 输出

使用 PROBE 是很容易的，一旦模拟结果用 .PROBE 命令处理后，就可以得到图形输出。.PROBE 的第一个菜单如图 5.2 所示，用于选择分析类型。第一次选择以后，二级菜单是选择绘图和输出变量的坐标，如图 5.3 所示。在这些选择之后，输出如图 5.4 所示。

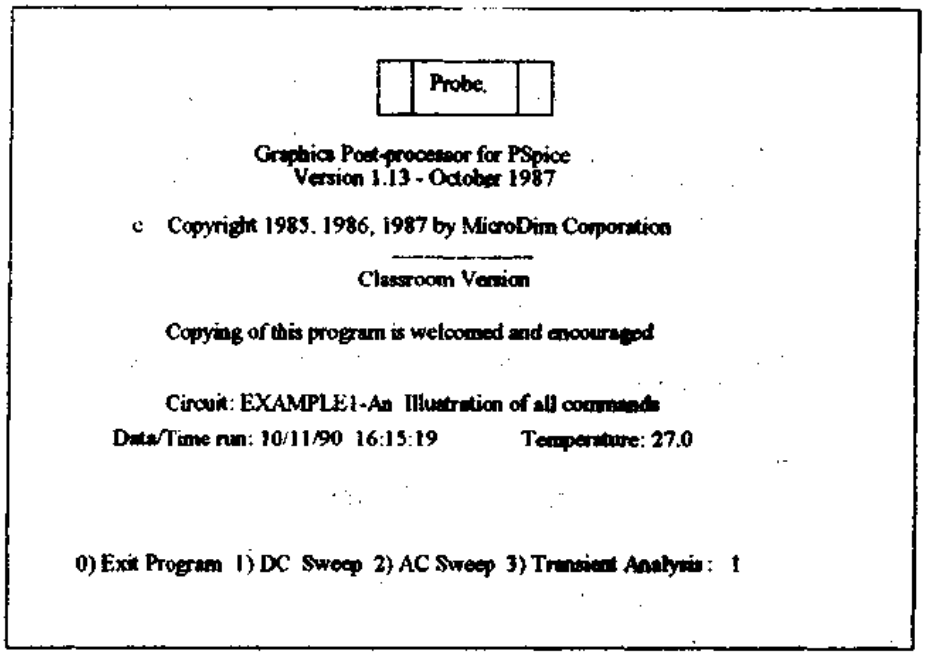


图 5.2 为 PROBE 选择分析类型

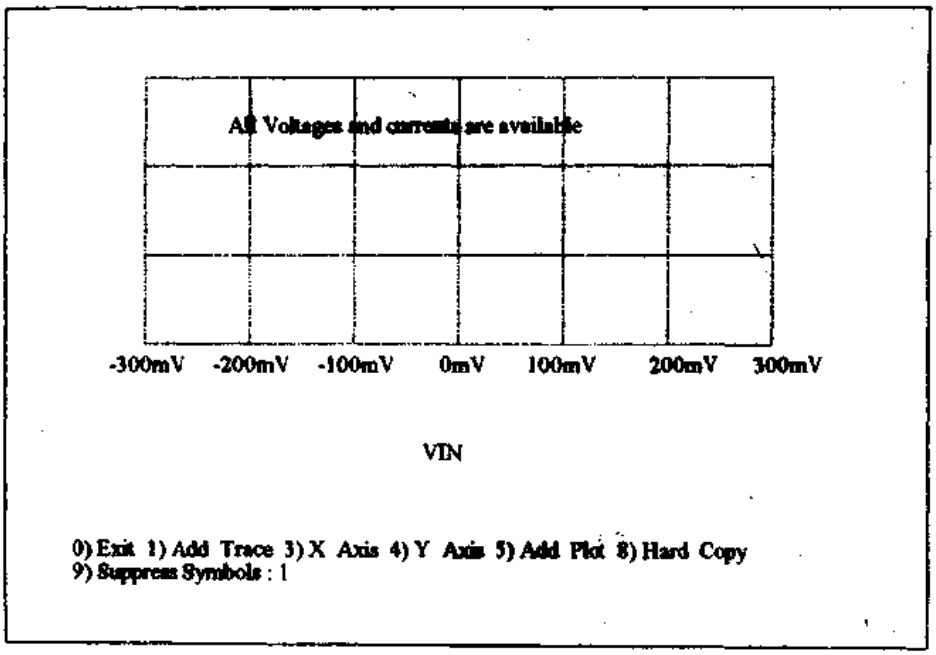


图 5.3 选择制表/图形输出

PROBE 不区别大小写，如 V(4) 和 v(4) 是等价的，但有一个例外，就是前缀 M 和 m 有

区别。m 代表(1E－3)因子，而 M 代表(1E＋6)因子。后缀 MEG 和 MIL 不能使用。能被 PR()BE 识别的单位有 V(伏特)、A(安培)、W(瓦特)、d(度，相位)、s(秒)、H(赫兹)。

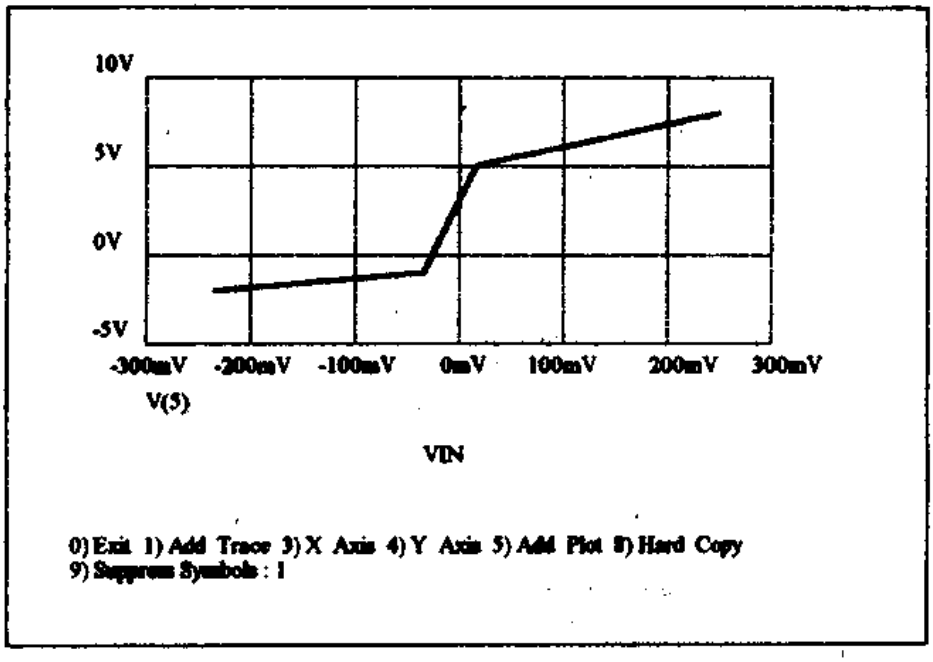


图 5.4 屏幕图形输出

PR()BE 也能识别 W＝V＊A、V＝W/A 和 A＝W/V。因此，乘积 V(E(Q1)＊I((Q))代表晶体管 Q1 的功耗，并以瓦为单位。输出变量的数学表达式也是允许的。允许的操作有加、减、乘、除和括号。可用函数有：

函数	意义
ABS(x)	x 的绝对值
B(K_{xy})	耦合电感 K_{xy} 中的磁通密度
H(K_{xy})	耦合电感 K_{xy} 中的磁场强度
SGN(x)	符号函数 $\mathrm{SGN}(x)=\begin{cases}+1 & x>0\\ 0 & x=0\\ -1 & x<0\end{cases}$
EXP(x)	e^x
DB(x)	$20*\lg(\lvert x\rvert)$
LOG(x)	$\ln(x)$
PWR(x,y)	x^y
SQRT(x)	$x^{1/2}$
SIN(x)	$\sin(x)$ (x 以弧度为单位)
COS(x)	$\cos(x)$ (x 以弧度为单位)
TAN(x)	$\mathrm{tg}(x)$ (x 以弧度为单位)
ARCTAN(x)	$\mathrm{arctg}(x)$ (结果为弧度)
d(y)	y 对 x 轴变量的导数
s(y)	y 对 x 轴变量的积分

AVG(x)　　x 的平均值

RMS(x)　　x 的均方根值

单变量(而不是表达式)导数和积分的简写形式如下:dv(4)等价于 d(v(4)), sIC(Q3)等价于 s(IC(Q3))。dIC(Q2)/dIB(Q2)的绘图将给出 Q2 的小信号β值。用一条加踪命令可以附加两条或多条踪量。在加踪命令中,所有表达式用空格或逗号隔开。例如:

V(2) V(4), IC(M1), RMS(I(VIN))

加上 4 条踪量,和加踪四次每次一个踪量相比,所得结果相同,而且速度快。因为绘图对所加的每一踪量不是重新绘制。PROBEB.DAT 文件可以包含一个以上的任一类型的数据(如:在三个温度下进行两次瞬态分析)。若 PSPICE 运行的是三个温度下的一个瞬态分析,表达式

V(1)

将绘出三条曲线而不是通常的一条。键入表达式

V(1)@n

用于绘制 V(1)的第 n 次瞬态分析曲线。表达式

V(1)@1−V(1)@2

将显示第一温度下和第二温度下波形曲线之差。而表达式

V(1)−V(2)@2

将显示三条曲线,每一条对应一个 V(1)。

注:(1)对于 .PROBE 语句,商业版 PSPICE 需要一个数字协处理器,但是学生版并不需要。

(2)PROBE 在 SPICE 上不能用。然而,SPICE 的最新版本 SPICE3 有一个后处理器,类似于 PROBE,叫做 Nutmeg。

(3)在 PROBE.DEV 文件中显示类型和硬拷贝类型将如下确定:

Display=〈display name〉

Hard copy = 〈port name〉, 〈device name〉

显示器、接口、外设(打印机)的细节在随 PSPICE 程序带来的 README.DOC 或手册中讲述。

5.3.5 .WIDTH 宽度设置

输出列的宽度用 .WIDTH 语句设定,且采用以下形式:

.WIDTH　OUT = 〈VALUE〉

VALUE 是列数,必须是 80 或 132,隐含值是 80.

5.4 温度语句和电路结束语句

温度命令已在 3.2 节讨论过。电路最后的结束语句为:

.END

所有的数据和命令都必须在 .END 命令之前。.END 命令指示 PSPICE 进行所有指定的电路分析,处理完所求结果后,将自动设置等待执行下一步计算。

注:一个输入文件可以有一个以上的电路,其中每一个电路都有自己的.END 命令。PSPICE 将逐个电路执行指定的分析和处理分析数据。在每一电路的开始,PSPICE 重新设置,这便于用一个运行语句对多个电路进行分析,而不是对每一个电路都运行一次 PSPICE。

5.5 OPTIONS （选择项）

PSPICE 允许用不同的选择项去控制和限制电路分析的参量，其一般格式为：

.OPTIONS [(options) name] [(〈options〉 name)＝〈value〉]

选择项可用任意顺序列出。这里有两类选择：(1)无值选择；(2) 有值选择。无值选择作为各种类型的标志，只有选择名被提及。表 5.1 列出了无值选择项。有值选择用于确定某些选择参数，选择项名称及其值都被指定。表 5.2 即为有值选择。常用的选择有：NOPAGE、NOECHO、NOMOD、TNOM、CPTIME、NMDGT、GMIN 以及 LIMPTS。

表 5.1 无值选择

选择项	意义
NOPAGE	打印输出时禁止翻页
NOECHO	禁止输出文件中包含输入文件内容
NODE	打印出节点表
NOMOD	禁止模型参数的输出
LIST	打印出电路文件元器件参数清单
OPTS	打印出设置选择项的值
ACCT	所有分析结束时输出统计信息
WIDTH	等同于. WIIDTH OUT ＝〈value〉

选择语句举例：

.OPTIONS NOPAGE NOECHO NOMOD DEFL＝20U DEFW＝15U DEFAD ＝50P DEFAS ＝50P

.OPTIONS ACCT LIST RELTOL=.005

表 5.2 有值选择

选择项	意　义	单位	缺省值
DEFL	MOSTET 的沟道长度	m	100μ
DEFW	MOSFET 的沟道宽度(W)	m	100μ
DEFAD	MOSFET 的漏极扩散面积(AD)	m^{-2}	0
DEFAS	MOSFET 的源极扩散面积(AS)	m^{-2}	0
TNOM	缺省温度(同时假定为测量模型参数的温度)	C	27
NUMDGT	打印表中输出数据位数		4
CPTIME	允许 CPU 的运行时间	s	1E6
LIMPTS	PRINT 和 PLOT 允许输出最大点数		201
ITL1	求解 DC 和偏置点时迭代极限次数		40
ITL2	求解 DC 和偏置点时估解迭代极限次数		20
ITL4	瞬态分析中任意点迭代次数极限值		10
ITL5	瞬态分析中求解所有点总迭代次数极限值 (ITL5＝0 等于 ITL5＝无穷大)		5000
RELTOL	计算电压和电流的相对精度		0.001
TRTOL	瞬态分析的误差容限		7.0
ABSTOL	电流绝对精度	A	1pA
CHGTOL	电荷绝对精度	C	0.01pC
VNTOL	电压绝对精度	V	1μV
PIVREL	矩阵方程中主元的相对模值		1E−13
GMIN	支路最小电导	S	1E−12

如果在.OPTIONS 语句中确定了 ACCT 选择项，则 PSPICE 在运行结束时打印出各种统计信息。大多数电路模拟通常不需要这个选择。表 5.3 中被选内容跟在输出格式的后面。

表 5.3

参数名称	意　义
NUNODS	不包括子电路在内的电路节点数
NCNODS	包括子电路在内的电路节点数。如果没有子电路，则 NCNODS=NUNODS
NUMNOD	电路总节点数。它是 NCNOD 加上由分布电阻产生的内节点。若器件没有分布电阻，则 NUMNOD=NCNODS
NUMEL	包含子电路在内的电路器件总数。它包括所有不以点或"X"开头的语句
DIODES	包含子电路在内的二极管数
BJTS	包含子电路在内的双极型三极管数
JFETS	包含子电路在内的结型场效应管数
MFETS	包含子电路在内的 MOS 型场效应管数
GASFETS	包含子电路在内的砷化镓场效应管数
NUMTEM	不同温度的设置数目
ICVFLG	DC 扫描点数
JTRFLG	瞬态分析中打印点数
JACFLG	交流分析中扫描点数
INOISE	1：进行噪声分析；0：不进行噪声分析
NOGO	1：运行有错；0：运行无错
NSTOP	电路矩阵方程，在概念上为 NSTOP×NSTOP 维
NTTAR	运算开始时电路矩阵方程中的变量数
NTTBR	运算终止时电路矩阵方程中的变量数
NTTOV	电路方程中来源多于一个器件的项数
IFILL	NTTAR 和 NTTBR 之差
IOPS	解电路方程所需的浮点运算位数
PERSPA	电路方程的稀疏率
NUMTTP	瞬态分析中的内时间步长数
NUMRTP	瞬态分析中无效步长次数
NUMNIT	瞬态分析中总迭代次数
MEMUSE/MAXMEM	电路所占内存/电路可使用最大内存
COPYKNT	运行中内存管理考贝的字节数
READIN	读入电路的输入和错误检查所用时间
SETUP	建立电路矩阵指针结构时间
DC SWEEP	DC 扫描分析时间和迭代次数
BIAS POINT	计算直流和瞬态分析偏置点时间和迭代次数
MATSOL	解电路矩阵方程时间
AC and NOISE	交流分析所用时间和迭代次数
TRANSIENT ANALYSIS	瞬态分析迭代时间和迭代次数
OUTPUT	准备 .PRINT 和 .PLOT 所消耗的时间
MATRIX LOAD	求解器件方程时间(这个时间也包括在每一次分析时间中)
OVERHEAD	运行中消耗的其它时间
TOTAL JOB TIME	总运行时间，但不包括装入 PSPICE1·EXE 和 PSPICE2·EXE 的时间

5.6 直流分析

在直流分析中，所有受控源和独立源都是直流型的。在电路中，电感看成短路，电容看成开路。因为在频率为 0Hz 时，电感的感抗为 0，而电容的容抗为无穷大。直流分析命令有：

.OP　　直流工作点分析

.NODESET　节点设置

.SENS　　小信号灵敏度分析

.TF　　小信号转移函数分析

.DC　　直流扫描

5.6.1 .OP （**工作点**）

电子线路中含有非线性元件(如二极管、三极管),其参数取决于工作点。这个工作点通常叫做偏置点或静态工作点。PSPICE 在进行直流扫描分析或转移函数分析时需计算出直流工作点,以便计算非线性元件的小信号参数。计算直流工作点的命令格式为:

.OP

OP 命令只控制偏置点的输出,而不控制偏置点分析的方法和偏置计算的结果。如果.OP 命令省去,PSPICE 只打印出节点电压表。如果有 .OP 命令,PSPICE 输出所有电压下的电流和功耗。PSPICE 还输出所有非线性受控源和全部半导体器件的小信号参数。

5.6.2 .NODESET （**节点设置**）

在计算直流偏置点时,为使直流分析收敛,电路的某些节点或所有节点可以用下面的方式设置初始估计值:

.NODESET V(1)=V1　V(2)=V2... V(N)=VN

V(1)、V(2) 为节点电压;V1、V2.....为初始估计值。一旦建立了工作点,NODESET 语句在直流扫描分析和瞬态分析中将不再起任何作用。在分析 J-K 触发器电路时,为了打破平衡条件,以便收敛,这个命令可能是必须的。注意不要把 .NODESET 和 .IC 命令混为一谈。.IC 命令在电路进行瞬态分析做工作点计算 时为电路设置初始状态。.IC 命令将在 5.9.1 节讨论。

节点设置命令举例:

.NODESET　V(4)=1.5V　V(6)=0　V(25)=1.5V

5.6.3.SENS **灵敏度分析**

输出电压或电流相对于每一个电路参数或元件参数的灵敏度可以用.SENS 命令计算。其一般格式为:

.SENS　<(one or more)　output　variables>

.SENS 命令计算偏置点及偏置点附近的线性参数。在分析中,电感看成短路,电容看成开路。如果输出量是电流,则电流必须流过一个电压源。每个输出量相对于所有元件值和模型参数的灵敏度都要计算,且.SENS 语句自动打印结果。因此,如果输出多个量,一个.SENS 命令将导致大批数据的产生。

灵敏度分析语句举例:

.SENS　V(5),　V(2,3)　I(V2)　I(V5)

例 5.2　电路如图 5.5(a)所示。计算并打印输出电压 V(3)相对于每一电路元件的灵敏度。放大器用图 5.5 (b)所示子电路表示,工作温度为 40°C。

解:　电路文件清单如下:

```
*  Example 5.2 DC Sensitivity Analysis
*  Operating temperature is 40°
.TEMP  40
*  Options
```

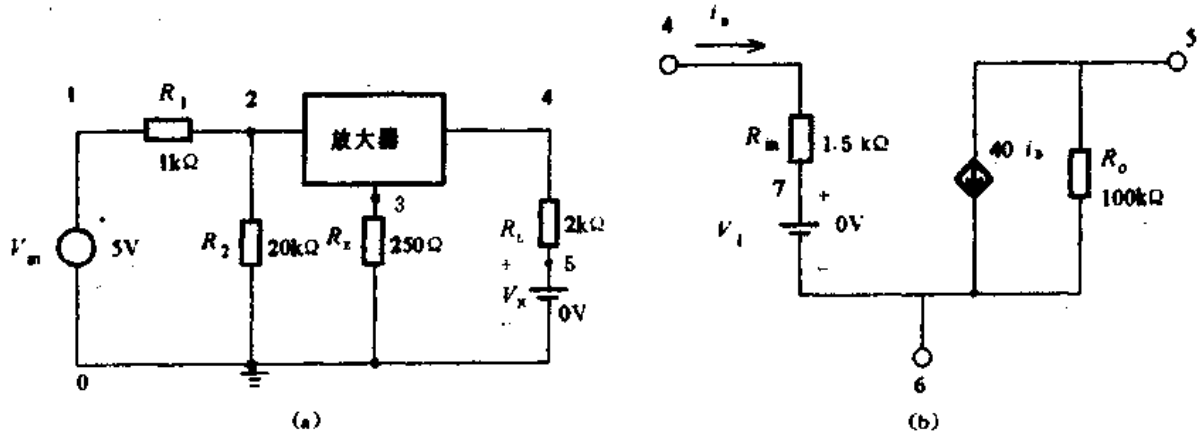


图 5.5 例 5.2 电路

(a)电路;(b)子电路

```
.OPTIONS  NOPAGE  NOECHO
*  DC input voltage of 5 V
VIN  1  0  DC  5V
R1  1  2  1K
R2  2  0  20K
RE  3  0  250
RL  4  5  2K
*  A  dummy voltage source to measure the load current
VX  5  0  DC  0V
*  Subcircuit call for subcircuit CKT
X1  2  3  4  CKT
*  Subcircuit definition
.SUBCKT  CKT  4  6  5
RI  4  7  1.5K
RO  5  6  100K
*  Dummy voltage source for measuring controlling current
V1  7  6  DC  0V
*  I—controlled I—source
F1  5  6  V1  40
*  End of subcircuit definition
.ENDS CKT
*  Sensitivity analysis calculates the DC bias point and prints
*  the current through the input source, I(VIN), before computing
*  the sensitivity.
*  It Calculates and prints the sensitivity analysis of output
*  Voltage V(4) with respect to all elements in the circuit.
.SENS  V(4)
```

.END

灵敏度分析的结果如下所示。节点电压自动输出：

```
* * * *  SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE =40.000 DEG C
NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE
(  1)   5.0000    (  2)   4.3986    (  3)   3.8263    (  4)  -29.8470
(  5)   0.0000    ( X1.7) 3.8263
VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME     CURRENT
VIN      -6.014E-04
VX       -1.492E-02
X1.V1    3.815E-04
TOTAL POWER DISSIPATION   3.01E-03   WATTS
* * * *  DC SENSITIVITY ANALYSIS      TEMPERATURE=40.000 DEG C
DC SENSITIVITIES OF OUTPUT V(4)
ELEMENT    ELEMENT      ELEMENT      NORMALIZED
NAME       VALUE        SENSITIVITY  SENSITIVITY
           (VOLTS/UNIT) (VOLTS/PERCENT)
R1         1.000E+03    3.590E-03    3.590E-02
R2         2.000E+04    -6.564E-05   -1.313E-02
RE         2.500E+02    9.600E-02    2.400E-01
RL         2.000E+03    -1.486E-02   -2.972E-01
X1.RI      1.500E+03    2.391E-03    3.587E-02
X1.RO      1.000E+05    -1.426E-06   -1.426E-03
VIN        5.000E+00    -5.969E+00   -2.985E-01
VX         0.000E+00    9.958E-01    0.000E+00
X1.V1      0.000E+00    6.268E+00    0.000E+00
JOB CONCLUDED
TOTAL JOB TIME          .33
```

5.6.4 .TF （小信号转移函数）

PSPICE 使用小信号转移函数分析计算电路的直流小信号增益、输入电阻和输出电阻。若 V(1)、V(4) 分别是输入和输出变量，PSPICE 将按下面定义的方式计算节点 1 和节点 4 之间的小信号直流增益以及节点 1 和节点 0 之间的输入电阻和节点 4 与 0 之间的小信号直流输出电阻。小信号增益

$$A_v=\frac{\Delta V_o}{\Delta V_i}=\frac{V(4)}{V(1)}$$

PSPICE 通过在工作点附近把电路线性化来计算直流转移函数。计算转移函数的命令格式为下列方式之一：

```
.TF   VOUT   VIN
.TF   IOUT   VIN
```

这里 VIN 是输入电压;VOUT (或 IOUT)是输出电压(或电流)。如果输出是电流，则这个电流必须通过一个电压源。输出变量 VOUT 或 IOUT 与在 .PRINT 命令中有相同的格式和意义。如果电路中存在电感或电容的话，电感被看成短路，电容被看成开路。

.TF 命令为用电路文件计算戴维宁(或诺顿)等效电路参数命令。它不需要.PRINT、.PLOT或.PROBE 命令便能自动输出结果。

转移函数分析语句举例：

```
.TF   V(10)   VIN
.TF   V(5)   I(VMET)
```

例 5.3　电路如图 5.5 所示，计算并打印 (a)电压增益 $A_v = V(4)/V_{in}$;(b) 输入电阻 R_{in};(c)输出电阻 R_o。

解:电路文件清单如下：

```
*   Example   5.3   Transfer Function Analysis
.OPTIONS   NOPAGE   NOECHO
*   DC input voltage of 5 V
VIN   1   0   DC   5V
R1    1   2   1K
R2    2   0   20K
RE    3   0   250
RL    4   5   2K
*   A dummy voltage source to measure the load current
VX   5   0   DC   0V
*   Subcircuit call for subcircuit CKT
X1   2   3   4   CKT
*   Subcircuit definition
.SUBCKT CKT   4   6   5
R1     4   7     1.5K
RO     5   6   100K
*   Dummy voltage source for measuring controlling current
V1   7   6   DC   0V
*   I—controlled I—source
F1   5   6   V1   40
*   End of subcircuit definition
.ENDS CKT
*   The   TF command calculates and prints the dc gain, the input
*   resistance, and the output resistance. The input voltage
*   is VIN and output voltage is v(4).
.TF   V(4)   VIN
.END
```

.TF 命令的计算结果如下：

```
* * * *  SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS
  V(4)/VIN = -5.969E+00
  INPUT RESISTANCE AT VIN =  8.313E+03
  OUTPUT RESISTANCE AT V(4) =  1.992E+03
    JOB CONCLUDED
    TOTAL JOB TIME            .71
```

5.6.5 .DC （**直流扫描分析**）

直流扫描分析就是直流转移特性，输入变量在一定范围内变化。对于每一个输入变量值，直流工作点和小信号直流增益通过调用 PSPICE 的小信号转移函数分析功能计算出来。直流扫描（或直流转移特性）就是靠重复计算一系列小信号转移函数得到的。执行直流扫描的命令格式为下列之一：

```
.DC  VIN  VSTART  VSTOP  VINCR
.DC  IIN  ISTART  ISTOP  IINCR
.DC  VIN  VSTART  VSTOP  VINCR  IIN  ISTART  ISTOP  IINCR
.DC  IIN  ISTART  ISTOP  IINCR  VIN  VSTART  VSTOP  VINCR
```

这条命令允许独立电压源 VIN 以 VINCR 为增量从 VSTART 变化到 VSTOP，也允许独立电流源以 IINCR 为步长从 ISTART 变化到 ISTOP。

VSTART（或 ISTART）可以比 VSTOP（或 ISTOP）大，也可以小。这就是说，扫描可以在两个方向上进行。然而，增量 VINCR（或 IINCR）只能是正值，而不能是 0 或负值。

直流扫描可以被嵌套，就像 FORTRAN 程序中一个 DO 循环可以处于另一个 DO 循环中一样。第一次扫描是内循环；二次扫描是外循环。对于第二次扫描的每一个点都做内循环。

PSPICE 的直流扫描本身并不绘制和打印任何输出。直流扫描的结果用 .PRINT、.PLOT 或 .PROBE 命令 得到。

直流扫描语句举例：

```
.DC  VIN  -5V  10V  0.25
.DC  IIN  50MA  -50MA  1MA
.DC  VA  0  15V  1A  0  1MA  0.05MA
.DC  V2  10V  12V  5V
```

说明：

(1)如果电源本身有直流值，则它的值由扫描值设置而不考虑直流值。

(2)在第三个语句中，电流源 IA 是内循环，电压源 VA 是外循环。PSPICE 将对电压源 VA 的每一个值变化电流源 IA 的值，使 IA 从 0 mA 以 0.05 mA 的增量变化到 1mA，产生每一个扫描电压值的输出表列或图形。

例 5.4：电路如图 5.5 所示，计算并绘制 V_o 对 V_{in} 的直流转移特性，输入电压以 0.5V 的增量从 0V 变化 到 10V。

解：电路文件清单如下：

```
*  Example  5.4  DC  Sweep
*  The analysis is performed for three operating temperatures
.OPTIONS  NOPAGE  NOECHO
```

```
 *   DC input voltage of   5   V
VIN   1   0   DC   5V
R1    1   2   1K
R2    2   0   20K
RE    3   0   250
RL    4   5   2K
 *   A dummy voltage source to measure the load current
VX   5   0   DC   0V
 *   Subcircuit call for subcircuit CKT
X1   2   3   4   CKT
 *   Subcircuit definition
.SUBCKT   CKT   4   6   5
RI    4   7   1.5K
RO   5   6   100K
 *   dummy voltage source for measuring contolling current
V1   7   6   DC   0V
 *   I—controlled I—source
F1   5   6   V1   40
 *   End of subcircuit definition
.ENDS   CKT
 *   DC sweep from 0 to 10   V with an increment of 0.5V
.DC   VIN   0   10V   0.5V
 *   PSPICE plots the results of dc sweep
.PLOT   DC   V(4)
.PROBE
.END
```

转移特性如图 5.6 所示。偏置工作点的细节可以通过.OP 命令写到输出文件中。

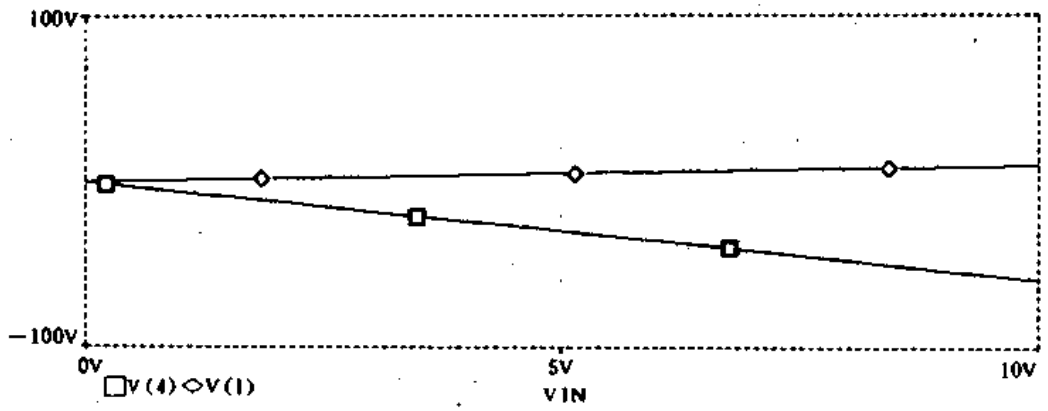


图 5.6　例 5.4 的直流转移特性

5.7 交流分析

交流分析是在一定的频率范围内计算电路的响应。如果电路中包含非线性器件或元件，在计算频率响应之前就应得到此元件的小信号参数。在得到频率响应(交流分析)之前，PSPICE先确定元件的小信号参数。交流分析计算偏置点的方法和直流分析一样。偏置点的详情可以用.OP命令输出。

交流分析语句取下列格式之一：

```
.AC  LIN  NP  FSTART  FSTOP
.AC  OCT  NP  FSTART  FSTOP
.AC  DEC  NP  FSTART  FSTOP
```

NP是交流扫描的点数；FSTART是起始频率；FSTOP是终止频率。在命令中只能确定LIN、OCT或DEC中的一个。LIN、OCT、DEC确定如下的扫描类型：

LIN为线性扫描，是从起始频率开始到终止频率的线性扫描，NP是扫描中的总点数。下一个频率值由当前一个频率值加上一个常量得到。LIN在带宽较窄时使用。

OCT为倍频扫描，频率以倍频程进行对数扫描。NP是倍频程内的扫描点数。下一个频率值由当前值乘以一个大于1的常数产生。OCT用于带宽较宽的情形。

DEC为十倍频扫描，它进行对数扫描。NP是十倍频程内的扫描点数。DEC用于带宽特别宽的情况。

PSPICE的交流分析本身不能输出或绘制输出结果。交流扫描的结果由.PRINT、.PLOT或.PROBE命令得到。

交流分析语句举例：

```
.AC  LIN  201  100HZ    300HZ
.AC  LIN    1   50HZ    100HZ
.AC  OCT   10  100HZ     10KHZ
.AC  DEC  100   1KHZ   1MEGHZ
```

说明：

(1)FSTOP必须大于FSTART。

(2)NP可以等于1。第二条命令只计算频率为50Hz时的频率响应。

(3)在执行频率响应分析之前，PSPICE自动计算偏置点，以确定偏置点附近的线性电路参数。

(4)所有具有交流值的独立电压源和电流源都是电路的输入。至少必须有一个独立源有交流值，否则，交流分析没有意义。

(5)如果通过后缀G需要输出群延时，正如2.3节所讲的那样，则频率步长应足够小，以使输出平滑地变化。

5.8 噪声分析

电阻和半导体器件产生噪声，噪声电平取决于频率。电阻和半导体器件产生不同类型的噪

声[7]。噪声分析和交流分析有关。噪声分析要有.AC 命令,对交流分析的每一个频率,电路中每一个噪声源(电阻或晶体管)的噪声电平都被计算出来。它们对输出节点的贡献通过将各均方根值相加得到。输入对输出电压的增益也计算出来。PSPICE 用这个增益计算出等效输入噪声电平。执行噪声分析的命令采取如下格式:

.NOISE V(N+, N−) SOURCE M

其中 V(N+, N−)是节点 N+与 N−之间的输出电压。输出也可以在一个节点 N,如 V(N)。

SOURCE 是产生等价输入噪声的独立电压源或电流源。应该注意到 SOURCE 不是噪声源,而是一个计算等价输入噪声的地方。对于一个电压源,等价输入是 $V/\sqrt{\text{Hz}}$;对于一个电流源,是 $A/\sqrt{\text{Hz}}$。

M 是打印间隔,它对每一第 m 频率,打印出所有噪声源中每一噪声源对输出节点的贡献。对.PRINT 和.PLOT 命令,没有必要打印总贡献表。如果 M 值没有指明,则 PSPICE 将不输出每一噪声源的贡献表。输出噪声和等价噪声由.PRINT 或.PLOT 语句输出。

噪声分析语句:

.NOISE V(4,5) VIN

.NOISE V(6) IIN

.NOISE V(10) V1 10

注:.PROBE 命令不能用于噪声分析。

例 5.5:对如图 5.5(a)所示电路,计算并打印当源频率从 1Hz 变化到 100kHz 过程中的等价输入和输出噪声。频率按十倍频程增加,每十倍频程内 1 个点。

解:输入源是交流型。电路文件清单如下:

```
*  Example  5.5  Noise Analysis
.OPTIONS  NOPAGE  NOECHO
*  The input voltage VIN, which is connected between nodes 1 and 0.
*  has a value of 5 V for DC analysis, a value of 1 V for AC  analysis.
VIN  1  0  DC  5V
R1   1  2  1K
R2   2  0  20K
RE   3  0  250
RL   4  0  2K
*  Subcircuit call for subcircuit CKT
X1   2  3  4  CKT
*  Subcircuit definition
.SUBCKT  CKT  4  6  5
RI  4  7  1.5K
RO  5  6  100K
*  Dummy voltage source for measuring controlling current
V1  7  6  DC  0V
*  I−controlled I−source
F1  5  6  V1  40
```

```
*  End of subcircuit definition
.ENDS CKT
*  AC  sweep from 1 Hz  to 100 kHz with a decade increment and 1 point
*  per decade
.AC  DEC  1  1HZ  100KHZ
* Noise analysis without printing details of individual contributions
.NOISE  V(4)  VIN
*  PSPICE prints the details of equivalent input and output noise
.PRINT  NOISE  ONOISE  INOISE
.END
```

噪声分析的结果如下所示。节点电压也被 PSPICE 自动打印。

```
* * * *  AC ANALYSIS                    TEMPERATURE=27.000 DEG C
   FREQ          ONOISE        INOISE
 1.000E+00   4.234E-08   7.093E-09
 1.000E+01   4.234E-08   7.093E-09
 1.000E+02   4.234E-08   7.093E-09
 1.000E+03   4.234E-08   7.093E-09
 1.000E+04   4.234E-08   7.093E-09
 1.000E+05   4.234E-08   7.093E-09
   JOB CONCLUDED
   TOTAL JOB TIME        1.48
```

5.9 瞬态分析

瞬态响应分析是对时域中的输入信号确定时域中的输出。计算瞬态偏置点的方法与分析直流偏置点不同。直流偏置点被看作固定偏置点。对于固定偏置点，电路节点的初始值对于工作点和线性参数没有影响，而且电容和电感被分别看成开路和短路。而对于瞬态偏置点，在计算偏置点和非线性元件的小信号参数时节点初始值也考虑在内。因此有初始值的电容和电感也被看作是电路的一部分而保留下来。

确定瞬态分析的命令包括：

.IC　　瞬态初始状态

.TRAN　瞬态分析

5.9.1 .IC （初始瞬态条件）

在瞬态分析时，各节点都可以设置初始电压。设置电压初始值的一般格式为：

```
.IC  V(1)=V1  V(2)=V2  .....  V(N)=VN
```

这里 V1、V2、V3 分别是节点 V(1)、V(2)、V(3)的初始电压。PSPICE 用这些初始值计算瞬态分析偏置点以及非线性元件的线性化参数。在计算完瞬态分析偏置点后，开始执行瞬态分析，节点初始值被释放。应该记住这些初始状态不影响直流分析和直流扫描中固定偏置点的计算。为了使 IC 命令有效，UIC(使用初始条件)应在.TRAN 语句中指定。

瞬态初始条件语句：

.IC　V(1)=2.5　V(5)=1.7V　V(7)=0.5

5.9.2　.TRAN(瞬态分析)

瞬态分析可用 .TRAN 命令，通常取下列形式之一：

.TRAN　　TSTEP　TSTOP　[TSTART　TMAX]　[UIC]

.TRAN　[/OP]　TSTEP　TSTOP　[TSTART　TMAX]　[UIC]

TSTEP 是打印增量；TSTOP 是终止时间(或停止时间)；TMAX 是内时间步长的最大值。TMAX 允许用户控制内时间步长。TMAX 可以比打印增量 TSTEP 大，也可以比 TSTEP 小。TMAX 的缺省值是终止时间的 五十分之一。

瞬态分析总是从时间 $t=0$ 开始。然而，可以从时间 TSTART 开始打印结果。TSTART 是输出瞬态响应的初始时刻。事实上 PSPICE 从 $t=0$ 到 $t=$TSTART 时间内分析了电路，只是没有输出或存贮这些结果而已。虽然 PSPICE 按内部时间步长计算，但结果用打印步长 TSTEP 通过内差产生。图 5.7 显示了 TSTART、TSOP 和 TSTEP 的关系。在瞬态分析中，只有瞬态分析偏置点的电压被输出。然而，.TRAN 命令可以控制瞬态响应偏置点的输出。带 .TRAN 命令的.OP 语句，即 .TRAN/OP 将在瞬态分析时打印小信号参数.

如果 UIC(使用初始条件)作为选择项在.TRAN 命令结束时被指定，PSPICE 在瞬态分析开始前不计算瞬态分析的偏置点。这时，PSPICE 使用由.IC 确定的电容上的初始电压和电感中的初始电流值，这在第四章已经讨论过了。因此，如果指定 UIC，必须提供电容和电感的初始状态值。.TRAN 命令需要 .PRINT、.PLOT 或 .PROBE 语句输出瞬态分析的结果。如果 UIC 作为选择项在.TRAN 命令结束时没有指定，PSPICE 在瞬态分析之前计算瞬态分析偏置点。PSPICE 使用.IC 命令指定初始条件。

瞬态分析语句：

```
.TRAN       5US   1MS
.TRAN       5US   1MS   200US   0.1NS
.TRAN       5US   1MS   200US   0.1NS   UIC
.TRAN/OP    5US   1MS   200US   0.1NS   UIC
```

例 5.6：当电容电压被 .IC 命令设置， UIC 没有指定，重做例 4.1。

解： 用 .IC 命令而没有 UIC 命令的电路文件清单如下：

```
Example  5.6  Transient Response of  RLC Circuit
*  The operating temperature is 50°
.TEMP  50
*  Input step voltage represented by an PWL waveform
VS  1  0  PWL  (0  0  10NS  10V  2MS  10V)
R1  1  2  RMOD  60OHM
*  Inductor of 1.5mH with an initial current of 3 A
L1  2  3  LMOD  1.5MH  IC=3A
*  Capacitor of 2.5μF with an initial voltage of 4 V
C1  3  0  CMOD  2.5UF  IC=4V
R2  3  0  RMOD  20OHM
```

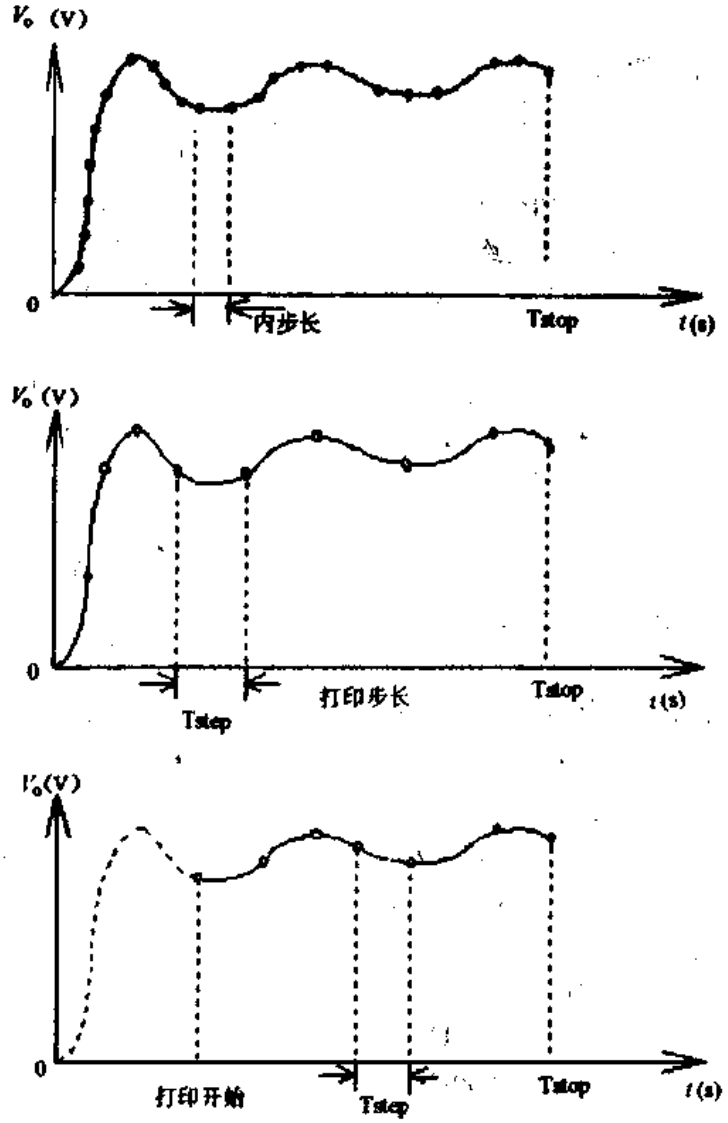


图 5.7 瞬态分析的响应

```
*    Model statements for resistor, inductor, and capacitor
.MODEL   RMOD   RES (R=1   TC1=0.02   TC2=0.005)
.MODEL   CMOD   CAP (C=1   VC1=0.01   VC2=0.002   TC1=0.02   TC2=
+    0.005)
.MODEL   LMOD   IND   (L=1   IL1=0.1   IL2=0.002   TC1=0.02   TC2=
+    0.005)
*    The initial voltage at node 3 is 4 V.
.IC   V(3)=4V
.TRAN   5US   1MS
*    plot the results of transient analysis—Voltage at node 3.
.PLOT   TRAN   V(3)   V(1)
.PROBE
```

.END

模拟结果如图 5.8 所示，可以看出此题响应和例 4.1 是完全不同的。

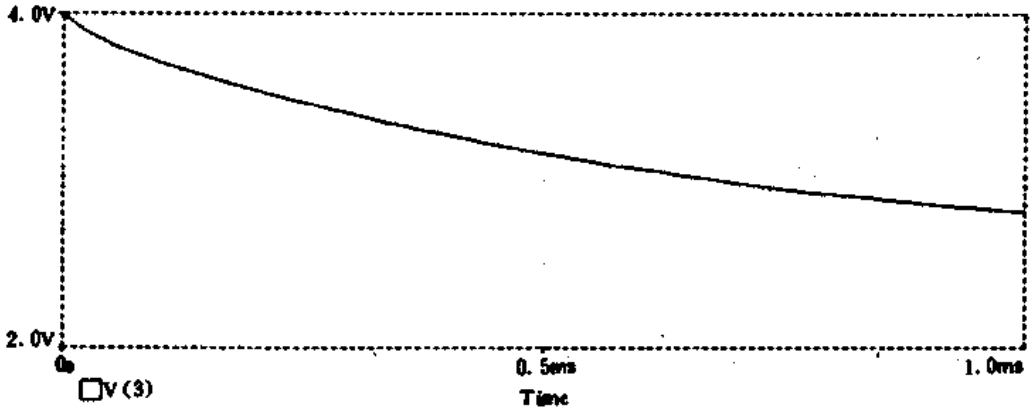


图 5.8 例 5.6 的瞬态响应

5.10 傅立叶分析

瞬态分析的输出量是用离散形式表示的，这些数据可以用于计算傅立叶级数的系数。一个周期波形可以用如下的傅立叶级数表示：

$$v(\theta)=C_0+\sum_{n=1}^{\infty}C_n\sin(n\theta+\Phi_n)$$

其中：$\theta=2\pi ft$，f 是频率，以 Hz 为单位；C_0 是直流分量；C_n 为 n 次谐波分量。

PSPICE 利用瞬态分析结果进行傅立叶分析计算直到九次谐波或十个系数。语句采用下列形式之一：

.FOUR FREQ V1 V2 V3 ..... VN

.FOUR FREQ I1 V2 I3 ..... IN

FREQ 是基频；V1、V2.....(或 I1、I2.....)是想要进行傅立叶分析的输出电压(电流)。

.FOUR 命令必须和 .TRAN 命令连用。输出电压(或电流)必须和瞬态分析.TRAN 语句中具有相同的形式。

傅立叶分析在一个区间(TSTOP—PERIOD)到 TSTOP 内进行。其中 TSTOP 是瞬态分析的终止(或停止)时间，PERIOD 确定直流分量和直到九次谐波分量的数值。

PSPICE 能自动打印制表和绘图，以输出傅立叶分析的结果。输出时不需要.PRINT、.PLOT或.PROBE 命令。

傅立叶分析语句举例：

.FOUR 100KHZ V(2,3), V(3), I(R1), I(VIN)

例 5.7：对例 4.3，当基频是 1kHz 时计算傅立叶级数的系数。

解： 电路文件清单如下：

Example 5.7 Fourier Analysis

* sinusoidal input voltage of 200—V peak with 0 phase delay

```
VS  1  0  SIN(0  200V  1KHZ)
RS  1  2  100OHM
R1  2  0  100KOHM
*  voltage—controlled source with a voltage gain of 0.1
E1  3  0  2  0  0.1
RL  4  5  2
*  A dummy voltage source to measure the load current
VX  5  0  DC  0V
*  Voltage—controlled switch controlled by voltage across nodes 3 and 0
S1  3  4  3  0  SMOD
*  Switch model descriptions
.MODEL  SMOD  VSWITCH  (RON=5M  ROFF=10E+9  VON=25M  VOFF
+  =0.0)
*  Transient analysis from 0 to 16 ms with 0.1ms fncrement
.TRAN  5US  1MS
*  Fourier analysis of load current at a fundamental frequency of 1 kHz
.FOUR  1KHZ  I(VX)
.END
```

傅立叶分析结果如下所示：

```
* * * *  FOURIER ANALYSIS      TEMPERATURE=27.000 DEG C
* * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * *
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(VX)
DC COMPONENT =  3.171399E+00
```

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+03	4.982E+00	1.000E+00	3.647E−05	0.000E+00
2	2.000E+03	2.115E+00	4.245E−01	−9.000E+01	−9.000E+01
3	3.000E+03	3.896E−07	7.819E−08	−8.424E+01	−8.424E+01
4	4.000E+03	4.234E−01	8.499E−02	−9.000E+01	−9.000E+01
5	5.000E+03	1.318E−07	2.646E−08	−7.547E+01	−7.547E+01
6	6.000E+03	1.818E−01	3.648E−02	−9.000E+01	−9.000E+01
7	7.000E+03	4.353E−08	8.737E−09	2.692E+01	2.692E+01
8	8.000E+03	1.012E−01	2.032E−02	−9.000E+01	−9.000E+01
9	9.000E+03	4.223E−08	8.476E−09	2.707E+01	2.707E+01

```
TOTAL HARMONIC DISTORTION =  4.349506E+01 PERCENT
JOB CONCLUDED
TOTAL JOB TIME          4.83
```

小　结

• AC	交流分析	• OP	工作点分析
• DC	直流分析	• OPTIONS	选择项
• END	电路结束	• PLOT	绘图
• FOUR	傅立叶分析	• PRINT	打印输出
• ENDS	子电路结束	• PROBE	图形输出
• IC	初始瞬态状态	• SENS	灵敏度分析
• INC	包含文件	• SUBCKT	子电路定义
• LIB	库文件	• TEMP	温度设置
• MODEL	模型	• TF	转移函数
• NODESET	节点设置	• TRAN	瞬态分析
• NOISE	噪声分析	• WIDTH	宽度设置

习　题

5.1　对于图 P 5.1 所示电路，计算并打印输出电压 V_o。对每一个电路元件的灵敏度。工作温度为 55℃。

5.2　对于图 P 5.1，计算并打印：(a)电压增量 $A_v=V_o/V_{in}$；(b)输入电阻 R_{in}；(c)输出电阻 R_o。

5.3　对于图 P 5.1 所示电路，计算并绘制直流转移特性 V_o～Vin，其中输入电压以 0.5V 为增量从 0 变化到 10V。

5.4　对于图 P 5.1 所示电路，当信号源频率从 10Hz 变化到 1MHz 时，计算并打印等效输入与输出噪声。频率按照每 10 倍频取 2 点的方式增加。

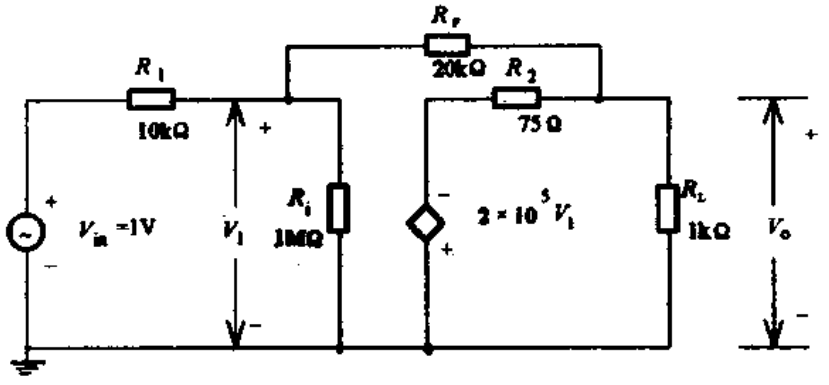


图 P5.1

5.5　如图 P 5.5，在 1Hz ～100kHz 频率范围内以每 10 倍频程取 10 点方式计算并打印频率响应。输出电压的幅值和相位绘制在输出文件中，结果能显示在屏幕上并能用 .PROBE 命令进行硬拷贝。

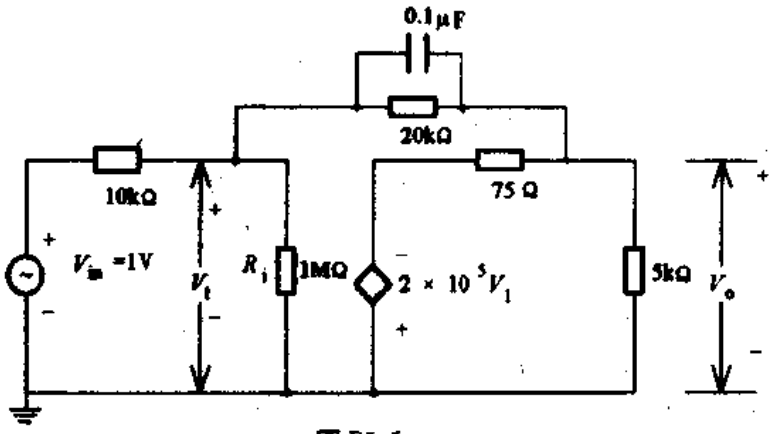


图 P5.5

第六章　半导体二极管

6.1　引言

在PSPICE中，一个半导体二极管可以用一个二极管语句和一个模型语句定义。二极管语句说明二极管名、所连接的节点以及模型名。模型定义进一步说明二极管的特性，如直流特性、小信号特性、温度依赖关系、噪声特性等。模型参数考虑了温度影响以及各种电容和半导体的物理特性。

6.2　二极管模型

PSPICE的反向偏置二极管模型如图6.1所示。PSPICE中的二极管小信号模型和静态模型分别如图6.2和6.3所示。在静态模型中，流过二极管中的电流用一个电流源代替，这个电流取决于二极管两端的电压。小信号参数由PSPICE根据工作点产生。PSPICE为二极管建立了一个复杂的模型。在许多情况下，特别是本书范围内，如此复杂的模型不是必要的。用户可以忽略其中许多模型参数，PSPICE则用这些参数的缺省值。

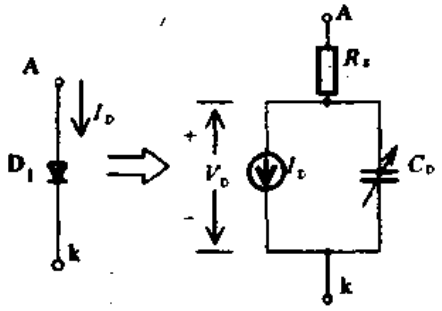


图6.1　PSPICE中的反向偏置二极管模型

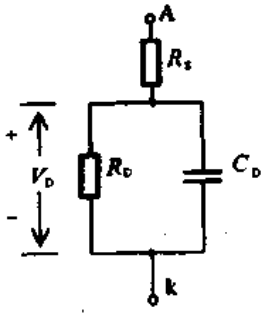


图6.2　小信号模型

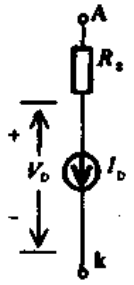


图6.3　反向偏置静态模型

二极管模型语句的一般格式如下：

.MODEL　DNAME　D(P1=V1　P2=V2　P3=V3……PN=VN)

其中，DNAME是模型名，通常可以用任意字符开头，但字符长度通常被限制在8个字符以内；D是二极管的类型代号；P1、P2……和V1、V2……分别是模型参数及其值。模型参数如表6.1所示。

在二极管的模型参数中，经常使用一个面积因子以确定某一模型包括的并联二极管的数目。在模型参数中，受面积因子影响的参数用星号"*"标注。

二极管模型中定义了与固有二极管相串联的欧姆电阻(值=RS/area)。电阻连接在节点NA和一个内部阳极节点之间。[(area)value]影响IS、RS、CJO和IBV，影响因子的缺省值为1。IBV和BV必须确定为正值。

二极管的直流特性由反向饱和电流 IS、注入系数 N 和欧姆电阻 RS 决定。电荷存储效应由渡越时间 TT、取决于零偏置结电容 CJO 的非线性耗尽层电容以及结电势 VJ 和梯度系数 M 决定。饱和电流的温度特性由禁带能量 EG 和饱和温度指数 XTI 定义。

为了模拟一个齐纳二极管，可以用图 6.4 模型。二极管 D_1 和门槛电压 V_0 代表齐纳二极管通常的正向电压和反向特性。二极管 D_2、电压源 BV 和电阻 R_B 定义了击穿区。二极管 D_2 直到 $V_D=-BV$ 时才导通。如果反向电压增大，二极管 D_2 将成为正向偏置，反向电流将流过电阻 R_B。

表 6.1 二极管模型参数

名称	面积	模型参数	单位	缺省值	典型值
IS	*	饱和电流	A	1E−14	1E−14
RS	*	寄生电阻	Ω	0	10
N		注入系数		1	
TT		渡越时间	s	0	0.1NS
CJO	*	零偏 PN 结电容	F	0	2PF
VJ		结电势	V	1	0.6
M		梯度因子		0.5	0.5
EG		禁带能量	eV	1.11	0.69
XTI		饱和电流温度指数		3	3
KF		闪烁噪声系数		0	
AF		闪烁噪声指数		1	
FC		正偏置耗尽电容系数		0.5	
BV		反向击穿电压	V	∞	50
IBV		反向击穿电流	A	1E−10	

反向击穿根据二极管反向电流按指数特性增加来表征，它由反向击穿电压 BV 以及处于击穿电压时的电流 IBV 描述。

6.3 二极管语句

二极管代号为 D。二极管名必须以 D 开头且采取以下一般形式：

D(name) NA NK DNAME [(area) value]

这里 NA 和 NK 分别是阳极节点和阴极节点。电流从阳极 NA 流入，通过二极管流向阴极 NK。DNAME 是模型名。

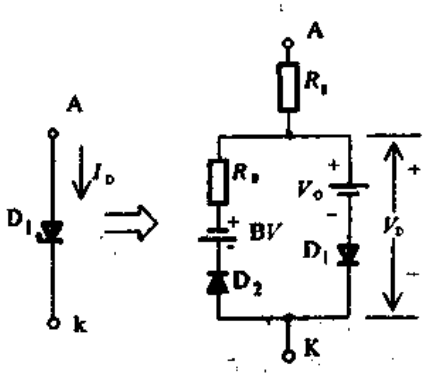


图 6.4 静态稳压管模型

二极管语句：

```
DM  5  6  DNAME
.MODEL  DNAME  D  (IS=0.55UA  RS=6  BV=5.20  IBV=0.5UA)
D15  33  35  SWITCH  1.5
.MODEL  SWITCH  D  (IS=100E−15  RS=16  CJO=2PF  TT=12NS  BV=
+  100  IBV=100E−15)
.DCLAMP    0  8  DIN914
```

.MODEL D1N914 D (IS=100E-15 RS=16 CJO=2PF TT=12NS BV=100 IBV=100E-15)

注:模型名为 DNAME 的二极管 DM 是一个齐纳二极管。它的齐纳击穿电压是 5.2V，齐纳击穿电流为 0.5μA。

例 6.1:二极管电路如图 6.5 所示,绘制在温度为 50、100、150℃时正向电压在 0～2V 之间的二极管 $V-I$ 特性曲线。二极管 D_1 的类型为 1N914，模型参数为 IS=100E-15;R=16;BV=100,IBV=100E-15。

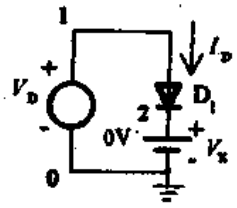


图 6.5 二极管电路

解:电路文件清单如下:

```
Example 6.1 Diode Characteristic
.OPTIONS NOPAGE NOECHO
* Operating temperatures: 50, 100, and 150°
.TEMP 50 100 150
* The input voltage that will be overridden by DC sweep voltage
* is assumed zero.
VD 1 0 DC 0V
* Diode D1 whose model name is D1N914 is connected between nodes 1and 2.
D1 1 2 D1N914
* A dummy voltage source to measure the diode current
VX 2 0 DC 0V
* Diode model defines the model parameters.
.MODEL D1N914 D (IS=100E-15 RS=16 BV=100 IBV=100E-15)
* DC sweep from 0 to 2 v with 0.01 v increment
.DC VD 0 2V 0.01V
* plot the diode current from the results of DC sweep.
.PLOT DC I(VX)
* Graphic post-processor
.PROBE
.END
```

通过改变输入电压得到的 $V-I$ 特性如图 6.6 所示。

例 6.2:一个稳压电路如图 6.7 所示,当输入电压以 0.5V 为增量从 -15V 变化到 15V 时绘制直流转移特性曲线。二极管击穿电压相同：V_z=5.2V，击穿电流 I_z=0.5μA。模型参数为 IS=0.5UA，RS=6，BV=5.2，IBV=0.5UA,工作温度为 50℃。

解:齐纳二极管由模型参数 BV= V_z=5.2V， IBV = I_z=0.5μA 决定。电路文件清单如下:

```
Example 6.2 Zener Regulator
.OPTIONS NOPAGE NOECHO
* Operating temperatures: 50°
.TEMP 50
VIN 1 0 DC 0V
```

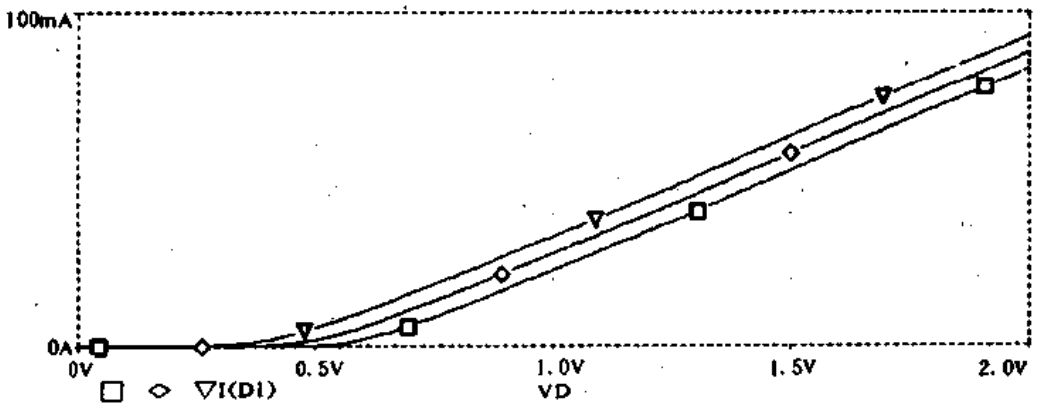


图 6.6 例 6.1 中的二极管正向特性

```
R1   1   2   500
*    Diodes D1   and D2 have model name DNAME
D1   2   3   DNAME
D2   0   3   DNAME
RL   2   0   1K
*    Model DNAME defines the parameters of Zener diodes.
.MODEL   DNAME   D   (IS=0.5UA   RS=6   BV=
+    5.20   IBV=0.5UA)
*    DC   sweep from  −15 to 15 V with 0.5V increment
.DC   VIN   −15   15V   0.5
*    print the load voltage using the results of DC sweep.
.PRINT   DC   V(2)
.PROBE
.END
```

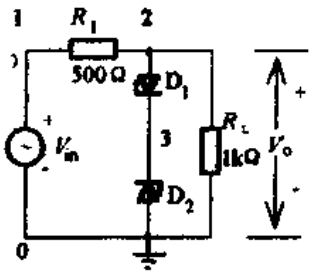


图 6.7 稳压电路

直流转移特性如图 6.8 所示。

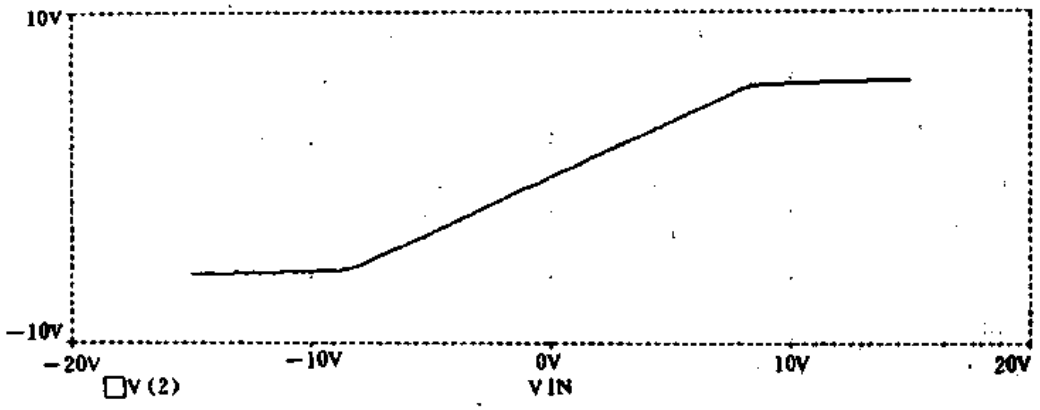


图 6.8，例 6.2 直流转移特性

例 6.3：钳位电路如图 6.9 所示，其中输出取自节点 2。以 20μs 为步长绘制在 0—3ms 内

输出电压V(2)的瞬态响应。电容初始电压为－15V。

二极管模型参数用隐含值。

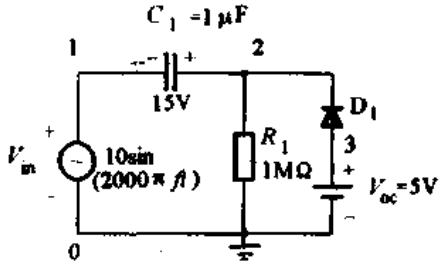


图 6.9　二极管钳位电路

解：　电路文件清单如下：

```
Example  6.3  Diode  Clamper  Circuit
*   Input voltage of 10 V peak at 1 kHz and
*   zero offset voltage is
*   connected between nodes 1 and 0.
VIN   1   0   SIN(0   10   1KHZ)
*   Capacitor with an initial voltage of －15v
C1   1   2   1UF   IC = －15V
R1   2   0   1MEG
VDC    3   0   DC   5
*   Diode with model name DIODE is connected between nodes 3 and 2
D1   3   2   DIODE
*   Model with default values of parameters
.MODEL   DIODE   D
*   Transient analysis for 0 to 3 ms with 20μs increment with UIC
.TRAN   20US   3MS   UIC
  .PLOT   TRAN   V(2)   V(1)
  .PROBE
  .END
```

二极管钳位电路的输入、输出电压如图 6.10 所示。

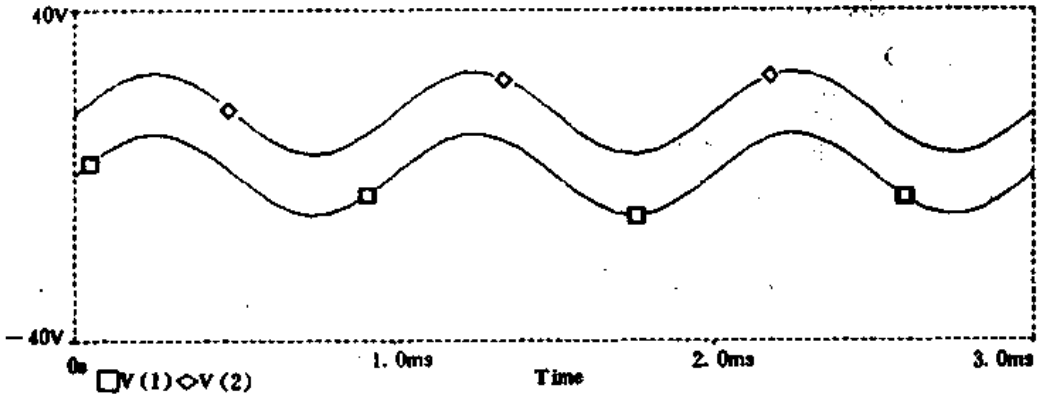


图 6.10　例 6.3 钳位电路的输出

例 6.4　二极管电路如图 6.11(a)所示。交流输入电压 $V_{in}=10\times10^{-3}\sin(2\pi\times10^{3}t)$，打印直流偏置点和二极管的小信号参数。以 2μs 为增量，在时间 0—200μs 范围内绘制输出电压值。如果交流电压频率从 1Hz 变成 1kHz，绘制输出电压的幅值和相位。模型参数为 IS＝100E－15，RS＝16，CJO＝2PF，TT＝12NS，BV＝100，IBV＝100E－15.

解：用来计算直流偏置点和小信号参数的等效电路如图 6.11(b)所示。电路文件清单如

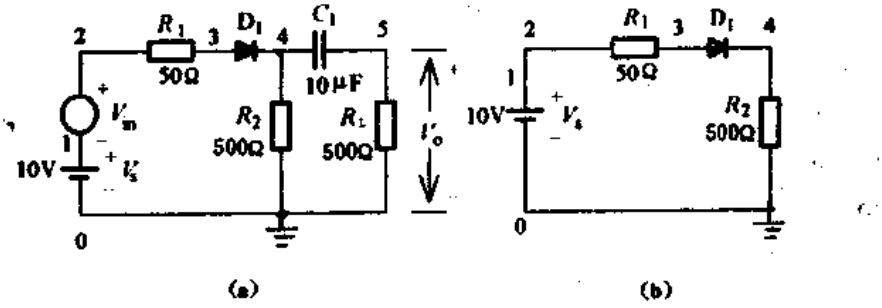


图 6.11 二极管电路

(a)电路;(b)直流偏置电路

下:

```
Example  6.4  Diode Circuit
*  DC  voltage of 10 V
VS  1  0  DC  10V
*  AC  voltage of 10 mV peak at 10 kHz and zero offset voltage for
*  transient analysis and 10 mV peak for AC analysis
VIN  2  1  AC  10MV  SIN(0  10M  10KHZ)
R1  2  3  50
R2  4  0  500
C1  4  5  10UF
RL  5  0  500
*  Diode with model name D1N914 is connected between nodes 3 and 4.
D1  3  4  D1N914
*  Diode model defines the model parameters.
.MODEL  D1N914  D  (IS=100E-15  RS=16  CJO=2PF  TT=12NS  BV=
+  100  IBV=100E-15)
*  Transient analysis for 0 to 200 μs with 2μs increments.
.TRAN  2US  200US
*  AC analysis from 1 Hz to 1 kHz with 10 points per decade
.AC  DEC  10  1HZ  1KHZ
*  plot transient voltages
.PLOT  TRAN  V(5)  V(2,1)
*  Magnitude and phase plots of output voltage at node 5
.PLOT  AC  VDB(5)  VP(5)
*  printing of the small-signal parameters and the dc operating point.
.OP
.PROBE
.END
```

瞬态响应如图 6.12 所示,频率响应如图 6.13 所示。

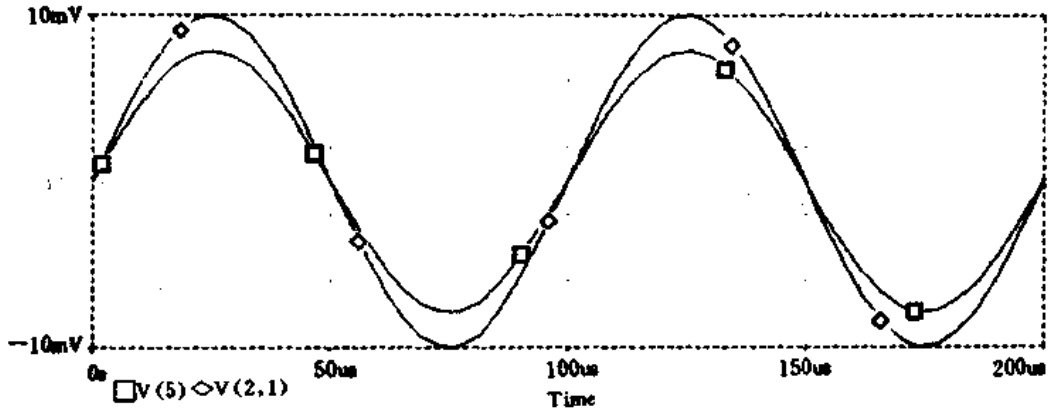


图 6.12　例 6.4 的瞬态响应

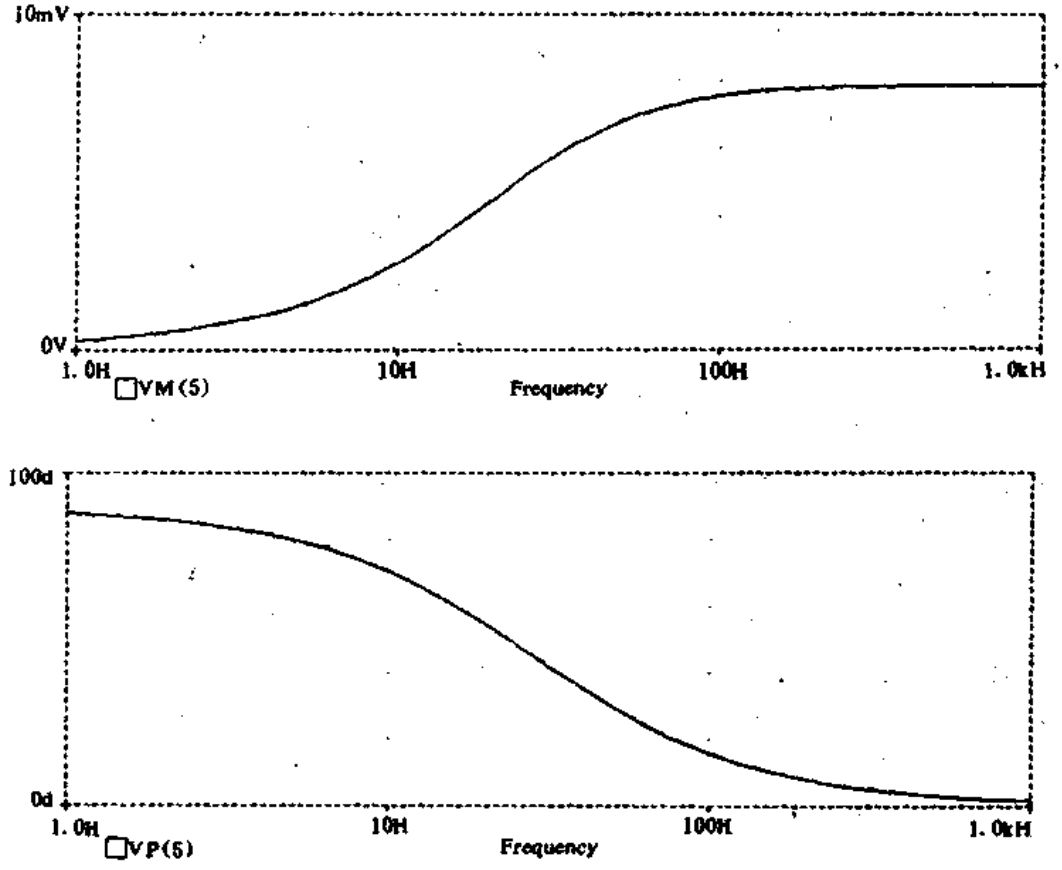


图 6.13　例 6.4 的频率响应

直流偏置和小信号参数如下所示：

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

* *

NODE　VOLTAGE　NODE　VOLTAGE　NODE　VOLTAGE　NODE　VOLTAGE

(1)　10.0000　(2)　10.0000　(3)　9.1756　(4)　8.2438

(5)　0.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME CURRENT

VS −1.649E−02

VIN −1.649E−02

TOTAL POWER DISSIPATION 1.65E−01 WATTS

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

NAME D1

MODEL D1N914

ID 1.65E−02

VD 9.32E−01

REQ 1.57E+00

CAP 7.65E−09

例 6.5 二极管波形整形电路如图 6.14 所示，这里输出取自节点 2。以 0.5V 为步长绘制输入电压从 −15V 变到 30V 时 V_{in}对 V(2) 的转移特性曲线。二极管模型参数是 IS=100E−15，RS=16，BV=100，IBV=100E−15.

解：电路文件清单如下：

Example 6.5 Diode waveform

* Shaping Circuit

* The input voltage that is

* overridden by

* DC sweep voltage is assumed

* 0 V.

VIN 1 0 DC 0

VCC 6 0 DC 15V

VEE 10 0 DC −15V

R1 6 5 2K

R2 5 4 2K

R3 4 3 2K

R4 3 2 2K

R5 2 7 2K

R6 7 8 2K

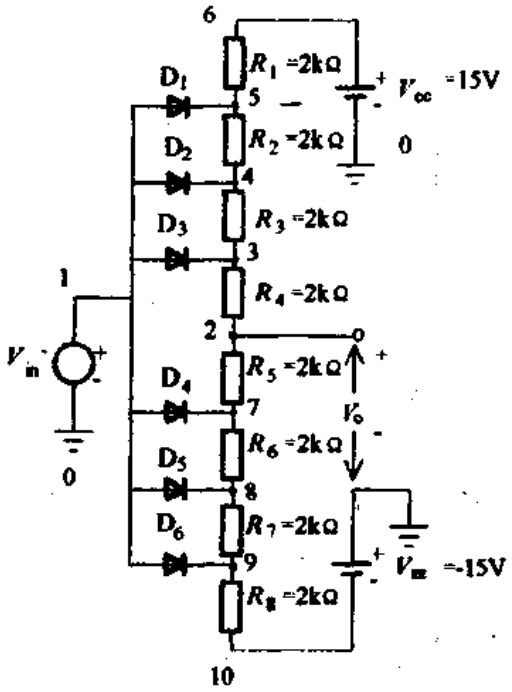
R7 8 9 2K

R8 9 10 2K

* A11 diodes have the same

* model name of D1N914.

D1 1 5 D1N914



6.14 二极管波形整形电路

```
D2   1   4   D1N914
D3   1   3   D1N914
D4   1   7   D1N914
D5   1   8   D1N914
D6   1   9   D1N914
* Diode model D1N914 defines diode parameters.
.MODEL   D1N914   D   (IS=100E-15   RS=16   BV=100   IBV=100E-15)
* DC sweep from -15 V to 30 V with 0.5 V increment
.DC   VIN   -15   30   0.5
.PLOT   DC   V(2)
* Graphic post-processor
.PROBE
.END
```

模拟结果如图 6.15 所示。

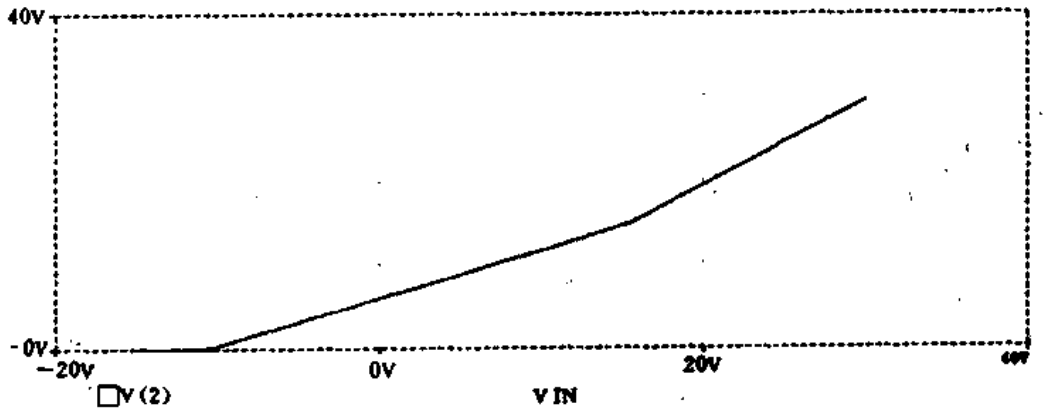


图 6.15　例 6.5 的直流转移特性

例 6.6：全波整流电路如图 6.16 所示。输出取自节点 4 和节点 3 之间。以 0.1ms 为步长绘制在时间 0—20ms 内输出电压 V(4,3)的瞬态响应。变压器初级线圈的峰值电压为 120V、频率为 50Hz。初级和次级线圈圈数比为 10。模型参数用隐含值。计算并输出傅立叶级数的系数。

解：变压器次级线圈可以看作一个电压控制的电压源，如图 6.17 所示。初级线圈是一个有高电阻(如 10MΩ)的电压源。电路文件清单如下：

```
Example 6.6 Rectitier with Single-phase Center-tapped Transformer
*   primary is modeled as a voltage source of 120 V peak at 120 Hz
*   with zero offset voltage.
VP   1   0   SIN(0   120   50HZ)
*   Primary winding is assumed to have a very high resistan:R1 10 GΩ
R1   1   0   10GOHM
*   Secondary winding is assumed as a voltage-controlled voltage
*   source wifh a voltage gain of 0.1.
```

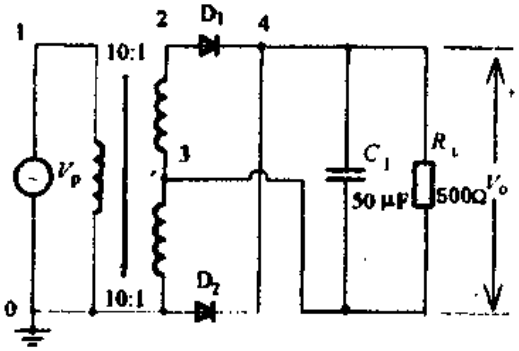


图 6.16 单相中心抽头变压器整流电路

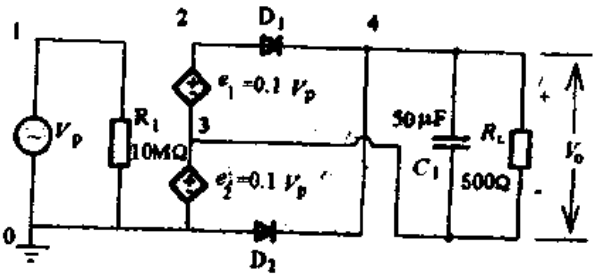


图 6.17 例 6.6 的等效电路

```
E1   2   3   1   0   0.1
.E2  3   0   1   0   0.1
C1   4   3   50UF
RL   4   3   500
*    Diode D1 with model name DIODE
D1   2   4   DIODE
D2   0   4   DIODE
*    Diode model with default values
.MODEL   DIODE   D
*    Transient analysis from 0 to 20 ms with 0.1ms increment
.TRAN   0.1MS   20MS
*    Plot the results of transient analysis for voltage across nodes
*    4 and 3.
.PLOT   TRAN   V(4,3)
.FOUR   60HZ   V(4,3)
*    Graphic post—processor
.PROBE
.END
```

例 6.6 的瞬态响应如图 6.18 所示。傅立叶级数系数如下：

```
* * * *   FOURIER ANALYSIS        TEMPERATURE =27.000 DEG C
* * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * *
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(4,3)
DC COMPONENT = 1.011650E+01
```

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	6.346E−01	1.000E+00	1.004E+02	0.000E+00
2	1.200E+02	8.381E−01	1.321E+00	−5.952E+01	−1.599E+02
3	1.800E+02	3.891E−01	6.131E−01	1.548E+01	−8.495E+01

4	2.400E+02	1.853E−01	2.919E−01	−1.185E+02	−2.189E+02
5	3.000E+02	2.008E−01	3.164E−01	−4.013E+01	−1.406E+02
6	3.600E+02	1.877E−02	2.957E−02	−1.651E+02	−2.655E+02
7	4.200E+02	8.594E−02	1.354E−01	−7.141E+01	−1.718E+02
8	4.800E+02	1.516E−02	2.388E−02	3.012E+01	−7.031E+01
9	5.400E+02	4.370E−02	6.886E−02	−8.880E+01	−1.892E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.526319E+02 PERCENT

JOB CONCLUDED

TOTAL JOB TIME 4.61

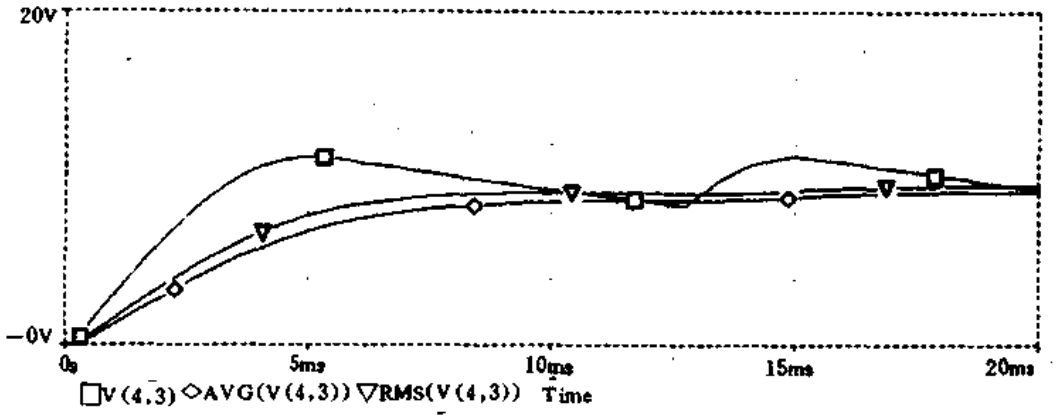


图 6.18 例 6.6 的输出

小 结

二极管说明为：

D〈name〉 NA NK DNAME [〈area〉value]

.MODEL DNAME D (P1=V1 P2=V2 P3=V3.....PN=VN)

习 题

6.1 如图 P6.1 所示二极管电路，打印二极管的直流偏置参数和小信号参数。使用模型参数的缺省值。

6.2 对如图 6.7 所示电路，当输入电压 $V_{in}=15\sin(2000\pi t)$ 时，在 0～2ms 范围内以 10μs 为步长绘制输出电压的瞬态响应。打印瞬态分析偏置点的详细情况。二极管的击穿电压相同，$V_z=5.2$V，击穿电流为 $I_z=0.5\mu$A，RS=6，CJO=2PF，TT=12NS，BV=5.20，IBV=0.5μA，工作温度为 50℃。

6.3 对如图 6.14 电路，如果输入电压 $V_{in}=10$V，打印直流工作点细节。打印电压增益（V_o/V_{in}）、输入电阻和输出电阻。

6.4 全波桥式整流电路如图 P6.4 所示。在 0～20ms 内以 0.1ms 为步长绘制输出电压的

瞬态响应。模型参数为缺省值。打印瞬态分析偏置点细节和傅立叶级数的系数。

6.5 如图 P6.5 二级管电路，当 V_{in}在−18～18V 内以 0.5V 为步长变化时，绘制 V_n与 V_o的直流转移特性。二极管模型参数使用缺省值。

6.6 如图 P6.6 所示二极管电路，当输入电压 Vin 以 0.25V 为步长在 −10～10V 范围内变化时，绘制输入电流对输入电压的曲线。模型参数为 IS=

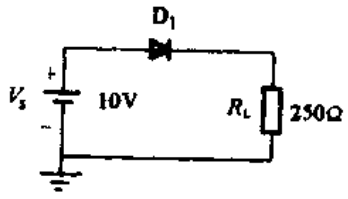


图 P6.1

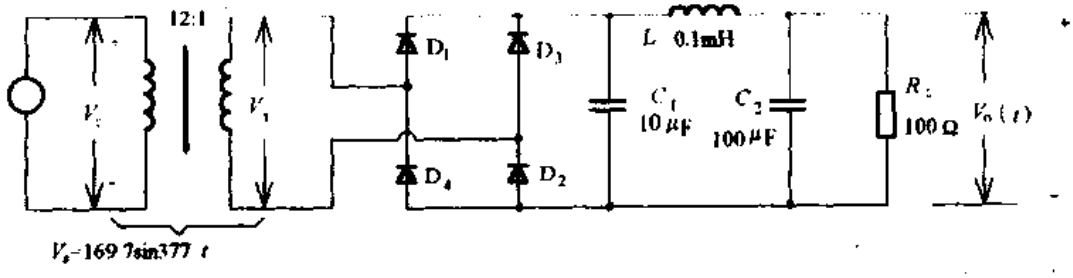


图 6.4

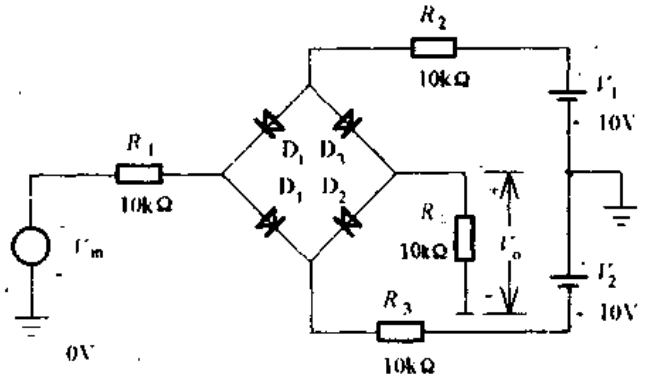


图 P6.5

0.5UA，RS=6，BV=5.20，IBV=0.5UA。工作温度为 50℃。

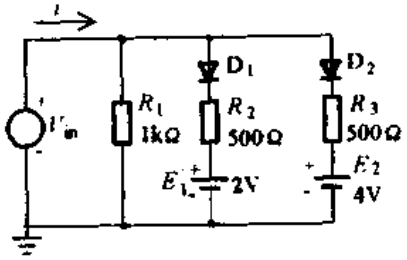


图 P6.6

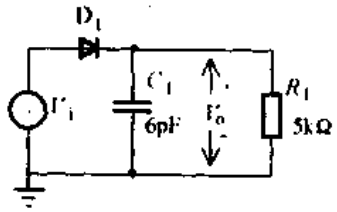


图 P6.9

6.7 当二极管 D1 反向时重复例 6.3。

6.8 如果二极管被压控开关代替，重复例 6.6。开关的模型参数为 RON=0.25，ROFF=1E+6，VON=0.25，VOFF=0。

6.9 如图 P6.9 所示电路，在时间 0～100μs 范围内以 0.5μs 为步长绘制输出电压的瞬态响应，模型参数为：IS=0.5UA,RS=6,CJO=2PF,TT=12NS,BV=5.20,IBV=0.5UA。输入电压如下：

$V_i=10[1+0.5\sin(2\pi\times10\times10^3t)]\sin(2\pi\times20\times10^6t)$

第七章　双极结型晶体管(BJTs)

7.1　引言

一个双极结型晶体管可以用一个器件语句和一个模型来描述。与二极管相似，BJT 模型也有直流特性、小信号特性、温度依赖性以及噪声等特性。模型参数计及了温度的影响以及各种电容和半导体的物理特性。

7.2　BJT 模型

PSPICE 为双极结型晶体管建立了一个复杂的模型。其模型方程请参阅有关文献。如果没有必要使用复杂模型时，用户可以忽略模型参数。这时，PSPICE 使用模型参数的隐含值。PSPICE 的模型是基于 Gummel 和 Poon 的积分电荷控制模型，如图 7.1 所示。PSPICE 中使用的小信号和静态模型分别如图 7.2 和 7.3 所示。

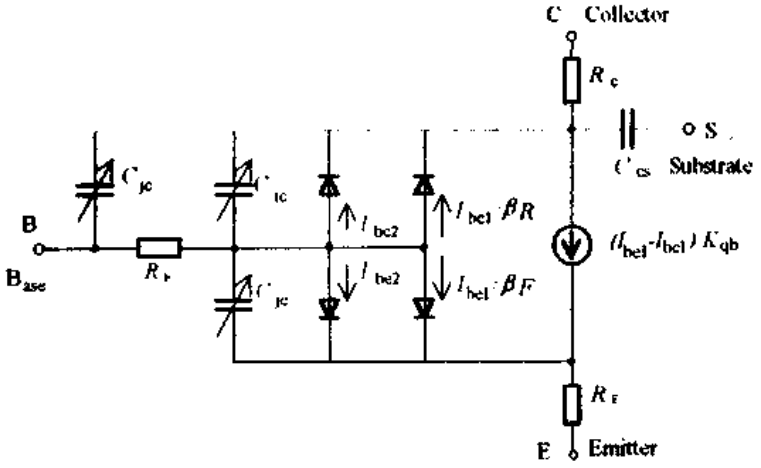


图 7.1　PSPICE 中的 BJT 模型

表 7.1　三极管的模型参数

名称	面积	模型参数	单位	缺省值	典型值
IS	*	PN 结饱和电流	A	1E−16	1E−16
BF		理想正向放大倍数		100	100
NF		正向电流注入系数		1	1
VAF(VA)		正向 Early 电压	V	∞	100
IKF(2k)		正向 BETA 大电流下降点	A	∞	10M
ISE(C2)		B−E 结泄漏饱和电流	A	0	1.0E−13
NE		B−E 结泄漏注入系数		1.5	2
BR		理想最大反向放大系数		1	0.1

续表

名称	面积	模型参数	单位	缺省值	典型值
NR		反向电流注入系数		1	
VAR(VB)		反向 Early 电压	V	∞	100
IKR	*	反向 BETA 大电流下降点	A	∞	100M
ISC(C4)		B—C 漏饱和电流	A	0	1
NC		B—C 漏注入系数		2	2
RB	*	零偏最大基极电阻	Ω	0	100
RBM		最小基极电阻	Ω	RB	100
IRB		RB 与 RBM 中间处电流	A	∞	
RE	*	发射极欧姆电阻	Ω	0	1
RC	*	集电极欧姆电阻	Ω	0	10
CJE	*	基极－发射极零偏 PN 结电容	F	0	2pF
VJE(PE)		基极－发射极内建电势	V	0.75	0.7
MJE(ME)		基级－发射级梯度因子		0.33	0.33
CJC	*	基极－集电极零偏结电容	F	0	1pF
VJC(PC)		基极－集电极内建电势	V	0.75	0.5
MJC(MC)		基极－集电极梯度因子		0.33	0.33
XCJC		C_{bc}连接到 R_B 上的部分		1	
CJS(CCS)		集电极衬底零偏压结电容	F	0	2PF
VJS(PS)		集电极内建电势	V	0.75	
FC		正偏压耗尽电容系数		0.5	
MJS(MS)		集电极衬底梯度因子		0	
TF		正向渡越时间	s	0	0.1NS
XTF		TF 随偏置而变的参数			
VTF		TF 随 V_{bc}变化的参数	V	∞	
ITF		TF 随 I_c变化的参数	A	0	
PTF		在 1/(2π * TF) Hz 处的超相移	(°)	0	30
TR		理想反向传输时间	s	0	10NS
EG		禁带宽度(壁垒高度)	eV	1.11	1.11
XTB		正、反向放大倍数温度系数		0	
XTI(PT)		饱和电流温度指数		3	
KF		闪烁噪声系数		0	6.6E−16
AF		闪烁噪声指数		1	1

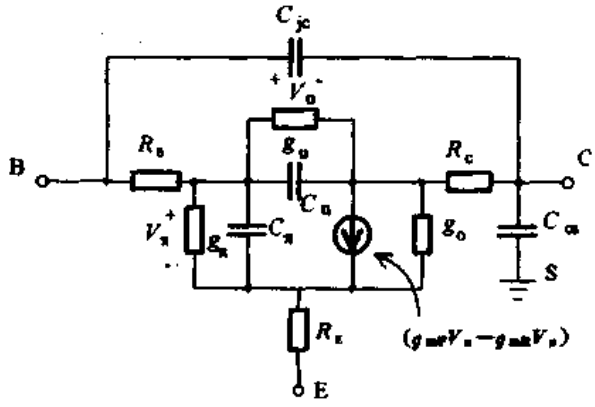


图 7.2 小信号 BJT 模型

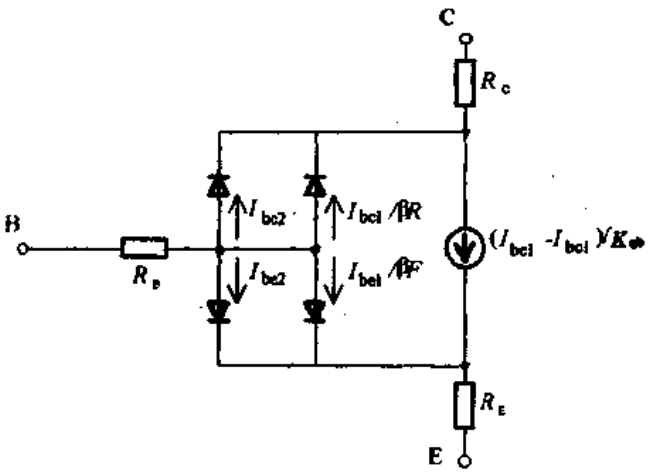


图 7.3 静态 BJT 模型

NPN 型晶体管的模型语句采用以下格式：

.MODEL QNAME NPN (P1－V1 P2－V2 P3－V3 ..... PN－VN)

PNP 型晶体管模型语句的一般格式为：

.MODEL QNAME PNP (P1＝V1 P2＝V2 P3＝V3 ..... PN＝VN)

这里 QNAME 是 BJT 的模型名。PNP 和 NPN 分别是 PNP 和 NPN 晶体管的类型代号。模型名 QNAME 可以以任意字符开头，长度通常限制在 8 以内。P1、P2……和 V1、V2……分别是模型参数和它们的值。表 7.1 列出三极管的模型参数。如果某些数据没有指定，PSPICE 则假定使用图 7.4(a)所示的 Ebers－Moll 简化模型。

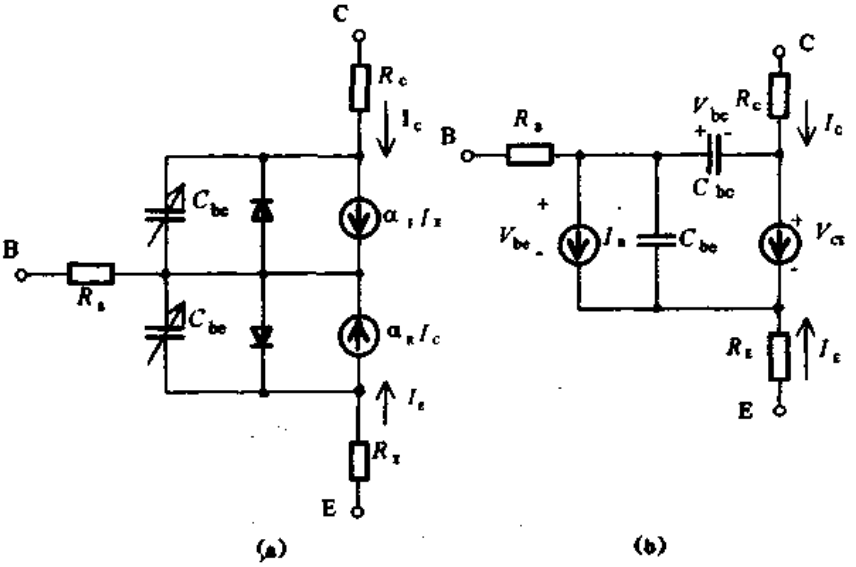


图 7.4 Ebers－Moll BJT 模型

(a)PSPICE 模型；(b)大信号模型

正如二极管那样，面积因子用于确定一个模型中等效并联 BJTS 的数目。在表 7.1 中，受面积因子影响 的模型参数用星号“＊”标注。双极型晶体管被看作在集电极(RC/area)、基极(RB/area)和发射极(RE/area) 都有欧姆电阻的晶体管。面积值[(area)value]是相对于器件的面积，其隐含值为 1。对于那些有别名的参数，例如 VAF 和 VA(别名用括号表示)，每一个名称都可以用。

参数 ISE(C2)和 ISC(C4)可以设置的比 1 大。在这种情况下，它们被认为是电流 IS 的倍增因子而不是绝对电流。这就是说，如果 ISE＞1，则用 ISE＊IS 代替 ISE。ISC 也是这样。

直流模型包括以下参数：①决定正向电流增益的 BF、C2、IK 和 NE 参数；②决定反向电流增益特性的参数 BR、C4、IKR 和 VC；③分别决定正向区域电导和反向区域电导的参数 VA 和 VB；④反向饱和电流 IS。

基极电荷存贮效应由以下参数描述：①正向传输时间 TF 和反向传输时间 TR 和由 CJE、PE 以及 ME 决定的 b－e 结耗尽层非线性电容；②b－c 结的电容是 CJC，PC 和 MC、CCS 是集电极—衬底电容常数。

饱和电流的温度依赖关系由禁带宽度 EG 和饱和电流温度指数 PT 决定。

7.3 BJT 语句

双极结型晶体管(BJT)的代号是Q。三极管必须以Q开头且采用下列形式：

Q(name) NC NB NE NS QNAME [(area) Value]

这里NC、NB、NE和NS分别是集电极、基极、发射极和衬底节点。QNAME可以是8个字符以内的任意名字。衬底节点是选择项，如果没有被指定则缺省为接地。正向电流是流入节点的电流。这就是说，对于NPN型三极管，电流从集电极流入器件，再流向发射极。

三极管语句举例：

```
QIN  5  7  8  2N2222
Q5   2  4  5  2N2907  1.5
QX   1  4  9  NMOD
.MODEL  2N2222  NPN  (IS=3.108E-15  XTI=3  EG=1.11  VAF=131.5
+  BF=217.5
+  NE=1.541  ISE=190.7E-15  IKF=1.296  XTB=1.5  BR=6.18  NC=2
+  ISC=0  IKR=0
+  RC=1  CJC=14.57E-12  VJC=.75  MJC=.3333  FC=.5  CJE=26.08E-
+  12  VJE=.75
+  MJE=.3333  TR=51.35E-9  TF=451E-12  ITF=.1  VTF=10  XTF=2)
.MODEL  2N2907  PNP  (IS=9.913E-15  XTI=3  EG=1.11  VAF=90.7  BF
+  =197.8
+  NE=2.264  ISE=6.191E-12  IKF=.7322  XTB=1.5  BR=3.369  NC=2
+  ISC=0  IKR=0
+  RC=1  CJC=14.57E-12  VJC=.75  MJC=.3333  FC=.5  CJE=20.16E-
+  12  VJE=.75
+  MJE=.3333  TR=29.17E-9  TF=405.7E-12  ITF=.4  VTF=10  XTF=
+  2)
.MODEL  NMOD  NPN
```

注：第一列的加号"+"表示续行。

例7.1：晶体三极管电路如图7.5(a)所示，其中输出取自节点4。计算并打印集电极电流相对于所有参数的灵敏度及打印偏置点情况。晶体管Q1的等效电路如图7.5(b)所示。

解：电路文件清单如下：

```
Example  7.1 Biasing Sensitivity of Bipolar Transistor Amplifier
.OPTIONS  NOPAGE  NOECHO
* Sensitivity of collector current (which is the current through voltage source VRC)
.SENS  I(VRC)
* Supply voltage is 15 V DC
VCC  7  0  DC  15V
* A dummy voltage source of 0 V to measure the collector current
```

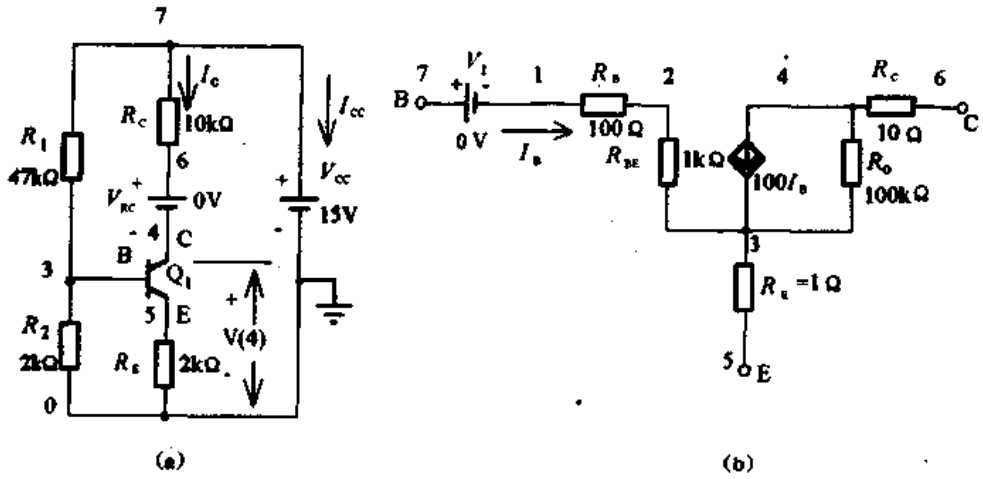


图 7－5　双极型晶体管电路

(a)电路;(b)晶体管模型

```
VRC   6   4   DC   0V
R1    7   3   47K
R2    3   0   2K
RC    7   6   10K
RE    5   0   2K
*  Subcircuit call for transistor model QMOD and the substrate is
*  connected to ground by default.
XQ1   4   3   5   QMOD
*  Subcircuit definition for QMOD
.SUBCKT   QMOD   6   7   5
RB    1   2   100
RE    3   5   1
RC    4   6   10
RBE   2   3   1K
RO    4   3   100K
*  A  dummy voltage source of 0 V to measure the controlling current
VI    7   1   DC   0V
F1    4   3   VI   20
*  End of subcircuit definition
.ENDS   QMOD
.END
```

.SENS语句不需要 .PRINT 命令就能输出分析结果。计算机输出的分析结果如下：

```
* * * *   SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE=27.000 DEG C
 NODE   VOLTAGE  NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE
 ( 3)     .5960   ( 4)   12.1520   ( 5)     .5864   ( 6)   12.1520
 ( 7)   15.0000  (XQ1.1)    .5960  (XQ1.2)    .5952  (XQ1.3)    .5867
```

(XQ1.4)　12.1500

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
VCC	−5.912E−04
VRC	2.848E−04
XQ1.VI	8.456E−06

TOTAL POWER DISSIPATION　8.87E−03　WATTS

* * * *　DC SENSITIVITY ANALYSIS TEMPERATURE =　27.000 DEG C

DC SENSITIVITIES OF OUTPUT I(VRC)

ELEMENT NAME	ELEMENT VALUE	ELEMENT SENSITIVITY (AMPS/UNIT)	NORMALIZED SENSITIVITY (AMPS/PERCENT)
R1	4.700E+04	−5.481E−09	−2.576E−06
R2	2.000E+03	1.252E−07	2.505E−06
RC	1.000E+04	−3.134E−10	−3.134E−08
RE	2.000E+03	−1.288E−07	−2.576E−06
XQ1.RB	1.000E+02	−3.705E−09	−3.705E−09
XQ1.RE	1.000E+00	−1.288E−07	−1.288E−09
XQ1.RC	1.000E+01	−3.134E−10	−3.134E−11
XQ1.RBE	1.000E+03	−3.705E−09	−3.705E−08
XQ1.RO	1.000E+05	−1.273E−10	−1.273E−07
VCC	1.500E+01	1.898E−05	2.848E−06
VRC	0.000E+00	−1.101E−06	0.000E+00
XQ1.VI	0.000E+00	−4.381E−04	0.000E+00

JOB CONCLUDED

TOTAL JOB TIME　.33

例 7.2:双极型达林顿放大器电路如图 7.6 所示。计算并打印电压增益、输入电阻、输出电阻。输入电压是 5V,三极管的模型参数为 BF=100,BR=1,RB=5,RC=1,RE=0,VJE=0.8,VA=100。

解:电路文件清单如下:

```
Example  7.2  Darlington Pair
.OPTIONS  NOPAGE  NOECHO
VCC  2  0  DC  12V
VIN  1  0  DC  5V
*  BJTs with model QM
Q1  2  1  3  QM
Q2  2  3  4  QM
RB  2  1  47K
```

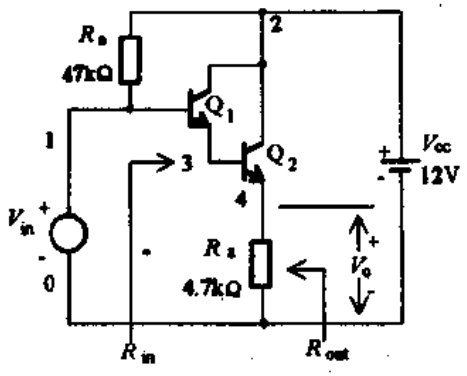


图 7.6　达林顿电路

```
RE  4  0  4.7K
*  Model QM for NPN BJTs
.MODEL  QM  NPN  (BF=100  BR=1  RB=5  RC=1  RE=0  VJE=0.8
+  VA=100)
*  Transfer function analysis to calculate DC gain,input
*  resistance, and output resistance
.TF  V(4)  VIN
.END
```

转移函数分析结果如下：

```
* * * *  SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION     TEMPERATURE=27.000 DEG C
NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE
(  1)    5.0000    (  2)    12.0000    (  3)    4.3560    (  4)    3.5909
VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME  CURRENT
VCC      -9.129E-04
VIN      1.489E-04
TOTAL POWER DISSIPATION  1.02E-02  WATTS
* * * *  SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS
V(4)/VIN =  9.851E-01
INPUT RESISTANCE AT VIN =4.696E+04
OUTPUT RESISTANCE AT V(4) =6.677E+01
JOB CONCLUDED
TOTAL JOB TIME        2.25
```

例 7.3：晶体三极管放大电路如图 7.7 所示。输出取自节点 6。计算并绘制当频率按十倍频程增大、每十倍频程取 10 个点且从 1Hz 变化到 10kHz 时电压增益的幅值和相位。交流分析的输入电压为 10mV。计算并绘制以 50μs 为增量从 0 变到 2ms 时对于输入电压 $V_{in}=0.01\sin(2\pi\times1000t)$ 节点 4 和节点 6 的瞬态电压响应。应打印出交流分析和瞬态分析工作点的详细情况。PNP 型三极管模型参数如下：

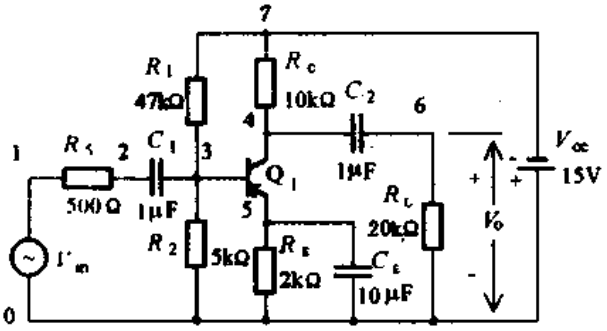


图 7.7　双极型晶体管放大电路

IS=2E-16,BF=50,BR=1,RB=5,RC=1,RE=0,TE=0.2NS,TR=5NS,CJE=0.4PF,VJE=0.8,ME=0.4,CJC=0.5PF,VJC=0.8,CCS=1PE,VA=100。

解：电路文件清单如下：

```
Example 7.3 Bipolar Transistor Amplifier
.OPTIONS  NOPAGE  NOECHO
*  Transient analysis for 0 to 2 ms with 50μs increment
```

```
*    print details of transient analysis operating point.
.TRAN/OP   50US   2MS
* AC analysis from 1 Hz   to 10 kHz with a decade increment and 10 points per decade
.AC   DEC   10   1HZ   10KHZ
*    print the details of AC analysis operating point.
.OP
*    Input voltage is 10 mV peak for ac analysis and for transient
*    It is 10 mV peak at 1 KHz with zero—offset value.
VIN   1   0   AC   10MV   SIN(0   10MV   1KHZ)
VCC   0   7   DC   15V
RS    1   2   500
R1    7   3   47K
R2    3   0   5K
RC    7   4   10K
RE    5   0   2K
RL    6   0   20K
C1    2   3   1UF
C2    4   6   1UF
CE    5   0   10UF
*    Transistor Q1 with model QM
Q1   4   3   5   0   QM
*    Model QM for PNP transistors
.MODEL   QM   PNP   (IS=2E—16   BF=50   BR=1   RB=5   RC=1   RE=0
+    TF=0.2NS   TR=5NS   CJE=0.4PF   VJE=0.8   ME=0.4   CJC=0.5PF
+    VJC=0.8   CCS=1PF
+    VA=100)
*    Plot the results of transient analysis for voltages at nodes 4, 6 and 1
.PLOT   TRAN   V(4)   V(6)   V(1)
*    plot the results of AC analysis for the magnitude and phase angle
*    of output voltage at node 6
.PLOT   AC   VM(6)   VP(6)
.PROBE
.END
```

工作点的设置是分析含有非线性器件(如三极管)电路的第一步，确定图 7.7 放大电路交流分析(或直流分析)偏置点的等效电路如图 7.8 所示。这时电容被看成开路，偏置点的细节情况如下：

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

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	0.0000	(2)	0.0000	(3)	−1.4146	(4)	−11.6170
(5)	−.6888	(6)	0.0000	(7)	−15.0000		

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
VIN	0.000E+00
VCC	−6.273E−04

TOTAL POWER DISSIPATION 9.41E−03 WATTS

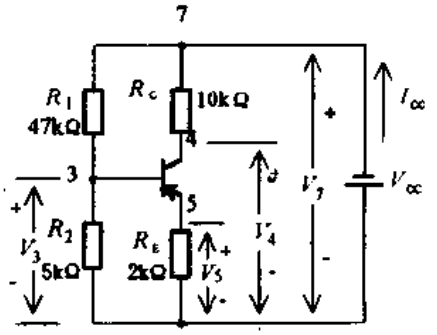


图 7.8 计算偏置点的等效电路

一旦直流偏置点确定了，PSPICE 就产生三极管小信号模型参数。这个模型与图 7.9 相似。PSPICE 用这个电路模型替代晶体管。应该记住，只有在工作点处，这个模型才是适用的。工作点的细节情况如下：

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

* * * * BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

NAME	Q1
MODEL	QM
IB	−6.14E−06
IC	−3.38E−04
VBE	−7.26E−01
VBC	1.02E+01
VCE	−1.09E+01
BETADC	5.51E+01
GM	1.31E−02
RPI	4.21E+03
RX	5.00E+00
RO	3.26E+05
CBE	3.32E−12
CBC	2.11E−13
CBX	0.00E+00
CJS	1.00E−12
BETAAC	5.51E+01
FT	5.90E+08

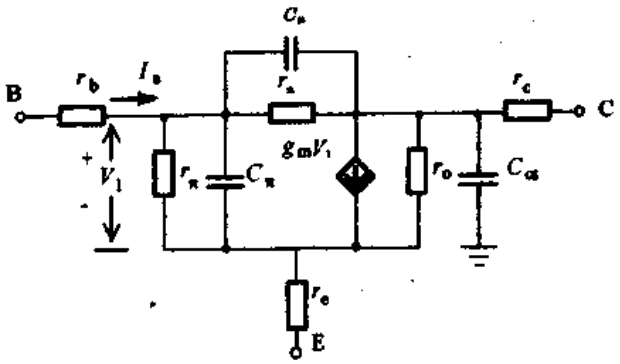


图 7.9 双极型晶体管小信号等效电路

瞬态分析前，PSPICE 确定非线性器件的小信号参数和不同节点的电位。计算瞬态分析偏置点的方法 和计算直流分析偏置点不同。这是因为，在瞬态分析中所有节点都必须赋以初始值，非线性源在瞬态分析时可能有瞬时值。有初始值的电容保留为电路的一部分。图 7.7 电路确定瞬态分析偏置点的等效电路如图 7.10 所示。由于图 7.7 中电容没有初始值，直流分析和瞬态分析偏置点是相同的，小信号模型参数也相同。为和直流分析进行比较，列出瞬态分析偏置点和小信号参数的细节如下：

```
* * * *  INITIAL TRANSIENT SOLUTION      TEMPERATURE=27.000 DEG C
NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE
( 1)   0.0000   ( 2)   0.0000   ( 3)   -1.4146   ( 4)   -11.6170
( 5)   -.6888   ( 6)   0.0000   ( 7)   -15.0000
VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME        CURRENT
VIN         0.000E+00
VCC         -6.273E-04
TOTAL POWER DISSIPATION   9.41E-03   WATTS
* * * *OPERATING POINT INFORMATION   TEMPERATURE=27.000 DEG C
* * * *  BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS
NAME          Q1
MODEL         QM
IB            -6.14E-06
IC            -3.38E-04
VBE           -7.26E-01
VBC            1.02E+01
VCE           -1.09E+01
BETADC         5.51E+01
GM             1.31E-02
RPI            4.21E+03
RX             5.00E+00
RO             3.26E+05
CBE            3.32E-12
CBC            2.11E-13
CBX            0.00E+00
CJS            1.00E-12
BETAAC         5.51E+01
FT             5.90E+08
```

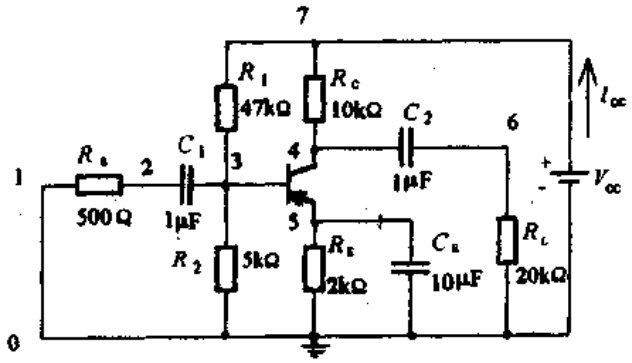


图 7.10　计算瞬态分析偏置点等效电路

频率响应和瞬态响应如图 7.11 和 7.12 所示。

例 7.4：如果图 7.7 中的晶体管用图 7.13 的等效电路代替，重复例 7.3，此时不必打印工作点细节。

解：电路文件清单如下：

```
Example 7.4 Bipolar Transistor Amplifier
.OPTIONS  NOPAGE  NOECHO
*   Transient analysis for 0 to 2 ms with 50μs increment
.TRAN  50US  2MS
*   AC analysis from 1 Hz to 10kHz with a decade increment and
*   10 points per decade
```

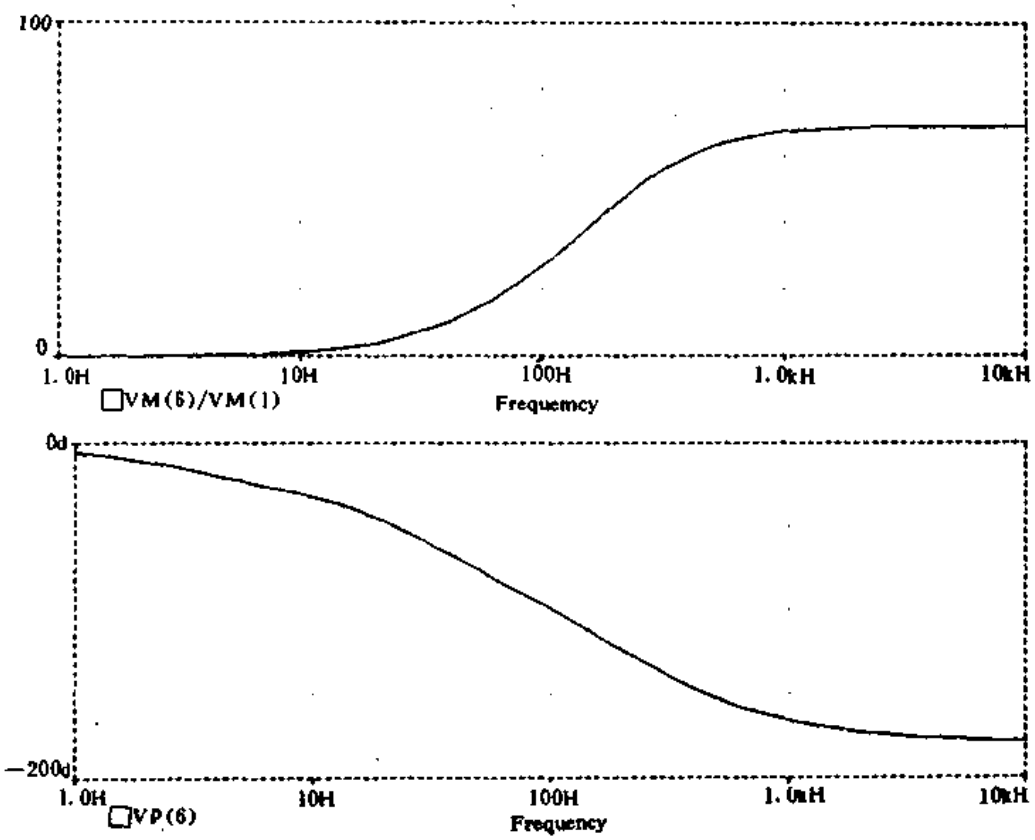


图 7.11 例 7.3 的频率响应

```
.AC  DEC  10  1HZ  10KHZ
*  Input voltage is 10 mV peak for ac analysis and for transient
*  response:  It is 10 mV peak at 1 kHz  with zero-offset value.
VIN  1  0  AC  10MV  SIN(0  0.01  1KHZ)
VCC  0  7  DC  15V
RS   1  2  500
R1   7  3  47K
R2   3  0  5K
RC   7  4  10K
RE   5  0  2K
RL   6  0  20K
C1   2  3  1UF
C2   4  6  1UF
CE   5  0  10UF
*  Calling subcircuit for transistor model TRANS
XQ1  4  3  5  TRANS
*  Subcircuit definition for TRANS
```

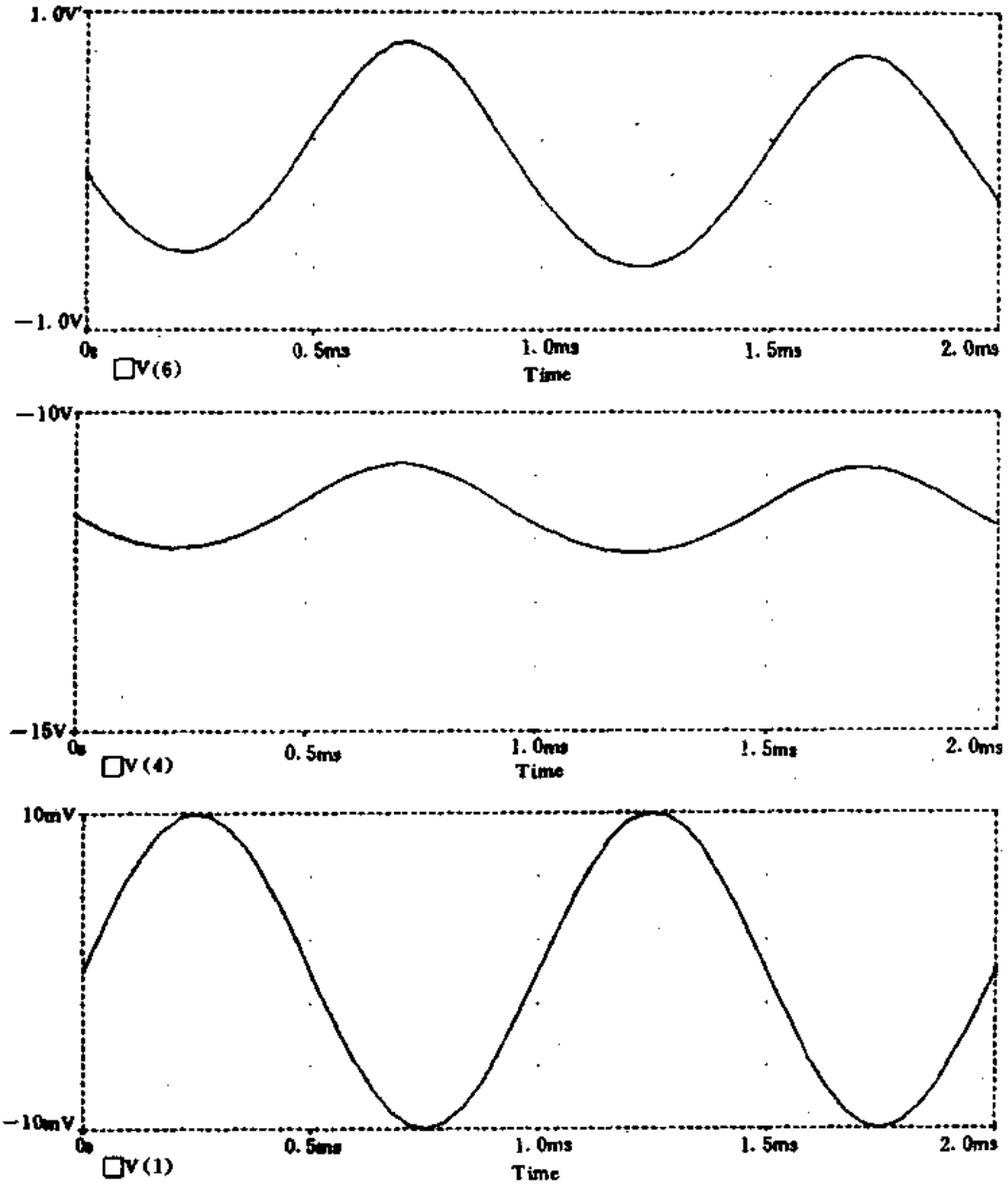


图 7.12　例 7.3 的瞬态响应

```
.SUBCKT   TRANS   6   7   5
RB        1   2   100
RE        3   5   1
RC        4   6   10
RPI       2   3   1K
CPI       2   3   2PF
RU        2   4   1MEG
CU        2   4   1PF
```

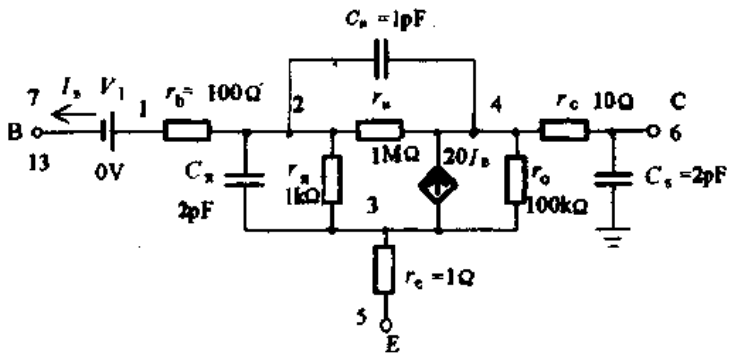


图 7.13 PNP 三极管子电路

```
RO    4  3  100K
CCS   6  0  2PF
*  A  dummy voltage source of 0 V through which the controlling current flows
VI  1  7  DC  0V
*  The collector current is controlled by the current through source VI.
F1  3  4  VI  20
*  End of subcircuit definition
.ENDS  TRANS
*  plot the results of transient analysis for voltages at nodes 4,  6 and 1.
.PLOT  TRAN  V(4)  V(6)  V(1)
*  plot the results of ac analysis for the magnitude and phase angle of voltage at node 6.
.PLOT  AC  VM(6)  VP(6)
.PROBE
.END
```

频率响应和瞬态响应结果分别如图 7.14 和 7.15 所示。

例 7.5：两级三极管放大电路如图 7.16 所示。输出取自节点 9。绘制 (a)电压增益的幅值和相位；(b)频率按每十倍频程 10 个点的方式从 10Hz 增大到 10MHz 时的输入阻抗幅值。输入电压峰值为 1mV。三极管模型参数为：IS=2E−16，BF=50，BR=1RB，RB=5，RC=1，RE=0，CJE=0.4PF，VJE=0.8，ME=0.4，CJC=0.5PF，VJC=0.8，CCS=1PF，VA=100

解：电路文件清单如下：

```
Example  7.5  Two−Stage BJT Amplifier
VCC  10  0  DC  15V
*  Input voltage is 1 mV peak for frequency response.
VIN  1  0  AC  1MV
*  A dummy voltage source of  0V to measure the input current
VX  1  12  DC  0V
RS  12 2   150
C1  2  3   10UF
R1  10 3   200K
```

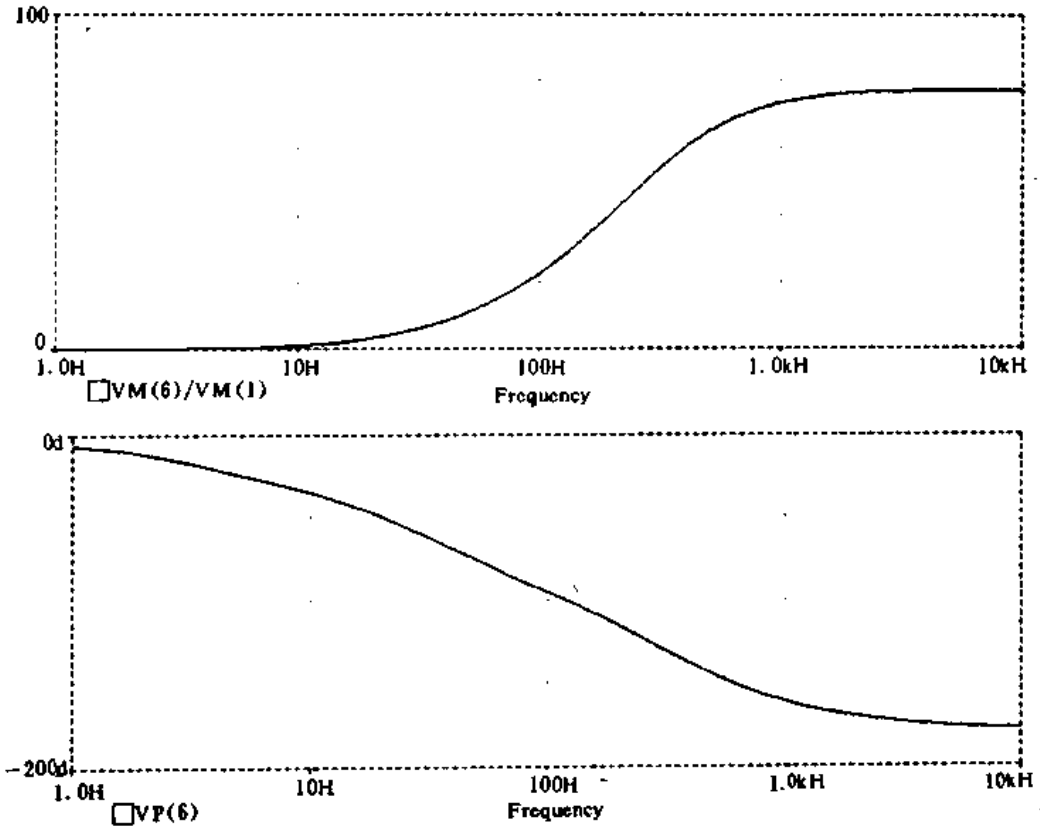


图 7.14　例 7.4 的频率响应

R2　3　0　50K

*　Transistors Q1 and Q2 have model QM.

Q1　4　3　5　0　QM

Q2　7　6　8　0　QM

RC1　10　4　12K

RE1　5　0　3.6K

CE1　5　0　15UF

C2　4　6　10UF

R3　10　6　120K

R4　6　0　30K

RC2　10　7　6.8K

RE2　8　0　3.6K

CE2　8　0　25UF

C3　7　9　10UF

RL　9　0　10K

*　Model statement for NPN transistors whose model name is QM

.MODEL　QM　NPN　(IS=2E-16　BF=50　BR=1　RB=5　RC=1　RE=0

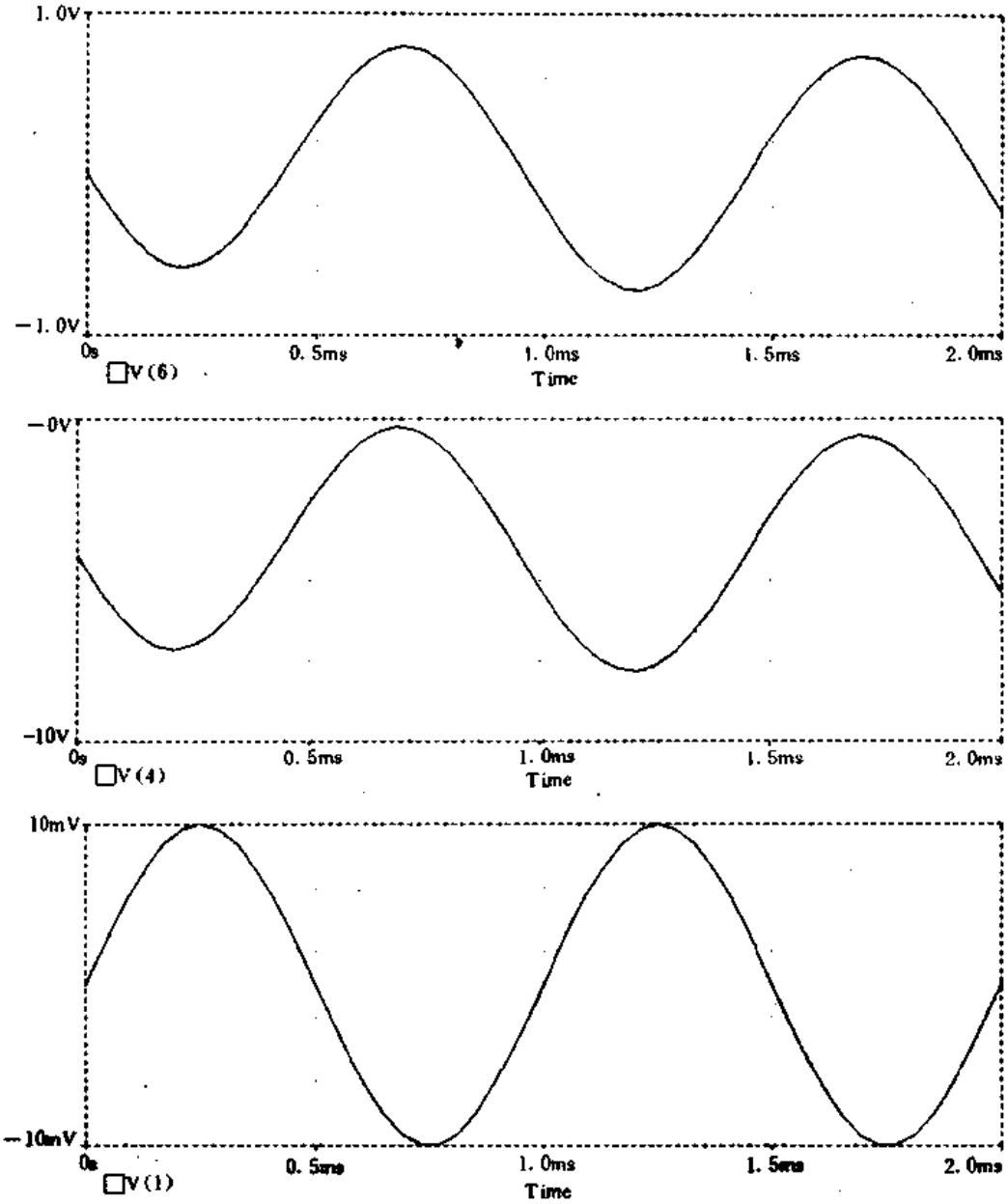


图 7.15 例 7.4 的瞬态响应

```
+  CJE=0.4PF  VJE=0.8  ME=0.4  CJC=0.5PF  VJC=0.8  CCS=1PF
+  VA=100)
*  AC  analysis from 10 Hz to 10 MHz with a decade increment and  10  points per
*  decade
.AC  DEC  10  10HZ  10MEGHZ
.PLOT  AC  VM(9)  VP(9)
.PROBE
.END
```

频率响应结果如图 7.17 所示。

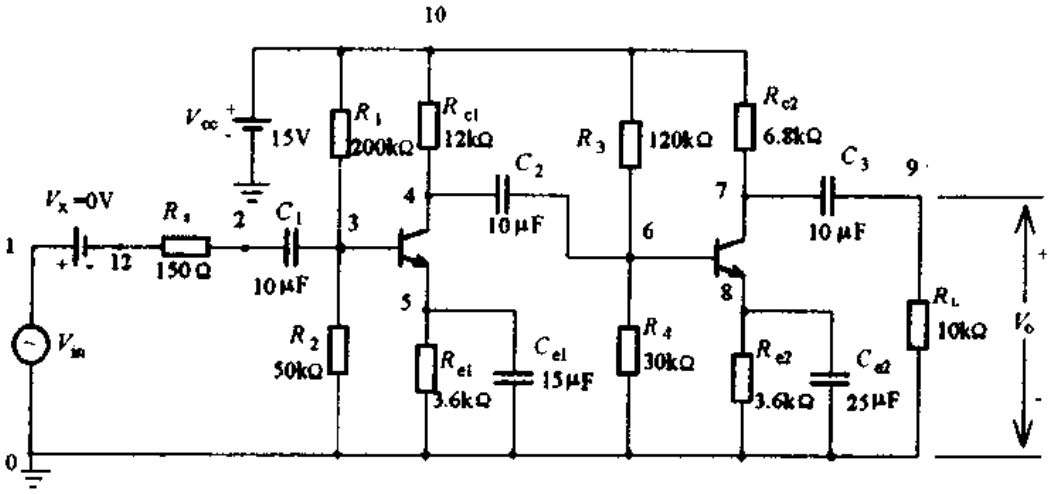


图 7.16　两级 BJT 放大电路

例 7.6：带有并—串反馈的两级放大电路如图 7.18 所示。绘制：(a)电压增益的幅值和相位；(b)按每 10 倍频程取 10 点的方式，当频率从 100Hz 变化到 100MHz 时，计算输入阻抗的幅值。输入电压峰值为 10mV。BJT 模型参数为：IS=2E−16，BF=50，BR=1，RB=5，RC=1，RE=0，CJE=0.4PE，VJE=0.8，ME=0.4，CJC=0.5PF，VJC=0.8，CCS=1PE，VA=100。

解：电路文件清单如下：

```
Example  7.6  Two—stage BJT amplifier with shunt—series feedback
VCC  10  0  DC  15V
*  Input voltage of 10mV peak for frequency response
VIN  1  0  AC  10MV
*  A dummy voltage source of 0V
VX  1  12  DC  0V
RS  12  2  150
C1  2  3  10UF
R1  10  3  200K
R2  3  0  50K
*  Substrate of BJTs with model QM is conected to node 0
Q1  4  3  5  0  QM
Q2  7  6  8  0  QM
RC1  10  4  12K
RE1  5  0  3.6K
CE1  5  0  15UF
C2  4  6  10UF
R3  10  6  120K
R4  6  0  30K
RC2  10  7  6.8K
```

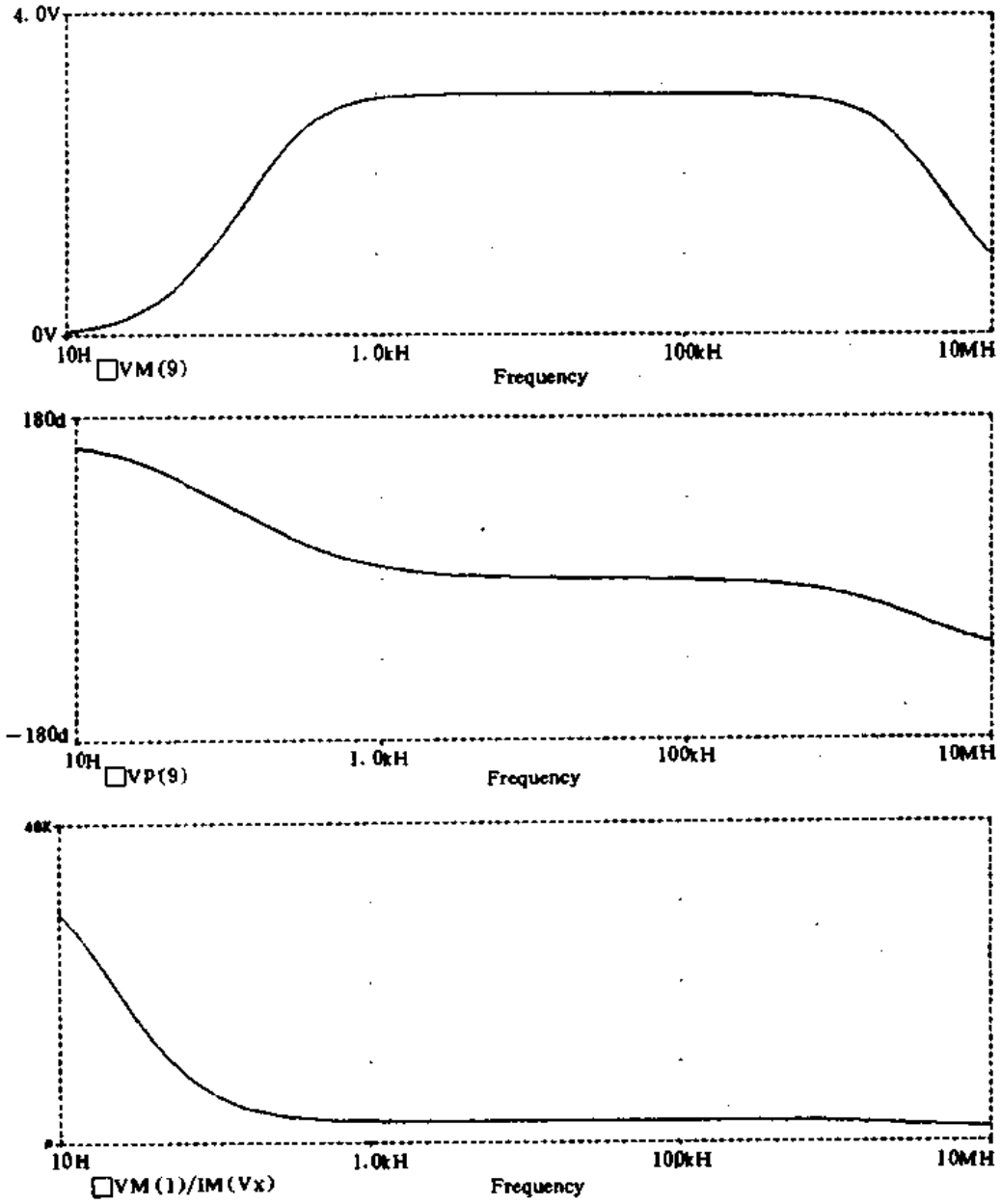


图 7.17　例 7.5 的频率响应

```
RE2     8    0    3.6K
CF      11   8    10UF
RF      2    11   25K
C3      7    9    10UF
RL      9    0    10K
*    Model statement for NPN transistors with model name QM
```

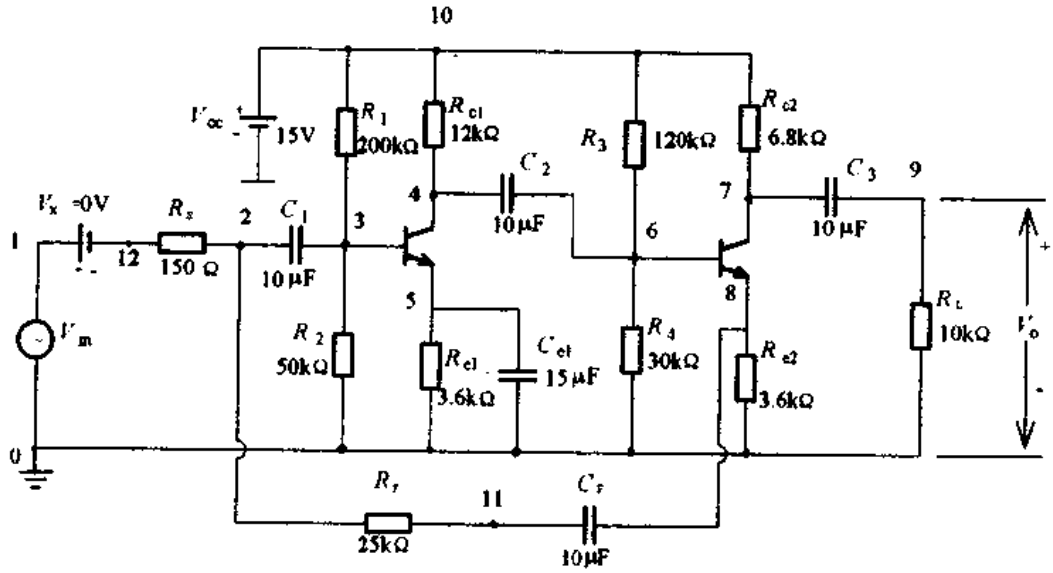


图 7.18　带反馈支路的两级放大器

```
.MODEL  QM  NPN  (IS=2E-16  BF=50  BR=1  RB=5  RC=1  RE=0
+  CJE=0.4PF  VJE=0.8  ME=0.4  CJC=0.5PF  VJC=0.8  CCS=1PF
+  VA=100)
*  AC analysis from 10 Hz to 100 MHz with a decade incrent and 10 points per decade
.AC  DEC  10  10  10MEGHZ
.PLOT  AC  VM(9)  VP(9)
.PROBE
.END
```

频率响应如图 7.19 所示。

例 7.7：非线性多谐振荡器如图 7.20 所示，输出取自节点 1 和 2。以 0.1μs 为步长绘制从 0 变化到 10μs 时间内节点 1 和 2 之间的电压瞬态响应。节点 1 和 3 的初始电压都为 0。CPU 时间限制在 120 秒以内。三极管的模型参数为：IS=2E-16，BF=50，BR=1，RB=5，RC=1，RE=0，TF=0.2NS，TR=5NS。

解：由于电路的振荡特性，其解可能不收敛，模拟将持续很长一段时间。限制 CPU 时间是为了限制电路分析不至于长时间运行。如果电路收敛，则运行时间应比 CPU 时间短。电路文件清单如下：

```
Example  7.7 Astable multivibrator
VCC   6   0   DC   5V
RC1   6   1   1K
RC2   6   2   1K
R1    6   3   30K
R2    6   4   30K
C1    1   4   150PF
C2    2   3   150PF
*  Q1 and Q2 with model QM and substrate connected to ground by default
```

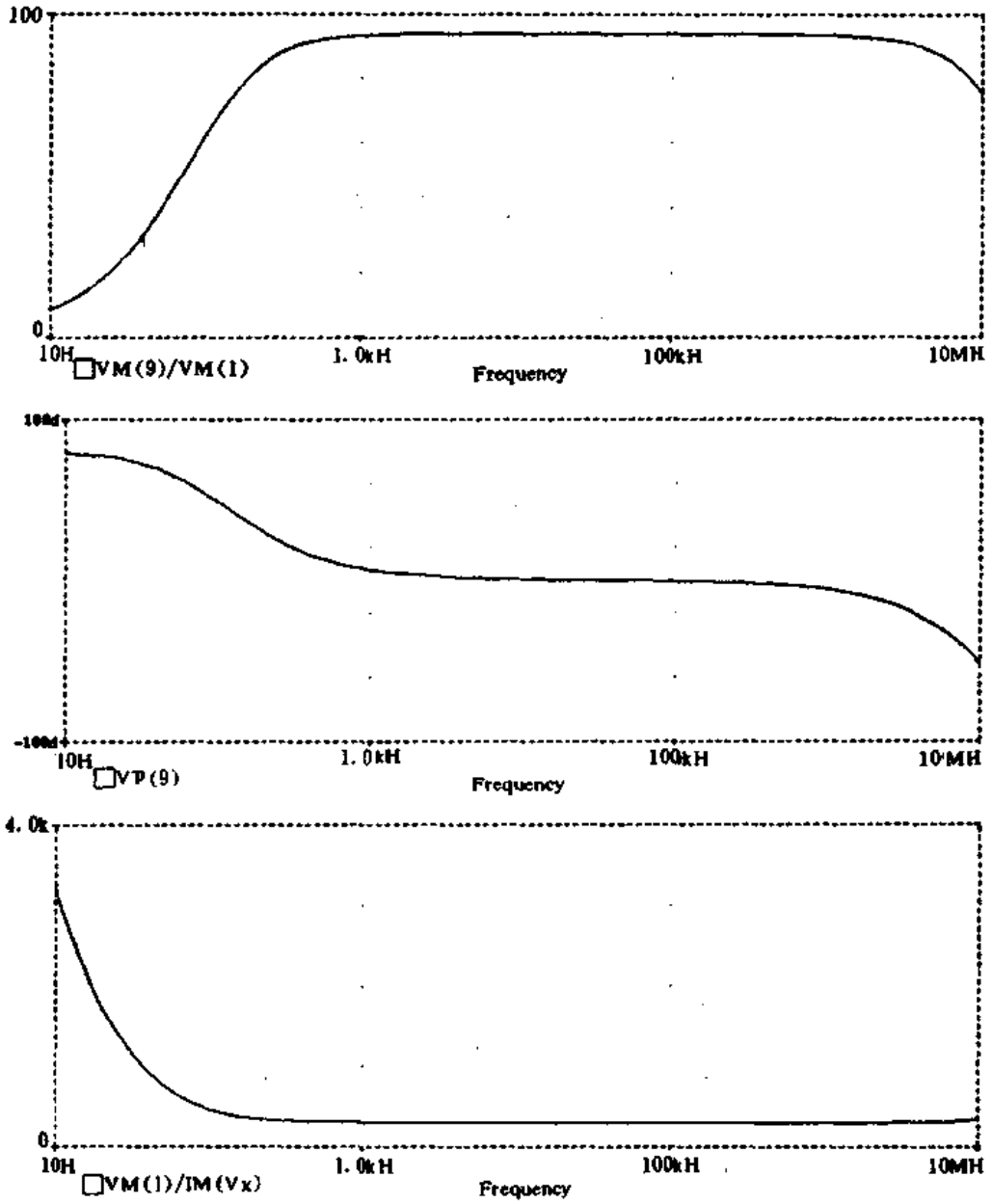


图 7.19　例 7.6 的频率响应

```
Q1    1  3  0  QM
Q2    2  4  0  QM
*  Model statement for NPN trans-
*  istors
.MODEL  QM  NPN  (IS=2E-
+  16  BF=50  BR=1  RB=5
+  RC=1  RE=0  TF=0.2NS
+  TR=5NS)
```

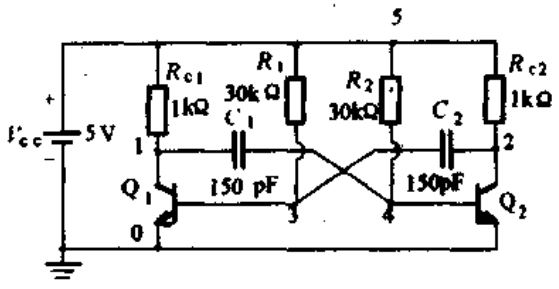


图 7.20　非稳态多谐振荡器

```
*   CPU time is limited.
.OPTIONS   NOPAGE   NOECHO   CPTIME=1.2E2
*   Node voltages are set to defin values to break the tie in condition.
.NODESET   V(1)=0   V(3)=0
*   Transient analysis From 0 to 10 μS with 0.1μs increment
.TRAN/OP   0.1US   10US
*   plot the results of transient analysis: voltages at node 2 and 1.
.PLOT   TRAN   V(1)   V(2)
.PROBE
.END
```

瞬态响应如图 7.21 所示。

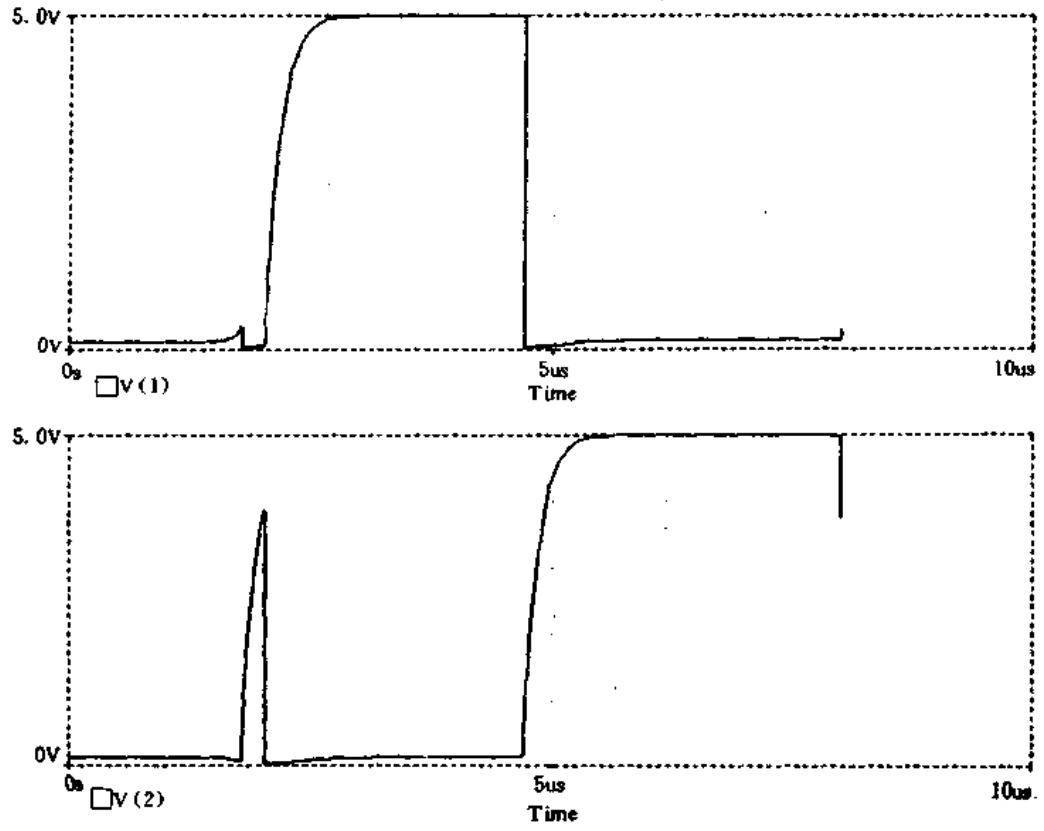


图 7.21　例 7.7 瞬态响应

例 7.8：　一个 TTL 倒相电路如图 7.22(a)所示。输出取自节点 4。当输入电压以步长 0.01V 从 0V 增大到 2V 时，绘制 V(4) 相对于 V_{in} 的直流转移特性曲线。如果输入是一个周期为 60μs 的脉冲电压，如图 7.22(b)所示，以 1ns 为步长绘制节点 4 从 0 到 80ns 时间内的瞬态响应。三极管模型参数为：BF＝50，RB＝70，RC＝40，CCS＝2PF，TF＝0.1NS，TR＝10NS，VJC＝0.85，VAF＝50。

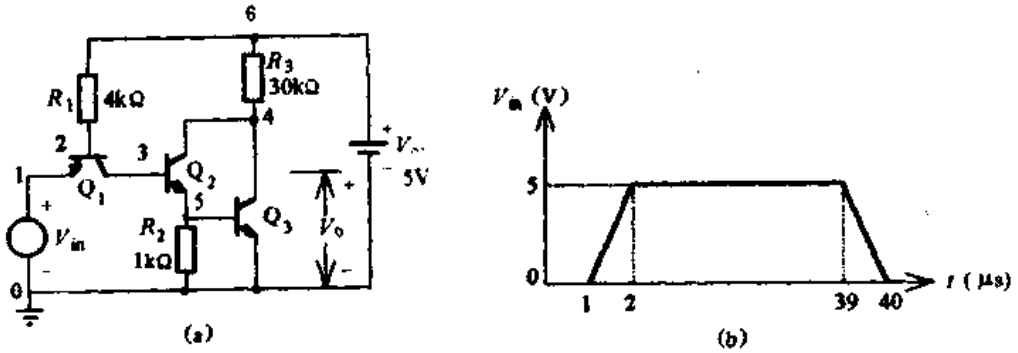


图 7.22 TTL 倒相电路

(a)电路;(b)脉冲输入

解：电路文件清单如下：

```
Example 7.8 TTL Inverter
 *   Pulsed input voltage
VIN   1   0   PULSE(0   5   1NS   1NS   1NS   38NS   60NS)
VCC   6   0   DC   5V
 *   BJTs with model QN and substrate connected to ground by default
Q1   3   2   1   QN
Q2   4   3   5   QN
Q3   4   5   0   QN
 *   Model for NPN BJTs with model QN
.MODEL   QN   NPN   (BF=50   RB=70   RC=40   CCS=2PF   TF=0.1NS   TR
+   =10NS   VJC=0.85   VAF=50)
R1   6   2   4K
R2   5   0   1K
R3   6   4   1K
 *   DC sweep for 0 to 2 with   0.01 V increment
.DC   VIN   0   2   0.01
 *   Transient analysis for 0 to 80 ns with 1ns increment
.TRAN   1NS   80NS
 *   plot   the results of DC sweep: voltage at node 4 versus Vin
.PLOT   DC   V(4)
 *   Plot the results of transient analysis: Voltage at nodes 4 and 1
.PLOT   TRAN   V(4)   V(1)
.PROBE
.END
```

直流扫描和瞬态分析结果分别如图 7.23 和 7.24 所示。

例 7.9：对如图 7.25(a)所示的 TTL 倒相电路，当输入电压 V_{in}以 0.01V 的步长从 0 变化到 2V 时绘制 节点 1 和 9 之间的直流转移特性曲线。如果输入是周期为 80μs 的脉冲波形，如图 7.25(b)所示。以 1ns 为 步长绘制在 0 到 80ns 范围内的瞬态响应。三极管的模型参数为：RF

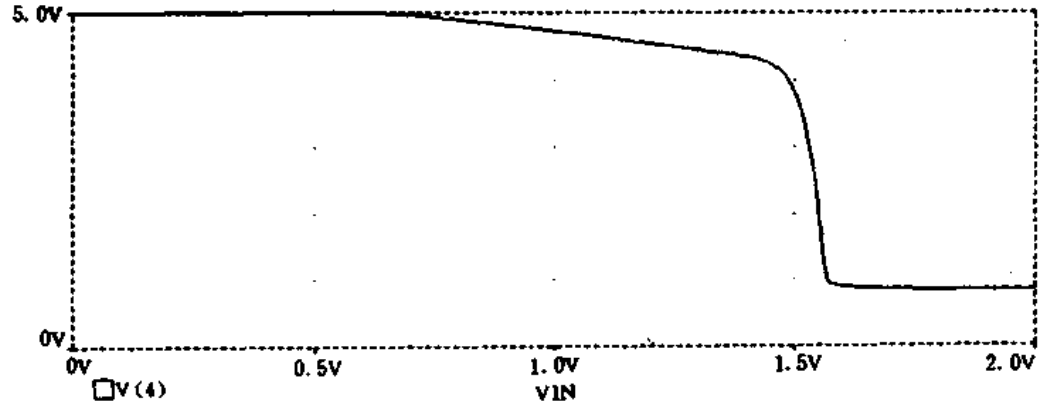


图 7.23　例 7.8 的直流转移特性

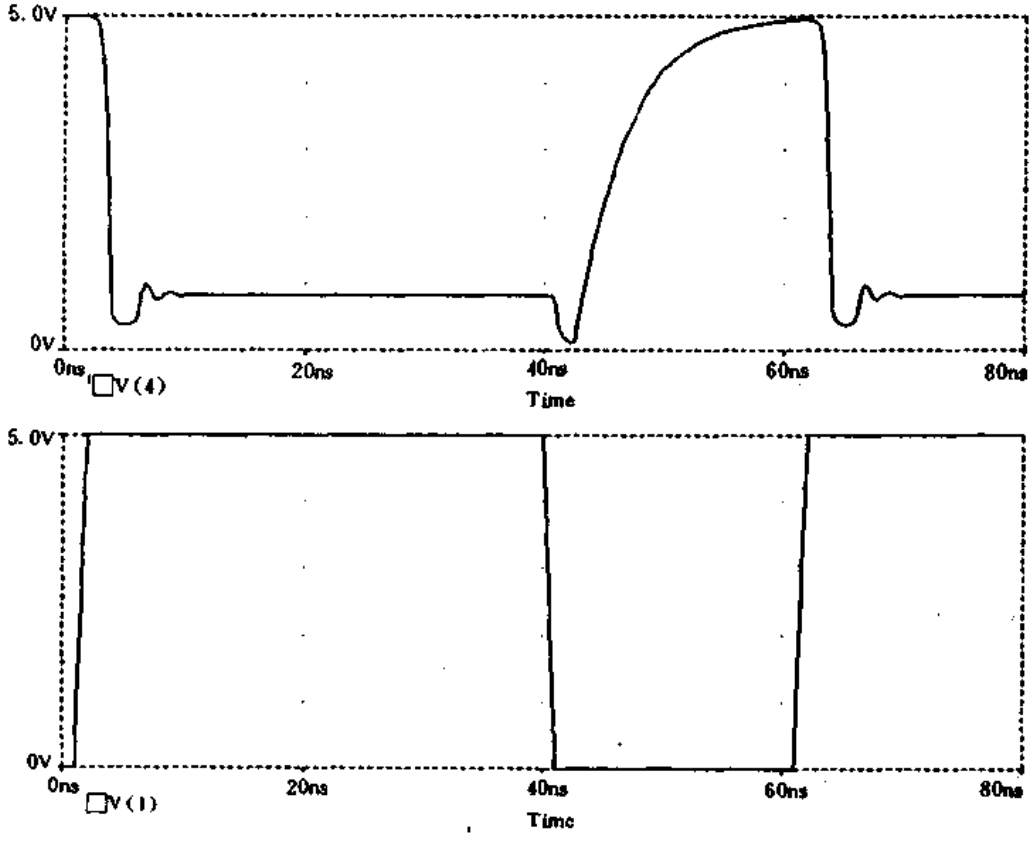


图 7.24　例 7.8 的瞬态响应

=50,RB=70,RC=40,TF=0.1NS,TR=10NS,VJC=0.85,VAF=50。二级管的模型参数为:RS=40,TT=0.1NS。

解:电路文件清单如下:

Example　7.9　TTL Inverter

```
*  Pulse input voltage
VIN   1    0    PULSE (0  3.5V  1NS  1NS  1NS  38NS  80NS)
VCC   13   0    5V
RS    1    2    50
RB1   13   3    4K
RC2   13   5    1.4K
RE2   6    0    1K
RC3   13   7    100
RB5   13   10   4K
*  BJTs with model QNP and
*  substrate connected to grou-
*  -nd by default.
Q1    4    3    2   QNP
Q2    5    4    6   QNP
Q3    7    5    8   QNP
Q4    9    6    0   QNP
Q5    11   10   9   QNP
*  Diodes with model DIODE
D1    8    9    DIODE
D2    11   12   DIODE
D3    12   0    DIODE
*  Model of NPN (transistors with model QNP)
.MODEL  QNP  NPN (BF=50  RB=70  RC=40  TF=0.1NS  TR=10NS
+  VJC=0.85  VAF=50)
*  Diodes with model DIODE
.MODEL  DIODE  D  (RS=40  TT=0.1NS)
*  DC  sweep from 0 to 2 V with 0.01 V increment
.DC  VIN  0  2  0.01
*  Transient analysis from 0 to 80 ns with 1ns increment
.TRAN  1NS  80NS
*  Plot the results of dc sweep: voltage at node 9 against VIN
.PLOT  DC  V(9)
*  Plot the results of transient analysis: voltage at node 9
.PLOT  DC  V(9)
.PROBE
.END
```

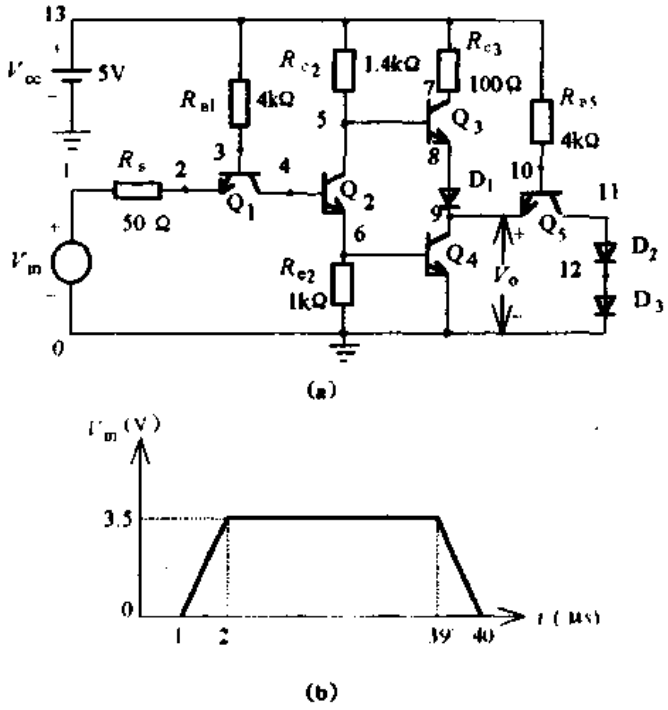


图 7.25 TTL 倒相电路

(a)电路;(b)脉冲输入

直流和瞬态分析结果分别如图 7.26 和 7.27 所示

例 7.10:或/非门电路如图 7.28(a)所示。在节点 1 和 4 的输入是周期为 60μs 的脉冲，如图 7.28(b)所示。以 1ns 为步长，从 0 到 80ns 绘出节点 12、节点 13 和节点 1 电压的瞬态响应。

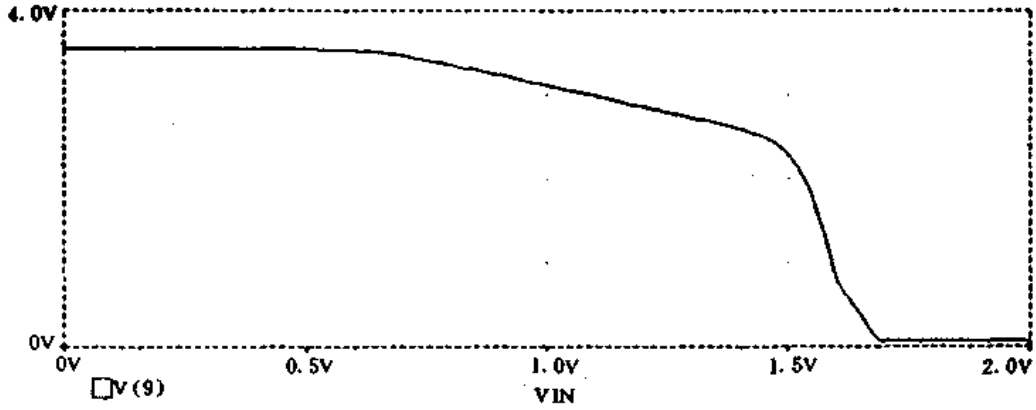


图 7.26　例 7.9 的直流转移特性

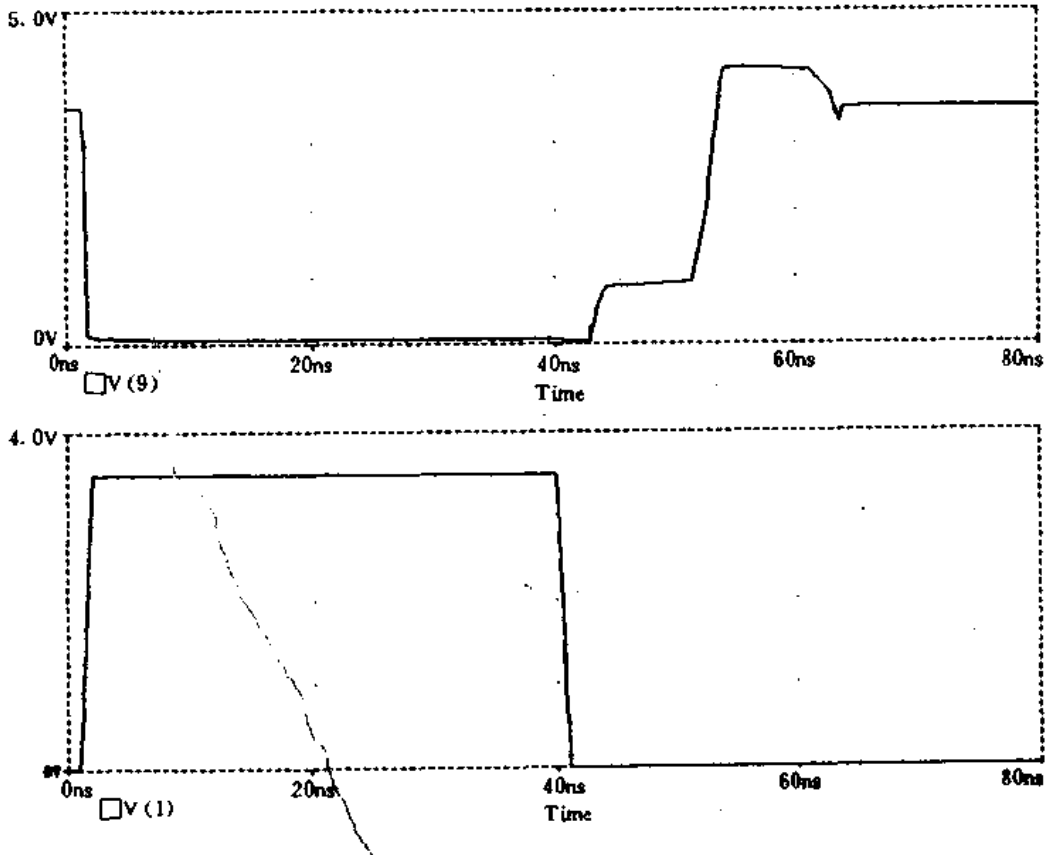
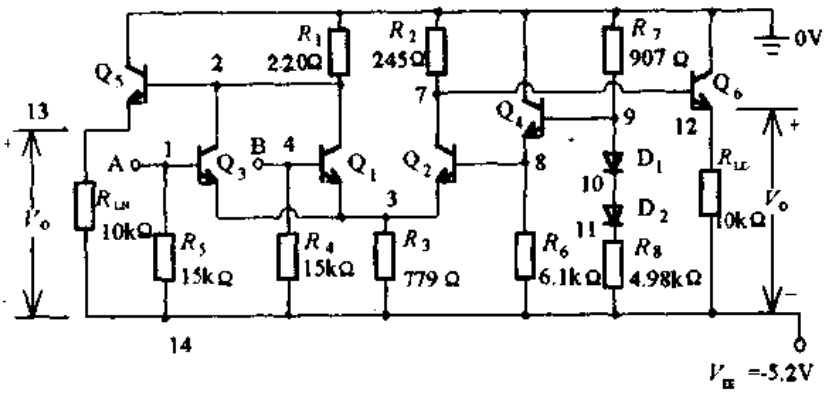


图 7.27　例 7.9 的瞬态响应

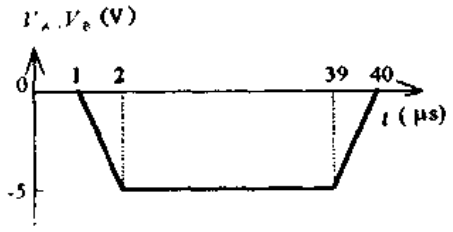
三极管模型参数为：BF＝30，RB＝70，RC＝40，TF＝0.1NS，TR＝10NS，VJC＝0.85，VAF＝50。二极管模型参数为：RS＝40，TT＝0.1NS。

解：电路文件清单如下：

Example　7.10　OR/NOR Logic Gate



(a)



(b)

图 7.28 或/非门电路

(a)电路;(b)脉冲输入

```
*  Pulsed input voltages
VA  1  0  PULSE  (0  -5  1NS  1NS  1NS  38NS  60NS)
VB  4  0  PULSE  (0  -5  1NS  1NS  1NS  38NS  60NS)
VEE  0  14  DC  5.2V
*  BJTs with model QN and substrate connected to ground by default
Q1  2  4  3  QN
Q2  7  8  3  QN
Q3  2  1  3  QN
Q4  0  9  8  QN
Q5  0  2  13  QN
Q6  0  7  12  QN
.MODEL  QN  NPN (BF=30  RB=70  RC=40  TF=0.1NS  TR=10NS  VJC=
+  0.85  VAF=50)
*  Diodes with model DIODE
D1  9  10  DIODE
D2  10  11  DIODE
.MODEL  DIODE  D  (RS=40  TT=0.1NS)
R1  0  2  220
R2  0  7  245
R3  3  14  779
```

```
R4    4   14   15K
R5    1   14   15K
R6    8   14   6.1K
R7    0    9   907
R8   11   14   4.98K
RLD  12   14   10K
RLN  13   14   10K
* Transient analysis from 0 to 80 ns with 1ns increment
.TRAN  1NS  80NS
*  plot the results of transient analysis:voltages at nodes 12 and 13.
.PLOT  TRAN  V(12)  V(13)  V(1)
.PROBE
.END
```

瞬态分析结果如图 7.29 所示。

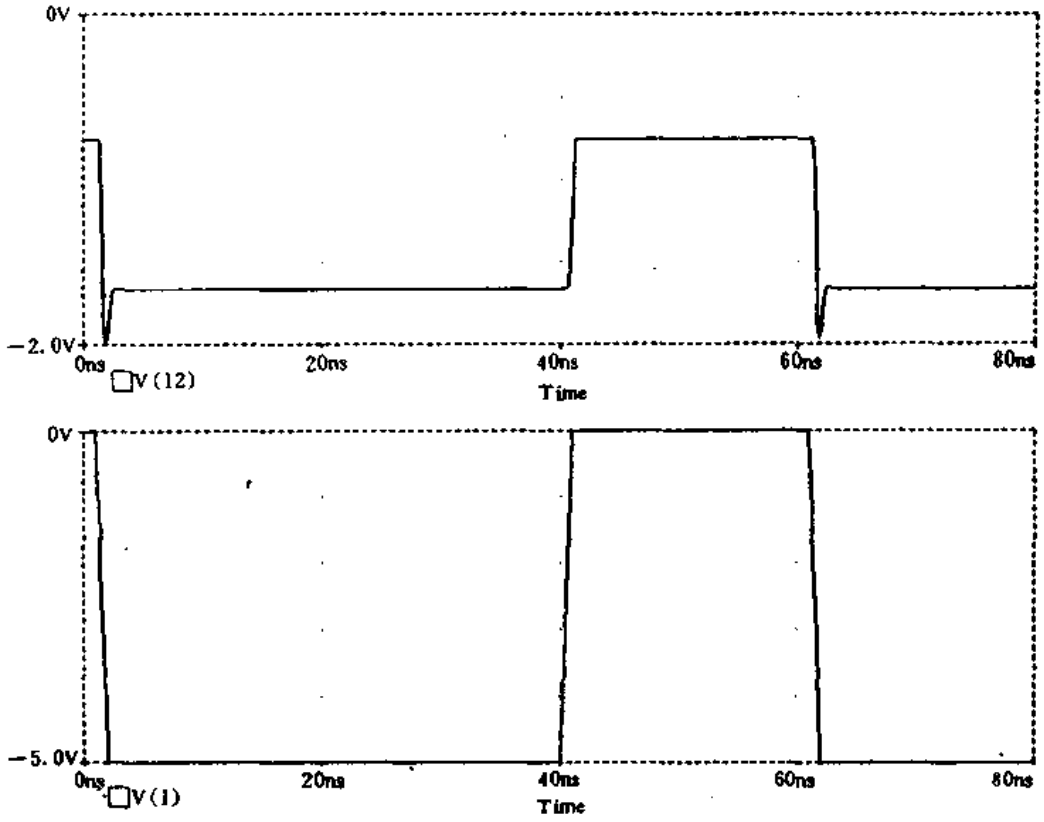


图 7.29　例 7.10 的瞬态响应

小　结

三极管语句如下：

Q〈name〉 NC NB NE NS QNAME [〈area〉 value]

.MODEL QNAME NPN (P1=V1 P2=V2 P3=V3 ..... PN=VN)

.MODEL QNAME PNP (P1=V1 P2=V2 P3=V3 ..... PN=VN)

习　题

7.1 对于例 7.1，计算输出电压的傅立叶系数。

7.2 对于例 7.5，计算等效输入与输出噪声。

7.3 对于例 7.6，绘制输出阻抗和电流增益曲线。

7.4 对于图 7.25，当频率从 1Hz 变化到 10kHz 时计算输入与输出噪声。

7.5 对于图 7.25，在 10～10MHz 范围内以每 10 倍频程取 10 点的方式计算并绘制输出电压的频率响应。假定峰值电压为 5V。BJT 模型参数为：BF=50,RB=70,RC=40,TF=0.1NS,TR=10NS,VJC=0.85,VAF=50。二极管模型参数为：RS=40,TT=0.1NS。

7.6 对如图 P7.6 所示电路，计算并绘制(a)电压增益的幅值和相角；(b)输入阻抗的幅值；(c)输出阻抗的幅值。频率以每 10 倍频程取 10 点的方式，从 1Hz 变化到 10MHz。峰值输入电压为 10mV。BJT 的模型参数为：IS=2E−16,BF=50,BR=1,RB=5,RC=1,RE=0,CJE=0.4PF,VJE=0.8,ME=0.4,CJC=0.5PF,VJC=0.8,CCS=1PF,VA=100。

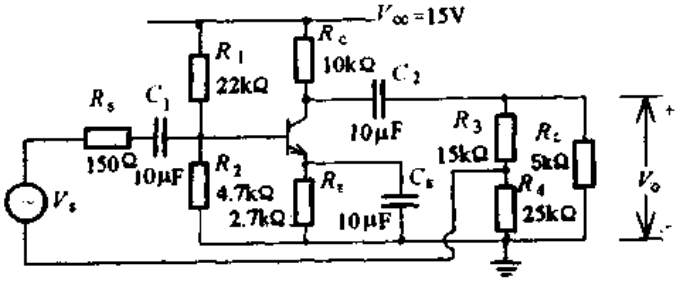


图 P7.6

7.7 对图 P 7.7 所示电路，重复习题 7.6。

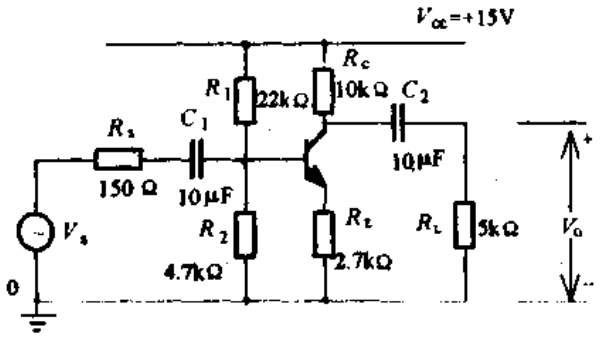


图 P 7.7

7.8 对于图 P 7.8 所示电路，重复习题 7.6。

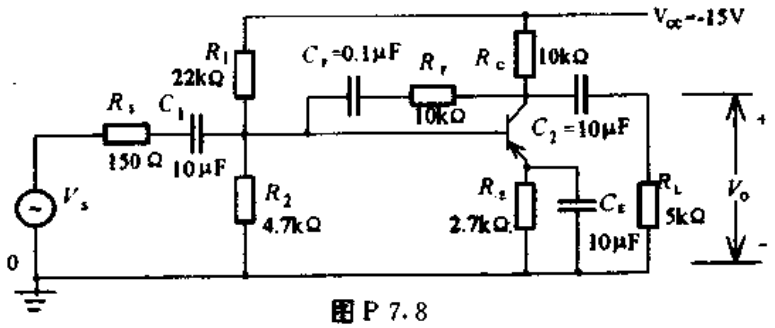


图 P 7.8

7.9 对于图 P 7.9 所示电路，重复习题 7.6。

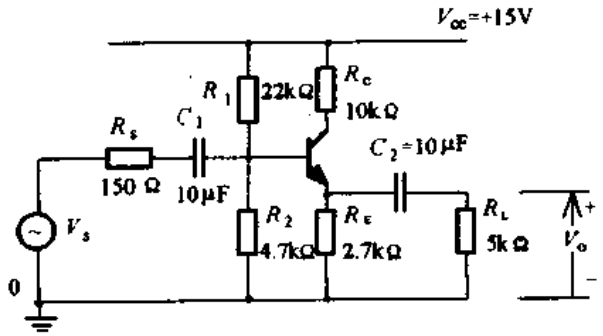


图 P 7.9

7.10 对图 7.10 所示电路，重复习题 7.6，计算输入与输出噪声。

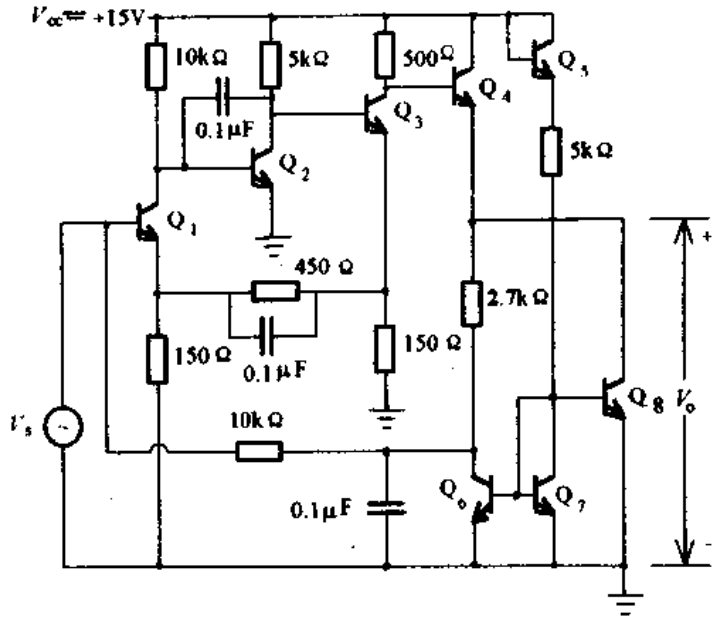


图 P 7.10

7.11 对图 P 7.11 所示电路，计算并打印直流转移函数(电压增益、输入电阻和输出电阻)BJT 模型参数为：BF=100，BR=1，RB=5，RC=1，RE=0，VJE=0.8，VA=100。

7.12 电路如图 P 7.12 所示，计算并打印电压增益、输入电阻和输出电阻。输入直流电

压为 5V。BJT 的模型参数为：BF＝100，BR＝1，RB＝5，RC＝1，RE＝0，VJE＝0.8，VA＝100。

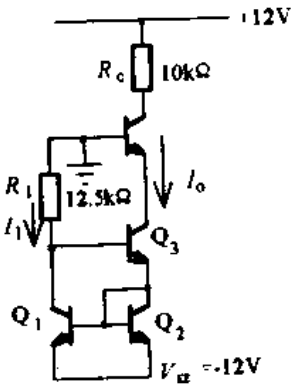


图 P7.11

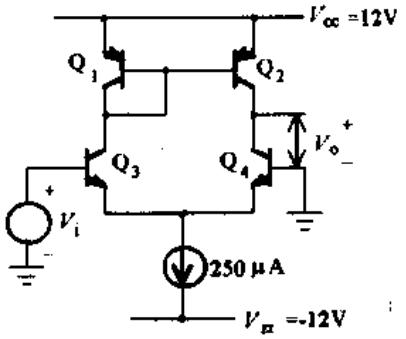


图 P 7.12

第八章　场效应晶体管

8.1　引言

场效应晶体管(FET)可以用一个器件语句确定。PSPICE 为场效应管建立了相当复杂的模型。这些模型描述了器件的许多特性，如直流特性、小信号特性、温度依赖关系以及噪声特性。当不需要如此复杂的模型时，用户可以忽略其中的许多模型参数，PSPICE 则用这些参数的缺省值。场效应管有三种类型，它们是结型场效应管、MOS 场效应管、砷化镓场效应管。

8.2　结型场效应管

PSPICE 结型场效应管模型基于 Schichman and Hodges 的 FET 模型。n—沟道场效应管模型如 图 8.1 所示。PSPICE 产生的小信号模型和静态(直流)模型分别如图 8.2 和 8.3 所示。结型场效应管器件的模型参数和 PSPICE 设定的缺省值在表 8.1 中给出。

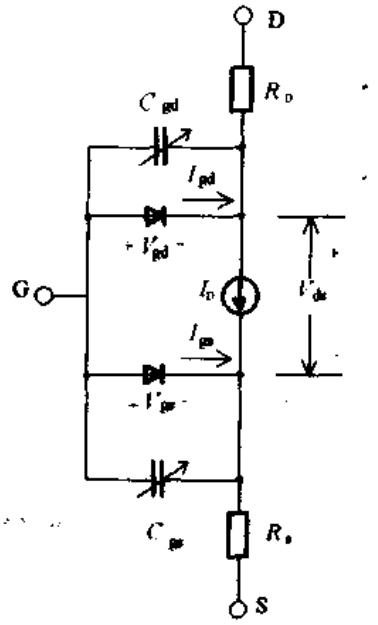


图 8.1　PSPICE n—沟道 JFET 模型

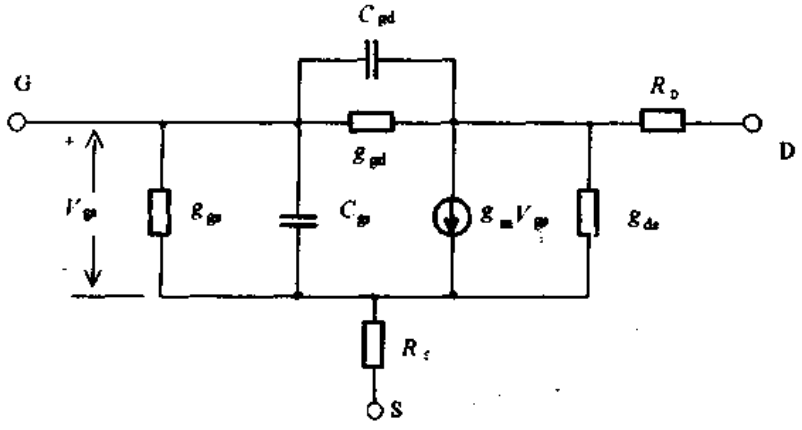


图 8.2　n—沟道小信号 JFET 模型

n—沟道 JFET 模型语句的一般格式为：

.MODEL　JNAME　NJF　(P1=V1　P2=V2　P3=V3　.....　PN=VN)

p—沟道 JFET 模型语句的一般形式为：

.MODEL　JNAME　PJF　(P1=V1　P2=V2　P3=V3　.....　PN=VN)

其中，JNAME 是模型名。它可以以任意字符开始，长度被限定在 8 个字符以内。NJF 和

PJF 分别是 n—沟道和 p—沟道 JFET 的类型代号。P1、P2、……和 V1、V2……分别是模型参数及其值。

正如二极管和三极管那样，面积因子用于确定等价并联 JFET 的数目。在表 8.1 中，受面积因子影响的模型参数用一个星号(*)标注。[(area) value] 影响 BETA、RD、RS、CGD、CGS 和 IS，它的缺省值为 1。

表 8.1 JFET 的模型参数

名称	面积因子	模型参数	单位	缺省值	典型值
VTO		门限电压	V	−2	−2
BETA	*	跨导系数	A/V^2	1E−4	1E−3
LAMBDA		沟道长度调制系数	V^{-1}	0	1E−4
RD	*	漏极欧姆电阻	Ω	0	100
RS	*	源极欧姆电阻	Ω	0	100
IS	*	栅极 PN 结饱和电流	A	1E−14	1E−14
PB		栅极结电势	V	1	0.6
CGD	*	零偏压 G−D 结电容	F	0	5pF
CGS	*	零偏压 G−S 结电容	F	0	1pF
FC		正偏耗尽电容系数		0.5	
VTOTC		VTO 温度系数	V/℃	0	
BETATCE		BETA 指数温度系数	percent/℃	0	
KF		闪烁噪声系数		0	
AF		闪烁噪声指数		1	

一个场效应管可看成一个内部场效应管在其漏极有一串联欧姆电阻，在其源极也有一串联欧姆电阻，流入端点的电流规定为正电流。

用非线性电流源 I_D 表示的直流特性可用以下参数说明：

(a)参数 VTO 和 BETA 决定了漏极电流随栅极电压的变化情况；

(b)参数 LAMBDA 决定了输出电导；

(c)参数 IS 决定了两个栅结的反向饱和电流 。

VTO 对 n —沟道 JFET 是负的，对 p — 沟道 JFET 是正的。

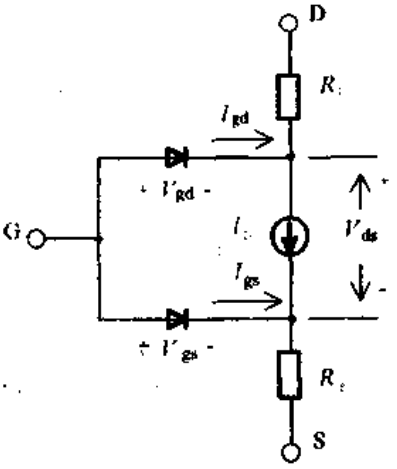


图 8.3 n—沟道静态模型

JFET 的代号为 J。JFET 必须以 J 开头且采用如下的一般格式：

J(name) ND NG NS FNAME [(area) value]

其中 ND、NG 和 NS 分别为漏极、栅极和源极节点。

JFET 语句举例：

```
JIM  5  6  8  JNAME
.MODEL  JNAME  NJF
J15  3  9  12  SWITCH  1.5
.MODEL  SWITCH  NJF  (IS=100E−14  RD=10  RS=10  BETA=1E−3
```

+ VTO=−5)

JQ 1 5 9 JMOD

.MODEL JMOD PJF (IS=100E−14 RD=10 RS=10 BETA=1E−3 CGD=

+ 5PF CGS=1PF VTO=5)

例 8.1：n − 沟道 JFET 如图 8.4 所示。绘制当 V_{DD} 以 0.2V 为步长从 0V 变化到 12V，以及 V_{GS} 以 1V 为步长从 0V 变化到 −4V 时的输出特性曲线。模型参数为：IS=100E−14，RD=10，RS=10，BETA = 1E−3，VTO = −5。

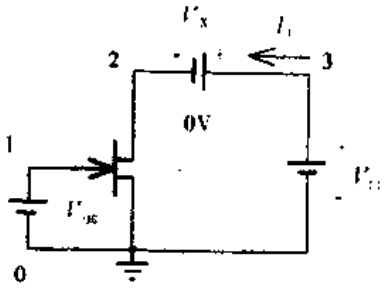


图 8.4 含 N 沟道 JFET 电路

解：电路文件清单如下：

Example 8.1 Output Characteristics of n−Channel JFET

* Gate to source voltage of 0 V

VGS 1 0 DC 0V

* A dummy voltage source of 0 v

VX 3 2 DC 0V

* DC Supply voltage of 12 V

VDD 3 0 DC 12V

* J1 with model JMOD

J1 2 1 0 JMOD

.MODEL JMOD NJF (IS=100E−14 RD=10 BETA=1E−3 VTO=−5)

* VDD is swept from 0 to 12 V and VGS from 0 to −4V

.DC VDD 0 12 0.2 VGS 0 −4 1

.PLOT DC I(VX)

.PROBE

.END

所分析的 I_D 随 V_{DD} 的变化情况如图 8.5 所示。

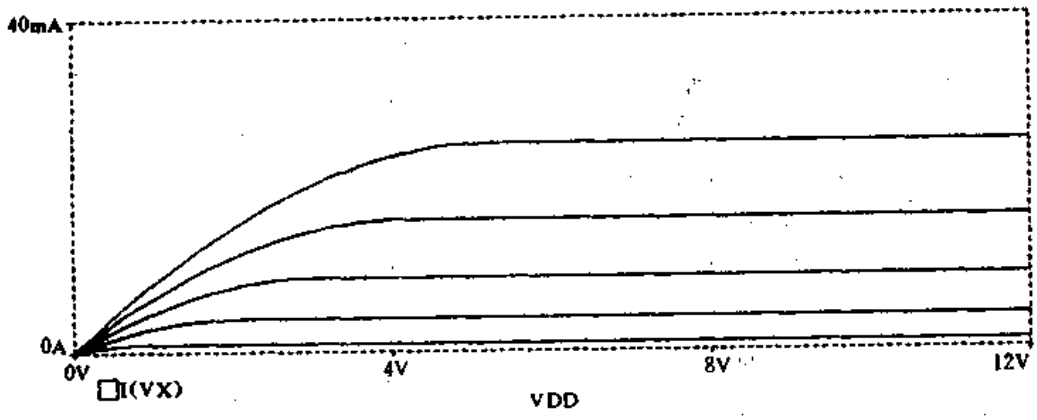


图 8.5 例 8.1 中 JFET 的输出特性

例 8.2： 对于例 8.1 的 JFET 电路，当 VGS 以步长 0.1V 从 0 变化到－5V 和 VDD＝10V 时，绘制输入特性曲线。

解：电路文件清单如下：

```
Example 8.2 input characteristics of an n－Channel JFET
VGS  1  0  DC  0V
VX   3  2  DC  0V
*   DC supply voltage of 10 V
VDD  3  0  DC  10V
*   J1 With model  JMOD
J1   2  1  0  JMOD
.MODEL  JMOD  NJF  (IS＝100E－14  RD＝10  RS＝10  BETA＝1E－3  VTO
+   ＝－5)
*   VGS  is swept from 0 to －5V
.DC  VGS  0  －5  0.1
.PLOT  DC  I(VX)
.PROBE
.END
```

所分析的 I_D 随 V_{GS}的变化情况如图 8.6 所示。

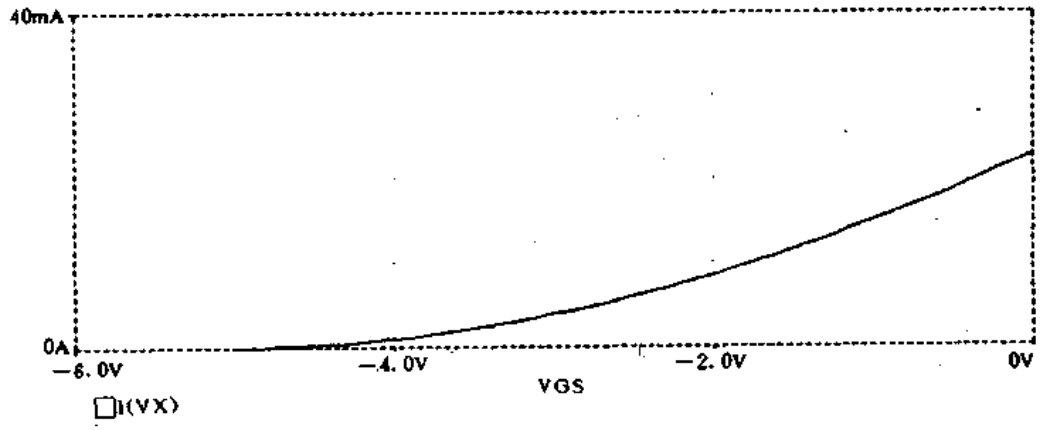


图 8.6 例 8.2 的输入特性

例 8.3：JFET 放大器如图 8.7 所示，输出取自节点 6。如果输入电压 $V_{in}=0.5\sin(2000\pi t)$，使用交流分析计算并打印输出电压、输入电流以及负载电流的幅值和相位。以 10μs 为步长，绘制从 0 到 1ms 范围内节点 1、4 和 6 电压的瞬态响应，JFET 的模型参数为：RD＝10，RS＝10，BETA＝1E－3，CGD＝5pF，VTO＝－5。打印出直流分析和瞬态分析工作点的细节。

解：电路文件清单如下：

```
Example 8.3 n －Channel JFET Amplifier
.OPTIONS  NOPAGE  NOECHO
*   Input voltage has 0.5 V peak at 1 kHz with zero offset value for
*   transient response and 0.5 V peak for frequency response.
```

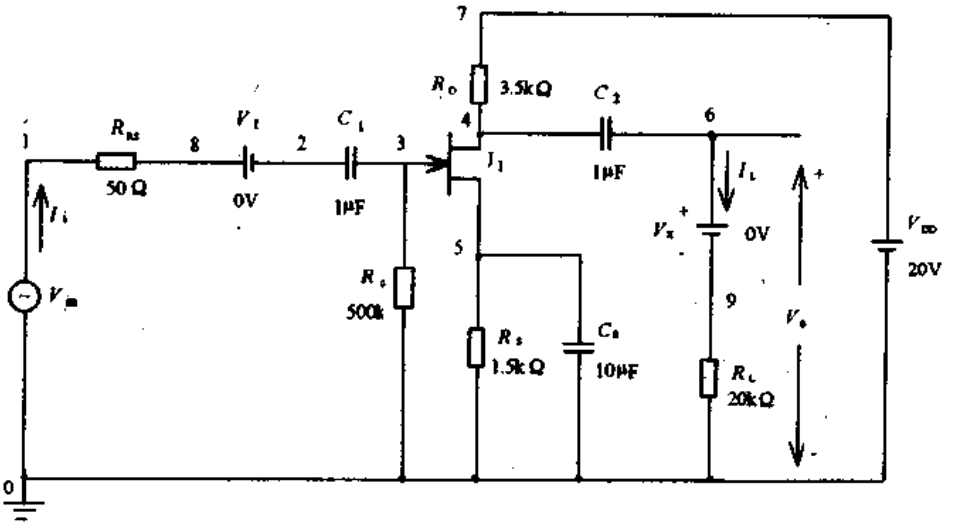


图 8.7 n－沟道 JFET 放大电路

```
VIN  1  0  AC  0.5V  SIN(0  0.5  1KHZ)
VDD  7  0  DC  20V
* Dummy voltage source of 0 V
VI  8  2  DC  0V
VX  6  9  DC  0V
RRS  1  8  50
RG  3  0  0.5MEG
RD  7  4  3.5K
RS  5  0  1.5K
RL  9  0  20K
C1  2  3  1UF
C2  4  6  1UF
CS  5  0  10UF
*  n －channel JFET with model JMOD
J1  4  3  5  JMOD
.MODEL  JMOD  NJF  (IS=100E－14  RD=10  RS=10  BETA=1E－3  CGD
+  =5PF  CGS=1PF  VTO=－5)
*  AC analysis at 1 kHz with a linear increment and only 2 points
.AC  LIN  2  500HZ  1KHZ
*  Transient analysis with details of transient analysis operating point
.TRAN/OP  10US  1MS
*  Print the details of AC analysis for the magnitudes of voltage
.OP
* Print the results of AC analysis for the magnitudes of voltage
*  at node 6 and 1 and for the magnitude of current through resistance RRS
*  and the current through VX
```

```
.PRINT  AC  VM(6)  VP(6)  IM(RRS)  IP(RRS)
.PRINT  AC  IM(VI)  IP(VI)  IM(VX)  IP(VX)
*  Plot transient response.
.PLOT  TRAN  V(6)  V(1)
.PROBE
.END
```

确定直流分析偏置点的等效电路如图 8.8 所示。直流偏置点的细节如下：

```
* * * *  SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION     TEMPERATURE=27.000 DEG C
NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE
(  1)    0.0000   (  2)    0.0000   (  3)   8.694E-06 (  4)  11.9300
(  5)    3.4585   (  6)    0.0000   (  7)  20.0000    (  8)   0.0000
(  9)    0.0000
VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME     CURRENT
VIN       0.000E+00
VDD      -2.306E-03
VI        0.000E+00
VX        0.000E+00
TOTAL POWER DISSIPATION 4.61E-02 WATTS
```

一旦直流偏置点确定了，图 8.7 中 JFET 的小信号模型参数就可以计算出来，工作点细节情况如下：

```
* * * *  OPERATING POINT INFORMATION   TEMPERATURE=27.000 DEG C
* * * * JFETS
NAME       J1
MODEL      JMOD
ID          2.31E-03
VGS        -3.46E+00
VDS         8.47E+00
GM          3.04E-03
GDS         0.00E+00
CGS         4.72E-13
CGD         1.39E-12
```

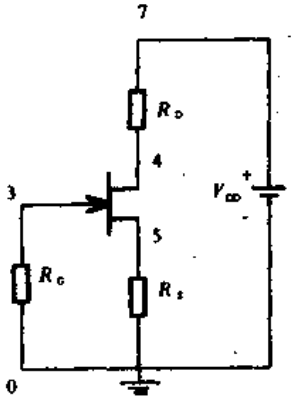


图 8.8　计算直流偏置点等效电路

频率为 1kHz 时的输出如下：

```
* * * *  AC ANALYSIS     TEMPERATURE=27.000 DEG C
  FREQ        VM(6)        VP(6)        IM(RRS)      IP(RRS)
5.000E+02  4.361E+00  -1.738E+02  9.983E-07  1.296E+00
1.000E+03  4.382E+00  -1.769E+02  9.990E-07  2.555E+00
* * * *  AC ANALYSIS     TEMPERATURE=27.000 DEG C
```

FREQ	IM(VI)	IP(VI)	IM(VX)	IP(VX)
5.000E+02	9.983E−07	1.296E+00	2.181E−04	−1.738E+02
1.000E+03	9.990E−07	2.555E+00	2.191E−04	−1.769E+02

确定瞬态分析偏置点的等效电路如图 8.9 所示。瞬态分析的偏置点和工作点与直流分析时完全相同，这是因为电容没有初始电压。瞬态响应如图 8.10 所示。

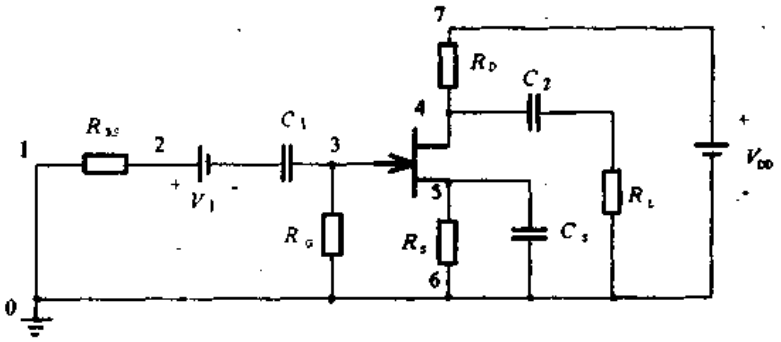


图 8.9 计算瞬态分析偏置点的等效电路

例 8.4：用图 8.11 中的模型代替图 8.7 电路中的 JFET 以后，绘制输出电压的频率响应。其中频率以十倍频程为增量，每个十倍频程取十点的方式从 10Hz 增加到 100MHz。

解：电路文件清单如下：

```
Example 8.4 n −Channel JFET Amplifier
.OPTIONS  NOPAGE  NOECHO
*  Input voltage has 0.5 V peak for frequency response.
VIN  1  0  AC  0.5V
VDD  7  0  DC  20V
*  Dummy Voltage source of  0 V
VI   8  2  DC  0V
VX   6  9  DC  0V
RRS  1  8  50
RG   3  0  0.5MEG
RD   7  4  3.5K
RS   5  0  1.5K
RL   9  0  20K
C1   2  3  1UF
C2   4  6  1UF
CS   5  0  10UF
*  Caling subcircuit for JFET
XQ1  4  3  5  JFET
.SUBCKT  JFET  6  2  5
RD   4  6  100
RS   3  5  100
RGS  2  3  1MEG
```

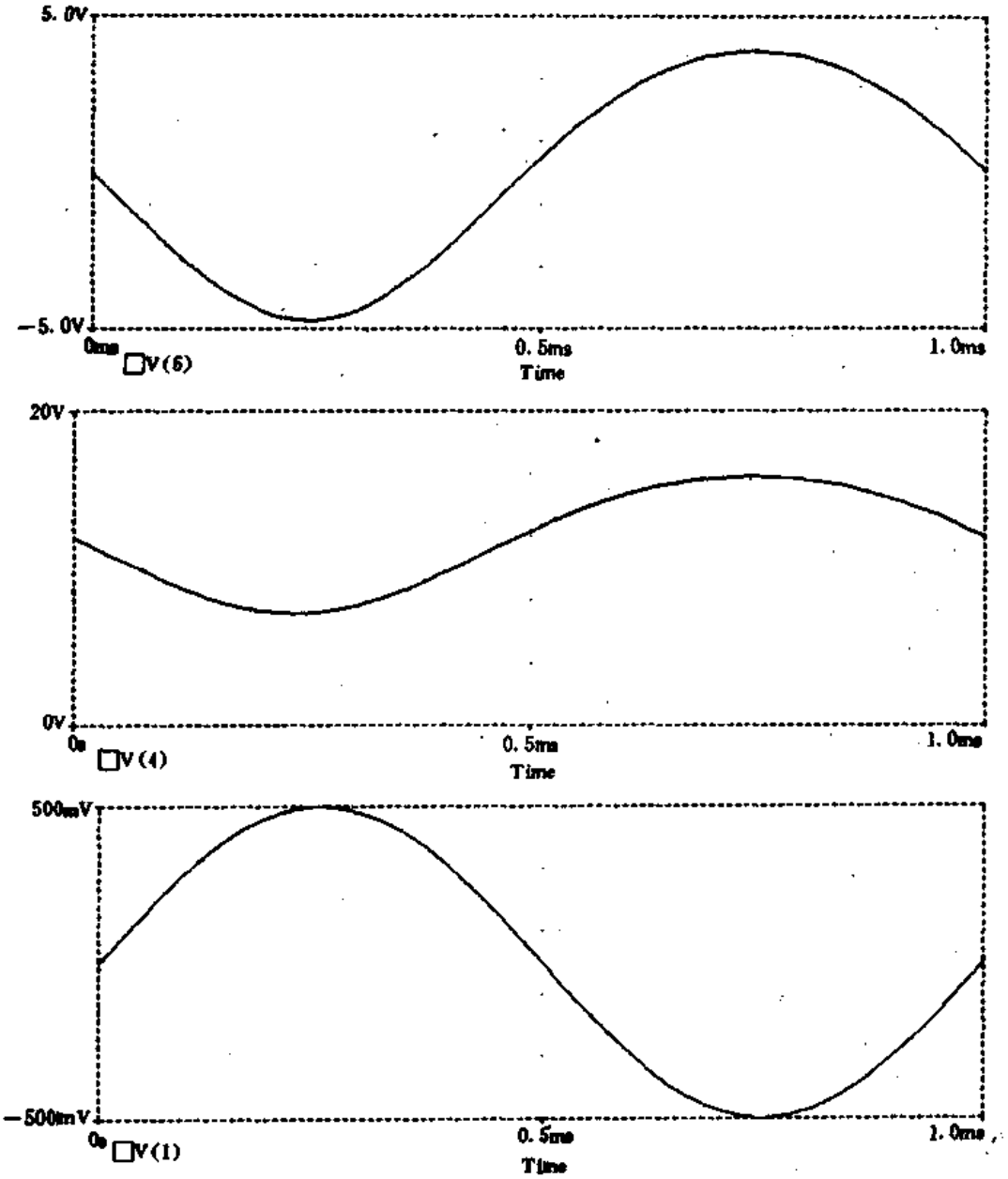


图 8.10 例 8.3 的瞬态响应

```
CGS   2   3   5PF
RGD   2   4   1MEG
CGD   2   4   1PF
RDS   4   3   500K
*     Voltage-controlled current source with a gain of 5E-3
G1    4   3   2   3   5E-3
.ENDS   JFET
*     AC analysis from 10 Hz to 100 MHz with a decade increment and
```

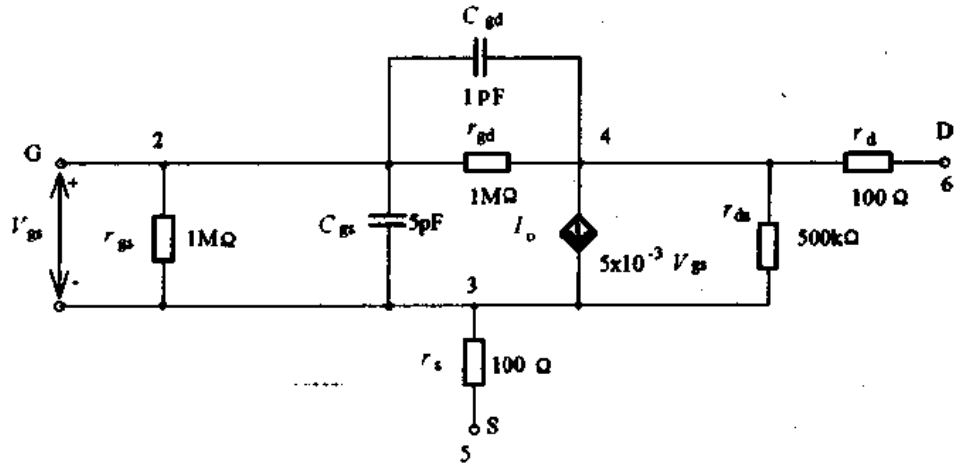


图 8.11 子电路模型

```
*    10 opints per decade
.AC     DEC     10      10HZ      100MEGHZ
*    Plot the results of AC analysis for the magnitudes and phases of output
*    voltage and the magnitudes of input and load currents
.PLOT   AC   VM(6)   VP(6)
.PLOT   AC   IM(VI)   IM(VX)
.PROBE
.END
```

所分析的频率响应如图 8.12 所示。

例 8.5：一个 p—沟道 JFET 自举放大电路如图 8.13 所示。输出取自节点 5。计算并输出电压增益、输入电阻和输出电阻。JFET 的模型参数为：IS=100E−14，RD=10，RS=10，BETA=1E−3，VTO=5。

解：电路文件清单如下：

```
Example 8.5 Bootstrapped JFET Amplifier
VDD   0   6   15V
*    Input voltage of 5V DC
VIN   1   0   DC   5V
*    A dummy voltage source of 0V
VX      1   2   DC   0V
RS      2   3   500
RG      3   4   10MEG
RS1     5   4   1.5K
RS2     4   0   7.5K
RL      5   0   10K
*    p −channel JFET of model JMOD
JX   6   3   5   JMOD
```

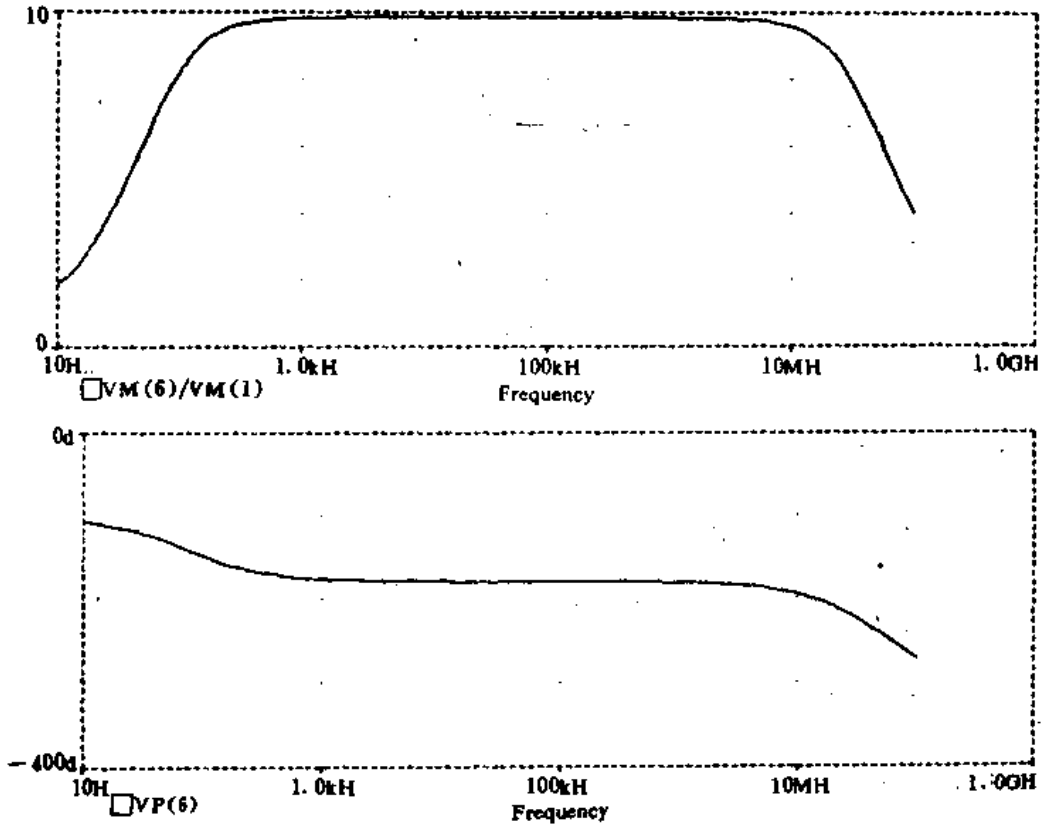


图 8.12　例 8.4 的频率响应

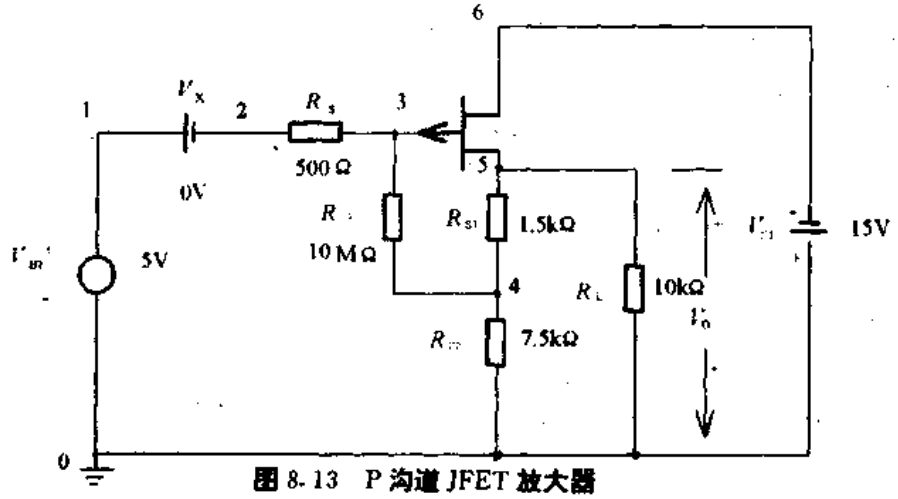


图 8.13　P 沟道 JFET 放大器

```
*  Model statement for p -channel JFET
.MODEL  JMOD  PJF  (IS=100E-14  RD=10  RS=10  BETA=1E-3  VTO
+  =5)
*  Transfer function analysis between the output and input voltage
.TF  V(5)  VIN
.END
```

转移函数分析结果如下：

```
* * * *  SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS
 V(5)/VIN =  3.945E-04
 INPUT RESISTANCE AT VIN =  1.000E+07
 OUTPUT RESISTANCE AT V(5) =  4.735E+03
   JOB CONCLUDED
   TOTAL JOB TIME  1.92
```

8.3 MOS型场效应管

PSPICE 的 n—沟道 MOSFET 模型如图 8.14 所示。PSPICE 建立的小信号模型和静态(直流)模型分别如图 8.15 和图 8.16 所示。

n--沟道 MOSFET 模型定义的一般格式为：

.MODEL MNAME NMOS (P1=V1 P2=V2 …… PN=VN)

p—沟道 MOSFET 的模型定义格式为：

.MODEL MNAME PMOS (P1=V1 P2=V2 …… PN=VN)

其中 MNAME 是模型名，它可以以任意字符开头，长度通常被限定在八个字符以内。NMOS 和 PMOS 分别是 n—沟道 MOSFET 和 p—沟道 MOSFET 的类型代号，P1、P2 …… 和 V1、V2 ……分别是模型参数及其值，MOS 型场效管的模型参数如表 8.2 所示。

L 和 W 分别是沟道的长度和宽度。AD 和 AS 分别是漏极和源极扩散面积。减少 L 和 W 的值可以得到有效的沟道长度和有效沟道宽度。L 和 W 可以在器件、模型以及 OPTION 命令中指定。器件值可以代替模型值，而模型值可以代替 OPTION 命令中的值。

AD 和 AS 分别是漏极和源极的扩散面积。PD 和 PS 是漏极和源极扩散周长。衬底—漏极和衬底—源极饱和电流可以用 AD 和 AS 乘以 JS 得到，也可以由 IS 的绝对值大小决定。零偏压耗尽电容可以由 CJ 乘以 AD 和 AS，以及由 CJSW 乘以 PD 和 PS 决定。这些电容也可以用 CBD 或 CBS 的绝对值大小来设置。

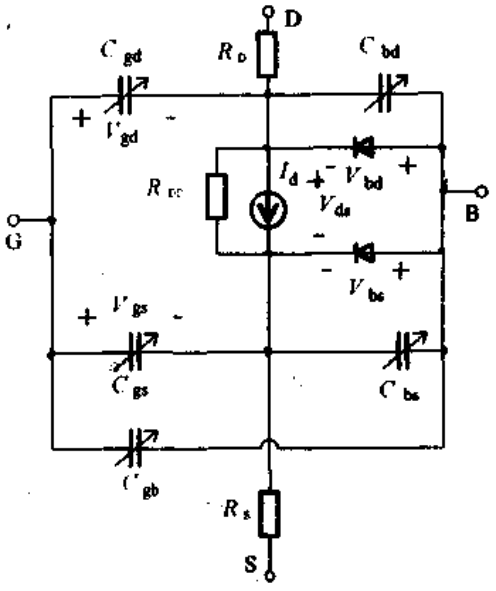


图 8.14 PSPICE 的 n —沟道 MOSFET 模型

一个 MOSFET 被看成是一个内在的 MOSFET，在其漏极、源极、栅极、基体(衬底)都有欧姆电阻。在漏、源沟道之间还有一个并联电阻 RDS。NRD、NRS、NRG 和 NRB 分别是漏极、源极、栅级和衬底单位面积的电阻率。这些欧姆电阻可以由 RSH 乘以 NRD、NRS、NRG、NRB 得到，也可以由 RD、RS、RG、RB 的绝对值直接得到。

PD 和 PS 的缺省值为 0；NRD 和 NRS 缺省值为 1；NRG 和 NRB 省缺值为 0；L、W、AD 和 AS 的缺省值可以用 OPTION 命令设置。如果 AD 和 AS 缺省值没有设置，则缺省值为 0；如果 L 和 W 省缺值没有设置，则缺省值为 100μm。

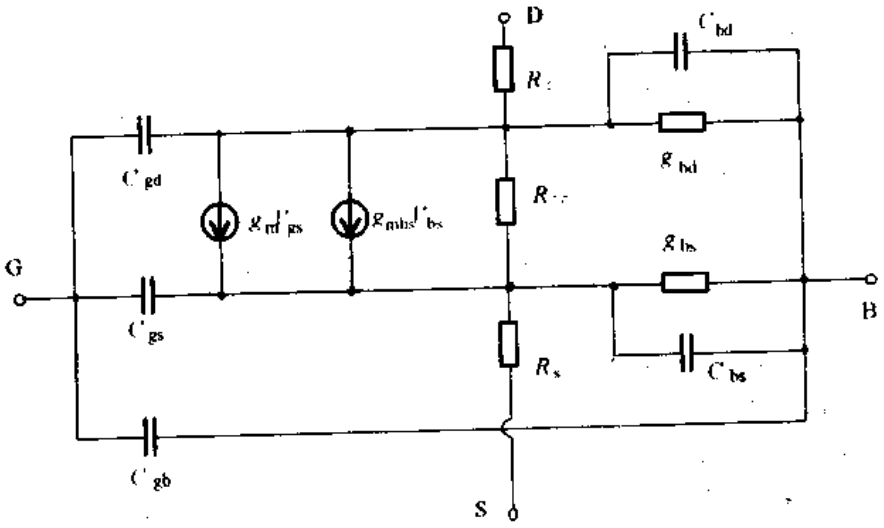


图 8.15　n — 沟道 MOSFET 小信号模型

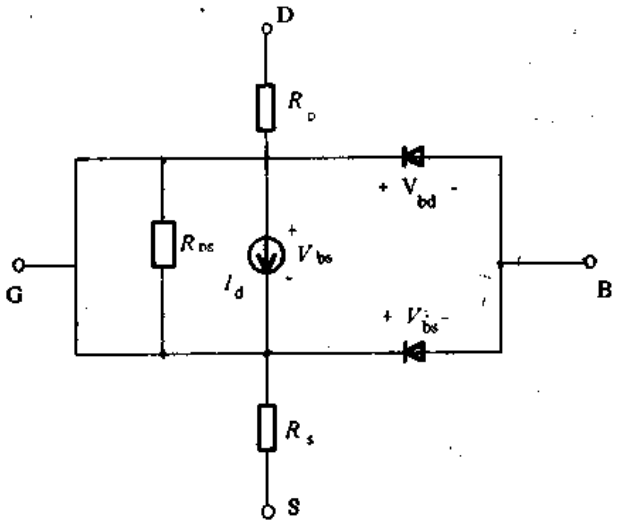


图 8.16　n — 沟道 MOSFET 静态模型

直流特性可以由参数 VTO、KP、LAMDA 和 PHI、GAMMA 确定。这些参数可以由 PSPICE 使用组装过程参量 NSUB、TOX、NSS、NFS 和 TPG 等计算得到。在模型语句中指定的 VTO、LAMBDA、PHI 和 GAMMA 的值可以代替 PSPICE 基于组装过程参数得到的计算值。VTO 对于 n—沟道增强型 MOS 场效应管和 p—沟道耗尽型 MOSFET 来说是正的；VTO 对 p—沟道增强型 MOSFET 和 n—沟道耗尽型 MOSFET 来说是负的。

表 8.2　MOS 型场效应管的模型参数

名称	模型参数	单位	缺省值	典型值
LEVEL	模型类型(1、2 或 3)		1	
L	沟道长度	m	DEFL	
W	沟道宽度	m	DEFW	
LD	扩散区长度	m	0	
WD	扩散区宽度	m	0	

续表

名称	模型参数	单位	缺省值	典型值
VTO	零偏压门限电压	V	0	1.0
KP	跨导	A/V^2	2.0E−5	2.5E−5
GAMMA	基体门限参数	$V^{1/2}$	0	0.35
PHI	表面电势	V	0.6	0.65
LAMBDA	沟道长度调制系数(LEVEL=1 或 2)	V^{-1}	0	0.02
RD	漏极欧姆电阻	Ω	0	10
RS	源极欧姆电阻	Ω	0	10
RG	栅极欧姆电阻	Ω	0	1
RB	衬底欧姆电阻	Ω	0	1
RDS	漏－源并联电阻	Ω	∞	
RSH	漏和源扩散区薄层电阻	Ω/块	0	20
IS	衬底 pn 结饱和电流	A	1.0E−14	1.0E−15
JS	衬底 pn 结饱和电流密度	A/m^2	0	1.0E−8
PB	衬底 pn 结电势	V	0.7	0.75
CBD	衬底－漏极零偏 pn 结电容	F	0	5pF
CBS	衬底－源极零偏 pn 结电容	F	0	2pF
CJ	衬底零偏压单位结面积衬底电容	F/m^2	0	2.0E−4
CJSW	衬底 pn 结零偏压单位长度周边电容	F/m	0	1.0E−3
MJ	衬底 pn 结底面梯度系数		0.5	0.5
MJSW	衬底 pn 结侧壁梯度系数		0.33	
FC	衬底 pn 结正偏压电容系数		0.5	
CGSO	栅－源单位沟道宽度覆盖电容	F/m	0	4.0E−11
CGDO	栅－漏单位沟道宽度覆盖电容	F/m	0	4.0E−11
CGBO	栅－衬底单位沟道长度覆盖电容	F/m	0	2.0E−11
NSUB	衬底掺杂密度	$1/cm^2$	0	4.0E15
NSS	表面状态密度	$1/cm^2$	0	1.0E10
NFS	表面快态密度	$1/cm^2$	0	1.0E10
TOX	氧化层厚度(LEVEL=2, 3)	m	1.0E−7	1.0E−7
TPG	栅极材料类型 (+1：栅极材料与衬底相反) (−1：栅极材料与衬底相同) (0：铝材)			
XJ	金属结深度	m	0	1V
UO	表面迁移率	$cm^2/V \cdot s$	600	700
UCRIT	迁移率退化临界场(LEVEL = 2)	V/cm	1.0E4	1.0E4
UEXP	迁移率退化指数(LEVEL = 2)		0	0.7
UTRA	迁移率退化横向场系数(未用)			
VMAX	最大漂移速度	m/s	0	5.0E4
NEFF	沟道电荷系数(LEVEL=2)		1	5.0
XQC	漏端沟道电荷分配系数		1	0.4
DELTA	门限宽度效应		0	1.0
THETA	迁移率调制系数(LEVEL=3)	V^{-1}	0	0.1
ETA	静态反馈系数(LEVEL=3)		0	1.0
KAPPA	饱和场因子(LEVEL=3)		0.2	0.5
KF	闪烁噪声系数		0	1.0E−26
AF	闪烁噪声指数		1	1.2

PSPICE 包含四个 MOS 模型，可以用 LEVEL 参数选择不同的模型。如果 LEVEL=1，使

用 Shichman—Hodges 模型；如果 LEVEL = 2，使用 Shichman—Hodges 模型的高级版本（该模型是基于几何的解析模型），它计及了二次项的影响；如果 LEVEL=3，一种半经验的短沟道 Shichman—Hodges 模型被使用；若 LEVEL = 4，则使用 BSIM 模型。

LEVEL = 1 所指定的模型用了少量的拟合参数，给出近似结果。然而，它对于快速而粗略地估计电路特性是有用的。通常适用于基本电子线路的分析。LEVEL=2 所指定的模型考虑了各方面的参数，使计算时占用大量 CPU 时间，还可能出现不收敛问题。LEVEL = 3 所确定的模型和 LEVEL =2 所确定的模型相比，误差较小，CPU 时间大约减少 25%。LEVEL = 3 所确定的模型用于短 沟道 MOS 型场效应管设计。有关 LEVEL = 4 的模型参数的确定，可以参考相应的 PSPICE 用户手册。

MOS 型场效应管代号为 M。MOSFET 必须以 M 开头且采用下面的一般格式：

```
M(name)  ND  NC  NS  NB  MNAME
+        [L=(value)]     [W=(value)]
+        [AD =(value)]   [AS =(value)]
+        [PD =(value)]   [PS =(value)]
+        [NRD=(value)]   [NRS=(value)]
+        [NRG=(value)]   [NRB=(value)]
```

这里 ND、NG、NS 和 NB 分别为漏极、栅极、源极和基体（或衬底）节点。MNAME 是模型名，它可以任意字符开头，其字符数通常被限制在八个以内。正向电流是流入端点的电流。这就是说，对于 n—沟道 MOSFET 电流从漏极节点通过器件端点流向源极。

MOSFET 语句举例：

```
M1  4  2  7  0  MMOD  L=10U  W=20U
.MODEL  MMOD  NMOS
M13  15  3  0  0  IRF150
.MODEL  IRF150  NMOS  (LEVEL=3  TOX=.10U  L=3.0U  LD=.5U  W=
+  2.0  WD=0
+        XJ=1.2U  NSUB=4E14  IS=2.1E-14  RB=0  RD=.01  RS=.03
+  RDS=1E6  VTO=3.25
+        UO=550  THETA=.1  ETA=0  VMAX=1E6  CBS=1P  CBD=
+  4000P  PB=.7  MJ=0.5
+        RG=4.9  CGSO=1690P  CGDO=365P  CGBO=1P)
M2A  0  2  20  20  IRF9130
.MODEL  IRF9130  PMOS  (LEVEL=3  TOX=.1U  L=3.0U  LD=.5U  W=
+  1.3  WD=0
+        XJ=1.2U  NSUB=4E14  IS=2.1E-14  RB=0  RD=.03  RS=.2
+  RDS=5E5  VTO=-3.7
+        UO=600  THETA=.1  ETA=0  VMAX=1E6  CBS=1P  CBD=
+  2000P  PB=.7  MF=.5
+        RG=5  CGSO=520P  CGDO=180P  CGBO=1P)
MA  0  2  15  15  PMOD  (L=20U  W=20U  AD=100U  AS=200U  PD=
```

+ 50U PS=50U NRD=10 NRS=20 NRG=10)

.MODEL PMOD PMOS

例 8.6：带有串—并联反馈的 n—沟道增强型 MOSFET 放大器如图 8.17 所示。绘出输出电压的幅值。其中频率以十倍频程为增量，每十倍频程内以十个点的方式从 10Hz 增加到 100MHz，输入电压的峰值为 100mV。MOS 型场效应管的模型参数为：VTO=1，KP=6.5E-3，CBD=5PF，CBS=2PF，RD=5，RS=2，RB=0，RG=0，RDS=1MEG，CGSO=1PF，CGDO=1PF，CGBO=1PF，打印偏置和工作点细节情况。

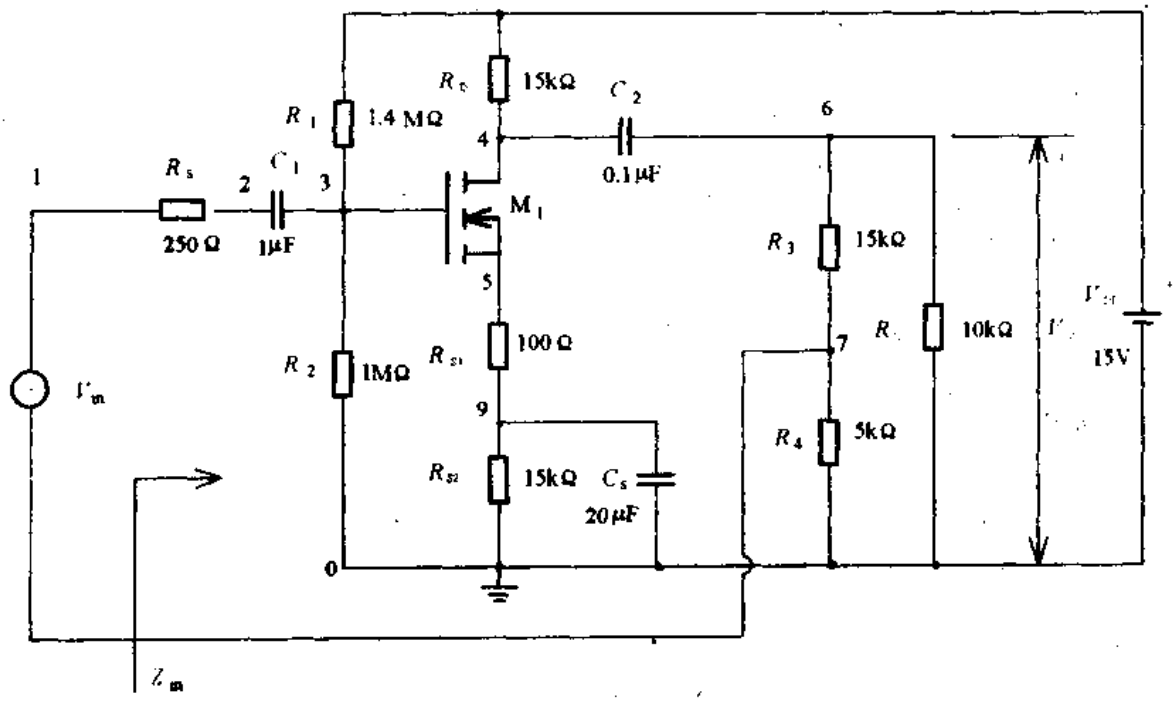


图 8.17 MOSFET 反馈放大器电路

解：电路清单如下：

Example 8.6 An MOSFET Feedback Amplifier

* Input voltage of 100 mV peak for frequency response

VIN 1 7 AC 100mV

VDD 8 0 15V

RS 1 2 250

C1 2 3 1UF

R1 8 3 1.4MEG

R2 3 0 1MEG

RD 8 4 15K

RS1 5 9 100

RS2 9 0 15K

CS 9 0 20UF

C2 4 6 0.1UF

R3 6 7 15K

```
R4    7   0   5K
RL    6   0   10K
*   MOSFFT M1 with model MQ is connected to 4 (drain), 3(gate), 5 (source) and 5
(substrate).
M1   4   3   5   5   MQ
*   Model for MQ
.MODEL   MQ   NMOS   (VTO=1   KP=6.5E-3   CBD=5PE   CBS=2PF   RD=5
+   RS=2   RB=0   RG=0   RDS=1MEG   CGSO=1PF   CGDO=1PF   CGBO=
1PF)
*   AC analysis for 10 Hz to 100 MHz with a decade increment and 10
*   points per decade
.AC   DEC   10   10HZ   100MEGHZ
*   Plot the results of AC analysis: voltage at node 6.
.PLOT   AC   VM(6)
*   print the details of DC operating point.
.OP
.PROBE
.END
```

偏置工作点细节如下：

```
* * * *   SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION   TEMPERATURE =27.000 DEG C
* * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * *
   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE
   (  1)    0.0000    (  2)    0.0000    (  3)    6.2500    (  4)    10.0980
   (  5)    4.9348    (  6)    0.0000    (  7)    0.0000    (  8)    15.0000
   (  9)    4.9021
   VOLTAGE SOURCE CURRENTS
   NAME     CURRENT
   VIN      0.000E+00
   VDD      -3.331E-04
   TOTAL POWER DISSIPATION   5.00E-03   WATTS
* * * *   OPERATING POINT INFORMATION   TEMPERATURE =27.000 DEG C
* * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * *
   * * * * MOSFETS
   NAME          M1
   MODEL         MQ
   ID            3.27E-04
   VGS           1.32E+00
   VDS           5.16E+00
   VBS           0.00E+00
```

VTH	1.00E+00
VDSAT	3.15E−01
GM	2.04E−03
GDS	1.00E−06
GMB	0.00E+00
CBD	1.83E−12
CBS	2.00E−12
CGSOV	1.00E−16
CGDOV	1.00E−16
CGBOV	1.00E−16
CGS	0.00E+00
CGD	0.00E+00
CGB	0.00E+00

例 8.6 的频率响应如图 8.18 所示。

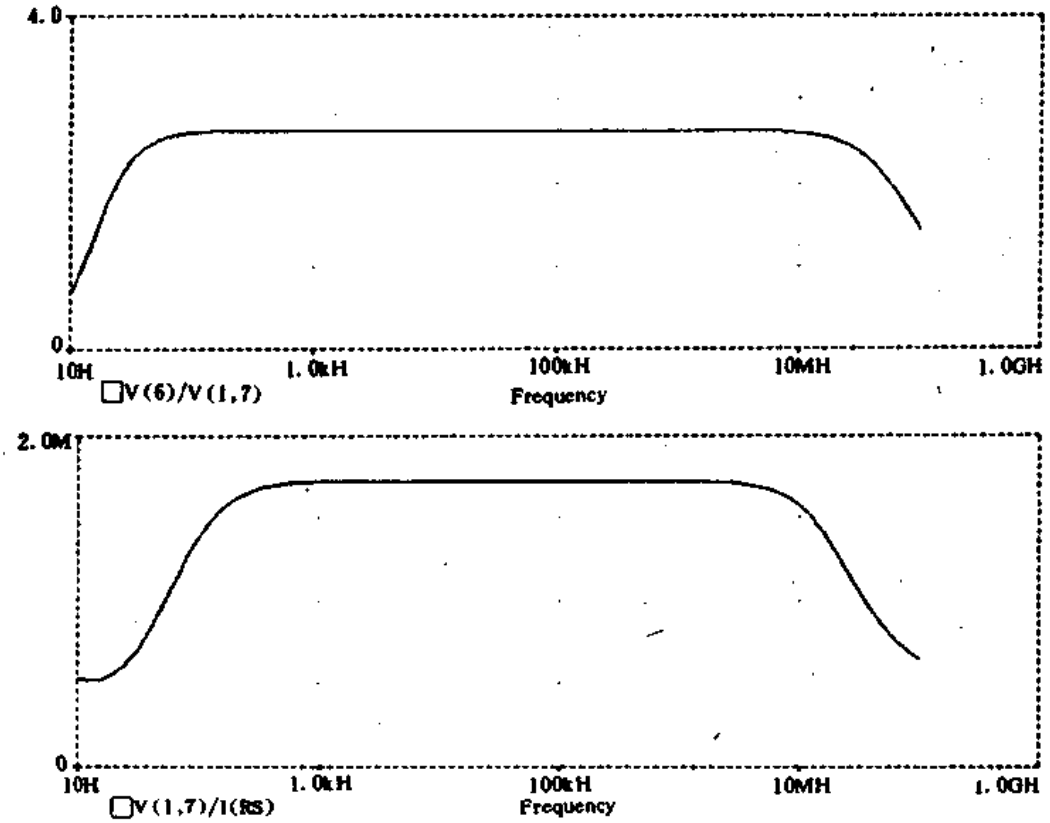


图 8.18 例 8.6 的频率响应

例 8.7：对图 8.17 电路，绘制输出阻抗的幅度响应，其中频率以十倍频程为步长，每十倍频程内 10 个点的方式从 10Hz 变化到 100MHz。

解：为了计算图 8.17 所示的 MOSFET 反馈放大器的输出阻抗，可以将电路中的输入端短路，在节点 0 和节点 6 之间增加测试电流源的方法确定，如图 8.19 所示。设测试电流的幅值为 1mA，节点 6 的电压可用于测量输出阻抗。$Z_{out}=V(6)/1mA=V(6)k\Omega$。

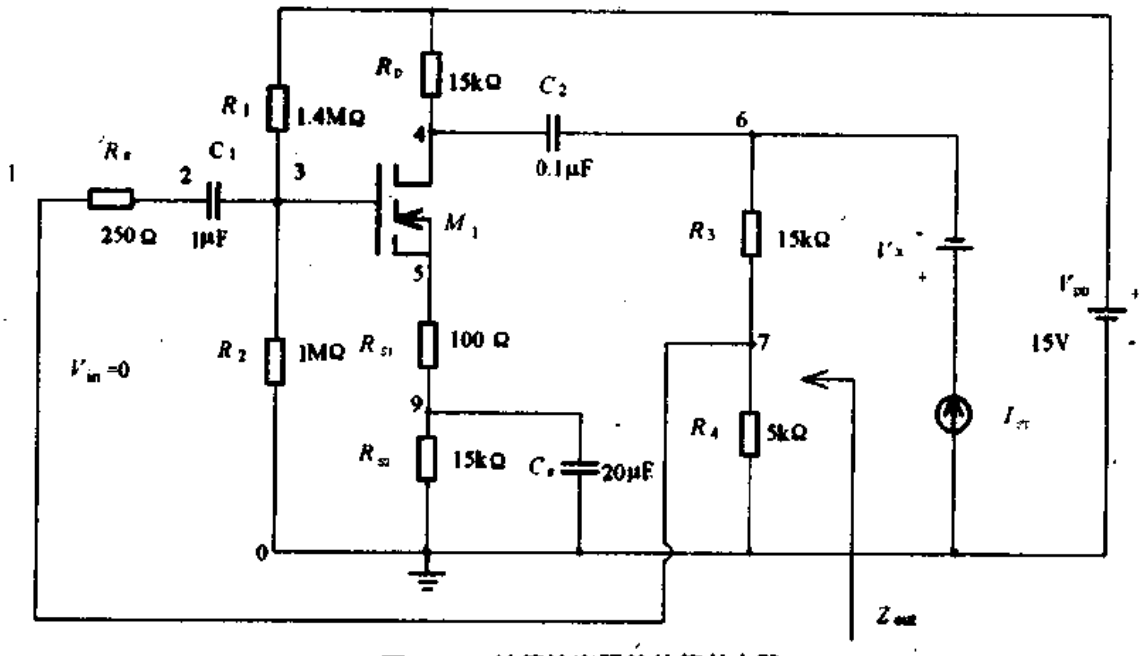


图 8.19 计算输出阻抗的等效电路

电路文件清单如下：

```
Example 8.7 output Impedance of a MOSFET feedbock amplifier
*   Input source VIN is shorted
VIN   1   7   AC   0V
*   Test current of 1 mA peak for frequency response
IST   0   10   AC   1MA
*   A dummy source of 0 V DC
VX    10   6   DC   0V
VDD   8    0   15V
RS    1    2   250
C1    2    3   1UF
R1    8    3   1.4MEG
R2    3    0   1MEG
RD    8    4   15K
RS1   5    9   100
RS2   9    0   15K
CS    9    0   20UF
C2    4    6   0.1UF
R3    6    7   15K
R4    7    0   5K
*   M1 with model MQ, whose substrate is connected to node 5
```

```
M1  4  3  5  5  MQ
*   Model for n-channel MOSFET with model name MQ
.MODEL  MQ  NMOS  (VTO=1  KP=6.5E-3  CBD=5PF  CBS=2PF  RD=5
+   RS=2  RB=0  RG=0  RDS=1MEG  CGSO=1PF  CGDO=1PF  CGBO=
+   1PF)
*   AC analysis from 10 Hz to 100 MHz with a decade increment and 10
*   points per decade
.AC  DEC  10  10HZ  10MEGHZ
*   plot the results of AC analysis: voltage at node 6.
.PLOT  AC  VM(6)
.PROBE
.END
```

例 8.7 输出阻抗的频率响应如图 8.20 所示。

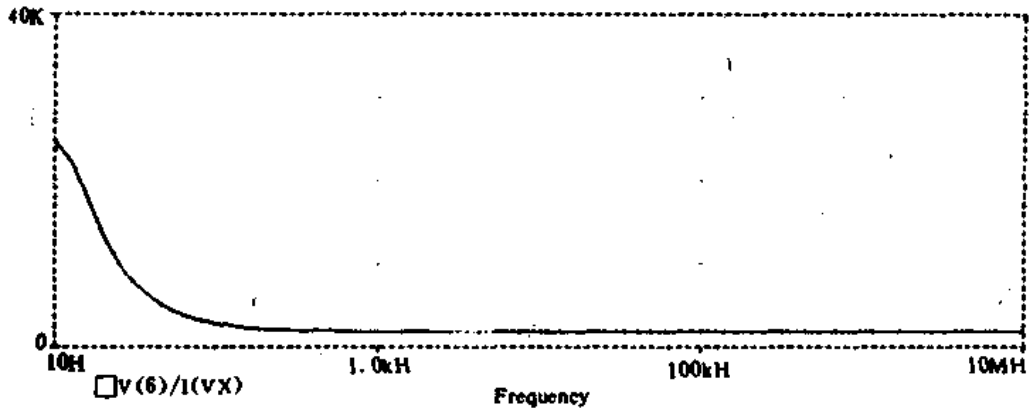


图 8.20 例 8.7 输出阻抗的频率响应

例 8.8：一个 CMOS 反向器电路如图 8.21(a)所示。输出取自节点 3。输入电压如图 8.21(b)所示。绘制以 2μs 为步长从 0 到 80μs 范围内输出电压增益的频率响应。如果输入电压为 5V，计算电压增益、输出电阻和输入电阻，并打印 PMOS 和 NMOS 的小信号参数。PMOS 的模型参数为：L=1U，W=20U，VTO=2，KP=4.5E-4，CBD=5PF，CBS=2PF，RD=5，RS=2，RB=0，RG=0，RDS=1MEG，CGSO=1PF，CGDO=1PF，CGBO=1PF。NMOS 的模型参数为：L=1U，W=5U，VTO=2，KP=4.5E-5，CBD=5PF，CBS=2PF，RD=5，RS=2，RB=0，RG=0，RDS=1MEG，CGSO=1PF，CGDO=1PE，CGBO=1PF。

解：电路清单如下：

```
Example 8.8 A CMOS inverter
VDD  2  0  5V
*   The input voltage is 5 V for DC analysis and pulse waveform
*   for transient analysis.
VIN  1  0  DC  5V  PULSE  (0  5V  0  1NS  1NS  20US  40US)
RL  3  0  100K
```

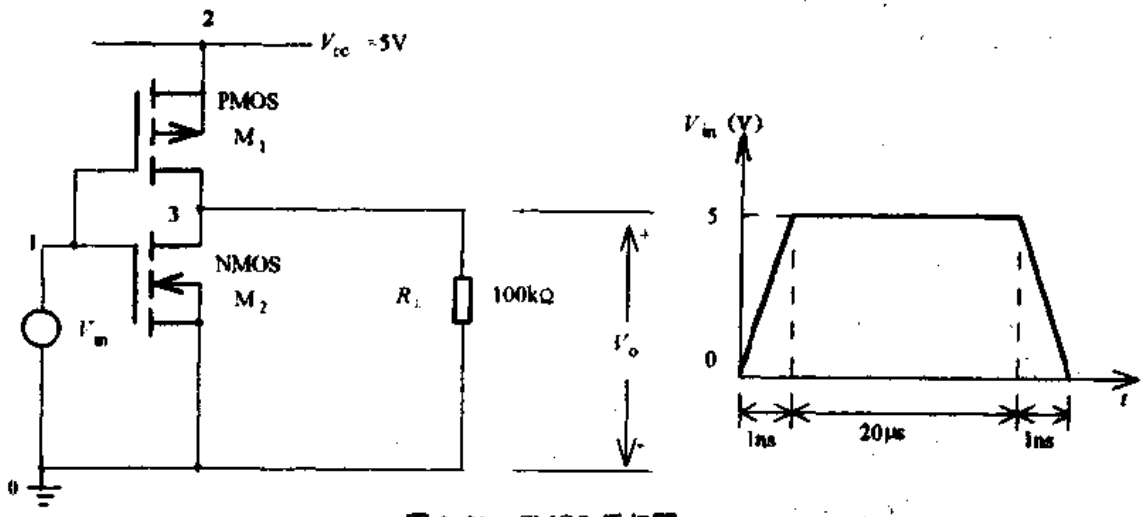


图 8.21 CMOS 反相器

```
*  PMOS with model PMOD
M1  3  1  2  2  PMOD  L=1U  W=20U
.MODEL  PMOD  PMOS  (VTO=-2  KP=4.5E-4  CBD=5PF  CBS=2PF
+  RD=5  RS=2  RB=0  RG=0  RDS=1MEG  CGSO=1PF  CGDO=1PF
+  CGBO=1PF)
M2  3  1  0  0  NMOD  L=1U  W=5U
*  NMOS with model NMOD
.MODEL  NMOD  NMOS (VTO=2  KP=4.5E-5  CBD=5PF  CBS=2PF  RD
+  =5  RS=2  RB=0  RG=0  RDS=1MEG  CGSO=1PF  CGDO=1PF  CG-
+  BO=1PF)
*  Trasient analysis from 0 to 80μs in steps of 1 μs
.TRAN  1US  80US
*  Transfer funcfion analysis
.TF  V(3)  VIN
*  print details of operating points.
.OP
.PLOT  TRAN  V(3)  V(1)
.PROBE
.END
```

所分析的工作点情况如下：

```
* * * *  OPERATING POINT INFORMATION  TEMPERATURE =27.000 DEG C
* * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * *
* * * * MOSFETS
NAME     M1            M2
MODEL    PMOD          NMOD
ID       -4.99E-06  4.92E-06
```

VGS	0.00E+00	5.00E+00
VDS	−4.99E+00	7.32E−03
VBS	0.00E+00	0.00E+00
VTH	−2.00E+00	2.00E+00
VDSAT	0.00E+00	3.00E+00
GM	0.00E+00	1.64E−06
GDS	1.00E−06	6.74E−04
GMB	0.00E+00	0.00E+00
CBD	1.86E−12	4.98E−12
CBS	2.00E−12	2.00E−12
CGSOV	2.00E−17	5.00E−18
CGDOV	2.00E−17	5.00E−18
CGBOV	1.00E−18	1.00E−18
CGS	0.00E+00	0.00E+00
CGD	0.00E+00	0.00E+00
CGB	0.00E+00	0.00E+00

* * * * SMALL−SIGNAL CHARACTERISTICS

V(3)/VIN = −2.392E−03

INPUT RESISTANCE AT VIN =1.000E+20

OUTPUT RESISTANCE AT V(3) =1.466E+03

例 8.8 的频率响应如图 8.22 所示。

8.4 砷化镓场效应管

用于 n一沟道砷化镓场效应管 (GaAsFET) 的 PSPICE 模型如图 8.23 所示，PSPICE 建立的小信号模型如图 8.24 所示。砷化镓 FET 器件的模型参数和 PSPICE 设定的缺省值如表 8.3 所示。

n一沟道砷化镓场效应管的模型语句的一般形式为：

.MODEL BNAME GASFET (P1=V1 P2=V2 P3=V3 …… PN=VN)

这里 GASFET 是 n 一 沟道砷化镓场效应管的类型代号，BNAME 是模型名。模型名可以用任意字符开头，长度通常限制在 8 以内，P1、P2……和 V1、V2……分别是模型参数及其值。

GaAsFET 被看作一个固有的场效应管。它在漏极有欧姆电阻 RD、在源极有欧姆电阻 RS、在栅极有 欧姆电阻 RG。[(area) value]是相对器件面积，缺省值为 1.0。

砷化镓 MESFET (GaAs MESFET 或 GaAs FET)的代号为 B。GaAs MESFET 必须以 B 开头，且采用如下的一般格式：

B(name) ND NG NS BNAME [(area) value]

其中，ND、NG、NS 分别是漏极、栅极和源极节点。模型名 BNAME 可以用任意字符开头，其长度通常 限为八个字符，正向电流流入端点。

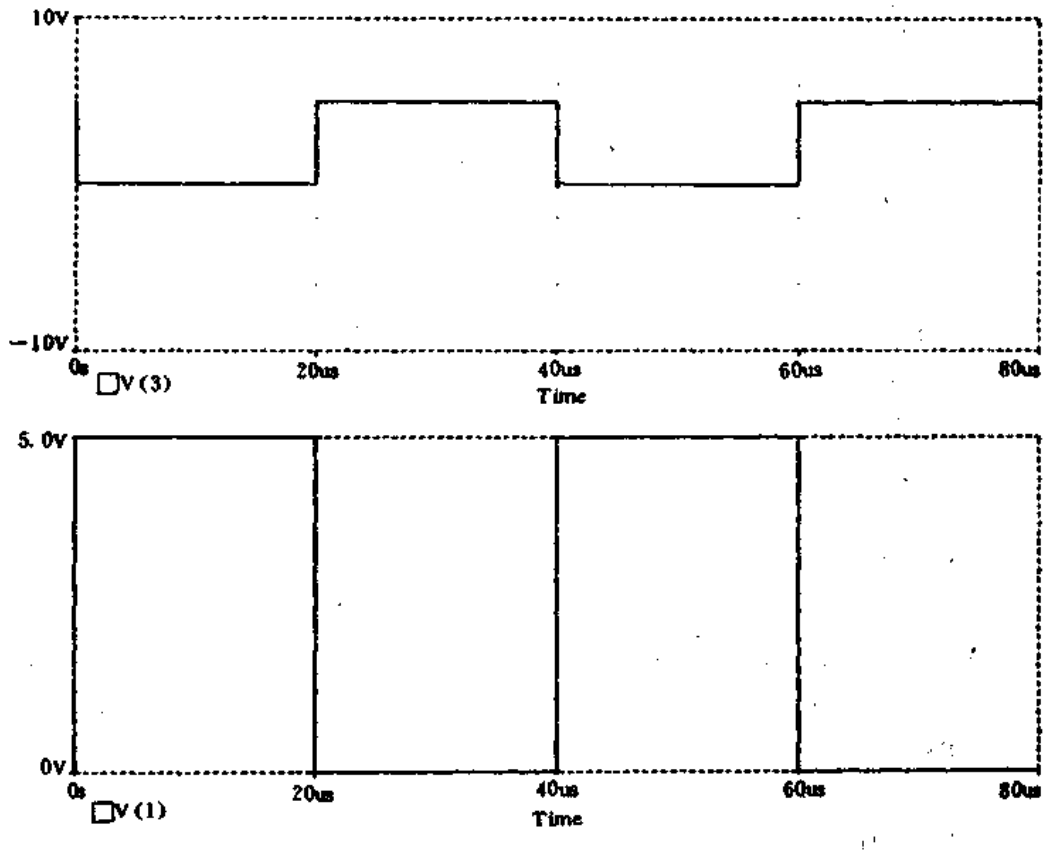


图 8.22　例 8.8 的频率响应

表 8.3　GaAs MESFET 的模型参数

名称	面积	模型参数	单位	缺省值	典型值
VTO		门限电压	V	−2.5	−2.0
ALPHA		tanh 常数	V^{-1}	2.0	1.5
BETA		跨导系数	A/V^2	0.1	25U
LAMBDA		沟道长度调制系数	V	0	1E−10
RG	*	栅极欧姆电阻	Ω	0	1
RD	*	漏极欧姆电阻	Ω	0	1
RS	*	源极欧姆电阻	Ω	0	1
IS		栅极 pn 结饱和电流	A	1E−14	
M		栅极 pn 结梯度系数		0.5	
N		栅极 pn 结注入系数		1	
VBI		门限电压	V	1	0.5
CGD		栅−漏零偏压 pn 结电容	F	0	1pF
CGS		栅−源零偏压 pn 结电容	F	0	6pF
CDS		漏−源电容	F	0	0.33pF
TAU		渡越时间	s	0	10ps
FC		正偏压耗尽电容系数		0.5	
VTOTC		VTO 温度系数	V/℃	0	
BETATCE		BETA 指数温度系数		0	
KF		闪烁噪声系数		0	
AF		闪烁噪声指数		1	

GaAs MESFET 语句举例：

```
BIX  2  5  7  NMOD
MODEL  NMOD  GASFET
BIM  15  1  0  GMOD
.MODEL  GMOD  GASFET (VTO=-2.5  BE-
+  TA=60U  VBI=0.5  ALPHA=
+  1.5  TAU=10PS)
B5  7  9  3  MNOM  1.5
.MODEL  MNOM  GASFET  (VTO=-2.5
+  BETA=32U  VBI=0.5  ALPHA=
+  1.5)
```

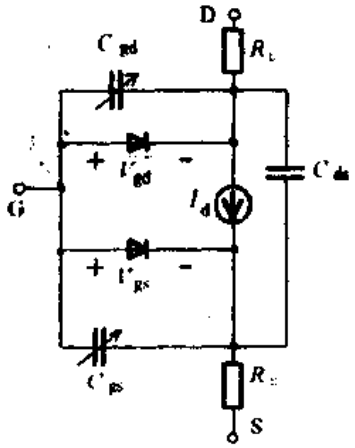


图 8.23　PSPICE 的 n—沟道 GaAsFET 模型

例 8.9：带有有源负载的 GaAsFET 反相向器如图 8.25(a)所示。输入电压是一脉冲波形，如图 8.25(b) 所示。以

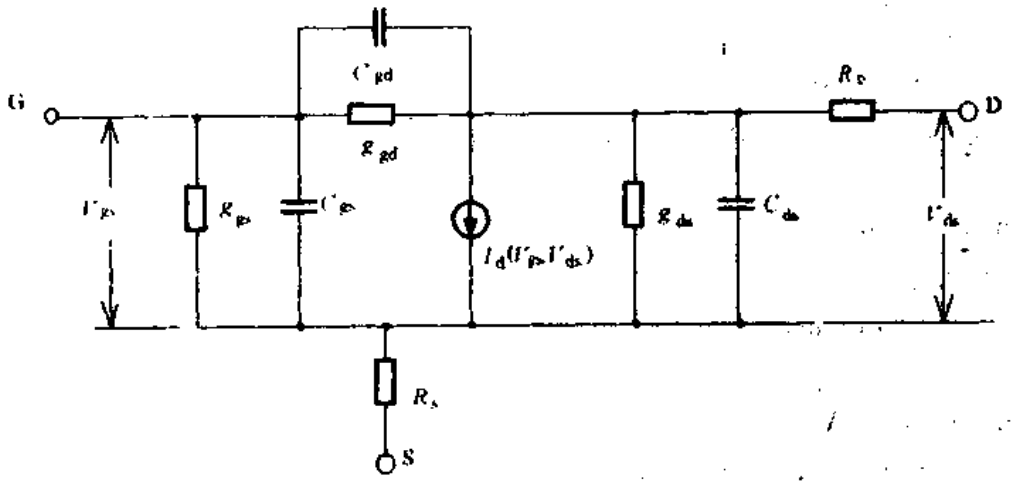


图 8.24　小信号 n — 沟道 GaAsFET 模型

2ps 步长绘制 240ps 以内输出电压的瞬态响应。如果输入电压以 0.1V 为步长从 −2.5V 变化到 1V，绘制直流转移特性。GaAsFET B1 的模型参数为：VTO=−2.5，BETA=65U，VBI=0.5，ALPHA=1.5，TAU=10PS，而 B2 的参数为：VTO=−2.5，BETA=32U，VBI=0.5，ALPHA=1.5，计算直流电压增益、输入电阻和输出电阻。打印直流分析的小信号参数。

解：电路文件清单如下：

```
Example 8.9 A GaAsFET inverter with active load
VDD  1  0  5V
*  Pulsed input voltage
VIN  3  0  DC  -2V  PWL  (0  0  100PS  -2V  1NS  -2V)
*  GaAsFET, which is  connected to 1 (drain); 2 (gate) and 2 (source), has a model of
*  GF1.
B1  1  2  2  GF1
```

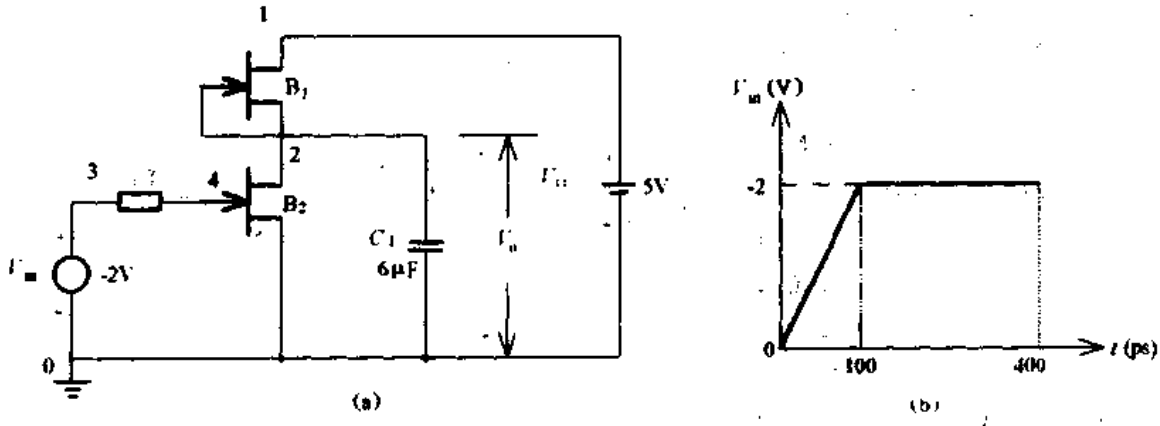


图 8.25　带有有源负载的 GaAsFET 反相器电路

(a)电路；(b)输入电压

```
B2   2   4   0     GF2
C1   2   0   6U    IC=0V
RS   3   4   50
*    Model for GF1
.MODEL  GF1  GASFET  (VTO=-2.5  BETA=65U  VBI=0.5  ALPHA=1.5
+    TAU=10PS)
.MODEL  GF2  GASFET  (VTO=-2.5  BETA=32U  VBI=0.5  ALPHA=1.5)
*    Transient analysis for 0 to 240 ps with 2ps increment
.TRAN   2PS   240PS   UIC
.DC   VIN   -2.5   1   0.1
*    Plot the results of transient   analysis.
.PLOT   TRAN   V(3)   V(2)
.PLOT   DC   V(2)
*    DC transfer characteristics
.TF   V(2)   VIN
*    Small-signal parameters for DC analysis
.OP
.PROBE
.END
```

分析结果如下：

```
* * * *  SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION     TEMPERATURE =27.000 DEG C
* * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * *
   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE
   ( 1)    5.0000    ( 2)    4.9869    ( 3)    -2.0000    ( 4)    -2.0000
   VOLTAGE SOURCE CURRENTS
   NAME     CURRENT
   VDD      -8.000E-06
```

```
    VIN          9.007E-12
    TOTAL POWER DISSIPATION   4.00E-05   WATTS
* * * *  OPERATING POINT INFORMATION   TEMPERATURE =27.000 DEG C
* * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * * *
* * * * GASFETS
NAME        B1            B2
MODEL     GF1           GF2
ID        8.00E-06       8.00E-06
VGS       0.00E+00      -2.00E+00
VDS       1.31E-02       4.99E+00
GM        6.40E-06       3.20E-05
GDS       6.09E-04       1.53E-11
CGS       0.00E+00       0.00E+00
CGD       0.00E+00       0.00E+00
CDS       0.00E+00       0.00E+00
* * * *  SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS
     V(2)/VIN = -5.253E-02
   INPUT  RESISTANCE  AT    VIN =  4.872E+11
   OUTPUT RESISTANCE AT  V(2) =  1.642E+03
```

例 8.9 的瞬态响应和直流转移特性如图 8.26 所示。

小　结

场效应管的模型语句可以总结为：

```
B(name)  ND  NG  NS  BNAME  [(area)  value]
.MODEL  BNAME  GASFET  (P1=V1  P2=V2  P3=V3  ……  PN=VN)
J(name)  ND  NG  NS  JNAME  [(area)  value]
.MODEL  JNAME  NJF  (P1=V1  P2=V2  P3=V3  ……  PN=VN)
.MODEL  JNAME  PJF  (P1=V1  P2=V2  P3=V3  ……  PN=VN)
M(name)  ND  NG  NS  NB  MNAME
+       [L=(value)]    [W=(value)]
+       [AD =(value)] [AS =(value)]
+       [PD =(value)] [PS =(value)]
+       [NRD=(value)] [NRS=(value)]
+       [NRG=(value)] [NRB=(value)]
.MODEL  MNAME  NMOS  (P1=V1  P2=V2  P3=V3  ……  PN=VN)
.MODEL  MNAME  PMOS  (P1=V1  P2=V2  P3=V3  ……  PN=VN)
```

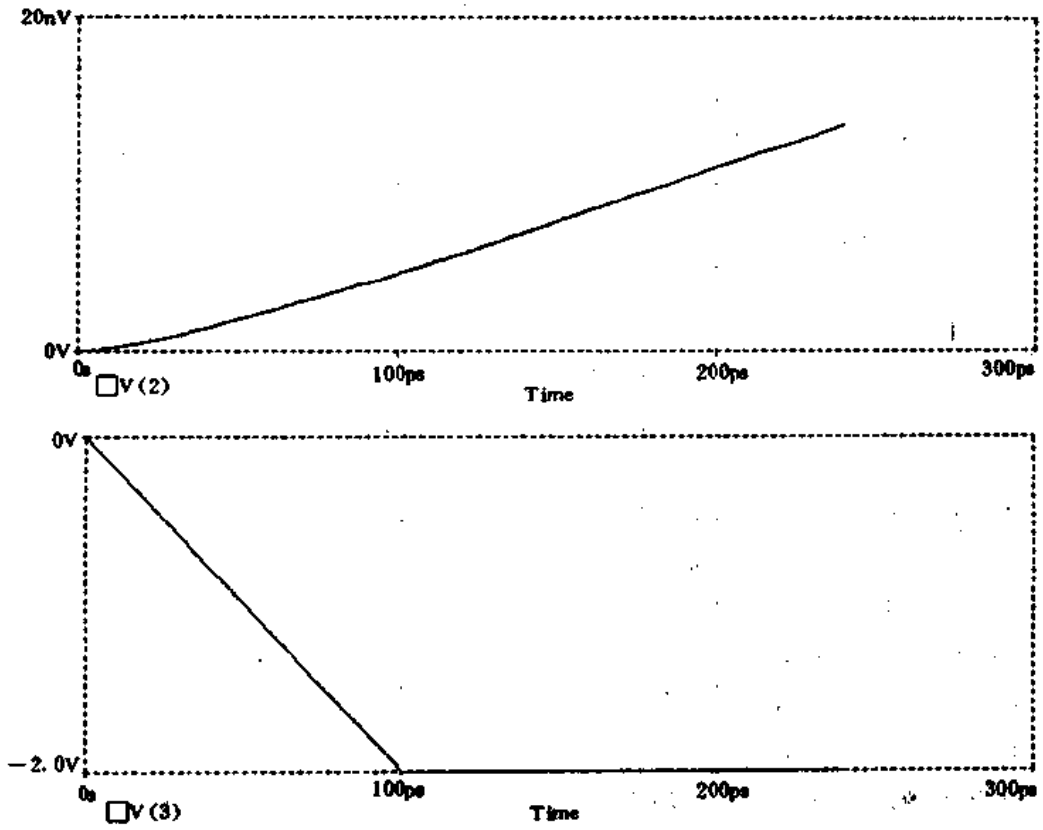


图 8.26　例 8.9 的瞬态响应

习　题

8.1 放大器电路如图 8.7 所示，计算并绘制输出电压和输入电流的频率响应。频率以每十倍频程取 十个点的方式从 10Hz 变化到 10MHz。

8.2 给图 8.7 的放大电路提供一条反馈支路，如图 P8.2 所示。计算并打印输出电压和输入电流的频率响应。频率以每 10 倍频程取 10 点的方式从 10Hz 变化到 10MHz。

8.3 当晶体管取 n—沟道 JFET 时重复例 8.5。模型参数为：IS＝100E－14，RD＝10，RS＝10，BETA＝1E－3，VTO＝－2，假定 RS2＝0。

8.4 对于如图 P8.4 所示的 n—沟道耗尽型 MOSFET，当 V_{DS}以 0.1V 为增量从 0V 变化到 15V、V_{GS}以 1V 为增量从 0V 变化到 6V 时绘制输出特性。模型参数为：L＝10U，W＝20U，VTO＝2.5，KP＝6.5E－3，RD＝5，RS＝2，RB＝0，RG＝0，RDS＝1MEG。

8.5 对于习题 8.4，当 V_{GS}以 0.1V 为增量从 0V 变化到 6V 且 V_{DS}＝15V 时，绘制输入特性。

8.6 反相器电路如图 P8.6 所示。输入电压如图 8.21(b)所示。以 2μs 为增量在 0 到 80μs 内绘制输出电压的瞬态响应。如果输入为 5V 直流电压，计算电压增益、输入电阻和输出电阻。打印 PMOS 的小信号参数。PMOS 的模型参数为：VTO＝2.5，KP＝4.5E－3，CBD＝5PF，CBS

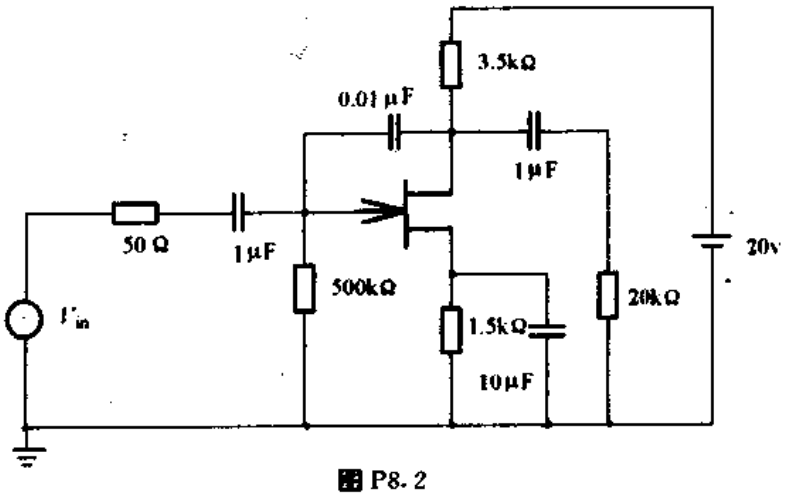


图 P8.2

=2PF,CGSO=1PF,CGDO=1PF,CGBO=1PF。

8.7 对于图 P8.7 所示的逻辑非 NMOS 电路，以 1μs 为步长，从 0 到 100 μs 绘出输出电压的瞬态响应。p—沟道耗尽型 MOSFET 的模型参数为：VTO=2,KP=4.5E−3,CBD=5PF,CBS=2PF,RD=5,RS=2,RB=0,RG=0,RDS=1MEG,CGSO=1PF,CGDO=1PF,CGBO=1PF。

8.8 对于图 P8.8 所示的 NMOS"与非"门电路，以 1μs 为步长在 0～100μs 范围内绘制输出电压的瞬态响应。

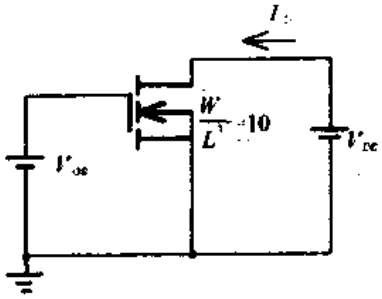


图 P8.4

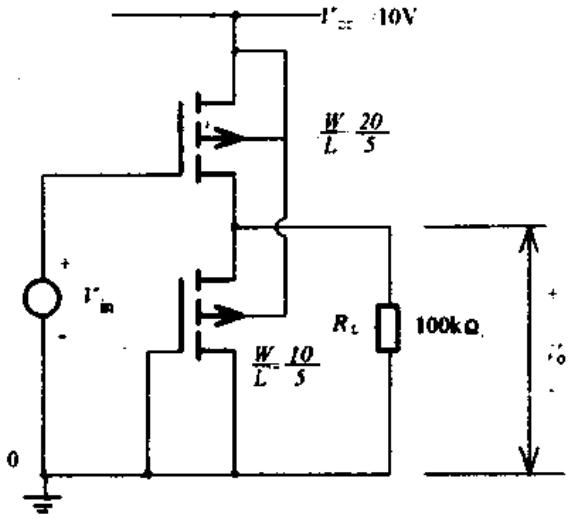


图 P8.6

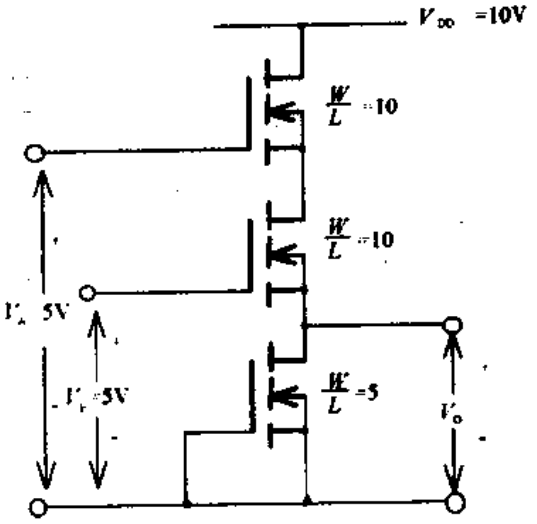


图 P8.7

PMOS 的模型参数为：VTO=−2.5,KP=4.5E−3,CBD=5PF,CBS=2PF,RD=5,RS=2,RB=0,RG=0 RDS=1MEG,CGSO=1PF,CGDO=1PF,CGBO=1PF。NMOS 的模型参数为：VTO=2.5,KP=4.5E−3,CBD=5PF,CBS=2PF,RD=5,RS=2,RB=0,RG=0,RDS=1MEG,CGSO=1PF,CGDO=1PF,CGBO=1PF。

8.9 带有源负载的 MOSFET 放大器如图 P8.9 所示。绘制输出电压和输入电流的幅值特

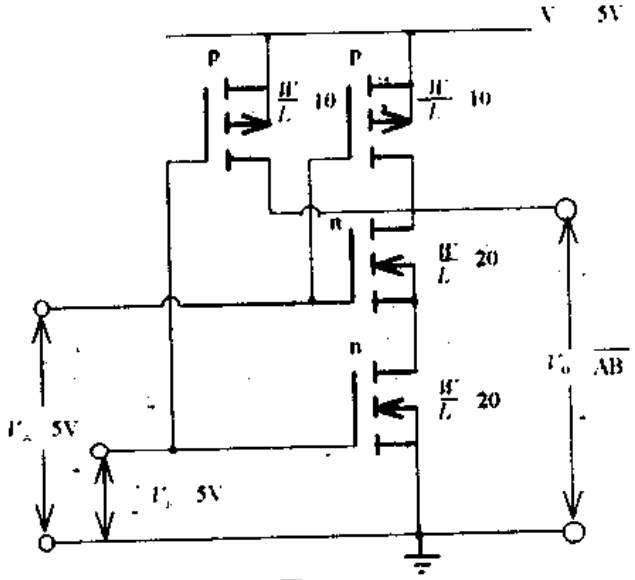


图 P8.8

性。频率以每 10 点的方式从 10Hz 变化到 100MHz，输入电压的幅值为 200mV。NMOS 的模型参数为：VTO＝2.5，KP＝4.5E－2，CBD＝5PF，CBS＝2PF，RD＝5，RS＝2，RB＝0，RG＝0，RDS＝1MEG，CGSO＝1PF，CGDO＝1PF，CGBO＝1PF。打印偏置点和 NMOS 小信号参数的细节。

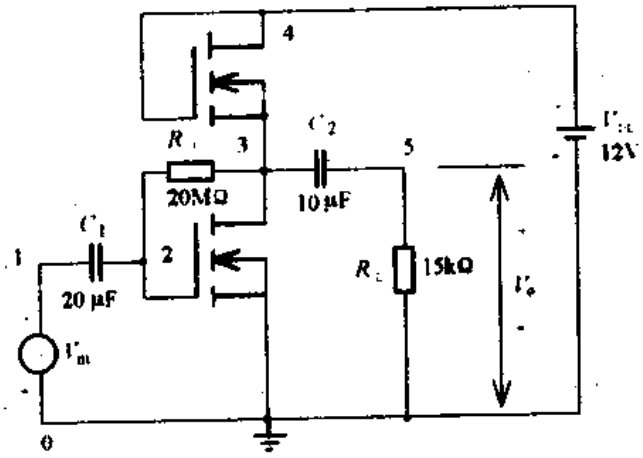


图 P8.9

第九章　模拟集成电路

9.1　运算放大器电路

9.1.1 引言

一个运算放大器可以使用一个线性放大器模型，以便简化运放电路的设计和分析。线性模型可以得到合理结果，特别是对于确定运算放大器电路的近似设计值。然而，在许多应用中，为了得到电路的精确响应，需要模拟运放的实际特性。对于特殊类型的运放，可以进行电路级模拟。PSPICE 没有任何运算放大器模型。μA741 型放大器由 24 个晶体管组成，对它的分析已超出学生版(或演示版)PSPICE 的能力范围。然而，一个运算放大器的简化形式，即宏模型，只需要两个晶体管，这对许多应用是非常精确的，可作为一个子电路或库文件被模拟。如果没有运算放大器的复杂模型。运算放大电路的特性可以用直流线性模型、交流线性模型、非线性宏模型近似确定。

9.1.2 直流线性模型

一个运算放大器可以被看成是如图 9.1(a)所示的电压源。它的输入电阻很高，典型值为

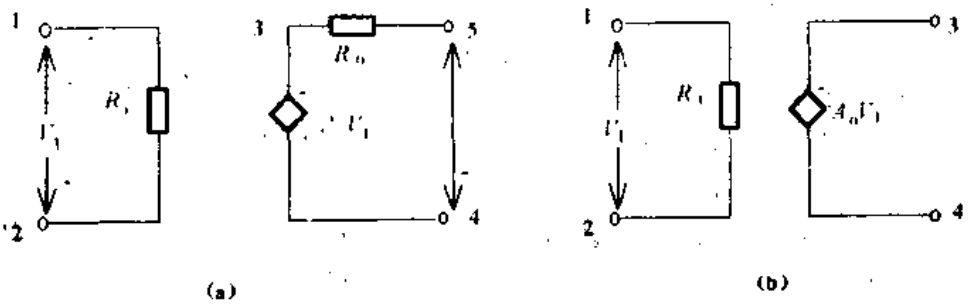


图 9.1　直流线性模型

(a)直流模型；(b)简化直流模型

2MΩ；输出电阻很低，典型值为 75Ω。对于一个理想运算放大器，图 9.1(a)模型可以被简化为图 9.1(b)。这些模型没有考虑饱和效应以及摆率。这些情况确实存在于一个实际的放大器中。假定增益对频率来说是独立的。但实际运算放大器的增益随频率增长而下降。这些简化模型通常适用于直流分析和低频应用。

9.1.3 交流线性模型

单一转折频率的运算放大器可用一个电容表示，如图 9.2 所示。图 9.2 中有一个运算放大器的高频模型。如果一个运算放大器有一个以上的转折频率，它可以用和转折频率数目相同的许多电容来表示。R_i 是输入电阻，R_o 是输出电阻。图 9.2 所示的运算放大器模型中的非独立源有一个共同节点。如果没有，PSPICE 将给出一个错误信息，因为非独立电流源的节点之间没有直流通路。这个共同节点既可在输入级又可在输出级。这个模型没有考虑饱和效应，仅适用于运算放大器工作于线性区域的情形。

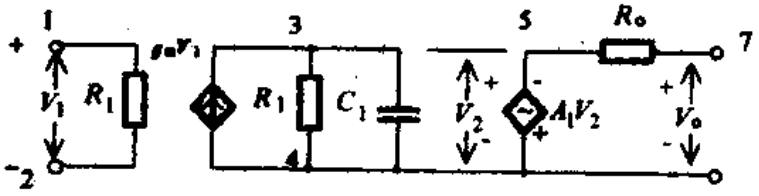


图 9.2 有单一转折频率的交流线性模型

输出电压可以表示为：

$$V_o = -A_1V_2 = \frac{-A_1R_1V_i}{1+R_1C_1S}$$

用 $S=j2\pi f$ 替换，有

$$V_o = \frac{-A_1R_1V_i}{1+j2\pi R_1C_1} = \frac{-A_0V_i}{1+jf/f_b}$$

其中，$fb=1/(2\pi R_1C_1)$叫做转折频率，单位为 Hz；

$A_0=A_1R_1$，是运算放大器的中频(或直流)增益。

因此，开环电压增益为：

$$A(f) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{A_0}{1+jf/f_b}$$

对于 μA741 型运算放大器，$f_b=10Hz$，$A_0=2*10^5$，$R_i=2M\Omega$，$R_o=75\Omega$。令 $R_1=10k\Omega$，$C_1=1/(2\pi\times10\times10\times10^3)=1.15619\mu F$

9.1.4 非线性宏模型

运算放大器的宏模型如图 9.3 所示。宏模型可以用 SUBCKT 命令作为子电路应用。然而，如果运算放大器用于多个电路中，把宏模型作为一个名为 OPNOM.LIB 的库文件是方便的，在使用宏模型的每一个电路中都不需要写上宏模型中的语句。随学生版 PSPICE 同来的库文件有：运算放大器为 OPNOM.LIB；比较器为 CPNOM.LIB；二级管为 DNOM.LIB；MOS 型场效应管为 MNOM.LIB；三极管为 QNOM.LIB。专业版 PSPICE 支持许多库文件。

μA741 型运算放大器的宏模型是在室温下被模拟的，没有考虑温度效应。库文件 OPNOM.LIB 包含通常的、而不是最坏情况下器件的模型。宏模型包括子电路定义和一系列 MODEL 命令语句。

库文件 OPNOM.LIB 清单如下所示：

```
*     Library file "OPNOM.LIB" for uA741 op-amp
*     connections:  noninverting input
*                   |    inverting input
*                   |    |    ground
*                   |    |    |    positive power supply
*                   |    |    |    |    negative power supply
*                   |    |    |    |    |    output
*                   |    |    |    |    |    |
.SUBCKT UA741       1    2    3    4    5    6
*                  (Vi+)(Vi-)(gnd)(Vp+)(Vp-)(Vout)
```

```
Q1      7     1     10    UA741QA
Q2      8     2     9     UA741QB
RC1     4     7     5.305165D+03
RC2     4     8     5.305165D+03
C1      7     8     5.459553D-12
RE1     10    11    2.151297D+03
RE2     9     11    2.151297D+03
IEE     11    5     1.666000D-05
CE      11    3     3.000000D-12
RE      11    3     1.200480D+07
GCM     3     12    11    3     5.960753D-09
GA      12    3     8     7     1.884955D-04
R2      12    3     1.000000+05
C2      12    13    3.000000D-11
GB      13    3     12    3     2.357851D+02
RO2     13    3     4.5000000D+01
D1      13    14    UA741DA
D2      14    13    UA741DA
EC      14    3     6     3     1.0
RO1     13    6     3.000000D+01
D3      6     15    UA741DB
VC      4     15    2.803238D+00
D4      16    6     UA741DB
VE      16    5     2.803238D+00
RP      4     5     18.16D+03
*       End of subcicuit definition
.ENDS
*       Models for diodes and transistors
.MODEL UA741DA D (IS=9.762287D-11)
.MODEL UA741DB D (IS=8.000000D-16)
.MODEL UA741QA NPN (IS=8.000000D-16 BF=9.166667D+01)
.MODEL UA741QB NPN (IS=8.309478D-16 BF=1.178571D+02)
*   End of library file
```

例 9.1：一个反相放大器如图 9.4 所示。输出取自节点 5，计算打印电压增益、输入电阻、输出电阻。其中放大器按图 9.1 模型定义，$A_0=2*10^5$，$R_i=2M\Omega$，$R_o=75\Omega$。

解：电路文件清单如下：

```
Example 9.1  Inverting Amplifier
*       Input voltage is 1.5 V DC.
VIN  1  0  DC  1.5V
```

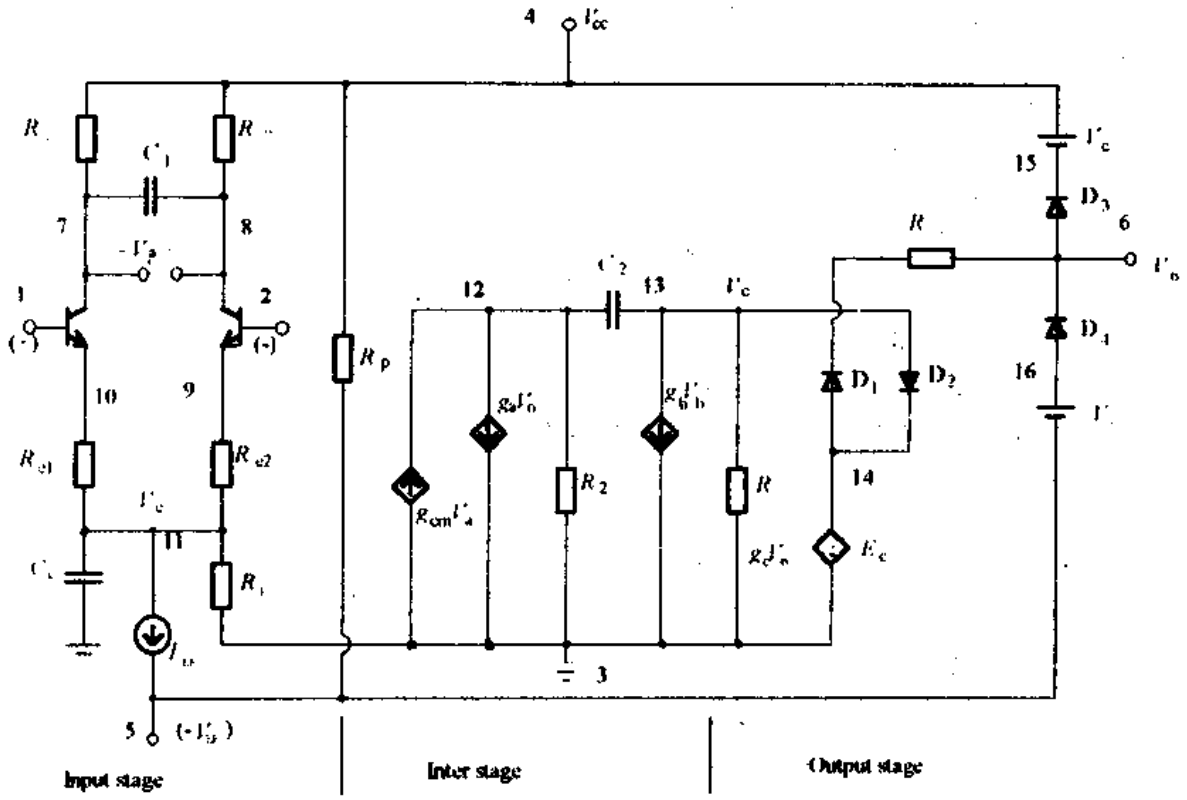


图 9.3 运算放大器宏模型电路图

```
R1    2   3   10K
RL    4   0   6.67K
RF    3   5   20K
*     Calling subcircuit OPAMP
XA1   2   1   2   0   OPAMP
XA2   3   4   5   0   OPAMP
*     Subcircuit definition for
*   OPAMP
.SUBCKT OPAMP   1   2   5   4
RIN   1   2   2MEG
RO    3   5   75
*     Voltage—controlled voltage source with a gain of 2E+5 The
*     potonity of the output voltage is taken into account by changing the
*     location of th econtrolling nodes.
EA    3   4   2   1   2E+5
*     END OF SUBCIRCUIT DEFINITION
.ENDS OPAMP
*     Transfer functino analysis calculates and prints the DC gain,
*     the input resistance, and the out resistance.
```

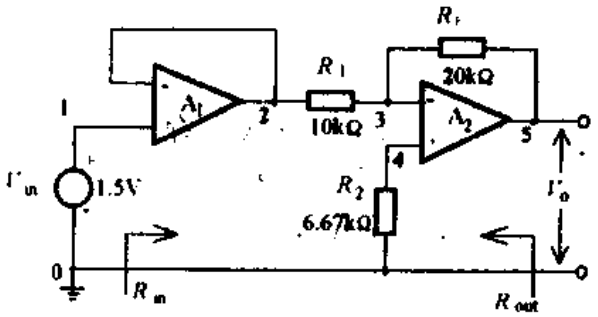


图 9.4 反相放大器

```
.TF  V(5)  VIN
.END
****     SMALL-SIGNAL BIAS SOLUTION     TEMPERATURE= 27.000
DEG C
NODE VOLTAGE   NODE   VOLTAGE   NODE   VOLTAGE NODE VOLTAGE
(  1)   1.5000    (  2)    1.5000    (  3)  15.11E-06 (  4) 50.2E-09
(  5)   -2.999  (×A1.3)   1.5112  (×A2.3)  -3.0112
    VOLTAGE SOURCE CURRENTS
    NAME            CURRENT
    VIN             -3.778E-12
    TOTAL  POWER  DISSIPATION  5.67E-12  WATTS
****     SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS
    V(5)/VIN=-2.000E+00
    INPUT RESISTANCE AT VIN=3.970E+11
    OUTPUT RESISTANCE AT V(5)=1.132E-03
        JOB CONCLUDED
        TOTAL JOB TIME      2.42
```

例 9.2：一个积分电路如图 9.5(a)所示，输入电压如图 9.5(b)所示。以步长 50μs 从 0 到 4ms 时间内绘制输出电压的瞬态响应。运算放大器按图 9.2 模型定义，R_i=2MΩ，R_o=75Ω，C_1=1.5619μF，R_1=10kΩ。

解：

电路文件清单如下：

```
Example  9.2  Integrator Circuit
*      The input voltage is represented by a piecewise linev waveform
*      To avoid convergence problems due to a rapid change, the input
*      voltage is assumed to have a finite slope.
VIN   1    0    PWL (0 0 1NS -1V 1MS -1V 1.0001MS 1V 2MS 1V
+     2.0001MS -1V 3MS -1V 3.0001MS 1V 4MS 1V
*      Transient analysis for 0 to 4 ms with 50US increment
.TRAN   50US   4MS
R1      1    2    2.5K
RF      2    4    1MEG
RX      3    0    2.5K
RL      4    0    100K
C1      2    4    0.1UF
*      Calling subcircuit OPAMP
XA1   2    3    4    0    OPAMP
*      Subcircuit definition for OPAMP
.SUBCKT OPAMP  1  2  7  4
```

```
RI    1  2  2.0E6
*     Voltage-controlled current source with a gain of 1
GB    4  3  1  2  1
R1    3  4  10K
C1    3  4  1.5619UF
*     Voltage-controlled voltage source with a gain of 20
EA    4  5  3  4  20
RO    5  7  75
*     End of subcircuit OPAMP
.ENDS
*     Plot the results of transient analysis
.PLOT  TRAN  V(4)  V(1)
.PROBE
.END
```

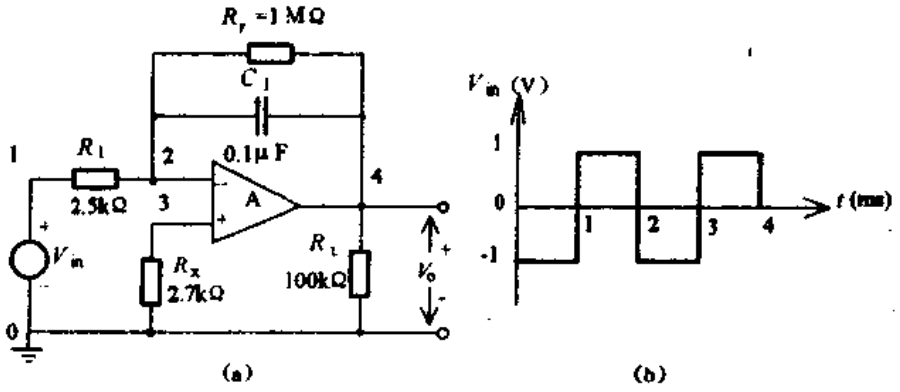


图 9.5　积分电路

(a)电路;(b)输入波形

例 9.2 的瞬态响应如图 9.6 所示。

例 9.3:一个实用的微分电路如图 9.7(a)所示。当输入电压源如图 9.7(b)所示时,以 50μs 为步长,在时间 0～4ms 内绘制输出电压的瞬态响应。运算放大器按图 9.2 模型定义,R_i=2MΩ,R_o=75Ω,C_1=1.15619μF,R_L=10kΩ。

解:电路文件清单如下所示:

```
Example 9.3  Differentiator Circuit
*     The maximum number of points is changed to 410. The default
*     value is only 201.
.OPTIONS NOPAGE NOECHO LIMPTS=410
*     Input voltage is a piecewise linear waveform for transient analysis
VIN   1   0   PWL  (0 0 1MS 1 2MS 0 3MS 1 4MS 0)
*     Transient analysis for o to 40ms with 50μs incremeni
.TRAN  50US  4MS
```

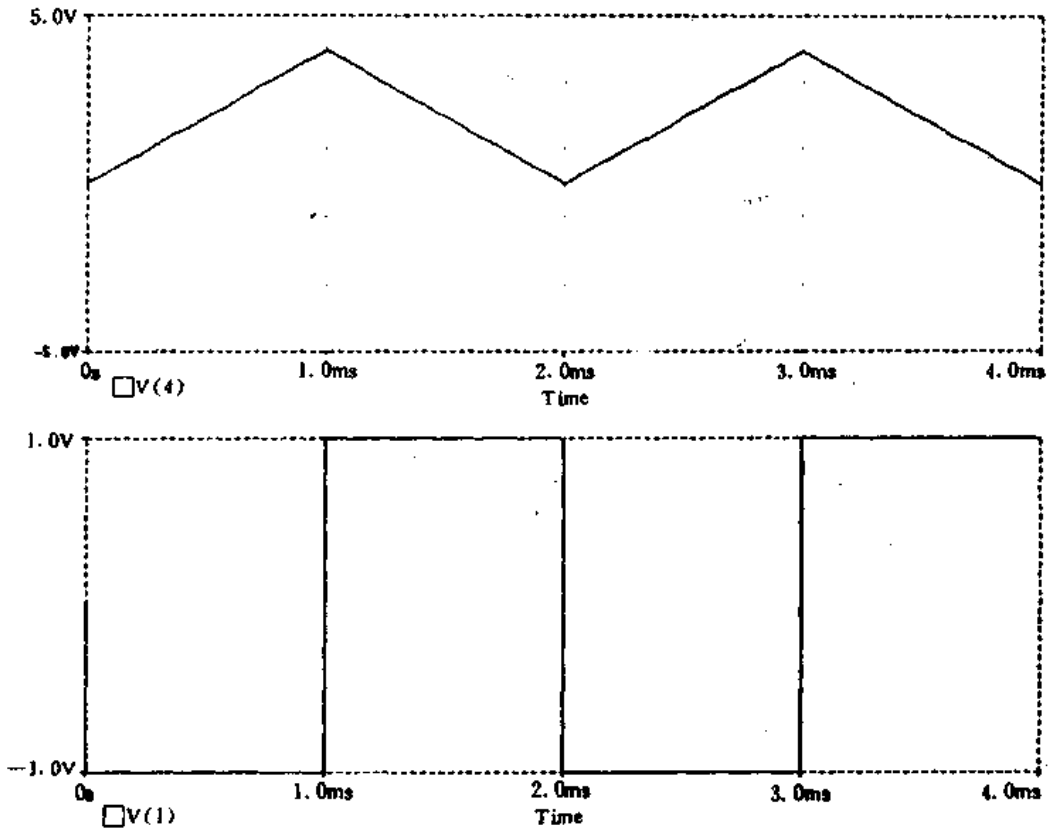


图 9.6 例 9.2 瞬态响应

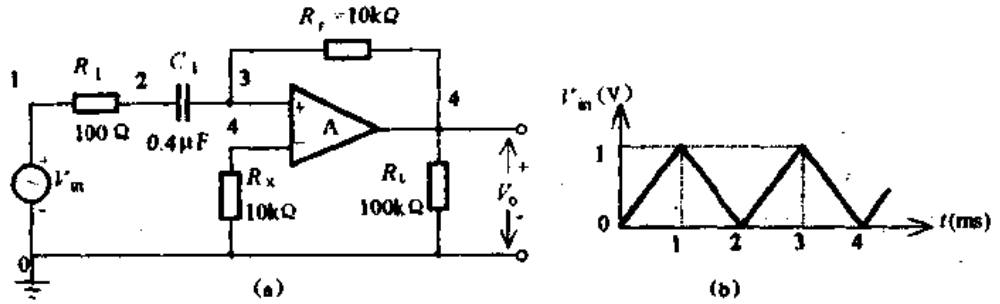


图 9.7 微分电路

(a)电路;(b)输入波形

```
R1    1   2   100
RF    3   4   10K
RX    5   0   10K
RL    4   0   100K
C1    2   3   0.4UF
*     Calling op—amp OPAMP
XA1   3   5   4   0   OPAMP
```

```
*       Op-amp subcircuit definition
.SUBCKT OPAMP   1   2   7   4
RI      1   2   2.0E6
*       Voltage-controlled current source with a gain of 1
GB      4   3   1   2   1
R1      3   4   10K
C1      3   4   1.5619UF
*       Voltage-controlled Voltage source wifha gain of 20
EA      4   5   3   4   20
RO      5   7   75
*       End of subcircuit OPAMP
.ENDS OPAMP
*       plot the results of transient analysis 4
.PLOT TRAN   V(4)   V(1)
.PROBE
.END
```

例 9.3 的瞬态响应如图 9.8 所示。

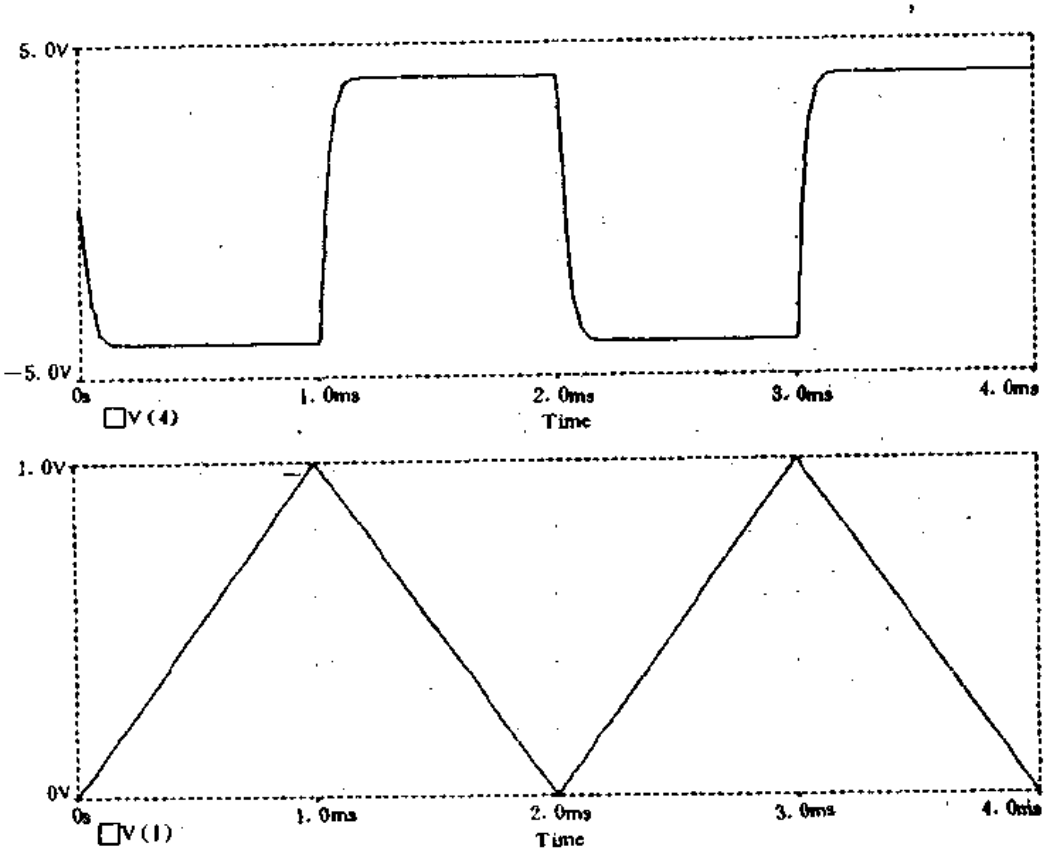


图 9.8 例 9.3 瞬态响应

例 9.4：一个滤波器电路如图 9.9 所示。绘制输出电压的频率响应。频率按每十倍频取 10 点的方式从 9Hz 变化到 100MHz。运算放大器模型如图 9.2 所示，$R_i=2M\Omega$，$R_o=75\Omega$，$C_i=1.55619\mu F$，$R_l=10k\Omega$。

解：电路文件清单如下：

```
Example  9.4  A Filter Circuit
*      AC analysis for 10 Hz to 100 MHz with a decade increment and
*      10  points per decade
.AC  DEC  10  10HZ  100MEGHZ
*      Input voltage is 1 V peak for ac analysis or frequency response.
VIN   1   0   AC   1
R1    1   2   20K
R2    2   4   20K
R3    3   0   10K
R4    1   5   10K
R5    4   5   10K
R6    6   7   100K
R7    6   0   100K
C1    2   4   0.01UF
* Subciycuit call for A1 and A2
*X1  2   3   4   0  OPAMP
*X2  5   6   7   0  OPAMP
* Subcircuit definition for OPAMP
.SUBCKT OPAMP  1  2  7  4
RI    1   2   2.0E6
* Voltage—controlled current source with a gain of 1
GB    4   3   1   2   1
R1    3   4   10K
C1    3   4   1.5619UF
* Voltage—controlled voltage source of  gain 20
EA    4   5   3   4   20
RO    5   7   75
* End of subcircuit definition
.ENDS OPAMP
* plot the results of ac analysis
.PLOT AC VM(7) VP(7)
.PROBE
.END
```

例 9.4 的频率响应如图 9.10 所示。

例 9.5：一个带通滤波器如图 9.11 所示。运算放大器用如图 9.3 所示的宏模型表示。宏模

型的描述列于库文件 OPNOM. LIB 中。当频率以每十倍频取 10 点的方式从 100Hz 变化到 1MHz 时，绘制频率响应。输入电压峰值为 1V。

解：电路文件清单如下：

```
Example  9. 5 Band—Pass Ac-
+  tive Filter
*     Input voltage of 1 V peak
*  for frequency response
VIN     1    0    AC    1
*     AC analysis for 100 Hz to
*  1 MHz with a decade incre-
```

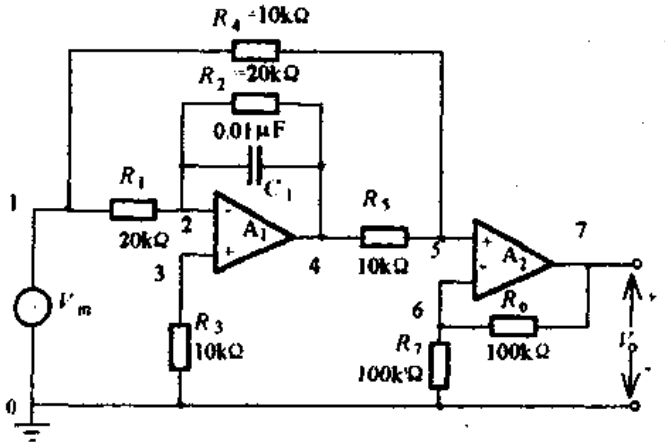


图 9.9　滤波器电路

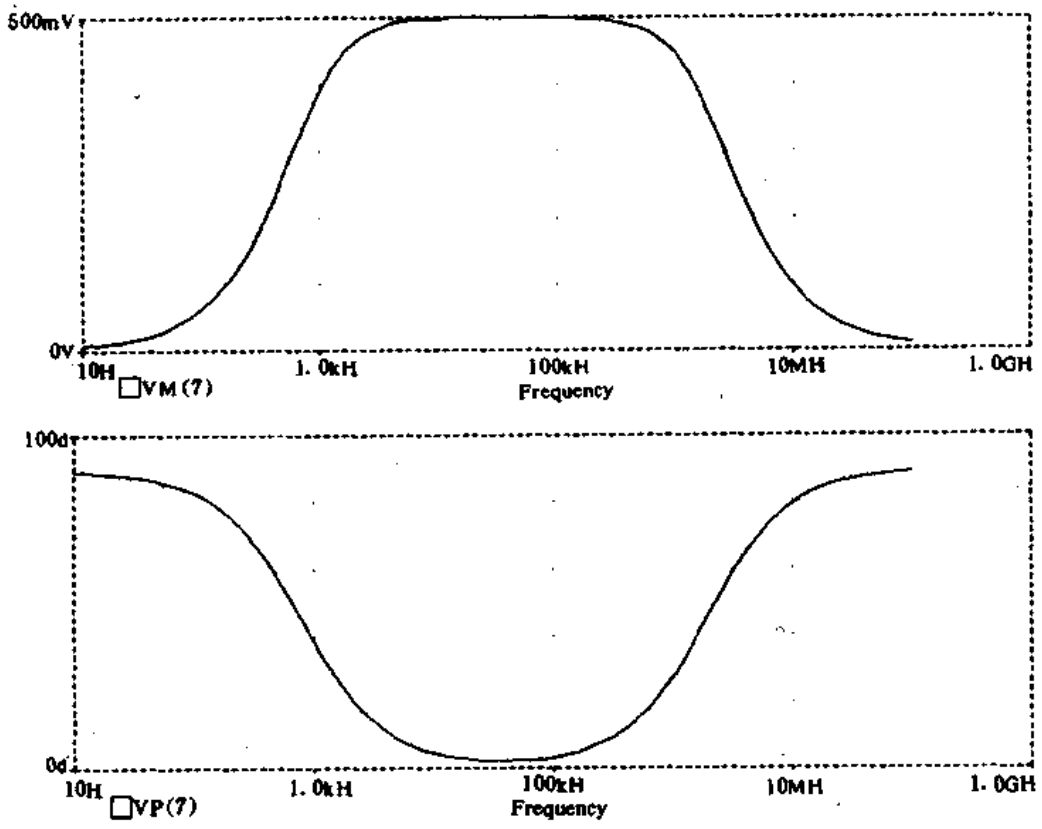


图 9.10　例 9.4 频率响应

```
*     ment and points per decade
.AC   DEC 10 100HZ 1MEGHZ
R1      1     2     5K
R2      3     4     1.5K
R3      2     0     265K
```

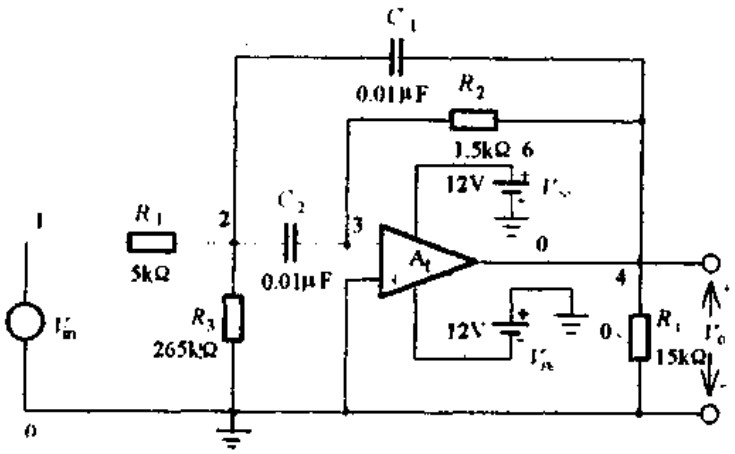


图 9.11 带通滤波器

```
C1      2     4     0.01UF
C2      2     3     0.01UF
RL      4     0     15K
VCC     6     0     DC  12V
VEE     0     7     DC  12V
*       Subctrcuit call for UA741
X1      0     3     0     6     7     4     UA741
*       VI+  VI−  gnd   Vp+  Vp−  Vout
*       Call   library file OPNOM. LIB
· LIB OPNOM. LIB
· PROBE
*   plot the results of AC analysis: magnitude of voltage at node 4
· PLOT AC VM(4)
· PROBE
· END
```

例 9.5 的频率响应如图 9.12 所示。

例 9.6：一个自激多谐振荡器电路如图 9.13 所示。以 20μs 为步长绘制从 0～4ms 时间内输出电压的瞬态响应。运算放大器按图 9.3 所示的宏定义。宏模型描述列于库文件 OPNOM.LIB 中，假定电容初始电压为 $C_1=-5V$。

解：电路文件清单如下：

```
Example 9.6 Free−Running Multivibrator
R1      1     0     100K
R2      1     2     100K
R3      2     3     10K
C1      3     0     0.1UF   IC=−5V
VCC     6     0     DC  12V
```

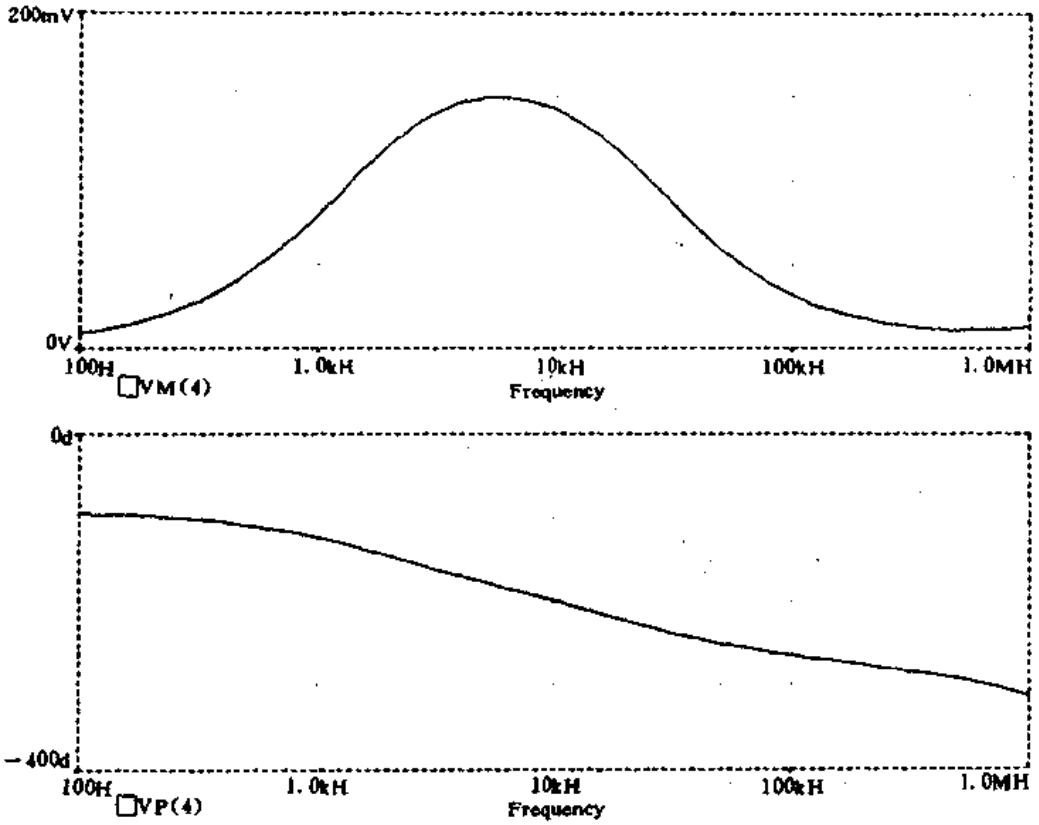


图 9.12 例 9.5 频率响应

```
VEE    0    7    DC   12V
*      Subcircuit call for UA741
XA1    1    3    0    6    7    2    UA741
*        Vi+  Vi-  gnd  Vp+  Vp-  Vout
*      Call library file OPNOM.LIB
.LIB OPNOM.LIB
.TRAN  20US  4MS  UIC
.PROBE
.END
```

例 9.6 的瞬态响应如图 9.14 所示。

例 9.7：具有晶体管电流源的差分放大器电路如图 9.15 所示，计算直流电压增益、输入电阻和输出电阻。输入电压为 0.25V。三极管模型参数为 BF=50，RB=70，RC=40。

解：电路文件清单如下：

```
Example 9.7 Differential Amplifier
VCC   11   0    12V
VEE   0    10   12V
VIN   1    0    DC   0.25V
```

```
RC1   11   3    10K
RC2   11   5    10K
RE1   4    12   150
RE2   7    12   150
RS1   1    2    1.5K
RS2   6    0    1.5K
RX    11   8    20K
Q1    3    2    4     QN
Q2    5    6    7     QN
Q3    12   8    9     QN
Q4    9    9    10    QN
Q5    8    9    10    QN
*   DC transfer function analysis
```

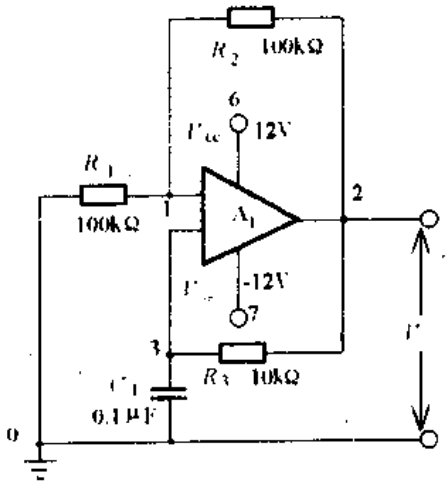


图 9.13　自激多谐振荡电路

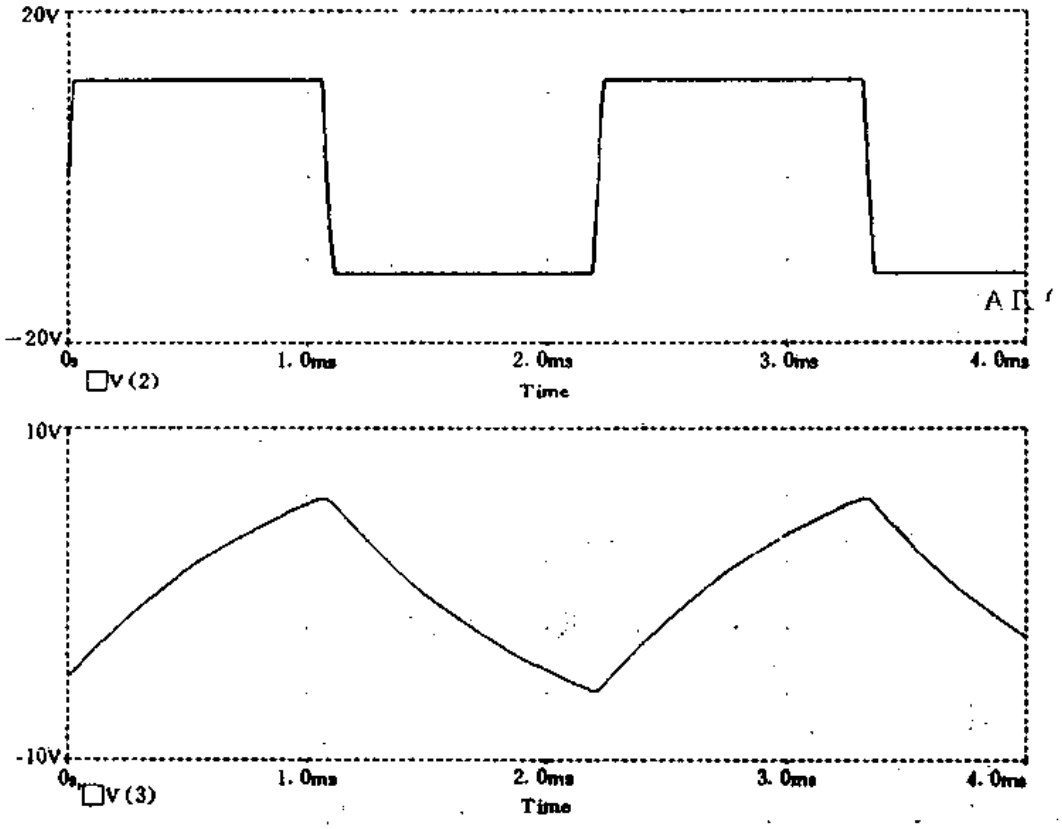


图 9.14　例 9.6 瞬态响应

```
.TF V(3,5) VIN
*   Model for NPN BJTs with model name QN
.MODEL QN NPN (BF=50 RB=70 RC=40)
.END
```

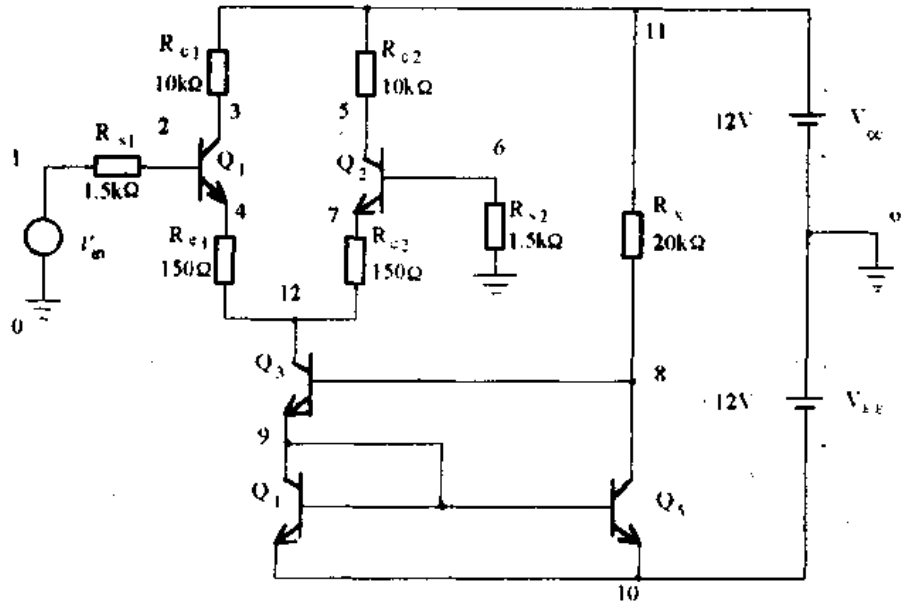


图 9.15 差分放大器

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

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
(1)	.2500	(2)	.2190	(3)	1.6609	(4)	－.5575
(5)	11.3460	(6)	－.0020	(7)	－.7057	(8)	－.10.4430
(9)	－11.2220	(10)	－12.0000	(11)	12.0000	(12)	－.7157

VOLTAGE SOURCE CURRENTS

NAME	CURRENT
VCC	－2.221E－03
VEE	－2.243E－03
VIN	－2.068E－05

TOTAL POWER DISSIPATION 5.36E－02 WATTS

9.2 集成比较器

9.2.1 引言

在模拟集成电路中，比较器也是一种常用电路。因此，在对含有比较器的电子电路及系统进行计算机辅助分析与设计时，为减少内存和分析时间，一般均用比较器宏模型代替实际的比较器电路。比较器宏模型的节点数比比较器实际电路元件级模型的节点数少$\frac{1}{2}$到$\frac{1}{6}$，计算机占用 CPU 时间减少$\frac{1}{3}$到$\frac{1}{6}$，而两者的端口特性完全相同。

9.2.2 比较器的宏模型

图 9.16 示出比较器的宏模型等效电路。下面说明宏模型的组成。

1. 比较器宏模型输入级

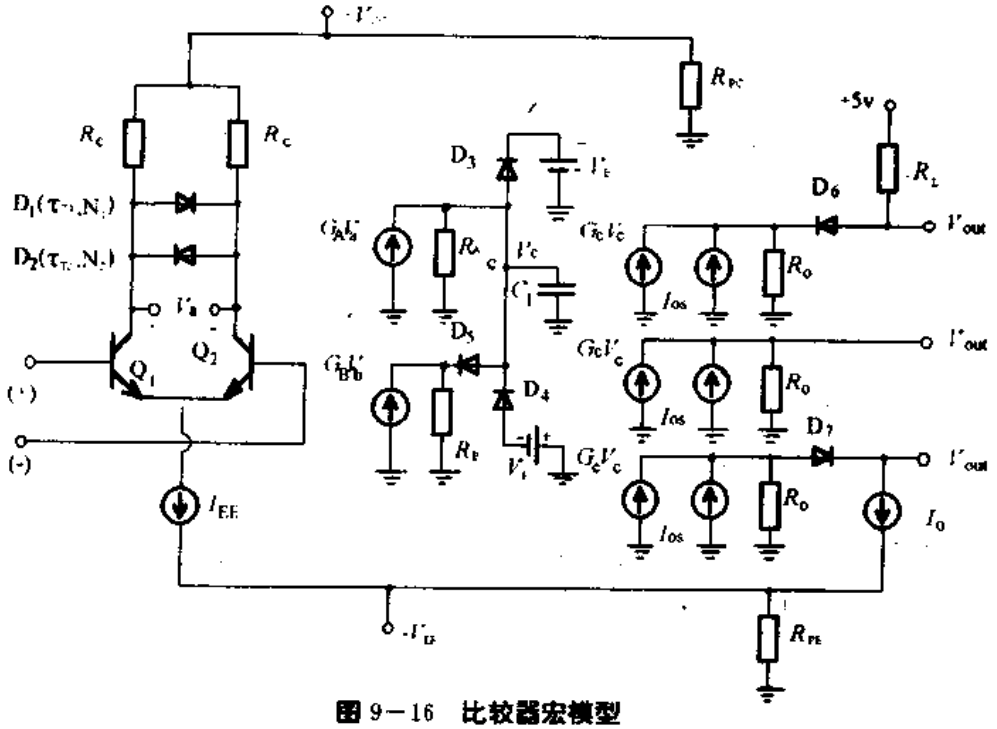


图 9－16　比较器宏模型

比较器宏模型的输入级由简单差分放大器组成。其中 I_{EE} 为理想的射极电流源(用恒定的独立电流源表示)；Q_1 与 Q_2 为无电荷存贮效应的晶体管；R_C 为差分放大器的集电极负载；D_1 与 D_2 为限幅二极管。当输入端过驱动电压超过临界电压值 V_{oderit} 时，D_1 与 D_2 将限制差分输出电压 V_o 的幅值。电阻 R_{PC} 与 R_{PE} 模拟比较器的功耗。

2. 比较器宏模型的中间级

在比较器宏模型中间级中，D_3、V_B、D_4、和 V_E 提供箝位功能，并通过电容 C 和电压控制的电流源 G_AV_A、G_BV_A 模拟有限的上升和下降时间。在此级还利用 D_3 和 D_4 的电荷存贮模拟延迟时间。下面简要说明。

当输入电压为零时，差分放大器的输出电压 V_A 的正值足够大，C 点的电压为负，这样足以使 D_4 导通。此时 V_C 被箝位在 $-V_E$ 的电平上(忽略 D_4 上的管压降，这里适当选取 D_4 管的模型参数 M 可达到要求)，D_5 不通。

当输入电压正跳变时，差分放大器输出电压 V_A 变为负值，因此 V_C 开始上升。对 D_4 来说，突然加一个反向偏置电压，但 D_4 不能立即截止。如果 D_4 具有有限的渡越时 τ_{T4}(τ_{T4} 就 D_4 管的模型参数)，就模拟了响应的延迟时间。在延迟时间之内，D_4 上的电压降变化很小。当存贮电荷消失之后，二极管 D_4 关闭。此时中间级就变成一个由电压控制电流源 G_AV_A 供电的 R_A—C 的电路。显然，此时上升时间由 C 控制。当电容 C 上电压达到 V_B 时，D_3 导通，并把 V_C 箝位在 V_B(忽略 D_3 上压降)上。

当输入电压负跳变时，差分放大器的输出电压 V_A 为正值，D_3 关闭(如果 D_3 有一定的渡越时间，则经过相应的延迟以后，D_3 开始关闭)，此时电容 C 放电。其放电由电压控制电流源 G_AV_A、G_BV_A、R_A 和 R_B 共同决定。因此时 D_5 为正偏，所以 G_BV_A 和 R_B 只影响下降时间而不影响上升时间。这样，使上升时间与下降时间分开模拟，使用非常方便。

当输入电压大于临界电压 V_{odcm} 时，D_1 和 D_2 将限制输出电压 V_A，中间级上升和下降时间皆变为常数。对此波形的延迟时间由 τ_{T3} 和 τ_{T4} 决定。所以，它是一个常数。应该注意的是，有的集成比较器的延时随过驱动电压增大而减小。对这种情况，其延迟时间可用 D_1 和 D_2 渡越时间 τ_{T1} 和 τ_{T2} 的有限值模拟。但此时要令 $\tau_{T3}=\tau_{T4}=0$。

3. 比较器宏模型的输出级

由图 9－16 可知，比较器宏模型中给出了三种输出级电路，可根据实际情况选择其中一种。对于射随器输出电路，应选图 9－16 中最下面的输出电路；对共射组态电路的输出级，应选图 9－16 中最上面的输出电路。上述两种模型电路中的 D_6 和 R_o 皆为模拟输出电平变化时输出电阻的变化。如果输出电阻为常数，则可采用中间的输出电路。在上述三种输出电路中，电流源 I_{OS} 使输入电压差为零（此时 V_A 和 V_C 也为零）时输出电压为 V_{TH}。

整个比较器的电压增益 A 由中间级和输入级决定，输出级增益为 1，输入级有一定的增益。为使其中的箝位起作用，要求典型的过驱动电压为 5mV，改变 D_1 和 D_2 的模型参数发射系数 N_1 和 N_2 可以调节过驱动电压的临界值。

9.2.3 典型的比较器宏模型等效电路元件参数

本节以 μA710 型比较器为例。μA710 的宏模型等效电路元件参数见表 9.1。

表 9.1　μA710 型比较器宏模型等效电路元件参数

元件参数名称和单位		参数值
晶体管 Q1 和 Q2 的电流增益	$\beta_1=\beta_2$	14.4
二极管 D_1 和 D_2 的发射系数	$N_1=N_2$	0.717
D_1 的时间常数	τ_{T1}(ns)	22.2^{-1}
D_2 的时间常数	τ_{T2}(ns)	13.1
跨导	G_A(ms)	0.235
电压源	$V_B=V_E$(V)	1.85
电容	C(PF)	0.56
电阻	R_B(kΩ)	300
跨导	G_B(ms)	0.078
二极管 D_3 的时间常数	τ_{T3}(ns)	0
二极管 D_4 的时间常数	τ_{T4}(ns)	0
补偿电流	I_{OS}(mA)	9.25
跨导	G_C(ms)	5.0
电阻	R_O(Ω)	200
电阻	R_{PC}(kΩ)	2.5
电阻	R_{PE}(kΩ)	3.5
电流源	I_o(mA)	2.5
电流源	I_{EE}(mA)	0.4
电阻	$R_{C1}=R_{C2}$(kΩ)	10
Q1、Q2、D_1、D_2 的饱和电流	Is(A)	8×10^{-16}
电阻	R_A(kΩ)	100
二极管 D_3 和 D_5 的时间常数	$\tau_{T5}=\tau_{T6}$(ms)	0
D_3、D_4、D_5 和 D_6 的发射系数	$N3=N4=N5=N6$	0.001
D_3、D_4、D_5 和 D_6 的饱和电流	I_S(A)	1×10^{-14}

9.2.4 举例

一个迟滞比较器电路如图 9－17 所示。当输入电压为正弦信号，即 $u_i=5\sin 2\pi\times1\text{kHz}\times t$(V)、参考电压 $u_R=3$V（恒定直流电压）时，计算该比较器的输出电压，并画出其输出电压波形

与输入电压波形。

解：该题要求对图 9－17 电路作瞬态分析。电路输入文件清单如下：

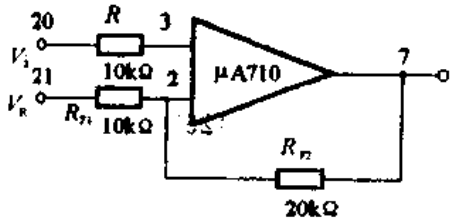


图 9－17

```
EXAMPLE  9.2  COMPARER
VIN      20   0   SIN(0  5  1k  0  0  0)
VR       21   0   DC      3V
.SUBCKT  UA710  2  3  4  8  7
RC1      8    6    10K
RC2      8    15   10K
RPC      8    0    2.5K
D1       6    15   DMOD1
D2       15   6    DMOD2
Q1       6    2    5   QMOD1
Q2       15   3    5   QMOD1
IEE      5    4    0.4MA
RPE      4    0    3.5K
GA       9    0    6   15   0.23MS
RA       9    0    100K
VB       10   0    1.85V
D3       9    10   DMOD3
C1       9    0    0.56PF
GB       11   0    6   15   0.078MS
RB       11   0    300K
D5       9    11   DMOD3
D4       12   9    DMOD3
VE       0    12   1.85V
GC       0    14   9   0   5.0MS
IOS      0    14   9.25MA
RO       14   0    200
D6       14   7    DMOD3
IO       7    4    2.5MA
.ENDS
X1       2    3    4   8   7   UA710
VCC      8    0    12V
VEE      0    4    6V
R        20   3    10K
RF1      21   2    10K
RF2      2    7    20K
.MODEL   QMOD1   NPN   BF=14.4   IS=8E-16
```

```
.MODEL  DMOD1  D      N=0.717  IS=8E-16  TT=22.2NS
.MODEL  DMOD2  D      N=0.717  IS=8E-16  TT=13.1NS
.MODEL  DMOD3  D      N=0.001  IS=1E-14
.TRAN   0.125MS  2MS
.PROBE
.END
```

上机分析后，瞬态分析输入电压波形、输出电压波形如图 9－18。

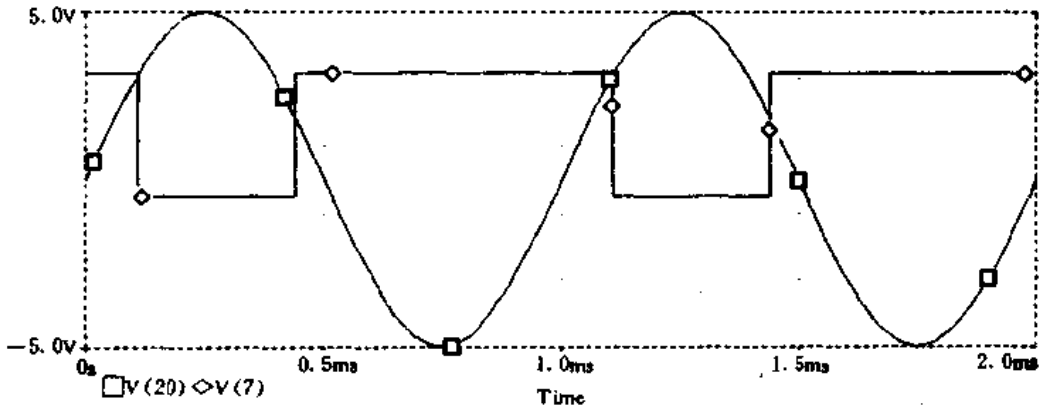


图 9－18　波形图

9.3　模拟集成乘法器

9.3.1. 引言

在通信、广播、电视与电子仪器等技术领域中，由于模拟乘法器广泛用于调制、解调等电路中，所以它已成为模拟电子电路及系统中的一个重要功能组件。然而用计算机辅助分析与设计程序对原电路进行直接分析计算时，要花费很长时间，有时甚至得不到结果。例如，在对解调器进行分析时，当信号载频频率 f_0 是低频调制信号频率 f_c 的 100 倍时，为得到低频调制信号的波形，必须进行解调器的瞬态分析。此时，为得一个低频调制信号输出波形，必须进行解调器的瞬态分析。此时，为得一个低频调制信号的波形，就必须计算 100 个载频频率信号 f_0 的周期，否则无法得到解调后的低频调制信号的输出波形。显然，分析计算的时间就相当长，这在实际工作中有时无法接受。为此必须尽量简化模拟乘法器电路，以缩短分析计算时间。简化模拟集成乘法器电路，构造一个宏模型，适应计算机辅助电路分析与设计的需要，已成为必要方法。下节给出适应 PSPICE 通用电路模拟程序的模拟集成乘法器的时域分析宏模型，供读者使用。

9.3.2. 模拟集成乘法器时域分析宏模型

模拟集成乘法器时域分析宏模型是根据模拟集成乘法器的动态参数，采用数学方法建立的适合于时域分析的数学表达式宏模型。而后，根据数学表达式宏模型，由电路元件及受控源再建立电路级宏模型。

一、模拟集成乘法器输出电压与输入电压的关系表达式

当模拟集成乘法器的两个输入信号为带限信号 $u_x(t)$ 和 $u_y(t)$ 时，它们分别是：

$$u_x(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\omega_B}^{\omega_B} V_x(t)e^{j\omega t}d\omega$$

$$u_y(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\omega_B}^{\omega_B} V_y(t)e^{j\omega t}\mathrm{d}\omega$$

模拟集成乘法器输出信号 $u_o(t)$，经过对 BG314 的数学分析可得：

$$u_o(t)=K[u_x(t)u_y(t)-T_A\dot{u}_x(t)u_y(t)-T_B\dot{u}_y(t)u_x(t)]$$

式中：$\dot{u}_x(t)=\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}u_x(t)$；

$\dot{u}_y(t)=\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}u_y(t)$；

$K=\frac{2R_L}{I_yR_xR_y}$为相乘系数；

$T_A=T_1+T_L-T_x$为 x 通道时常数；

$T_B=T_2+T_L-T_y$为 y 通道时常数；

$T_x=R_xC_x$为时常数；

$T_y=R_yC_y$为时常数；

$T_L=R_LC_L$为时常数；

$T_1=T=\frac{1}{\omega_T}$为时常数，ω_T为晶体截止角频率；

$T_2=(1-\frac{I_x}{I_y})T$为时常数。

二、模拟集成乘法器时域分析宏模型等效电路

（一）一个近似的时域分析宏模型

模拟集成乘法器近似的时域分析宏模型等效电路如图 9.19。由图 9.19 可得：

$$\begin{aligned}V_o(t)&=K[V_x(t)-T_A\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}V_x(t)][V_y(t)-T_B\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}V_y(t)]\\&=K[V_x(t)-T_A\dot{V}_x(t)][V_y(t)-T_B\dot{V}_y(t)]\\&=K[V_x(t)\cdot V_y(t)-T_A\dot{V}_x(t)V_y(t)-T_B\dot{V}_y(t)V_x(t)+T_AT_B\dot{V}_x(t)\dot{V}_y(t)]\\&\approx K[V_x(t)\cdot V_y(t)-T_A\dot{V}_x(t)V_y(t)-T_B\dot{V}_y(t)V_x(t)]\end{aligned}$$

所以图 9.19 模拟了 BG314 乘法器的动态特性，而且宏模型等效电路也比较简单。

（二）一个精确的时域分析宏模型

模拟集成乘法器精确的时域分析宏模型等效电路如图 9.20。

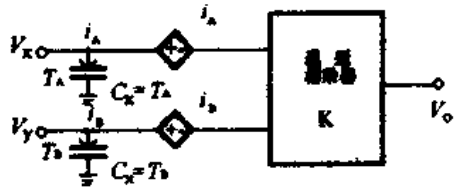


图 9.19

由图 9.20 可知

$$V_{o1}(t)=K[V_x(t)V_y(t)-2T_B\dot{V}_x(t)\dot{V}_y(t)]$$

$$V_{o2}(t)=K[V_x(t)V_y(t)-2T_A\dot{V}_x(t)V_y(t)]$$

$$\begin{aligned}V_o(t)&=-\frac{1}{2}[V_{o1}(t)+V_{o2}(t)]\\&=K[V_x(t)V_y(t)-T_A\dot{V}_x(t)V_y(t)-T_B\dot{V}_x(t)\dot{V}_y(t)]\end{aligned}$$

因此，图 9.20 为模拟集成乘法器精确的时域分析宏模型。

（三）实用的时域分析宏模型

适合于 SPICE 通用电路模拟程序的模拟集成乘法器时域分析宏模型等效电路如图 9.21。图 9.21 所示电路实质上是把图 9.20 所示电路中的理想乘法器转换成电压控制电流源，把运算放大器组成的比例加法器也转换成电压控制的电流源形式。下面说明图 9.21 所示时域分析宏模型等效电路中的模型参数。

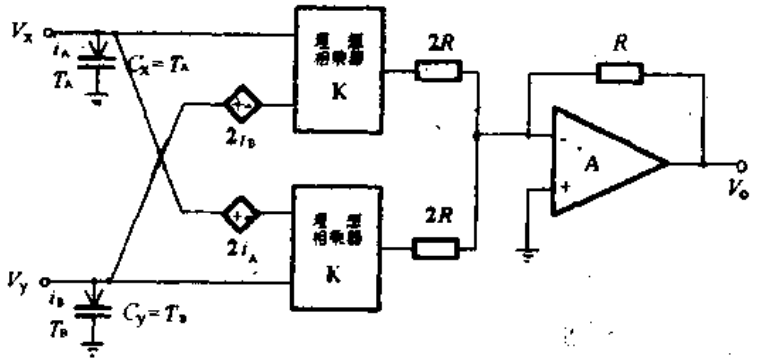


图 9.20　精确的时域分析宏模型

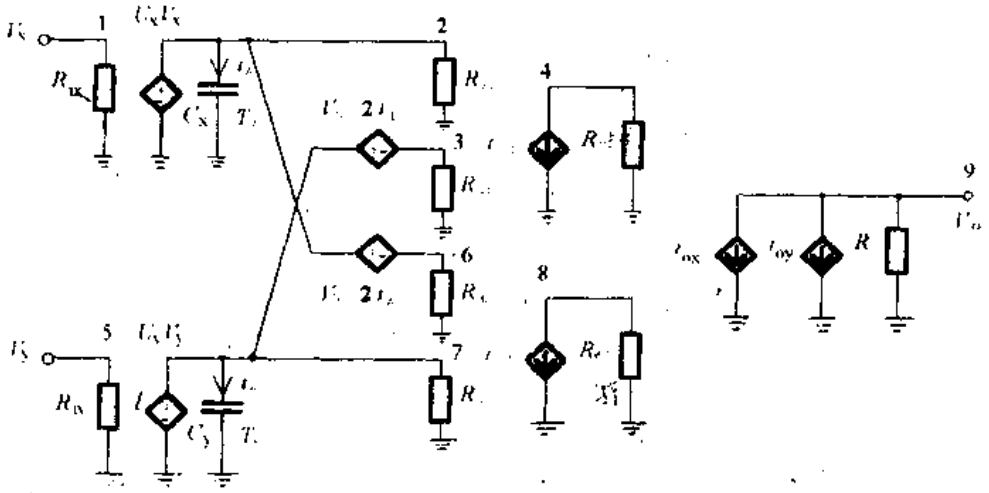


图 9.21　实用时域分析宏模型

1. R_{ix}和 R_{iy}的确定

R_{ix}和 R_{iy}分别为 x 和 y 通道的输入电阻，它可由集成电路手册中查出。

2. 电压控制系数 M_x 和 M_y 的确定

V_{ix}和 V_{iy}分别为两个通道输入信号 $V_x(t)$和 $V_y(t)$控制的电压源，其电压控制系数分别为 μ_x 和 μ_y，这里 $\mu_x=\mu_y=1$。

3. 电流控制电压系数 γ_x和 γ_y的确定

γ_x和 γ_y分别为 i_A和 i_B对 V_{2x}和 V_{2y}控制系数，其大小为 $\gamma_x=\gamma_y=2$。

4. 时间常数 T_A、T_B 和理想乘法器相乘系数 K 的确定

当在 x 输入端加一个直流信号 $V_x(t)=V_{x0}$，在 y 输入端加一个交流(扫频)信号 $V_y(t)=R_e$

$(V_y e^{j\omega t})$，则

$$V_o(t)=K\{V_{x0}R_e(V_y e^{j\omega t})-T_A\frac{d}{dt}V_{x0}R_e(V_y e^{j\omega t})-T_B V_{x0}\frac{d}{dt}[R_e(V_y e^{j\omega t})]\}$$

$$=K\{V_{x0}R_e(V_y e^{j\omega t})-T_B V_{x0}j\omega R_e(V_y e^{j\omega t})\}$$

$$=KV_{x0}R_e\{V_y e^{j\omega t}(1-j\omega T_B)\}$$

由上式可得 $V_o(t)$对 $V_y(t)$的电压增益为：

$$A_y(\omega)=KV_{x0}(1+\omega^2T_B^2)$$

相移

$$\varphi_y(\omega)=\mathrm{arctg}(\omega T_B)$$

群延迟

$$T_y(\omega)=\frac{T_B}{1+\omega^2T_B^2}$$

所以

$$K=\frac{A_y(\omega)}{V_{x0}(1+\omega^2T_B^2)}\bigg|_{\omega=0}=\frac{A_y(0)}{V_{x0}}$$

K 值也可直接从集成电路手册中查出。

时间常数

$$T_B=\lim_{\omega\to 0}\frac{\varphi_y(\omega)}{\omega}=\tau_y(0)$$

时间常数

$$T_A=\lim_{\omega\to 0}\frac{\varphi_x(\omega)}{\omega}=\tau_x(0)$$

由上二式可知，T_B为 y 通道相移特性在频率为零处的斜率；T_A为 x 通道相移特性在频率为零处的斜率。T_A、T_B也可以从手册中查出的矢量误差 F_{vx}及 F_{vy}求得。因为 F_{vx}为 x 通道同频输出信号与输入信号之间的瞬时矢量差为 1%或相位差为 0.01 弧度(即 0.57°)时的输入信号频率。所以，$T_A=0.01/2\pi F_{vx}$。同理，$T_B=0.01/2\pi F_{vy}$。宏模型中的 C_x 和 C_y 可变为 T_A和 T_B。

5. i_{o1}和 i_{o2}的确定

i_{o1}为 V(2)和 V(3)相乘控制的电流源，即为双电压控制的电流源。若控制系数为 G_{m1}，则

$$i_{o1}=G_{m1}\cdot V(2)\cdot V(3)$$

若给定电阻 R_{o1}，则

$$G_{m1}\cdot R_{o1}=K$$

所以

$$G_{m1}=\frac{K}{R_{o1}}$$

同理

$$G_{m2}=\frac{K}{R_{o2}}$$

G_{m2}为 V(6)和 V(7)双电压源对电流源 i_{o2}的控制系数。

6. 控制系数的确定

i_{ox}和 i_{oy}分别由电压 V(4)和 V(8)控制的电流源，其控制系数为

$$g_{mx}=\frac{1}{2R_o}$$

$$g_{my}=\frac{1}{2R_o}$$

式中 R_o 为模拟集成乘法器的输出电阻，可由集成电路手册中查出。

9.3.3 典型模拟集成乘法器时域分析宏模型等效电路元件参数的确定

本节以 BG314 集成乘法器为例说明。根据集成电路手册可查出：

$R_{ix}=35\text{M}\Omega$　　$F_{vx}=30\times10^3\text{ Hz}$

$R_{iy}=35\text{M}\Omega$　　$F_{vy}=25\times10^3\text{ Hz}$

$R_o=300\Omega$

$K=0.1$

根据上节计算公式可求得：

$\mu_x=\mu_y=1$

$r_x=\gamma_y=2$

$$g_{mx}=\frac{1}{2R_o}=\frac{1}{2\times300}=1.67\times10^{-3}\text{s}$$

$$g_{my}=\frac{1}{2R_o}=\frac{1}{2\times300\times}=1.67\times10^{-3}\text{s}$$

$$T_A=\frac{0.01}{2\pi F_{vx}}=\frac{0.01}{2\pi\times30\times10^3}=53\times10^{-9}\text{s}$$

$$T_B=\frac{0.01}{2\pi F_{vy}}=\frac{0.01}{2\pi\times25\times10^3}=64\times10^{-9}\text{s}$$

$R_{x1}=R_{x2}=10\text{k}\Omega$　　（任选）

$R_{o1}=R_{o2}=R_o=300\text{k}\Omega$

$$G_{m1}=\frac{K}{R_{o1}}=\frac{0.1}{300}=0.3\times10^{-3}\text{s}$$

$$G_{m2}=\frac{K}{R_{o1}}=\frac{0.1}{300}=0.3\times10^{-3}\text{s}$$

习　题

9.1　绘制图 9.5 所示集成电路的频率响应。频率以每十倍频程取 10 点方式从 10Hz 变化到 100Hz，峰值输入电压为 1V。

9.2　绘制图 9.7 的差分放大器的频率响应，频率以每十倍频程取 10 点方式从 10Hz 变化到 100Hz，峰值输入电压为 1V。

9.3　使用图 9.3 所示的运算放大器的宏模型，重复例 9.2。供电电压 $V_{CC}=15\text{V}$，$V_{EE}=-15\text{V}$。

9.4　使用图 9.3 所示的运算放大器的宏模型，重复例 9.3。供电电压 $V_{CC}=15\text{V}$，$V_{EE}=-15\text{V}$。

9.5　一个全波检波整流电路如图 P9.5 所示。如果输入电压在 0～1ms 范围内以 10μs 为步长绘制输出电压的瞬态响应。运算放大器使用图 9.3 所示的宏模型。宏模型的描述列于文件 OPNOM 中，使用二极管模型的缺省值。供电电压 $V_{CC}=12\text{V}$，$V_{EE}=-12\text{V}$。

9.6　如图 P9.5，绘制直流转移特性。输入电压以 0.01V 为步长从－1 变化到 1V。

9.7　如图 P9.7，绘制直流转移特性。输入电压以 0.1V 为步长从－10V 变化到 10V，击穿电压 $V_z=1\text{V}$。运算放大器用图 9.1(a)中电路代替，$R_1=2\text{M}\Omega$，$C_1=1.59619\mu\text{F}$，$R_1=10\text{k}\Omega$。

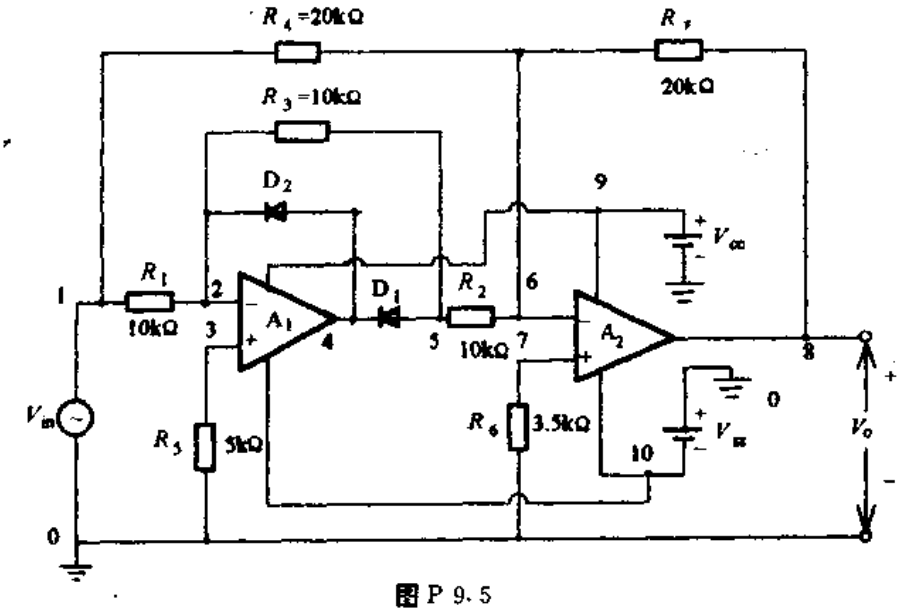


图 P 9.5

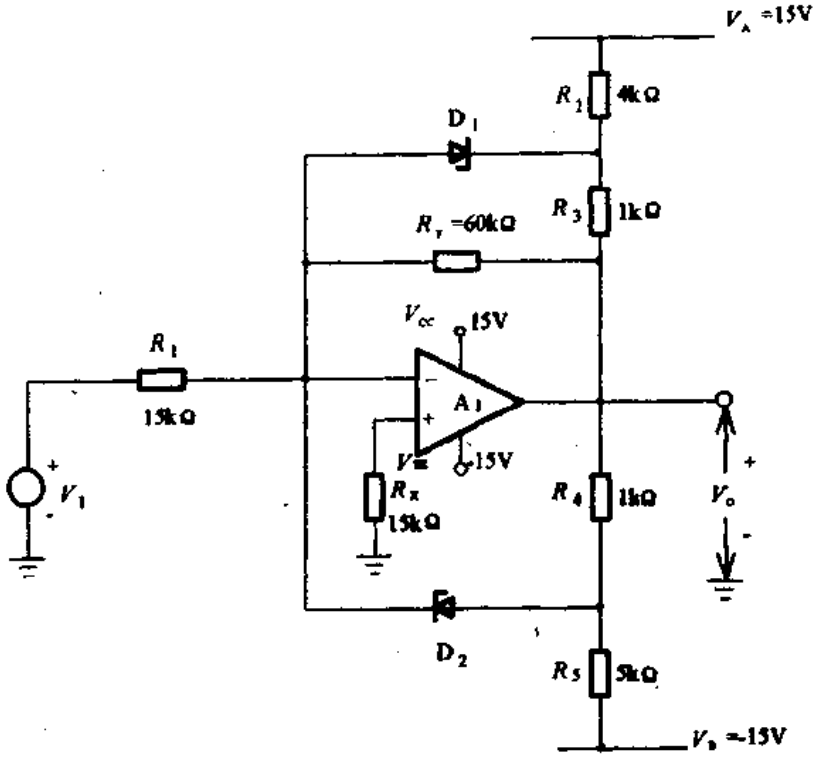


图 P9.7

9.8　如图 P9.8，绘制直流转移特性。输入电压以 0.1V 为步长从 −10V 变化到 10V，击穿电压 $V_{z1}=V_{z2}=6.3$V。运算放大器用图 9.1(a)中电路代替，$R_i=2$MΩ，$R_o=75$Ω，$A_0=10$E6。

9.9　一集成电路如图 P9.9(a)所示。输入电压如图 P9.9(b)。在 0～200μs 时间内以 2μs 为步长绘制输出电压的瞬态响应，计算闭环增益。运算放大器用图 9.2 电路代替，$R_i=2$MΩ，$C_1=1.5619\mu$F，$R_1=10$kΩ。$g_{m1}=10^{-4}s$，$A_1=10E6$，$R_0=75$Ω。

9.10　使用图 P9.3 所示运算放大器的宏模型。宏模型描述列于于库文件 OPNOM.LIB

中，重复习题 9.9，源电压 $V_{CC}=12V$，$V_{EE}=-12V$。

9.11　如图 P9.11 电路，在时间 0～2ms 范围内绘制输出电压的瞬态响应。运算放大器用图 9.3 所示的宏模型代替。宏模型描述列于库文件 OPNOM.LIB。源电压 $V_{CC}=15V$，$V_{EE}=-15V$。

9.12　如图 P9.12，绘制输入阻抗的频率响应。频率以每十倍

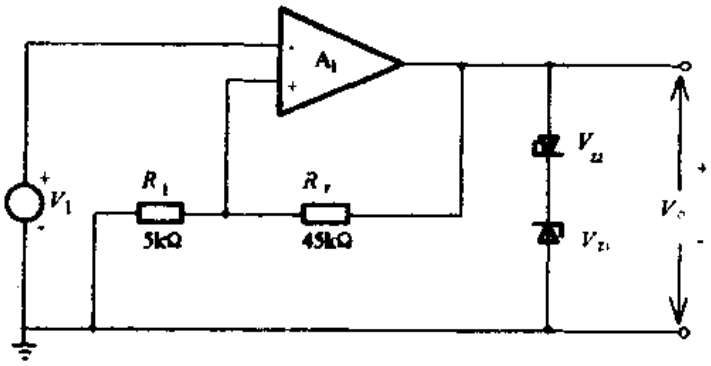


图 P9.8

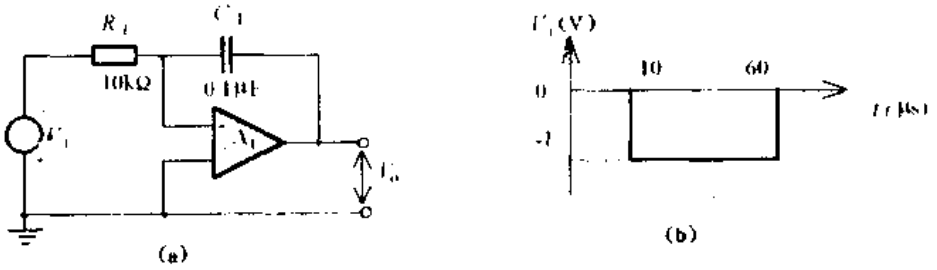


图 P9.9

(a) 电路；(b) 输入电压

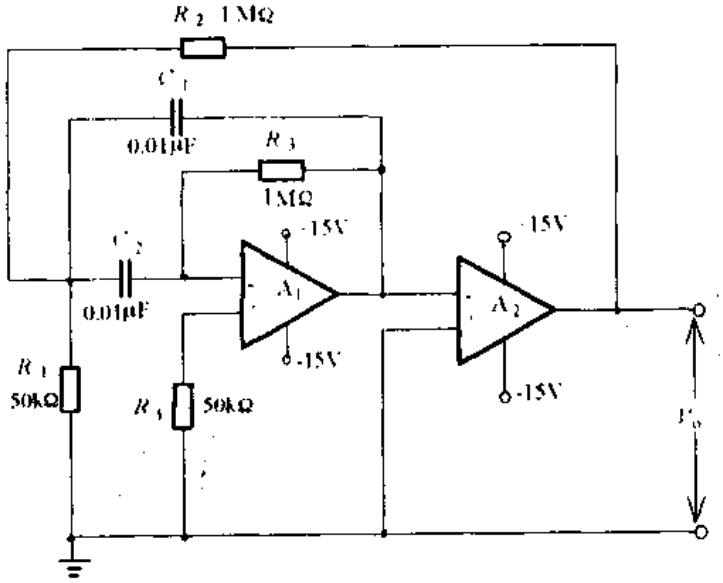


图 P9.11

频程取 10 点的方式从 10Hz 变化到 10MHz。运算放大器使用图 9.2 电路。参数 $R_i=2M\Omega$，$R_o=75\Omega$，$C_1=1.5619\mu F$，$R_1=10k\Omega$，$g_m=10^{-4}S$，$A_1=10E6$。

9.13　由 μA710 集成比较器组成的迟滞比较器电路如图 P9.13 所示，请写出该电路瞬态分析的作业文本文件，并画出 V_m 和 V_0 的时域波形，V_R 和 V_m 自己给定。

9.14　由 BG314 模拟集成乘法器组成的混频器电路如图 P9.14 所示。图中 V_L 为本振电压信号，V_c 为高频输入信号，V_{xos}、V_{yos} 分别为两个通道的输入馈通电压，它们用来保证 BG314 在任一输入电压为零时输出电压皆为零。V_1 为混频后的中频输出电压信号，若

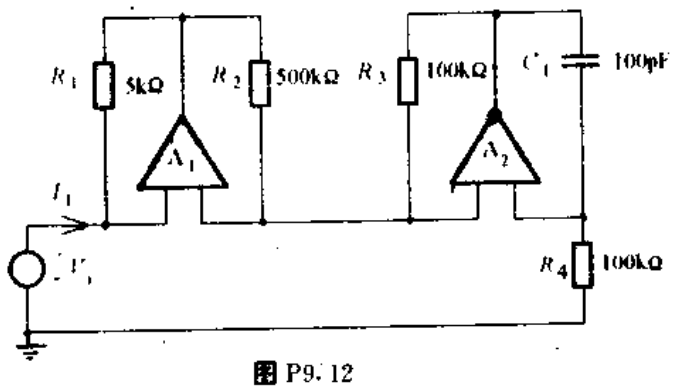


图 P9.12

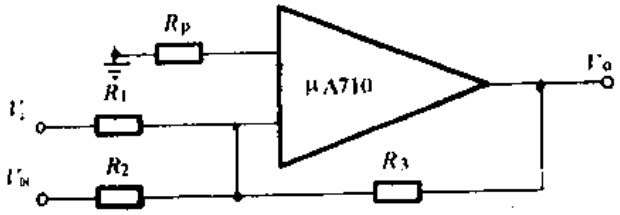


图 P9.13

$V_i = 0.2\sin 2\pi \times 72.3 \times 10^{-6} t(\mathrm{V})$

$V_c = 0.005\sin 2\pi \times 83 \times 10^{-6} t(\mathrm{V})$

①请设计出 C_1、L_{11} 和 L_{12} 的具体值。ω_2 为中频变压器次边线圈匝数(自己选定);ω_1 为中频变压器原边线圈匝数(自己选定)。

②选定 BG314 时域分析宏模型等效电路。

③写出图 9.14 所示混频器电路的 PSPICE 瞬态分析输入文件。

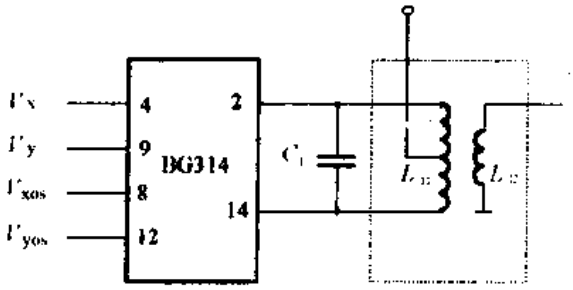


图 P9.14

第十章　数字集成电路

10.1　简述

数字集成电路的宏模型技术经历了两个发展阶段。第一个阶段是依据模拟集成电路构造宏模型的方法，把数字集成电路分为输入级、中间级与输出级，按各级电路传输特性分别建立各级电路传输特性的子宏模型，子宏模型间用压控电压源或压控电流源相连。这种方法一般用在 PSPICE 4.02 以下的版本。在对含有数字集成电路的输入作业文件进行瞬态分析时，PSPICE 采用数值积分法，对每一个时间点都必须计算出对应的电平值。因此分析时间长、速度慢。由于这个原因，人们提出对含有数字集成电路的电路系统采用专门算法。专门算法根据数字电路的特点，仅给出某时刻的电平(高电平或低电平)，在电平未转变的时刻，皆确定为前时刻的电平。只有当电平转变时，才确定为转变电平，而且以后时刻的电平一直确定为转变后的电平，从而大大加快了分析速度。PSPICE4.03 以上版本皆采用这种方法。数字集成电路的宏模型改变了前面构模方法，采用依据真值表的构模方法，使得数字集成电路宏模型大大简化，进入了构造数字集成电路宏模型的第二个阶段。

在用 PSPICE 对含有模拟电路和数字电路的混合系统进行计算机辅助分析时，对于一个前部是模拟电路、后部是数字电路的系统，存在一个由模拟到数字的界面接点。这种电路系统的模拟方法是：首先使用 PSPICE 模拟系统的模拟部分，在模拟与数字界面节点处，PSPICE 的电路描述中包含了数字输出装置文件，这个文件中的数据包括了在界面点处每个数字时间步长的数字电平状态(高电平或低电平)。然后，这个文件被 PSPICE 数字模拟器作为对后面数字电路的激励源文件而采用。对于一个前部是数字电路、后部是模拟电路的系统，它仅有一个数字到模拟的界面接点。在这种情况下 PSPICE 首先用数字模拟器模拟数字部分，并把界面点在变化时的电平状态写进一个文件。在 PSPICE 电路文件中有一个数字输入装置，它用于激励 PSPICE 模拟中由数字到模拟界面点。这个装置从逻辑模拟器的输出文件中读入数字状态，并在文件中把标出的时间点上对应的数字状态转变成相应的电压和源电阻。对于一个前后部分都是模拟电路、中间是数字电路或者前后部分都是数字电路、中间是模拟电路的系统，可以通过 PSPICE 中的三个模拟程序来模拟，先做前面部分，再做中间部分，最后做后面部分。在界面点上按前面所说的从模拟到数字或从数字到模拟去处理。

10.2　数字部件的描述语句

在 PSPICE 4.03 以上版本中，数字部件描述语句的关键字为“U”。它有两种形式：一是数字器件(数字集成电路)，如门电路、双稳态触发器和自锁电路等；二是激励发生器，它是一个节点上规定的时域信号波形，类似于在模拟电路中的独立电压源和独立电流源。下面分别说明上述两种情况。

一、数字器件

数字器件的 PSPICE 描述语句采用一个类似于模拟器件的形式。它的一般形式如下：

U〈name〉〈primitive type〉〔〈parameter〉value〕〕

+ 〈nade〉〈〈timing model〉name〉〈〈I/O model〉name〉

+ 〔MNTYMXDLY =〈〈dely select〉value〉〕

+ 〔IO _level =〈〈interface model〉〉value〉〕

下面分别说明。

1. U〈name〉

U〈name〉为数字器件规定的名字。〈name〉可用阿拉伯数字或英文字序排列予以定义。如 U1、U21、UA……等。

2. 〈primitive type〉〔〈parameter〉value〕〕（即〈基本类型〉〔〈参数〉值〕）

〈基本类型〉是指所描述的数字器件的类型，并且用"0"或更多的参数值跟随表示。〔参数〕的数值取决于被描述数字器件的类型。参数的含义类似于输入的数目。

3. 〈nade〉（即〈节点〉）

节点参数可以是 1 或多于 1 的节点。它的选择取决于数字器件的基本类型和参数。

如果某个节点同时连接到模拟器件与数字器件上，那么这个节点就称为模/数界面节点。PSPICE 将在界面节点处自动建立一个界面文件并自动完成电压和逻辑状态间的转换。

4. 〈〈timing model〉name〉（即〈时域模型名〉）

它用来描述该器件的时域特性。如上升时间、下降时间和传输延迟时间。既然规定了时域模型的名字，必然有与之相应的模型参数的规定。这些模型参数的规定 在时域模型调用语句中实现。

5. 〈〈I/O model〉name〉（即〈输入/输出模型名〉）

它用来描述数字器件的负载和驱动特性。同样，也采用 I/O 模型调用语句予以规定。

6. 〔MNTYMXDLY =〈〈dely select〉value〉〕

此项延迟选择在时域模型调用语句中也将进行描述。

7. 〔IO _level =〈〈interface model〉〉value〉〕

此项为 IO 级界面模型的选择规定，它也在 I/O 模型调用语句中进行描述。

数字器件模型调用语句有两种，即时域模型调用语句和 I/O 模型调用语句。时域模型调用语句的一般形式为：

.MODEL 〈〈model〉name〉U 〈name〉〔〈model parameter〉〕

例如，门电路为：

.MODEL 〈〈model〉name〉UGATE 〔〈model parameter〉〕

其中〔〈model parameter〉〕即为门电路的模型参数，它如表 10.1 所示。

表 10.1 门电路模型参数

Model	Parameter	Units	Default
TPLHMN	delay; low to high, min	sec	0
TPLHTY	delay; low to high, nom	sec	0
TPLHMX	delay; low to high, max	sec	0
TPHLMN	delay; high to low, min	sec	0

续表

Model	Parameter	Units	Default
TPHLTY	delay: high to low, nom	sec	0
TPHLMX	delay: high to low, max	sec	0
MNTYMXDLY	delay type: 0=default, 1=min, 2=typical, 3=max		

I/O 模型调用语句的一般形式为：

.MODEL (model name) UIO[(model parameters)]

其中[(model parameters)]即数字器件的输出参数，它如表 10.2 所示。

表 10.2 数字器件输出参数

UIO Model Parameters	Units	Default
INLD	Input load capacitance	farad 0
OUTLD	Output load capacitance	farad 0
DRVH	Output high level resistance	ohm 0
DRVL	Output low level resistance	ohm 0
A to D1 (level 1)	Name of A-to-D Subcircuit	A to D Default
D to A1 (level 1)	Name of D-to-A Subcircuit	D to A Default
A to D2 (level 2)	Name of A-to-D Subcircuit	A to D Default
D to A2 (level 2)	Name of D-to-A Subcircuit	D to A Default
A to D3 (level 3)	Name of A-to-D Subcircuit	A to D Default
D to A3 (level 3)	Name of D-to-A Subcircuit	D to A Default
A to D4 (level 4)	Name of A-to-D Subcircuit	A to D Default
D to A4 (level 4)	Name of D-to-A Subcircuit	D to A Default

由上面列出的数字器件的时域模型参数和输入输出模型参数可以看出，一个数字器件输出强度在输入输出模型里用参数 DRVH 和 DRVL 确定，并且在.OPTIONS 语句里选择 DIGSTRF、DIGSTRD 和 DIGSTRW。如果在输入输出模型里驱动电阻比 DIGSTRF 小，那么这个数字器件的输出强度为 F；如果比 DIGSTRD 小，则为 D；如果比 DIGSTRW 小，则为 W。对其它方式这个强度为 Z。

由数字器件的时域模型和输入输出模型也可确定时域特性。在时域模型里设置了上升和保持时间。而传输延迟是由模型延迟时间和负载延迟时间的和确定。负载延迟由器件驱动电阻 R_{DRIVE} 与连接在驱动节点上的所有电容的乘积来决定，即：

Loading delay $= R_{DRIVE} \cdot C_{TOTAL} \cdot \mathrm{Ln}(2)$

在时域模型中 MNTYMXDLY 是一个可选项，用户可以选择 0、1、2 或 3，其含义为：

0 采用时域模型值(省缺)

1 最小

2 典型值

3 最大值

在数字器件的描述语句里，IO_LEVEL是一个选择参数。为建立一个 A 到 D 或 D 到 A 的界面，选择参数详细说明用户对每一个单独的器件如何进行选择。在输入输出模型里规定了界面模型的参数值为：

0 采用.OPTIONS 数字输入输出电平值(省缺)

1 A to D1 或 D to A1

2　A to D2 或 D to A2

3　A to D3 或 D to A3

4　A to D4 或 D to A4

下面举几个例子来说明数字器件描述语句的应用。

例如：

U1　NAND(2) 1 2 10 DO_GATE　IO_DFT

U2　JKFF(1) 3 5 200 3 3 10 2 D_293ASTD IO—STD

U3　JKFF(1) 3 5 200 3 3 10 2 D_293ASTD IO_STD

+　MNTYMXDLY=3　IO_LEVEL=2

二、激励发生器(激励源)

激励发生器类似于模拟电路中的独立电压源和独立电流源。它把一个波形加在一个节点上，为数字电路提供一个输入。这个输入是时域特性描述的数字信号。

激励发生器描述语句的一般形式为：

U〈name〉　STIM（〈width〉,〈format array〉)〈node〉

+　〈I/O model〉〔TIMESTEP=〈stepsize〉〕

+　〈〈command〉)*

其中

〈〈command〉)*是下面给出的各项中的一个或多个的任一组合：

(〈time〉,〈value〉)

〈LABEL=〈〈label〉name〉

(〈time〉GOTO〈〈label〉name〉〈n〉TIMES)

(〈time〉GOTO〈〈label〉name〉UNTIL GT〈value〉)

(〈time〉GOTO〈〈label〉name〉UNTIL GE〈value〉)

(〈time〉GOTO〈〈label〉name〉UNTIL LT〈value〉)

(〈time〉GOTO〈〈label〉name〉UNTIL LE〈value〉)

(〈time〉INCR BY〈value〉)

(〈time〉DECR BY〈value〉)

〈width〉指激励器件输出信号或节点数目。

〈format array〉　是在定义激励源时所用的规定〈value〉的格式。

〈format array〉是信号(节点)数指定的一个数字序列。它对应于按一个〈value〉表示的数字，每个〈value〉的数字按照 $2^{(m)}$ 去假定。这里〈m〉对应于〈format array〉里的数字。每个〈value〉必须具有与〈format array〉一样数字的数目。在〈format array〉里数字的和必须是〈width〉，而且每个数字必须是 1、3 或 4 中的一个(1 表示二进制，3 表示八进制，4 表示十六进制)

〈node〉指数字的输出节点(# of〈node〉=〈width〉)

〈time〉前缀：'+'

如果把一个'+'直接放在前面，那么这个时间被假定为指定时间与前面步长的时间相关。如果不把一个'+'放在前面，那么所假定的这个时间是相对于'0'的绝对值。在执行开始时，PSPICE 把任一个绝对时间转换为相对时间。

下标：'S'对应秒，'C'对应步长(周期)。如果用下标'S'，那么时间就是秒的数目，当然也可以用比例下标(例如 ns 等)。如果用下标'C'，则时间是步长的数目。这个步长的大小由激励源的 TIMESTEP 参数值确定。

〈value〉 它表示关于每一个节点的值，〈value〉用〈format array〉确定。

〈n〉 它表示重复循环的次数，－1 的意思是无限循环。

〈(label)name〉 表示在 GOTO 语句里使用的名字。在〈LABEL＝〈(label) name〉〉语句之后 GOTO〈(label)name〉将跳到下面的 non _label 语句。

〈setpsize〉 表示每步(周期)秒的数目。为了确定有效的传输时间用这个总数去乘按步长规定的传输时间。如果 TIMESTEP 不被指定，那么这个缺省值为 0 秒。

这里再对一些规则说明如下：

(1)在一个运行循环内，关于绝对时间的转换将被转变到基于前面指定时间和当前步长的相对时间上；

(2)GOTO〈(label) name〉必须规定一个 Label，这个 Label 在前面 LABEL＝〈(label) name〉语句里已经被定义过；

(3)时间必须严格按上升次序增加，除此之外，按 GOTO 语句进行转移时，输出波形没有时间延迟。

下面举几个例子来说明激励发生器描述语句的应用。

例 1：

这是每 5ns 产生一个时钟激励的简单例子。它有一个输出节点 OUT1，并且用二进制计数法表示格式，用相对于前面的步长规定时间。IO _STM 是一个 I/O 模型并且在 PSPICE 数字库里是可以改变的。

该激励发生器的描述语句如下：

```
UCLOCK   STIM(1,1) OUT1   IO _STM
+   0s   0      ；在 time＝0 s 时，起始 OUT1 是 0。
+   LABEL＝STARTLOOP
+   ＋5ns   1 ；5ns 过后，OUT1 处于 1。
+   ＋5ns   0 ；5ns 过后，OUT1 处于 0。
+   ＋5ns GOTO STARTLOOP －1 TIMES ；5ns 过后转移到 STARTLOOP。在没有等待另一个 5ns 情况下，执行第一个循环语句，－1 TIMES 引起这个循环无限期的重复。
```

例 2：

这个例子说明时间步长的应用。一个周期等于 1ns。该激励发生器的描述语句如下：

```
USTIMI   STIM(2,11)   1   2   IO _STM TIMESTEP＝1ns
+   0C   0   0   ；在 time＝0ns 时，两个节点皆置为 0。
+   LABEL＝STARTLOOP
+   1C   0   1   ；在 time＝1ns 时，节点 1 置 0，并且节点 2 置为 1。
+   2C   1   1   ；在 time＝2ns 时，两个节点皆被置为 1。
+   3C GOTO STARTLOOP 3 TIMES；在 time＝3ns 时，转移到 STARTLOOP，并且在没有进一步延迟的情况下执行循环的第一个指令。"3 TIMES"使这个循环按总数计执行 4 次。第一次加上 3 次实现到 STARTLOOP 的转移。
```

例 3：

这个例子有 4 个输出节点，在每次转接过程中节点值按十六进制计数。这是因为(format array)置于 4。这个有含义的(value)将是对应于四个节点的值的一种数制。尽管采用绝对的和相对的两种计时方法，但是在执行 PSPICE 开始时就把绝对值的全部值转换到基于指令的时间和当前步长大小的相对值上。当设定周期为 1ns 时，那么时间步长就等于 1ns。

该激励发生器的描述语句如下：

```
U1OI  STIM(4,4) IN1 IN2 IN3 IN4 IO_STM TIMESTEP=1ns
+  0s , 0     ; 在 time=0ns 时，所有节点皆被置于 0。
+  LABEL=STARTLOOP
+  10C,1      ;在 time=10ns 时，IN1、IN2 和 IN3 置 0，而 IN4 置 1。
+  +5ns,0     ; 在过 5ns 之后，所有节点被置 0。
+  20C,A      ;在 time=20ns 时，节点 IN1 和 IN3 被置 1，而节点 IN2 和 IN4 被置 0。
+  +5ns,0     ; 在过 5ns 之后，所有节点被置 0。
+  30C,GOTO STARTLOOP 1 TIMES;在 time=30ns 时，在没有进一步延时的情况
                下，执行这个循环的第一条语句。"1 TIMES"引起工作程序循环 1 次，实
                际上执行 2 次循环。
+  +10C,1     ; 在工作程序中止之后循环按第二次进行，然后等待总共 10 个周期(或
                10ns)，把节点 IN1、IN2 和 IN3 置于 0，节点 IN4 置于 1。
```

本例产生下面的转换(请注意如何把全部的时间换算成相对于前面的步长)：

```
TIME          VALUE
  0.00E+00 =   0000
  1.00E-08 =   0001   ; STARTLOOP。
  1.50E-08 =   0000
  2.00E-08 =   1010   ; 1010 在十六进制里为 A。
  2.50E-08 =   0000
  3.00E-08 =   0001   ; 每起始循环一次在起始循环标记之后立即执行第一条语句。
  3.50E-08 =   0000
  4.00E-08 =   1010
  4.50E-08 =   0000   ; 在 5.00E-08 时刻，检查到起始循环一次语句，但是不执行
                        它，因为已经对它执行一次。
  6.00E-08 =   0001   ; 在 10C=1ns * 10=10ns 之后，执行紧接的语句。
```

例 4：

此例说明"INCR BY"命令的效用习惯于增加 16bit 总线的值。

```
U101  STIM (16,4444) 16 15 14 13 12 11 10 9 8 7
+  6 5 4 3 2 1 IO_STM  TIMESTEP=10ns
+  0S,  0000   ; 在时间等 0s 时，所有节点置 0。
+  LABEL=STARTLOOP
+  10C INCR BY 0001 ;在 100ns 时，用 1 增加总线的值。
+  20C GOTO STARTLOOP UNTIL GE 000A   ;如果总线值少于 10，那么在没有一点
```

延时情况下支路返回到起始循环并且跟随标记执行这条线。

例 5：

这个例子有七个输出节点 1、2、3、4、5、6 和 7。〈format array〉指定的标记(二进制、八进制或十六进制)总是用来定义这七个输出节点。头二个输出信号按二进制定义，下面 4 个按十六进制，最后一个按二进制。因此，在时间等于 1ns 时其值等于 0070，从而得到与输出节点相联系的 bit 模式为 0001110。输出信号 1 和 2 考虑到二进制确定为头二个 0，下面 4 个输出信号按十六进制把 7 转变为 0111，最后的 0 是输出信号 7 的值。

```
USTIMI   STIM (7,1141) 1 2 3 4 5 6 7 IO _STM
+   0ns      0000   ; 在时间等 0ns 时，所有节点置 0。
+   LABEL=STARTLOOP
+   1ns      0070   ; 在时间等于 1ns 时，节点 1、2 和 3 被置 0，节点 4、5 和 6 被置 1，并且
                    节点 7 被置 0。
+   2ns      11F1   ; 在时间等于 2ns 时，所有节点被置 1。
+   3ns GOTO STARTLOOP 3 TIMES ；在时间等于 3ns 时，转到 STARTLOOP 并且在
                    没有进一步延迟的条件下执行循环的第一条指令。"3 TIMES"引起
                    执行循环，总计为 4 次，第一次加 3 次到 STARTLOOP 的循环。
```

三、数字节点和逻辑状态

数字节点是指仅仅把它连接到数字器件上的节点。这种节点的名字具有常见的格式：一个总体或一个名字。运行分析的结果是电路里面所有节点计算出来的值。对于数字节点，这些值是逻辑电平。

从概念上说，数字节点只有二个电平："1"和"0"，但实际上还需要另外一个不定电平。这里给出在 PSPICE 里应用的电平，如表 10.3 所示。

表 10.3 PSPICE 应用电平

电平	含义
1	高电平
2	低电平
×	不定电平，可能是高电平、低电平、中间电平和不固定电平

为了计算连到多于一个输出的那个数字节点的电平，必须假定对于输出的一个强度。这里给出了在 PSPICE 里所采用的强度，如表 10.4 所示。

表 10.4

强度	含义
F	最强
D	比较强
W	弱
Z	最弱

从概念上说，每个电平是四种强度中的一种，从而给出状态的 12 种组合。此外，为了更详细描述被冲击信号驱动的节点，PSPICE 在内部使用另外 16 种状态。不管怎么说，总是用一个 X 的电平表示 Z 强度，这样一来结合中的三种是冗余的。本书只涉及上面列出的三种电平和四种强度(9 种不同状态)。

具有不同强度的原因是为了得到一个节点的值，而这个节点此时连接到多于一个的输出上。一个通常的例子是一条总线，把许多三态器件连到总线上，通常情况下所有这些器件而不是一个在最弱的(Z)电平上驱动。这条总线在一个门的值上取值，而这个门以比较强的电平(D 电平)驱动。一般情况，一个节点在最强的驱动

值上取值。上面列出这个强度的次序，F 最强，Z 最弱。如果有多于一个的最强驱动，那么在电平上做不到一致。这个节点将显示出一个 X 电平。

在模拟中有一个预先指定的公共节点 0 或地。它有一个固定的零电压值。在数字电路里有四个，不同电平表示如表 10.5 所示。

不管把什么连到节点 SD－HI、SD－LO 和 SD－X 上，它们都保持在自己的电平上，SD－NC 是不能用来连接输出的(NC 对于不连接状态)。

表 10.5

预先定义的节点名	值
SD－HI	1
SD－LO	0
SD－X	×
SD－NC	不定

10.3 数字电路作业输入文件

数字电路作业输入文件有两种：一种是作业文本文件，运用于各类版本的 PSPICE；另一种是作业图形输入文件，它仅适用于 PSPICE5.1 以上的版本。第一种输入文件是以 PSPICE 作业源程序形式编写，第一条语句是标题语句，最后一条是结束语句，中间写出被分析电路的各类元器件的描述语句、信号源描述语句和各类点命令语句。第二种输入文件是在 PSPICE 环境下向计算机输入被分析的电路原理图。它包括被分析电路的信号源符号、元器件电路模型符号以及用选择方式所确定被分析电路的分析类型(直流分析、交流分析或瞬态分析)。在完成对被分析电路输入文件编制之后，要对该文件定义一个 PSPICE 作业文件名。此后 PSPICE 即可把用户在计算机上编制的输入文件调入并进行分析。

下面用一个简单的例子说明 PSPICE 作业文本文件的编写方法，其图形作业文件略。

例：一个非门电路如图 10.1 所示，输入信号是一个脉冲源，起始电平为 0V，脉冲幅度为 5V，延迟时间为 1ms，上升时间为 0.1ms，下降时间为 0.1ms，脉冲宽度为 0.5ms，重复周期时间为 2ms。

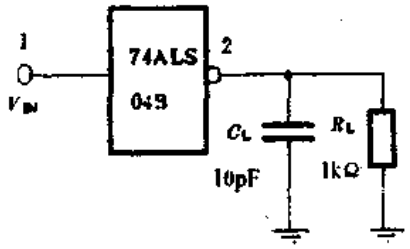


图 10.1 非门电路

由图 10.1 可知，该电路是一个对输入信号取反的非门电路，负载是 R_L 和 C_L。该电路除包括数字集成电路非门之外，还有模拟电路。因此，它是一个模/数混和电路。按照图 10.1 所示电路图，在对各个元器件端点编好节点号后即可编写该电路 PSPICE 的作业文本文件。该文件如下：

```
simple mixed analog and digital circuit
VIN 1 0 PULSE(0V 5V 1MS 0.1MS 0.1MS 0.5MS 2MS)
XI  1 2 74ALS04B
RLOAD 2 0 1K
CLOAD 2 0 10PF
.TRAN 0.1MS 6MS
.LIB  DIGIO.LIB
.LIB  DIGITAL.LIB
.PROBE
.END
```

从上面给出 PSPICE 作业文本文件可知，它与模拟电路的作业文本文件在编写格式上没

有区别，但是在被分析电路中包含有数字器件时有一些特点。

该作业文本文件使用了一个数字库中的数字器件，而该数字器件 74ALS04B 在数字库中是以子电路形式被定义的，其形式如下：

```
.SUBCKT   74ALS04B   A Y
UI INV(0) A Y D_00S IO_S
.ENDS
```

这个子电路有两个节点，A 为输入节点号；Y 为输出节点号。基本类型名 INV(0)在其参数为 0 时也可以写成 INV，省去(0)。在调用时通过数字文件说明 UI，把它转换成 74ALS04B 数字器件。这个数字器件是一个标准非门，有一个用于延迟的时间模型 D_00S 和一个用于输入/输出的模型 IO_S。

延时时间模型 D_00S 被定义在库文件 DIGITAL.LIB 中，输入/输出模型 IO_S 被定义在库文件 DIGIO.LIB 中。上述两种模型的调用语句形式如下：

```
.MODEL   D_00S UGATE
+        (tplhty=3ns, tplhmx=4.5ns)
.MODEL   IO_S UIO
+        (drvh=72.7, drvl=60.6
+        AtoD=AtoD_S,DtoA=DtoA_S)
```

对含有数字器件电路的 PSPICE 作业输出文件，将结合下节“模拟—数字界面”说明。

10.4 模拟—数字界面

PSPICE 在执行中要辨认节点的三种不同类型，即模拟节点、数字节点和界面接点。一个节点属什么类型，用挂向它的器件类型来确定。如果连接到一个节点的器件全部是模拟的，那么它就是一个模拟节点；如果全部是数字的，它就是一个数字节点。如果既有模拟的又有数字的，它就是一个界面节点。

对于模拟节点，PSPICE 按电压值计算；对于数字节点，PSPICE 则计算逻辑状态。对于界面节点，不仅有关于节点自身的问题，而且还有器件同它连接的问题。例如，有把一个双稳态触发器的输出端同一个功率 MOSFET 的输入相连的情况。双稳态触发器的输出是 1、0 或 X，而功率 MOSFET 的输入是一个电压，显然两者不相容。为解决这一问题，PSPICE 自动建立一个或多个界面块以满足界面点的要求。这个界面块实际上是一个子电路，在 I/O 模型里应用这个子电路名。它的任务是把一个逻辑状态转化到一个电压和阻抗或者反过来。

当一个 I/O 模型确认了一个界面子电路时必须把它记下，而且 PSPICE 必须能够找到在某处的子电路定义。若在库里提供了对于数字模拟选择，那么也就包括了在这些库里所有的关于逻辑家族界面子电路的定义。

上述全过程是自动进行的，除非用户希望建立电路文件内部的项目。用户也有建立自己特有的库的选择。但是如果采用 PSPICE 提供的库，为了自动过程的形成，用户不必做任何特殊的事情。如果用户的库是程序已经包括在内的逻辑家族，那么正好可以参考程序的界面子电路。否则，用户必须建立一个附加到数字器件库中去的界面子电路。在这种情况下，用户最好参考程序的界面库 DIGIO.LIB。在这个库里有解释和例子说明程序如何工作。

由上看出，用程序精确地模拟一个逻辑门的输入和输出是比较复杂的。一个关于双极性逻辑输入的模拟是一个比较复杂的子电路。这个子电路包括有电阻和二极管。这里给用户展示了以下问题：程序库应该包括简单的子电路，它只需要很少的计算时间；或者包括完整的子电路，可以得到比较多的计算结果。每一个 I/O 模型都包括一个关于四种不同界面子电路从简单到复杂的列表结果(这些参数为 AtoDn 和 DtoAn)。在应用指定选择项 IO _LEVEL 参数后，用户可以抉择如何合成一个界面子电路。如果用户采用库的元件，那么就用一个子电路参数指定 IO _LEVEL；如果用户采用一个 U 器件，那么在 I/O 模型之后 IO _LEVEL 就是用户指定的入选器件参数。对于多数应用情况，简单界面是快速运行的，而且它的参数是空缺选择的。

关于模拟/数字界面块的产生用下面简单的例子说明。这个例子的作业文本文件如下：

```
        Analog / Digital Interface Example
 *
.OPTION LIST LIBRARY EXPAND
.LIB DIGIO.LIB
.LIB DIGITAL.LIB
 *
X1 A _SRC 1 74ALS04B
X2 A _SRC 2 7414
VIN A _SRC 0 PWL(0NS 0V 30NS 5V 60NS 0V)
 *
UIN STIM(1,1) SG _DPWR SG _DGND D _SRC
+STMIOMDL TIMESTEP=10NS
+0C  1
+1C  0
+2C  1
+3C  0
+4C  1
+5C  0
.MODEL STMIOMDL UIO(
+drvh=96.4      drvl=104
+AtoD =STDATOD DtoA=STDDTOA
+ )
. subckt std AtoD  A D pwr gnd
0o a gnd Do74 DgtInet=D IO _STD
.ends
.subckt std DtoA D A pwr gnd
+PARAMS: drvh=96.4 drvl=104 CAPACITANCE=0
n1 a gnd pwr DIN74 DgtInet=D IO _STD
.ends
.subckt std AtoD _st a d
```

```
o0 a gnd Do74 _ST DGTLNET=d IO _STD
.ends
*
RI   D _SRC  0   1000MEG
*
.TRAN 1NS     60NS   0     0.5NS
.PROBE
.END
```

在这个例子里有二个界面节点:A _SRC 和 D _SRC。其中 A _SRC 是一个模拟到数字的界面节点。在这个界面节点上连接有二个数字器件(74ALS04B 和 7414)和一个模拟器件(VIN)。在这个例子里,A _SRC 实际上是一个节点号,例如 100。D _SRC 是一个数字到模拟的界面节点,同这个节点相连的是一个数字器件(VIN)和一个模拟元件(R1)。在作业文本文件里 D _SRC 也应是一个节点号,在这个例子里 101。

由上述例子的作业文本文件可以看出,由于在电路中并没有表示出每个界面节点的界面块,所以 PSPICE 在模拟运行之前将自动产生必需的界面块。该例 A/D 和 D/A 界面子电路的输出文件的扩展形式将在下面的 PSPICE 输出文件中表示出来,因此每个界面子电路的扩展形式都能在 PSPICE 的输出文件中检查。要说明的一点是,只要选择项语句(.OPTION)包括了扩展参数,就可以在输出文件里查看到每个界面子电路的扩展情况。

下面将给出 PSPICE 输出文件部分的内容如下:

```
*
.OPTION LIST LIBRARY EXPAND
.LIB DIG _IO.LIB
.LIB DIGITAL.LIB
*
X1 100 1 74ALS04B
X2 100 2 7414
VIN 100 0 PWL(0NS 0V 30NS 5V 60NS 0V)
*
UIN STIM(1,1) $G _DPWR $G _DGND
+ 101
+ STMIOMDL TIMESTEP=10NS
+ 0C   1
+ 1C   0
+ 2C   1
+ 3C   0
+ 4C   1
+ 5C   0
*
.MODEL STMIOMDL uio(
```

```
+ drvh=96.4 drvl=104
+ AtoD=STDATOD DtoA=STDDTOA
.subckt stdAtoD A D pwr gnd
o0 a gnd Do74 Dgtlnet=D IO_STD
.ends
.subckt stdDtoA D A  pwr gnd
+ PARAMS: drvh=96.4 drvl=104 CAPACITANCE=0
n1 a gnd pwr DIN74 Dgtlnet=D IO_STD
.ends
.subckt stdAtoD_st a d
o0 a gnd Do74_ST DGTLNET=d IO_STD
.ends
*
R1 101 0 1000MEG
*
.TRAN 1NS 60NS 0 0.5NS
.PROBE
.END
**** FROM LIBRARY dig_1.lib ****
.subckt 7414  A Y
+       optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+       params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
* Note: These devices are modeled as simple inverters
*       Hysteresis is modeled in the AtoD interface
U1 inv DPWR DGND
+       A  Y
+       D_14 IO_STD_ST MNTYMXDLY={MNTYMXDLY} IO_LEVEL={IO_
+ LEVEL}
.ends
.subckt 74ALS04B  A Y
+       optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+       params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
U1 inv DPWR DGND
+       A  Y
+       D_ALS04B IO_ALS00 MNTYMXDLY={MNTYMXDLY} IO_LEVEL={IO
+ _LEVEL}
.ends
**** EXPANSION OF SUBCIRCUIT X1 ****
X1.U1 inv $G_DPWR $G_DGND 100 1 X1.D_ALS04B X1.IO_ALS00 MNTYMXD-
```

```
+ LY
+ X1. MNTYMXDLY IO _LEVEL X1. IO _LEVEL
* * * * EXPANSION OF SUBCIRCUIT X2 * * * *
X2. U1 inv $G _DPWR $G _DGND 100 2 X2. D _14 X2. IO _STD _ST MNTYMXDLY
+ X2. MNTYMXDLY IO _LEVEL X2. IO _LEVEL
* * * * FROM LIBRARY DIG _IO. LIB * * * *
. model IO _ALS00 uio (
+        drvh=35. 3        drvl=46. 9
+        AtoD1="AtoD _ALS00"        AtoD2="AtoD _ALS00 _NX"
+        AtoD3="AtoD _ALS00 _E"     AtoD4="AtoD _ALS00 _NXE"
+        DtoA1="DtoA _ALS00"        DtoA2="DtoA _ALS00"
+        DtoA3="DtoA _ALS00"        DtoA4="DtoA _ALS00"
+        tswhl1=425ps               tswlh1=598ps
+        tswhl2=406ps               tswlh2=618ps
+        tswhl3=529ps               tswlh3=695ps
+        tswhl4=513ps               tswlh4=718ps
+        )
. model IO _STD _ST uio (
+        drvh=96. 4        drvl=104
+        AtoD1="AtoD _STD _ST"      AtoD2="AtoD _STD _ST"
+        AtoD3="AtoD _STD _ST _E"   AtoD4="AtoD _STD _ST _E"
+        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
+        )
* * * * FROM LIBRARY dig _1. lib * * * *
. model D _ALS04B ugate (
+        tplhmn=3ns        tplhmx=11ns
+        tphlmn=2ns        tphlmx=8ns
+        )
. model D _14 ugate (
+        tplhty=15ns       tplhmx=22ns
+        tphlty=15ns       tphlmx=22ns
+        )
* * * * Generated AtoD and DtoA Interfaces * * * *
```

```
* Analog/Digital interface for node 100
*
* Moving X2.U1:IN1 from analog node 100 to new digital node 100$AtoD
X$100_AtoD1 100 100$AtoD $G_DPWR $G_DGND AtoD_STD_ST
+        PARAMS: CAPACITANCE=    0
* Moving X1.U1:IN1 from analog node 100 to new digital node 100$AtoD2
X$100_AtoD2 100 100$AtoD2 $G_DPWR $G_DGND AtoD_ALS00
+        PARAMS: CAPACITANCE=    0
*
* Analog/Digital interface for node 101
*
* Moving UIN:OUT1 from analog node 101 to new digital node 101$DtoA
X$101_DtoA1 101$DtoA 101 $G_DPWR $G_DGND STDDTOA
+        PARAMS: DRVH=   96.4  DRVL= 104     CAPACITANCE=    0
*
* Analog/Digital interface power supply subckt
*
X$DIGIFPWR 0 DIGIFPWR
.END   ;(end of AtoD and DtoA interfaces)
* * * * FROM LIBRARY DIG_IO.LIB * * * *
.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
.subckt AtoD_ALS00  A D  DPWR DGND
+        params: CAPACITANCE=0
*
O0  A DGND DO74ALS00 DGTLNET=D IO_ALS00
C1  A DGND {CAPACITANCE+0.1pF}
.ends
.subckt AtoD_STD_ST  A D  DPWR DGND
+        params: CAPACITANCE=0
*
O0  A DGND DO74_ST DGTLNET=D IO_STD
```

```
C1   A DGND {CAPACITANCE+0.1pF}
.ends
* * * * EXPANSION OF SUBCIRCUIT X$100_AtoD1 * * * *
X$100_AtoD1.O0 100 $G_DGND X$100_AtoD1.DO74_ST DGTLNET 100$AtoD
+ X$100_AtoD1.IO_STD
X$100_AtoD1.C1 100 $G_DGND X$100_AtoD1.CAPACITANCE
* * * * EXPANSION OF SUBCIRCUIT X$100_AtoD2 * * * *
X$100_AtoD2.O0 100 $G_DGND X$100_AtoD2.DO74ALS00 DGTLNET
+ 100$AtoD2 X$100_AtoD2.IO_ALS00
X$100_AtoD2.C1 100 $G_DGND X$100_AtoD2.CAPACITANCE
* * * * EXPANSION OF SUBCIRCUIT X$101_DtoA1 * * * *
X$101_DtoA1.n1 101 $G_DGND $G_DPWR X$101_DtoA1.DIN74 Dgtlnet
+ 101$DtoA X$101_DtoA1.IO_STD
* * * * EXPANSION OF SUBCIRCUIT X$DIGIFPWR * * * *
X$DIGIFPWR.VDPWR $G_DPWR $G_DGND X$DIGIFPWR.VOLTAGE
X$DIGIFPWR.R1 $G_DPWR 0 1MEG
X$DIGIFPWR.VDGND $G_DGND 0 X$DIGIFPWR.REFERENCE
X$DIGIFPWR.R2 $G_DGND 0 1MEG
* * * * FROM LIBRARY DIG_IO.LIB * * * *
.model IO_STD uio (
+        drvh=96.4        drvl=104
+        AtoD1="AtoD_STD"        AtoD2="AtoD_STD_NX"
+        AtoD3="AtoD_STD_E"        AtoD4="AtoD_STD_NXE"
+        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
+        )
.model DO74_ST doutput (
+        s0name="0"        s0vlo=-1.5        s0vhi=1.7
+        s1name="1"        s1vlo=0.9        s1vhi=7.0
+        )
.model DO74ALS00 doutput (
+        s0name="X"        s0vlo=0.8        s0vhi=2.0
+        s1name="0"        s1vlo=-1.5        s1vhi=0.8
+        s2name="R"        s2vlo=0.8        s2vhi=1.45
+        s3name="R"        s3vlo=1.35        s3vhi=2.0
```

```
+       s4name="X"      s4vlo=0.8       s4vhi=2.0
+       s5name="1"      s5vlo=2.0       s5vhi=7.0
+       s6name="F"      s6vlo=1.35      s6vhi=2.0
+       s7name="F"      s7vlo=0.8       s7vhi=1.45
+       )
.model DIN74 dinput (
+       s0name="0"  s0tsw=3.5ns  s0rlo=7.13  s0rhi=389; 7ohm, 0.09v
+       s1name="1"  s1tsw=5.5ns  s1rlo=467   s1rhi=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=200K  s5rhi=200K
+       )
```

上面列出的输出文件中夹有"产生 AtoD 和 DtoA 界面"部分。这部分所列出的 A/D 和 D/A 界面子电路是由 PSPICE 自动产生的，对每一个界面也显示出所建立的新的数字节点的名字。把原来连接到界面节点上的数字器件改接到新的数字节点上，依次又把新的数字节点连接到界面子电路上。这个新的数字节点就是为了查看界面节点上的数字波形。用.PROBE 可以非常方便地查看每个界面点上的数字波形。

在这个例子里，有 4 个子电路调用：两个关于模拟到数字界面节点，一个关于数字到模拟的界面节点和一个关于模拟/数字界面电源。这个界面电源子电路的信息存在于包含模拟和数字界面节点的任何电路里。

模拟到数字界面节点 A_SRC 需要二个界面块：一个是为了在 VIN 和 X2 之间连接；一个是为了在 VIN 和 X1 之间连接。界面块的名字以X$开头，其后紧跟界面节点名(A_SRC)和(_AtoD)，而后是一个计数器。这个计数器从一开始每经过一个模拟到数字界面块就增加 1。但是，当等于 1 时不加。第二个参数是界面节点(A_SRC)。第三个参数是一个新的数字节点。它是由 A_SRC(模拟到数字界面点)后跟 $A to D，而后也有一个计数器，也是从一开始每经过一个模拟到数字界面就增加 1，但等于 1 时不加。最后一个参数是连接界面节点数字部分 I/O 模型的 AtoD 参数的值。

子电路调用语句中，X1 调出一个像子电路那样在模型库里定义的数字器件。这个子电路 I/O 模型为 IO_STD。考察这个 IO_STD 模型语句，就能发现参数 AtoD 置于 AtoD_STD。对于在 VIN 和 X2 之间连接的模拟/数字界面块是：

```
X$100_AtoD1 100 100$AtoD $G_DPWR $G_DGND
+  AtoD_STD_ST  PARAMS: CAPACITANCE=0
```

对于连接在 VIN 和 X1 之间的界面块是：

```
X$100_AtoD2 100 100$AtoD2 $G_DPWR $G_DGND
+ AtoD_ALS00  PARAMS: CAPACITANCE=0
```

按照从模拟到数字界面块相同的方法产生数字到模拟的界面块。这个界面块的名字是 X$的连锁，即以 X$开头、其后是界面节点名(D_SRC)和(_DtoA)，而后是从一开始计数的计数器，每当经过一次从数字到模拟界面块则增加 1，但当等于 1 时不加。这个界面块子电路的

第一个参数是新的数字节点名(D _SRC $ DtoA),第二个参数是界面节点名(D _SRC),最后一个参数是连接到界面节点数字部分的 I/O 模型里的 DtoA 参数值。这个例子中数字信号源采用 I/O 模型 IO _STD。考察 IO _STD 模型语句,能看到参数 DtoA 置于 DtoA _STD 中。

连接在 UIN 和 R1 之间的数字到模型界面块语句是:

```
X $ 101 _DtoA1   101 $ DtoA 101  $ GDPWR SG _DGND
+ STDDTOA
+ PARAMS:   DRVH=96.4 DRVL=104 CAPACITANCE=0
```

上述界面节点的波形可以采用.PROBE 命令去观察。如果需要显示界面节点上的波形,可以用界面节点名去观察模拟波形。若要观察相应的数字波形,必须选择 Selet _digital Menu 项,而后是 Add _trace 项。此时可键入界面块自动产生时建立的数字节点。它是在输出文件里列出" DtoA 或 AtoD"的新的节点名字。这个新的数字节点名字是由同" $ AtoD"或" $ DtoA"相级连的界面节点名字取得的。例如:

```
A _SRC $ AtoD          (100 $ AtoD)
D _SRC $ DtoA          (101 $ DtoA)
```

如果界面节点产生多于一个 AtoD 或 DtoA(如果有多于一个数字器件连到界面节点,则就产生上述情况),那么就用一个数字加到名字的尾部。也就是说,如果在同一个节点 A _SRC 上有第二界面,那么就应该建立另一个数字节点并且应该起名为 A _SRC $ AtoD2。

本节是依据 PSPICE5.0 模拟器描述的,而其他版本的 PSPICE 模拟器与此略有不同,读者在使用中很容易掌握,这里不再赘述。

习　题

习题 10.1　已知在 PSPICE 中能采用的标准门如表 10.6 所示,请分别写出各个标准门的描述语句。

表 10.6

类型	参数	节点	说明
BUF	0	in,out	缓冲寄存器
INV	0	in,out	反相器("非"门)
AND	nin	in,out	"与"门
NAND	nin	in,out	"与非"门
OR	nin	in,out	"或"门
NOR	nin	in,out	"或非"门
XOR	0	in1,in2,out	"异或"门
NXOR	0	in1,in2,out	"异或非"门
BUTA	ngate	in,out	缓冲寄存器阵列
INVA	ngate	in,out	"非"门阵列
ANDA	nin,ngate	in,out	"与"门阵列
NANDA	nin,ngate	in,out	"与非"门阵列
ORA	nin,ngate	in,out	"或"门阵列

NORA	nin,ngate	in,out	“或非”门阵列
XORA	ngate	in,out	“异或”门阵列
NXORA	ngate	in,out	“异或非”门阵列
Ao	nin,ngate	in,out	“与或”门
AOI	nin,ngate	in,out	“与或非”门
OAI	nin,ngate	in,out	“或与非”门
OA	nin,ngate	in,out	“或与”门

习题 10.2　已知含有数字器件的电路如图 P10.2 所示。输入信号为脉冲源，起始电平为 1V，脉冲幅值为 5V，延迟时间为 1s，上升时间为 0.1s，下降时间为 0.4s，脉冲宽度为 0.5s，重复周期为 2s。请写出该电路的作业文本文件(做瞬态分析)。

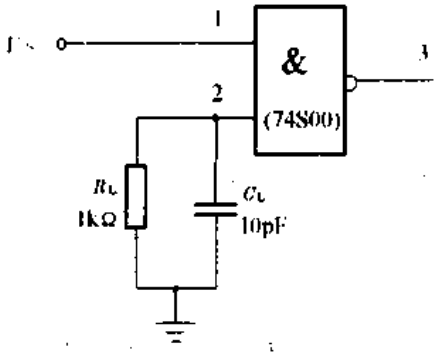


图 P10.2　“与非”门电路

习题 10.3　调 PSPICE 运行习题 10.2“与非”门电路并打印 DIGITAL.OUT 文件的输出结果，观察界面节点的波形。

习题 10.4　用子电路描述语句写出图 P10.4 所示电路的 PSPICE 作业文本文件，要求对该电路作瞬态分析。其中二个输入信号分别为：

VIN1A　1　0　PULSE(0 3 0 10NS 10NS 10NS 50NS)

VIN2　2　0　PULSE(0 3 0 10NS 10NS 20NS 100NS)

电路中“与非”门采用 74LS00 集成电路。

习题 10.5　请从 PSPICE5.1 版本模拟器的模型库中选一种多输入“或非”门数字集成电路。自己确定输入信号，并采用 PSPICE5.1 模拟器对该电路做瞬态分析，使用.PROBE 命令观察输入、输出节点的波形。

习题 10.6　请从 PSPICE5.1 模拟器得到的模型库中选择一种 D 触发器，根据自己确定的相应时钟频率对某时间段的直流电压搭接一个四位计数器，并采用 PSPICE5.1 模拟器对该电路做瞬态分析，使用.PROBE 命令观察计数器各节点的时域波形。

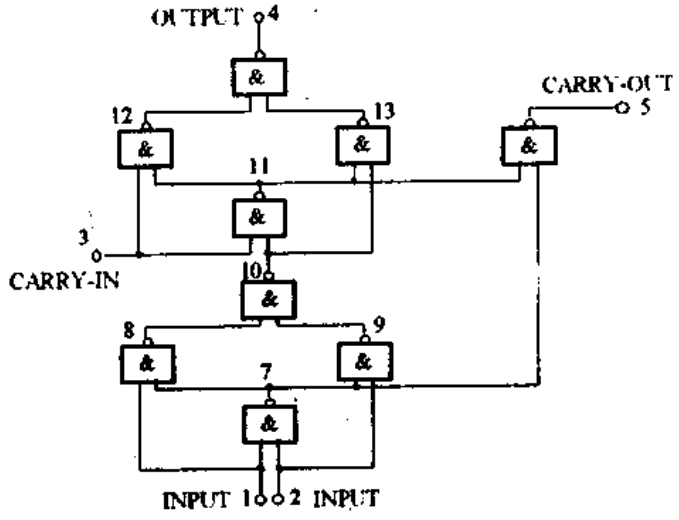


图 P10.4　加法器电路

第十一章　PSPICE的应用技巧

11.1　引言

由于多方面的原因，输入文件可能不运行。这时，有必要知道程序为什么不能工作。程序不运行可能有许多原因。本章将介绍常遇到的问题和它们的解决办法。这些问题可以归结于大电路、运行多个电路、大输出、长时间的瞬态分析、收敛问题、分析精确度、负值元件、功率开关电路、浮点问题、小于两个联结支路的结点问题、电压源和电感回路等一个或多个原因。

11.2 大电路问题

在电路分析时整个电路文件描述必须装入到RAM中，但是分析结果没有存入(包括打印和绘图语句的中间结果)，只存入输出文件或者一个临时文件。因此，是否运行装入RAM中的文件取决于输入文件有多大。

可以用OPTION命令中的ACCT选择项来看输入文件的大小，以及成功运行后被打印的MEMUSE数目。MEMUSE是电路可用的最大存贮区。

如果电路文件不能装入，可能的解决办法是：

(1)把文件分成小块，分别运行每一块；

(2)减小其他驻留软件(如DOS和实用程序)所占的存贮区，最大可用存贮单元可以用DOS中的CHDISK命令检查；

(3)买有更大存贮区(直到640k字节—PC－DOS能识别的最大内存数目)的计算机。

11.3　运行多个电路

一系列电路被放进一个输入文件作为一个单一的工作运行。通常，每一个电路以标题说明开始，以END命令结束，PSPICE1.EXE从输入文件读入所有的电路，然后按顺序进行处理。输出文件中含有每一个电路的分析结果，其顺序与输入文件相同。这个技术对整日运行的一系列大电路是最合适的，特别是当使用SPICE或专业版PSPICE时。然而，在这种情形中PROBE不能使用，因为只有最后一个电路的结果才能用PROBE画出图形。

11.4　大输出

如果运行的文件中需做几种温度的分析或要进行灵敏度分析，那么将产生大的输出文件。当使用硬盘时这将不成问题，但对于使用软盘时，磁盘就可能被输出文件装满。对此最好的解决办法是：

(1)直接输出到打印机上而不是到文件里。

(2)输出到一张空磁盘而不是装有 PSPICE1.EXE 文件的磁盘中。可以让 PSPICE 程序在驱动器 A 中,而输入与输出文件放在驱动器 B 中。运行一个电路文件的命令是:A:PSPICE B:EXE1.CIR B:EXE1.OUT。

11.5 长时间的瞬态运行

长时间的瞬态分析运行可以通过选择合适的限定选择项来避免。影响瞬态分析的限制是:

(1)在运行中打印步长的次数<LIMPTS>;

(2)运行中迭代次数<ITL5>;

(3)PROBE 可以处理的数据点数目。

运行中打印步长的次数是由选择项中 LIMPTS 决定的,限定的缺省值为零(意味着没有限制),但可以设置为直至 32000 的正值。例如.OPTIONS LIMPTS=6000。打印步长的次数等于最后得到的分析时间除以打印间隔时间(加 1)。在产生超出限定值的错误情况下,PSPICE 产生的输出文件大小可以被 LIMPTS 选择项限制。

一次运行中总迭代数由 ITLS 选择项的值限定,缺省值为 5000,但它最高可以设置为 2×10^9。例如 OPTIONS ILT5=8000,置 ILT5=0 将取消限制。这和设置 ITL5=∞相同,设置它为一个正数通常更方便。

PROBE 限制数据点在 16000 以内,这时可以使用 TRAN 命令的第三个参数,以便在开始运行时抑制部分输出。对于一个以步长为 10μs 从 0 到 10ms 时间内的瞬态分析,若其打印文件输出为从 8ms 到 10ms,命令为:

.TRAN 10US 10MS 8MS

11.6 收敛性问题

PSPICE 使用迭代算法,以一系列节点电压开始。在每次迭代计算一系列新值时,希望这些新值更接近于基尔霍夫电压定律和电流定律的解。这就是说,使用最新的猜测值会使迭代收敛于解。收敛性的问题可能发生在直流扫描分析、偏置点设置、瞬态分析中。

11.6.1 直流扫描

如果迭代不收敛于一个解,则分析失败,直流扫描跳过扫描中的其余点。引起直流扫描分析失败最一般原因是试图分析一个含有再生反馈的电路。例如施密特触发器,直流扫描不适合计算此类滞后电路。因为它需要在交叉点不连续地从一个解跳到另一个解。

为了得到滞后特性,建议使用带有一个分段线性电压源的瞬态分析,以产生缓慢上升的斜面。这样做没有 CPU 时间问题,因为在远离转折点时加大内步长,在转折点附近用小步长。一个非常慢的坡度可以保证电路的开关时间不影响滞后电平,这就是缓慢地改变输入电压,直至与电路开关相似。由于在瞬态分析中使用了 PWL 电源,所以上升和下降开关点所引起的滞后特性可以被计算出来。

例 11.1:一个发射极耦合 Schmitt 触发器如图 11.1(a)所示,从瞬态分析结果绘制出滞后特性,输入电压源缓慢地从 1V 变化到 3V 又从 3V 变化到 1V 如图 11.1(b)所示。晶体管的模

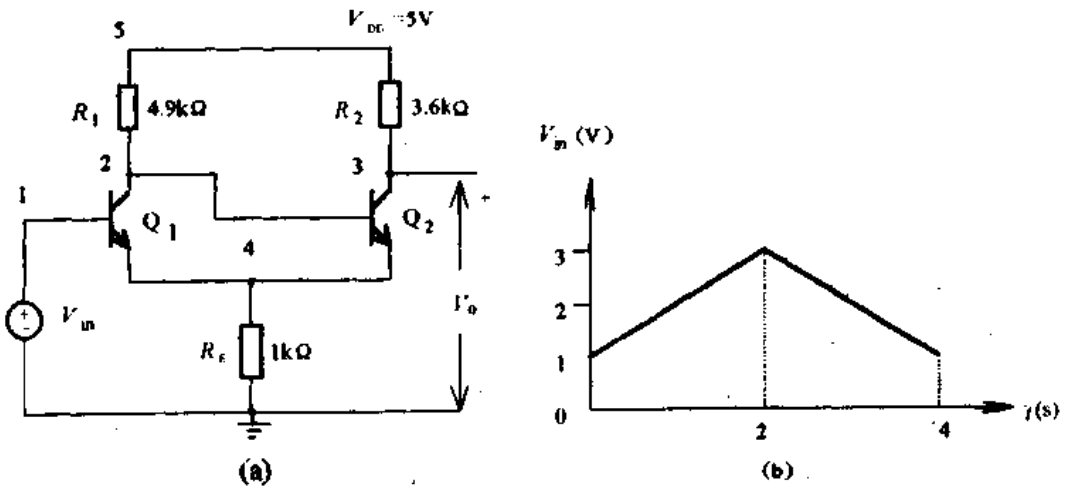


图 11.1 触发器电路

(a)电路;(b)输入电压

参数为:IS=1E-16,BF=50,BR=0.1,RB=50,RC=10,TF=0.12NS,TR=5NS,CJE=0.4PF,PE=0.8,ME=0.4,CJC=0.5PF,PC=0.8,MC=0.333,CCS=1PF,VA=50 打印电路的静态统计总结。

解:电路文件清单如下:

```
Example  11  Emitter-Coupled Trigger Circuit
*  Printing the accounts summary
.OPTIONS  ACCT
*  DC supply voltage of 5 V
VDD  5  0  DC  5
*  PWL waveform for transient analysis
VIN  1  0  PWL  (0  1V  2  3V  4  1V)
R1   5  2  4.9K
R2   5  3  3.6K
RE   4  0  1K
*  Q1  and Q2 with model QM
Q1   2  1  4  QM
Q2   3  2  4  QM
*  Model parameters for QM
.  MODEL QM NPN (IS=1E-16 BF=50 BR=0.1 RB=50 RC=10 TF=0.12NS
+  TR=5NS  CJE=0.4PF  PE=0.8 ME=0.4 CJC=0.59F PC=0.8 MC=0.333
   CCS=1PF  VA=50)
*  Transient analysis from 0 to 4 s in steps of 0.01 s
.  TRAN  0.01  4
.  PROBE
```

.　END

从输出文件得到的统计总结如下所示：

* * * *　JOB STATISTICS SUMMARY

NUNODS	NCNODS	NUMNOD	NUMEL	DIODES	BJTS	JFETS	MFETS	GASFETS
6	6	10	7	0	2	0	0	0
NSTOP	NTTAR	NTTBR	NTTOV	IFILL	IOPS	PERSPA		
12	37	39	13	2	71	72.917		
NUMTTP	NUMRTP	NUMNIT	MEMUSE					
285	55	1293	8906					

	SECONDS	ITERATIONS
MATRIX SOLUTION	20.94	5
MATRIX LOAD	59.29	
READIN	1.54	
SETUP	.05	
DC SWEEP	0.00	0
BIAS POINT	5.54	77
AC and NOISE	0.00	0
TRANSIENT ANALYSIS	122.81	1293
TOTAL JOB TIME	124.90	

例 11.1 的滞后特性如图 11.2 所示。

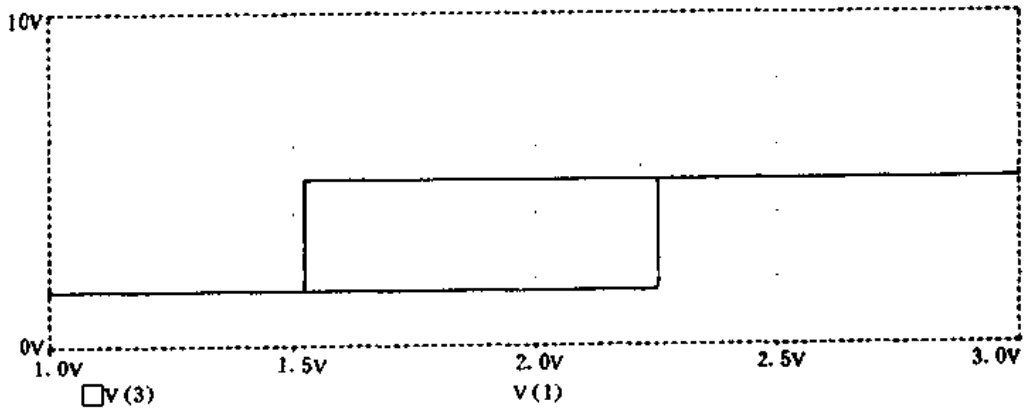


图 11.2　例 11.1 的滞后特性

11.6.2 偏置点

偏置点计算的失败阻止了其他分析的进行(如交流分析或灵敏度分析)。计算偏置点问题可以用 NODESET 命令。如 NODESET V(1)=0V 给出 PSPICE 节点电压的最初猜测值。它由此开始计算出逼近解的值。在假定节点电压时需要做些判断。

在偏置点计算中很少发生收敛性问题，这是因为 PSPICE 包含了一种算法，当它不能找到一个解时就自动改变电源功率。比如，先在满载功率下求解，如果不收敛，电源功率被削减到原功率的 1/4，然后程序重新计算。如果还是无法收敛，则电源功率降到原值的 1/16，直到最后。

因为电源为0V时，电路中所有节点电压都有为0的一个解，程序将找出电源功率很小时的解。程序依靠这个解的帮助，反推出电源满载功率时的解。如果这种算法起作用，当程序计算偏置点时，屏幕上将显示一些信息，如：power supplies cut back to 25%（或一些其他的百分比）。

11.6.3 **瞬态分析**

由于收敛性问题而导致失败时，瞬态分析跳过其余时间。可用的改善瞬态响应的方法有：

(1)改变相对精度参数RELTOL，使它由0.001变到0.01；

(2)用ITL4选择设置瞬态分析时每个节点的迭代次数。设置ITL4=50(使用命令OPTION ITL5=50)，将允许每一点迭代50次。如果一点的迭代次数增加，将需要更长的模拟时间。

11.7 分析精度问题

PSPICE结果的精度可由.OPTION命令中的RELTOL. VNTOL ABSTOL和CHGTOL控制。其中最重要的参数是RELTOL。它控制所有电压和电流的计算精度，其缺省值为0.001。VNTOL. ABSTOL和CHGTOL分别设定电压、电流和电容—电荷/电感及磁通量的精度。如果一个电压的正负发生变化且趋近于零，RELTOL将迫使PSPICE把电压计算得更精确些。因为其值的0.1%对容差是至关重要的，这将防止PSPICE使电压通过零点。为了防止这个问题，VNTOL把所有电压的精度限定为一有限值，缺省值为1V。类似地，ABSTOL和CHGTOL分别限制电流和电荷的绝对精度。

PSPICE中误差容量的缺省值与加利福尼亚的SPICE2相同，即RELTOL=.001。这比许多实际需要的精度更高。如果设置RELTOL=0.01，就将运算速度提高1.5倍。

11.8 负值元件问题

PSPICE允许电阻、电容和电感取负值，它能够在直流扫描中计算含有负值元件电路的工作点，且交流分析和噪声分析也能处理负值问题。如果是电阻，它的噪声贡献来自于它的绝对值，负值电阻不允许产生负的噪声。然而，负值元件器件电路的瞬态分析可能因此失败。

例11.2：含负值电阻的电路如图11.3所示。计算电路增益和输入、输出电阻。

解：电路文件清单如下：

```
Example 11.2  Circuit with Negative Components
*   DC  input voltage of 1 V
VIN   1   0   DC   1V
*   Negative resistances
R1    1   2   −40
R2    2   0   −20
R3    2   0    25
*   DC transfer function analysis
.TF   V(2)   VIN
```

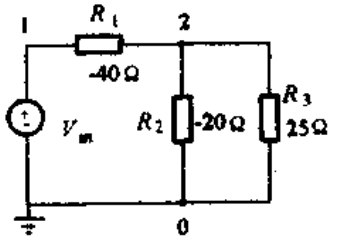


图11.3 含负阻电路

```
. END
* * * *  SMALL-SIGNAL BIAS SOLUTION   TEMPERATURE=27.000 DEG C
NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE  NODE  VOLTAGE
(  1)    1.0000    (  2)      .7143
    VOLTAGE  SOURCE  CURRENTS
    NAME              CURRENT
    VIN               7.143E-03
    TOTAL  POWER  DISSIPATION  -7.14E-03  WATTS
* * * *    SMALL-SIGNAL  CHARACTERISTICS
    V(2)/VIN=7.143E-01
    INPUT RESISTANCE AT VIN=-1.400E+02
    OUTPUT RESISTANCE AT V(2)=-2.857E+01
        JOB CONCLUDED
        TOTAL JOB TIME          1.98
```

11.9 功率开关电路

开关电路的瞬态分析可能需要很长的运行时间。与开关周期相比，PSPICE 必须使内时间步长小于周期时间。但在许多周期中，电路响应却扩展了。如果把开关电路转化为没有开关的等价电路，这个问题便会解决。等价电路能精确地模拟实际电路的响应。

例 11.3：单相桥式共振反相器如图 11.4 所示。晶体三极管和二极管被看成开关。开门电压为 0.2V，导通电阻为 10MΩ。以 10μs 绘制 0 到 2ms 时间里电容电压以及负载电路电流的瞬态响应特性。反相器的输出频率为 $f_0=4$kHz。

解：当晶体三极管 Q_1 和 Q_2 导通时，提供给负载电路的电压为 V_s。谐振将持续整个周期。谐振先通过 Q_1 和 Q_2，再通过二极管 D_1 和 D_2。当晶体三极管 Q_3、Q_4 导通时，负载电阻电压为 $-V_s$，谐振将继续到另外一个周期，可近似地按照下式计算：

$$\omega_r=\left(\frac{1}{LC}-\frac{R^2}{4L^2}\right)^{\frac{1}{2}}$$

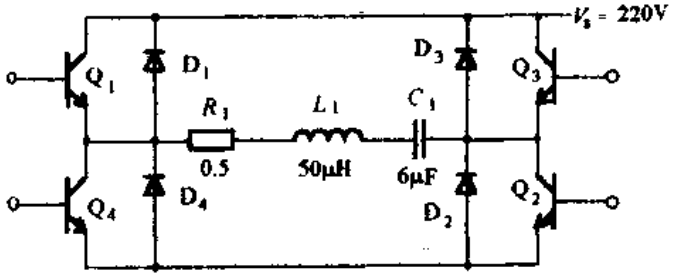


图 11.4 单相桥式共振反相器

其中 $L=L_1=50\mu$H，$C=C_1=6\mu$F，$R=R_1+R_1(\text{sat})+R_2(\text{sat})=0.5+0.1+0.1=0.52\Omega$，$\omega_r=57572.2$rad/s，$f_r=\omega_r/2\pi=9162.9$Hz。共振周期为 $T_r=1/f_r=1/9162.9=109.1\mu$s。输出电压周期 $T_0=1/f_0=1/4000=250\mu$s。

反相器开关的作用用图 10.5 (a) 所示的两个压控开关代表。开关被图 11.5 (b)所示的电压所控制。开关的导通时间近似等于电压的谐振周期。假定周期为 112μs，考虑到重叠，开关 S_2 被延迟 15μs，开关的模型参数为 RON=0.01，ROFF=10E+6，VON=0.001，VOFF=0.0。

电路文件清单如下：

```
Example  11.3 Full—Bridge Resonant Inverter
*     The controlling voltage for switch s1
V1   1   0   PULSE (0   220V   0   1US 1US 110US   250US)
*     The controlling voltage for switch S2 with a delay time of 115us
V2   3   0   PULSE  (0   −220V   115US   1US   IUS 110US   250US)
*     Voltage−controlled switches with model SMOD
S1   1   2   1   0   SMOD
S2   2   3   0   3   SMOD
*     Switch model parameters for SMOD
.    MODEL   SMOD   VSWITCH (RON=0.01   ROFF=10E+6   VON=0.001
+   VOFF=0.0)
RSAT1     2   4   10M
VSAT1     4   5   DC   0.2
RSAT2     9   0   10M
VSAT2     8   9   DC   0.2
*     Assuming an initial capacitor voltage of −250 V to reduce
*     seting fime
C1        5   6   6UF   IC=−250V
L1        6   7   50UH
R1        7   8   0.5
*     Switch model parameters for SMPD
.    MODEL SMOD VSWITCH CRON=0.01 ROFF=10E+6 VON=0.001 VOFF=
+   0.07
*     Transient analysis with UIC Condition
.    TRAN   2US   500US   UIC
.    PROBE
.    END
```

等效电路见图 11.5。

例 11.3 的瞬态响应如图 11.6 所示。

11.10 悬空结点

PSPICE 要求电路中没有悬浮节点。如果有，PSPICE 在屏幕上显示一个读错误，输出文件中也将包含一条信息。这条信息与下行相似：

ERROR:NODE 15 IS FLOATING

这意味着从节点 15 到地之间没有直流通路。一条直流通路是流经电阻、电感、二极管和三极管的路径。含有悬空节点是一个很普通的问题，在许多电路中都可能产生，如图 11.7 所示。

图 11.7(a)中的节点 4 是悬空的。它没有直流通路，用点画线把节点 4 连接到 0 上(或把节点 3 连接到 2 上)就可避免这个问题。在压控或流控电源中，也存在类似情况，如图 11.7(b)

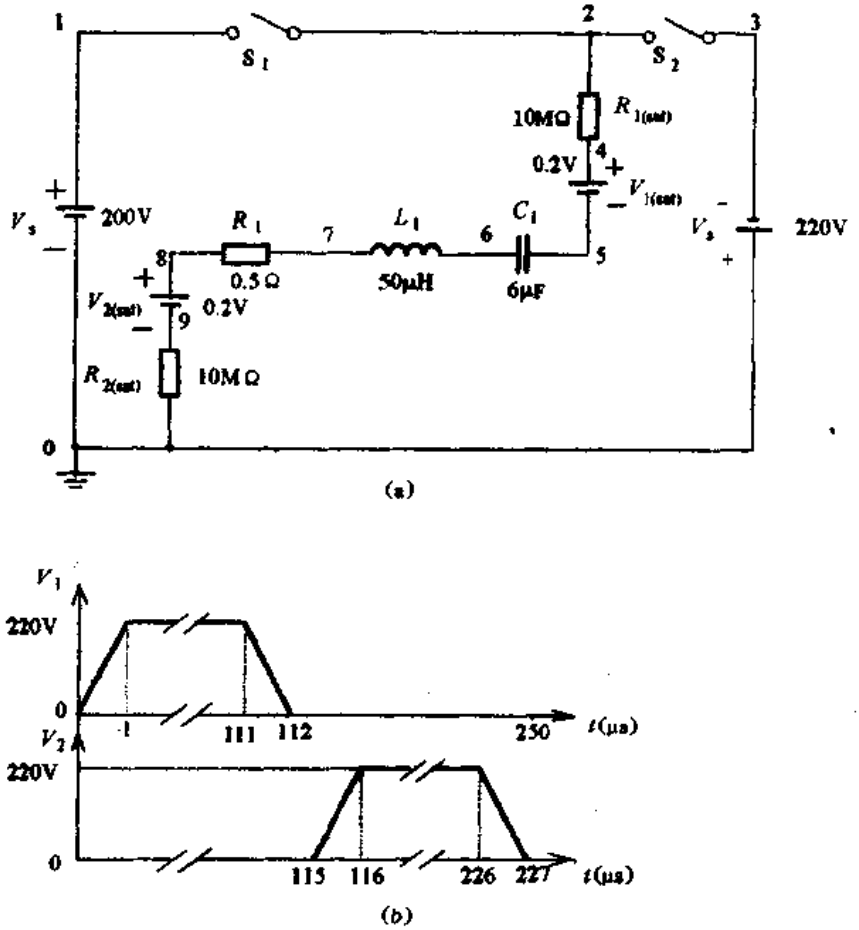


图 11.5　图 11.4 的等效电路

(a)等效电路；(b)控制电压

和 11.7(c)所示。运算放大器如图 11.7(d)所示模型，它有许多悬空节点，这些节点本应被连接起来以提供到地的直流通路。例如，节点 3、5 应被连接在一起；节点 1、2、4 应被连接在一起。

电容的两端都没有直流通路。如果电路中有许多电容如图 11.8 所示，节点 3、5 没有直流通路，可以跨越电容 C_3 并连接上一个大电阻 R_3(如 100MΩ)，以提供直流通路，如图中的点划线所示。

例 11.4：一个无源滤波器电路如图 11.9 所示。输出取自节点 8，分别绘制输出电压幅频特性和相频特性。频率线性地从 500MHz 变化到 2GHz。

解：由图 11.9，节点 6 对地没有直流通路，因此，PSPICE 对此电路无法进行分析。为此，在节点 6 到地之间连接一个大电阻，如图中虚线所示的 R_3。此电阻的值非常大，以至于对电路的性能不会有什么影响。

电路的文件清单如下：

```
Example 11.4 A  Passive Filter
*       AC analysis for 500MHz to 2GHz with a linear increment
.       AC LINIV 100 500MEGHz 2GHz
*       Input voltageis 1 V peak for ac analysis of frequency response.
VIN   1   0   AC   1
R1    1   2   50
```

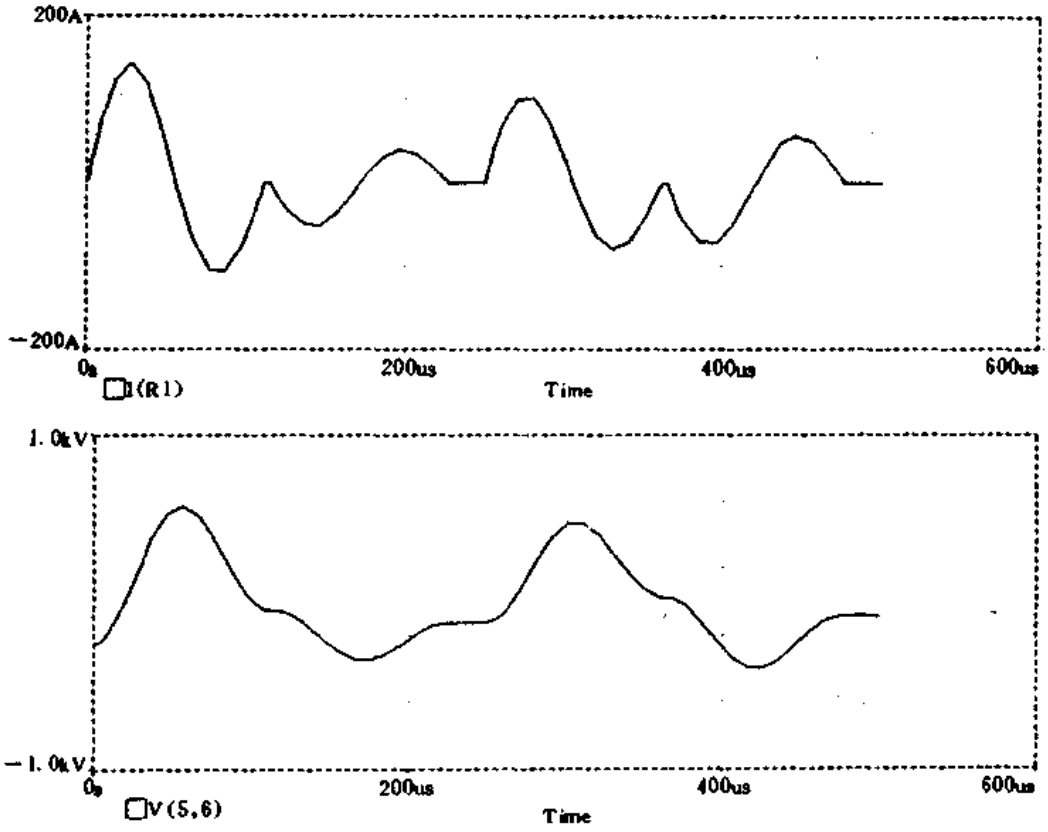


图 11.6　例 11.3 瞬态响应

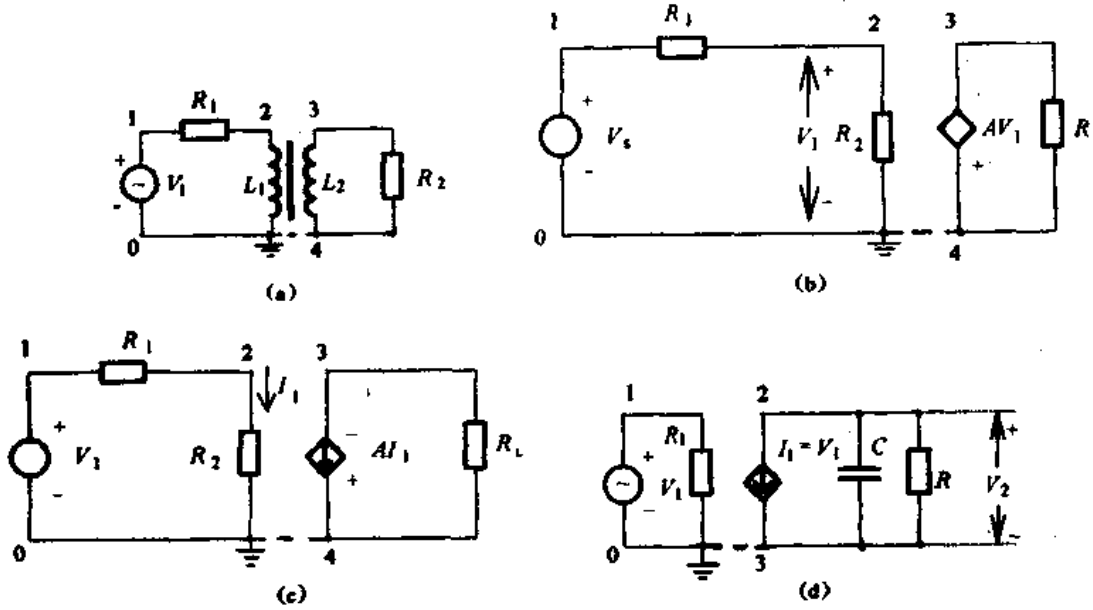


图 11.7　带悬空节点的典型电路

(a)变压器;(b)电压控制的电压源;(c)电流控制的电流源;(d)运算放大器模型

```
L1    2   3   14.81551NH
```

L2 3 4 50.42852NH
C1 4 0 0.3690899PF
L3 3 5 0.1734257UN
C2 5 6 0.1688275PF
L4 6 7 37.20048NF
C3 7 0 1.292687PF
R3 6 0 200MEG
C4 6 0 0.2626376PF

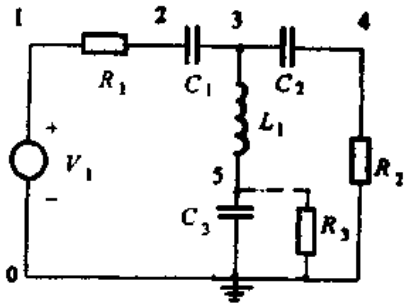
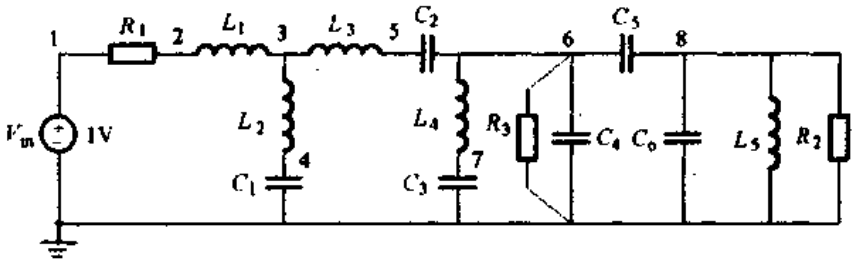


图 11.8 没有直流通路的典型电路



R_1=50 Ω　　R_3=200MΩ　　R_2=50 Ω
L_1=14.81551nH　　L_2=50.42852nH　　C_1=0.3690899PF
L_3=0.1734257μH　　C_2=0.1688275pF　　L_4=37.20048nH
C_3=1.292687pF　　C_4=0.2626376pF　　C_5=2.243463pF
C_6=21.312904pF　　L_5=1.32717nH

图 11.9 无源滤波电路

C5 6 8 2.243463PF
C6 8 0 21.312904PF
L5 8 0 1.32717NH
R2 8 0 50
• PLOT AC VM(8) VP(8)
• PROBE
• END

例 11.4 的频率响应如图 11.10 所示。

11.11 少于两个连接的节点

PSPICE 要求每一个节点至少和其他两个节点连接，否则 PSPICE 将绘出一个错误信息，类似下句：

ERROR：Less than two connections at mode 10.

这意味着节点 10 至少再要其它一个连接。典型的例子如图 11.11(a)所示。这里节点 3 只有一个连接，图中用虚线把电阻 R_2 短路，问题就能解决了。

一个带有如图 11.11(b)所示的压控源电路的输出文件中，可能显示一个错误信息。核对电路时，PSPICE 将不认为输入有连接。这是因为输入中没有电流，且有无穷大的阻抗，可以用

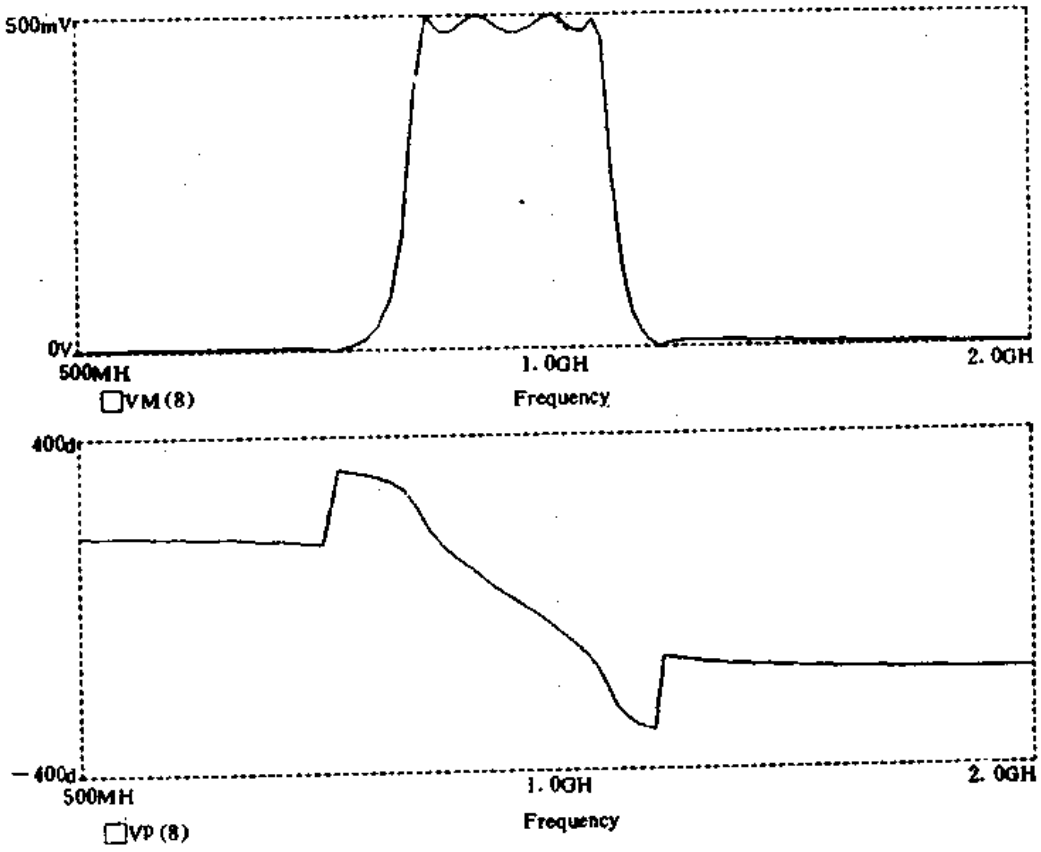


图 11.10　例 11.4 的频率响应

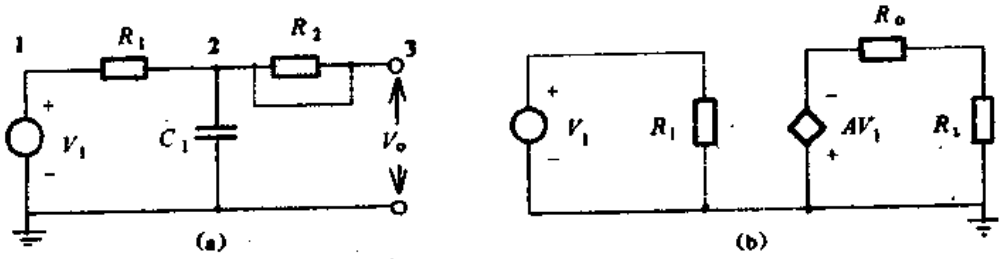


图 11.11　在一个节点少于两个连接的典型电路

(a)只有一个连接支路的结点;(b)压控源

虚线把一个高电阻(如 $R_i=10G\Omega$)加到输入和地之间。

11.12　电压源和有感回路

PSPICE 要求不存在零电阻回路,否则 PSPICE 将在屏幕上显示一个读错误,在输出文件中将包含如下信息:

ERROR:Voltage Loop involving V5

这就是说,电路中存在零阻回路,V_5就是其中一部分。PSPICE 的零阻分量有独立电源(V)、电感(L)、压控电压源(Z)和流控电压源(H)。有这类回路的典型电路如图 11.12 所示。

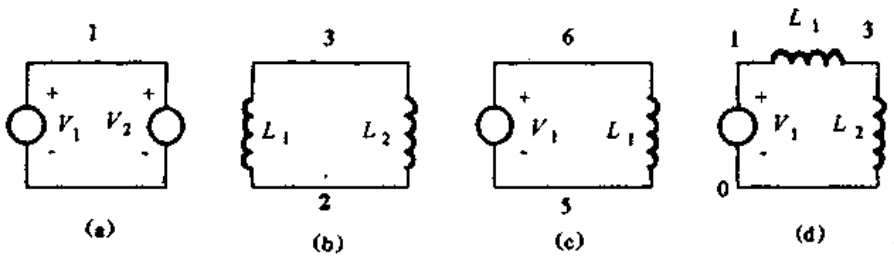


图 11.12　含零阻回路的典型电路

电压源的值是否为零并不重要，含有一个零电阻 EV 的电压源，程序需要 E 被 0 除。如果 E=0V，程序需要 0 除以 0，是不可能的。这就是说，问题在于零电阻回路的出现，而不在于电压源的数值。

简单的解决办法是至少在一个元件上加一串联电阻。电阻值应足够小，以便不影响电路的工作，但此电阻应大于 1μΩ。

11.13　用 SPICE 运行 PSPICE 文件

本质上，使用加利福尼亚大学 Berkelay 的 SPICE－2G 可以得到相同的结果。然而，它们之间有一些小的差别，尤其是过零值引起的收敛性问题。二者的半导体元件模型是相同的。这里有一些 PSPICE 上有而 SPICE 上不能用的功能：

(1)对输出变量的扩展句法(如在 PRINT 和 PLOT 中)，SPICE 只允许有形如 V(x)或 V(x,y)的电压和通过电压源的电流，群延时不能用；

(2)额外的器件有砷化镓模型、非线性磁性元件模型、电压或电流控制开关模型；

(3)电阻、电容和电感的选择性模型，电容和电感的温度系数和电阻的温度指数；

(4)模型参数如 RG、RS、L、W 和 W_D在 SPICE 的 MOS 型场效应管模型定义，在 MODEL 指令中不能用；

(5)直流扫描的扩展限制了扫描变量，直流扫描只能对独立电流源或独立电压源进行扫描，SPICE 不允许对模型参数或温度进行扫描；

(6)没有 LIB 和 INC 说明；

(7)SPICE 要求输入文件(CIR)使用大写字母。

11.14　用 PSPICE 运行 SPICE 文件

PSPICE 能够运行加利福尼亚大学的 SPICE－2G 能运行的任何电路，但下列情况除外：

(1)使用 DISTO(小信号失真)分析的电路，在 SPICE 中有错误。特定的失真输出变量(如 HD2、DIM3 等)不能用。对分析取而代之的是使用瞬态分析。在分析过程中，可以观察使用 PROBE 得到的傅立叶分析的输出频谱。这技术能显示小信号失真和大信号失真。

(2)WINDTH 命令中的 IN＝选择项不能用，PSPICE 总是读整个输入文件，不管输入行有多长。

(3)电阻的温度系数必须放在命令里而不能放在电阻语句中，相应的电容电压系数和电感电流系数也用在命令中。

11.15 求解非线性振荡器稳态解的加速技术

11.15.1 概述

在应用 PSPICE 通用电路模拟程序对非线性振荡器进行计算机模拟和分析时，往往出现不起振现象，既使起振也要经过 200～300 个振荡周期。这样必然给瞬态分析带来积累误差，影响解的正确性，而且计算费用相当昂贵。

自 70 年代初提出 Tyick 算法以来，求取非线性振荡器稳态解已成为 CAD 技术领域中相当活跃的研究课题，并且已取得很多研究成果，在我国也受到人们的普遍重视。但是，直到现在并未出现较为成熟的成果。基于这一点，本章打算介绍一种选用 PSPICE 通用电路模拟程序与加速技术相结合的办法求取非线性振荡器的稳态周期解。该方法简便可行，大大压缩了计算机的分析时间。

11.15.2 加速技术

在通信集成电路、彩电集成电路以及立体声集成电路中普遍遇到非线性振荡器电路。如果不能有效地模拟和分析这部分电路性能，就不能实现对集成电路外围电路和整体的优化设计。为此，这里对加速求解振荡器稳态解的方法，即加速技术加以说明。

任何含有动态储能元件电路的全解总是由两部分组成的，即瞬态解和稳态解。对于某一特定电路，瞬态解仅取决于初始条件。初始条件不仅包括电压或电流值，而且还包括电路中各器件的状态及各个信号源的类型。因此只要适当改变被模拟电路的初始状态或给该电路设置一个初始条件，就可以促使瞬态解很快为零，并在尽量短的瞬态时间里过渡到稳态。显然，这里的关键在于选取初始条件。对于非线性振荡器来说，除初始条件之外，还有工作强度。若采用宏模型技术，通过增大其工作强度缩短瞬态过程是一种行之有效的办法。

基于上述分析，提出两种加速方法。

方法一：给电路中的动态储能元件 C、L 设初值。这种方法适合于较为简单的电路。这里提醒注意的是，初值选取必须恰当，否则不但不能加速求解，反而更坏。

方法二：在被分析的非线性振荡器电路中的任一支路里串联电压源

$$V_{INSC}=V_E e^{-\theta t}S(t) \tag{11.15-1}$$

即可实现稳定求解。式(11.15－1)中 V_E 视电源与输出电压大小确定；$S(t)$ 为 SPICE 通用电路模拟程序能识别的周期信号，如方波、三角波和正弦波等；θ 为衰减系数。若被分析的非线性振荡器的固有振荡频率为 f_0，则 $S(t)$ 周期信号的 f_ω 为 f_0 的预测值。同样，也可以采用式

$$I_{INSC}=I_E e^{-\theta t}S(t) \tag{11.15-2}$$

该电流源并联于被分析的非线性振荡器的任一支路中。对于图 11.13 所示的振荡器，起振条件应为：

$$|\dot{A}_0\dot{F}|>1 \tag{11.15-3}$$

式中 $\dot{A}_0$——无反馈时的放大器放大倍数；

$\dot{F}$——反馈系数。

通常振荡器的工作强度为

$$|\dot{A}_0\dot{F}|=2\sim 4 \tag{11.15-4}$$

由于 V_{INSC} 的引入，振荡器网络对这一外加激励有相应的响应。只要恰当选取 V_E 大小，式

(11.15－3)就很容易满足，从而使振荡器很快起振，并达到稳定状态，实现稳态加速求解的过程。在振荡器起振之后，V_{INSC}的存在也不会影响稳态解的性质。因为振荡器的输出幅值仅取决于电路本身的振荡平衡条件，即：

$$|\dot{A}_0\dot{F}|=1 \qquad (11.15-5)$$

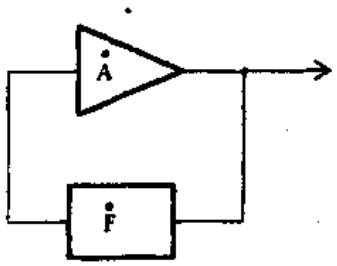


图 11.13

$\dot{A}_0\dot{F}$又是频率的函数。只有在振荡器的固有频率f_0上才能满足振荡的相位条件。再则，正确选取衰减系数θ可使V_{INSC}的全部能量的90%以上集中在V_{INSC}的第一个周期内。显然，在经过一个周期之后，当振荡器的响应反馈到输入端时，激励电压V_{INSC}已接近于零。因此，振荡器只能工作在其固有频率上。所以，由此求得的解如实地反映了原有振荡器的工作情况。

衰减系数θ确定如下：

当$S(t)$为正弦周期信号时，有：

$\omega_{0E}=2\pi f_{0E}$

$V_E=1$

则 $V_{INSC}=f(t)=e^{-\theta t}\sin\omega_{0E}t \qquad t\geqslant 0$ (11.15－6)

其能量为：

$$E=\int_{-\infty}^{+\infty}f^2(t)dt=\int_0^{\infty}e^{-2\theta t}\sin^2\omega_{0E}t\,dt=\frac{\omega_{0E}^2}{4\theta(\theta^2-\omega_{0E}^2)} \qquad (11.15-7)$$

而$f(t)$在一个周期T_{0E}之内的能量为：

$$E_T=\int_0^{\frac{2\pi}{\omega_{0E}}}e^{-2\theta t}\sin^2\omega_{0E}t\,dt$$

$$=\frac{\omega_{0E}^2}{4\theta(\theta^2-\omega_{0E}^2)}\left(1-e^{\frac{-4\pi\theta}{\omega_{0E}}}\right) \qquad (11.15-8)$$

则

$$1-e^{\frac{-4\pi\theta}{\omega_{0E}}}=k \qquad (11.15-9)$$

即

$$\theta=-\frac{1}{2}f_{0E}\ln(1-k) \qquad (11.15-10)$$

式(11.15－10)即为确定衰减系数θ大小的理论根据。

当选$\theta=2f_{0E}$时，则

$V_{INSC}=V_Ee^{-2f_{0E}t}S(t)$

11.15.3 **举例**

图11.14给出一个单管振荡器，用PSPICE通用电路模拟程序分析该电路出现不起振现象，为此采用加速技术分析该电路。

根据图11.14振荡电路，可以计算出振荡器的振荡频率为

$f_{0E}=8.9\text{kHz}$

所以取

$\theta=2\times 8.9\text{kHz}$

$=1.78\text{E}4$

则

$$V_{INSC} = e^{-1.78E4t}\sin 2\pi\times 8.9\times 10^{3}t$$

比 $V_E = 1V$。

采用宏模拟技术，将 V_{INS} 引入双极型晶体管的基极处或引入 L_1 与 R_3 之间。再根据此电路的拓扑结构编写 PSPICE 的输入文件，上机调用 PSPICE 做瞬态分析，即可得出振荡器输出电压的等幅正弦波。

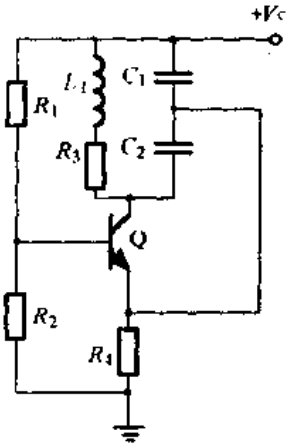


图 11.14 单管振荡器

习　题

11.1　对于 P9.6 的反相电路，绘制滞后特性。

11.2　如图 P11.2 电路，根据瞬态分析结果，绘制滞后特性。运算放大器使用如图 9.1 直流线性模型。

11.3　对图 P11.2 所示电路，输入电压缓慢地从 −4V 变化到 4V，再从 4V 到 −4V。宏模型描述见库文件 OPNOM.

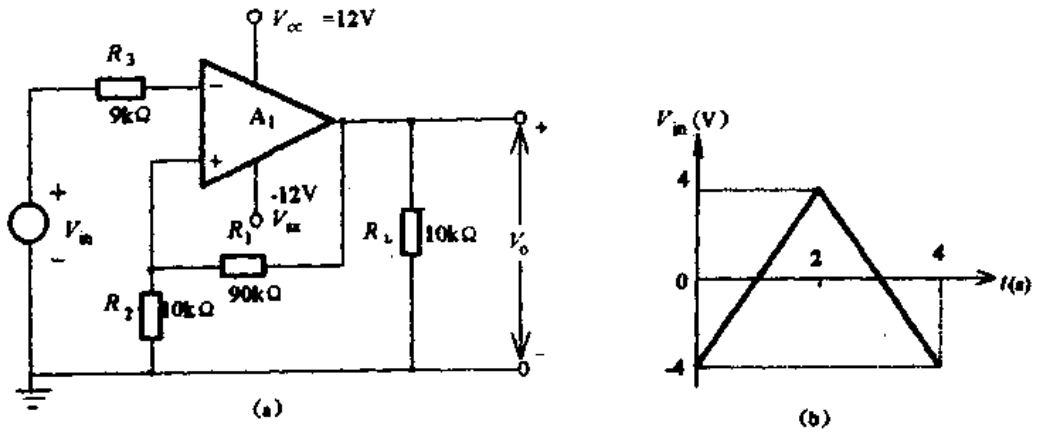


图 P11.2

(a)电路；(b)输入电压

LIB，源电压 $V_{CC} = 12V$，$V_{EE} = -12V$。

11.4　已知隧道二极管振荡器电路如图 P11.4 所示。图中 I_{DT} 为描述隧道二极管电流与电压关系的非线性电流源。这里给出由最小二乘法曲线拟合所求出的多项式各项的系数，它们分别为：

$$A_0 = -3.99510115972848\times 10^{-17}$$

$$A_1 = +1.80727308405845\times 10^{-1}$$

$$A_2 = -2.93646217292003$$

$$A_3 = +4.12669748472374\times 10^{1}$$

$$A_4 = -6.09649516869413\times 10^{2}$$

$$A_5 = +6.08207899870511\times 10^{3}$$

$$A_6 = -3.73459336478768\times 10^{4}$$

$A_7 = +1.441467023115112 \times 10^5$

$A_8 = -3.530211764536652 \times 10^5$

$A_9 = +5.340934360647622 \times 10^5$

$A_{10} = +1.685279348888894 \times 10^5$

则

$$I_{DT} = A_0 + A_1 V_{DT} + A_2 V_{DT}^2 + A_3 V_{DT}^3 + \cdots + A_{11} V_{DT}^{11}$$

请①根据图 P11.4 所示电路采用加速技术编写输入文件；

②根据图 P11.4 所示电路直接编写输入文件；

③将①与②两个输入文件分别上机进行 PSPICE 的瞬态分析，比较两者的结果，得出结论。

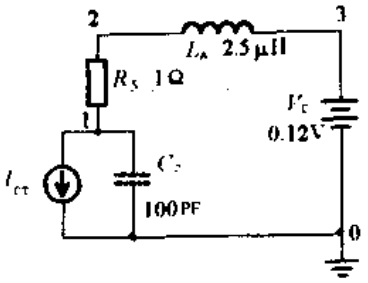


图 P11.4

291936

参考资料

(1) Rashid Muhammad H. PSPICE for Circuirts and Electronics Using Pspice, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1990

(2) "PSPICE" Guide, MicroSim Corporation, January 1990

(3) PSpice Manual, Lrvine, California, MicroSim Corporation, 1989

(4) A. BARANYI and L. O. CHUA. Dynamic Model for the Analog multiplier, IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS, VOL. CAS-29. NO. 2. FEBURARY. 1982

(5) I. E. GETREU, A. D. HADIWIDJAJA and J. M. BRINCH. An Integrated-Cirutit Comparator Macromodel. IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. SC-11, NO. 6, DECEMBER, 1979

(6) 尤雷编，熊可真审校. PSPICE(V4. 02)电路模拟设计软件使用手册，海洋出版社，1992

中文藏书