

三、瞬态分析

- 瞬态分析就是当电路遇到一个突然作用的激励时，需要计算电路的瞬态过程。如果电路是线性的，其动态特性能够用一组线性微分方程来描述；如果电路是非线性的，一般描述其动态行为的是一组非线性微分代数方程组，通常没有解析解，只能求助于数值方法。



瞬态元件

- 电容

$$i_C = C \frac{dV}{dt}$$

- 电感

$$v_L = L \frac{di_L}{dt}$$



瞬态元件

(鼠标滑过播放视频)

瞬态元件

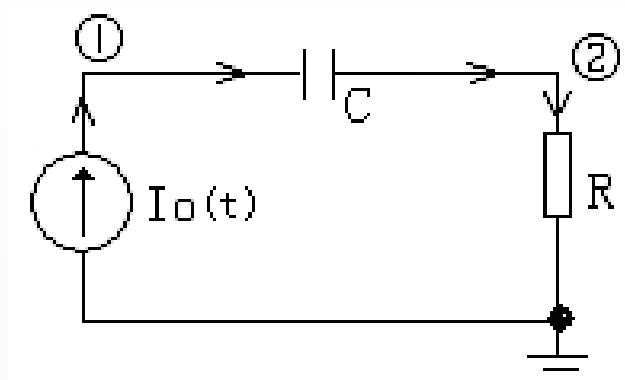
•电容

$$i_c = C \frac{dV}{dt}$$

•电感

$$v_L = L \frac{di_L}{dt}$$

例3 瞬态分析示例



- 按基尔霍夫电流定律，可写出节点方程

$$\begin{cases} f_1 = C \frac{d(V_1 - V_2)}{dt} - I_0(t) = 0 \\ f_2 = \frac{V_2}{R} - C \frac{d(V_1 - V_2)}{dt} = 0 \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} C \frac{dV_1}{dt} - C \frac{dV_2}{dt} - I_0(t) = 0 \\ \frac{V_2}{R} - C \frac{dV_1}{dt} + C \frac{dV_2}{dt} = 0 \end{cases}$$

- 这样一个方程是微分方程组，求解它一般用数值积分的方法。



数值积分的思想

- 所谓积分在几何上就是求被积函数曲线下的面积。由积分中值定理，只要对平均高度 $f(\xi)$ 提供一种相应的算法便获得一种数值求积方法。

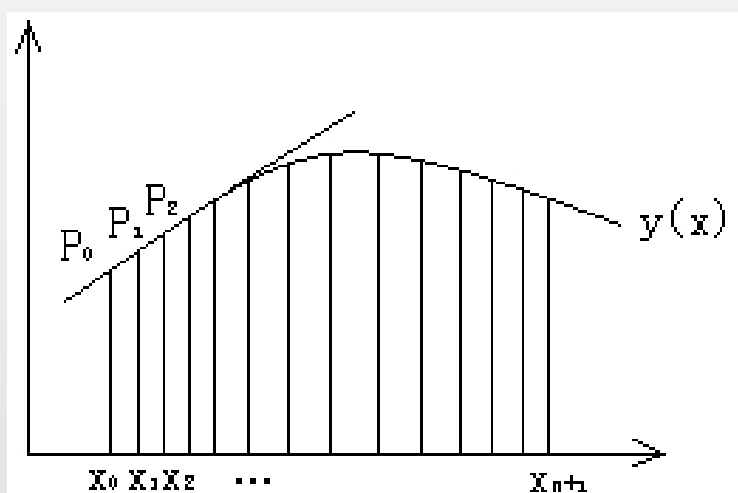


欧拉公式方法

- 对于微分方程 $y' = f(x, y)$ ，解该微分方程就是要求出 $y(x)$ 。
- 其数值解法，就是寻求解 $y(x)$ 在一系列离散节点 $x_0 < x_1 < x_2 < \dots < x_n < x_{n+1} < \dots$ 上的近似值 $y_1, y_2, \dots, y_n, y_{n+1} \dots$ ，相邻两个节点上的间距 $h = x_{n+1} - x_n$ 称为步长，一般 h 为定值，这样 $x_n = x_0 + nh$ ， $n=0, 1, 2, \dots$ 。

• 欧拉迭代的几何意义

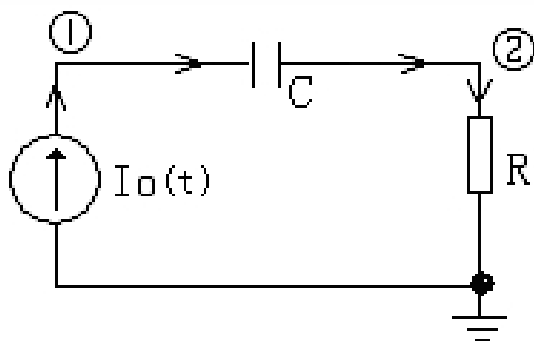
- $y(x)$ 是一条曲线，令 $y' = f(x, y)$ ，则 $f(x, y)$ 是 $y(x)$ 在曲线上的点 (x, y) 处的切线斜率。如果从初始点 $P_0(x_0, y_0)$ 出发，按斜率 $f(x_0, y_0)$ 推进到 $x = x_1$ 上的点 $P_1(x_1, y_1)$ ，然后按 (x_1, y_1) 处的斜率推进到 $x = x_2$ 的点 P_2 ，依次可以得到图示的拟合 $y(x)$ 的一条折线。



后退式欧拉公式

- 后退欧拉公式与欧拉公式有着本质的区别，向后欧拉法是一种最简单的隐式积分法。
- 欧拉公式是直接计算 y_{n+1} ，而后退欧拉公式中的 $f(x_{n+1}, y_{n+1})$ 中含有 y_{n+1} ，所以欧拉公式是显式的，而后退欧拉公式是隐式的。这种方程通常用迭代求解。





- 回到图示问题：给出初始条件 $t=0, V_1=0, V_2=0$ 。

$$\begin{cases} C \frac{dV_1}{dt} \Big|_{t+1} - C \frac{dV_2}{dt} \Big|_{t+1} - I_0(t) = 0 \\ \frac{V_2}{R} - C \frac{dV_1}{dt} + C \frac{dV_2}{dt} = 0 \\ t=0, V_1=0, V_2=0 \end{cases}$$

- 把时间 $(0, T)$ 离散为若干点，时间步长为 h 。
- $t_0=0, t_1=h, t_2=t_1+h, \dots, t_{n+1}=t_n+h$
- 对欧拉公式中的 $f(x_{n+1}, y_{n+1})$ 的理解为：

$$\frac{y_{n+1} - y_n}{x_{n+1} - x_n} = \frac{y_{n+1} - y_n}{h} = \frac{\Delta y}{\Delta t}$$

$$\therefore \frac{dy}{dx} = f(x) = \frac{y_{n+1} - y_n}{h}$$

$$\therefore \frac{dV_1}{dt} \Big|_{k+1=t} = \frac{V_1(k+1) - V_1(k)}{h}$$

$$\frac{dV_2}{dt} \Big|_{k+1=t} = \frac{V_2(k+1) - V_2(k)}{h}$$



- 电路方程：由微分方程转化为差分方程（线性方程）

$$\begin{cases} \frac{C}{h}(V_1(k+1) - V_1(k)) - \frac{C}{h}(V_2(k+1) - V_2(k)) - I_0(k) = 0 \\ \frac{V_2(k+1)}{R} - \frac{C}{h}(V_1(k+1) - V_1(k)) + \frac{C}{h}(V_2(k+1) - V_2(k)) = 0 \\ t = 0, V_1 = 0, V_2 = 0 \end{cases}$$

- 令 $\frac{C}{h} = G_{ck}$

- 整理得：

$$\begin{cases} G_{ck}V_1(k+1) - G_{ck}V_2(k+1) = I_0(k) + \frac{C}{h}(V_1(k) - V_2(k)) \\ -G_{ck}V_1(k+1) + (G_{ck} + \frac{1}{R})V_2(k+1) = -\frac{C}{h}(V_1(k) - V_2(k)) \\ t = 0, V_1 = 0, V_2 = 0 \end{cases}$$

- 令 $-\frac{C}{h}(V_1(k) - V_2(k)) = I_{ck}$

- 得：

$$\begin{bmatrix} G_{ck} & -G_{ck} \\ -G_{ck} & G_{ck} + \frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1(k+1)} \\ V_{2(k+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_0(k) - I_{ck} \\ I_{ck} \end{bmatrix}$$

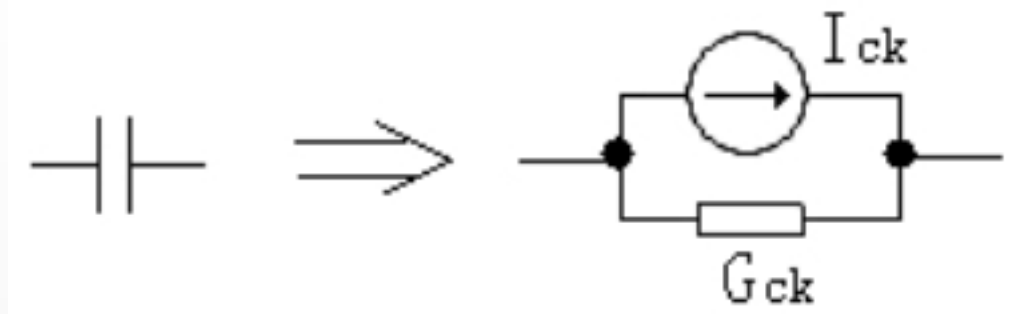
- 系数矩阵为导纳矩阵。分析说明 $\frac{C}{h} = G_{ck}$ 为导纳量纲，其物理意义在于，对电容而言，

$$i_C = C \frac{dV}{dt} = \frac{C}{h}(V(k+1) - V(k)) \text{ 所以 } \frac{C}{h} \text{ 有导纳的量}$$

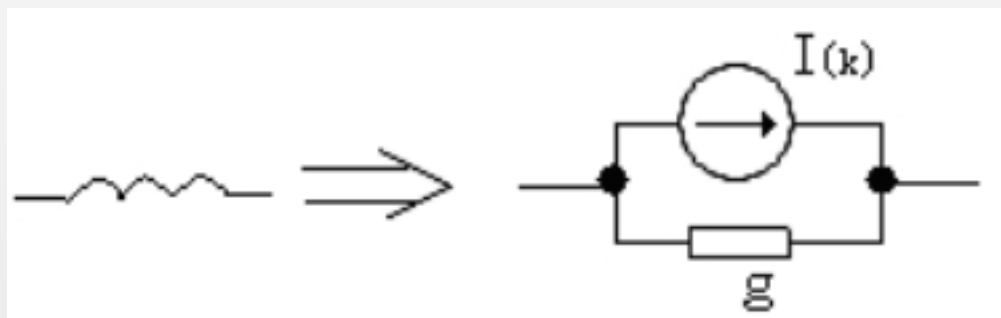
纲。



• 电容的伴随模型



• 电感的伴随模型



电感模型建立的过程

$$G_{LK} = \frac{h}{2L} \quad I_{(k)} = i_{k-1} + G_{LK} V_{k-1}$$

- 电感上电流不能突变，电感上电流-电压关系是：

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_{t=0}^t v(t) dt + i(0)$$

- 用积分梯形近似：

$$\therefore \int v(t) dt = \frac{1}{2} \Delta t (V_{k-1} + V_k)$$

$$\therefore i_k = i_{k-1} + \frac{1}{2} \frac{\Delta t}{L} (V_{k-1} + V_k)$$

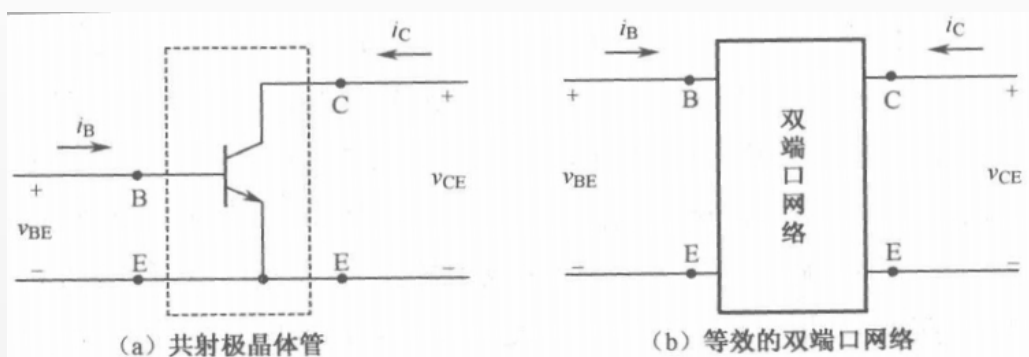
$$= (i_{k-1} + \frac{\Delta t}{2L} V_{k-1}) + \frac{\Delta t}{2L} V_k$$

\therefore 有 $i = I + gV$ 的表述形式。



四、三极管的H参数

- 若三极晶体管的集电极电流 i_C
- 发射结电压 v_{BE}
- 基极电流 i_B
- 集电极电压 v_{CE}



- 之间关系选择以下通用函数表达式表示:
- 输入电压函数 $v_{BE} = f_1(i_B, v_{CE})$
- 输出电流函数 $i_C = f_2(i_B, v_{CE})$
- 对以上二式采用全微分法可得到如下的 v_{BE} 和 i_C 的微变增量一般表达式:

$$dv_{BE} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_{dv_{CE}=0} \cdot di_B + \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \right|_{di_B=0} \cdot dv_{CE}$$

$$di_C = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{dv_{CE}=0} \cdot di_B + \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{di_B=0} \cdot dv_{CE}$$

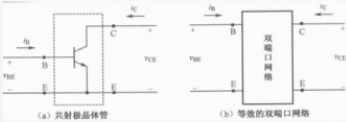


四、三极管的H参数

(鼠标滑过播放视频)

四、三极管的H参数

- 若三极管的集电极电流 i_c
- 发射结电压 v_{BE}
- 基极电流 i_b
- 集电极电压 v_{CE}



- 之间关系选择以下通用函数表达式表示：
- 输入电压函数 $v_{BE} = f_1(i_b, v_{CE})$
- 输出电流函数 $i_c = f_2(i_b, v_{CE})$
- 对以上二式采用全微分法可得到如下的 v_{BE} 和 i_c 的微变增量一般表达式：

$$dv_{BE} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_b} \right|_{dv_{CE}=0} \cdot di_b + \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \right|_{di_b=0} \cdot dv_{CE}$$
$$di_c = \left. \frac{\partial i_c}{\partial i_b} \right|_{dv_{CE}=0} \cdot di_b + \left. \frac{\partial i_c}{\partial v_{CE}} \right|_{di_b=0} \cdot dv_{CE}$$

- 可见， dv_{BE} dv_{CE} di_c di_b
- 是电压、电流的无限小微变增量，即交流分量。分别用 v_{be} v_{ce} i_c i_b 表示
- 以上二式得方程组：
- 输入电压方程 $v_{be} = h_{ie}i_b + h_{re}v_{ce}$
- 输出电流方程 $i_c = h_{fe}i_b + h_{oe}v_{ce}$
- 其中参数h下标中字母i表示input，o表示output，r表示reverse，f表示forward。
- 写成矩阵形式：
$$\begin{bmatrix} v_{be} \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{ie} & h_{re} \\ h_{fe} & h_{oe} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_b \\ v_{ce} \end{bmatrix}$$
- 混合参数，简称H（Hybrid参数）

- 可见, dv_{BE} dv_{CE} di_C di_B
- 是电压、电流的无限小微变增量, 即交流分量。分别用
- v_{be} v_{ce} i_c i_b 表示
- 以上二式得方程组:
- 输入电压方程 $v_{be} = h_{ie}i_b + h_{re}v_{ce}$
- 输出电流方程 $i_c = h_{fe}i_b + h_{oe}v_{ce}$
- 其中参数h下标中字母i表示input, o表示output, r表示reverse, f表示forward。
- 写成矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} v_{be} \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{ie} & h_{re} \\ h_{fe} & h_{oe} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_b \\ v_{ce} \end{bmatrix}$$

- 混合参数, 简称H (Hybrid参数)

- Z参数

$$\begin{bmatrix} v_{be} \\ v_{ce} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

- Y参数

$$\begin{bmatrix} i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{be} \\ v_{ce} \end{bmatrix}$$



混合参数，简称H（Hybrid参数）

$$\begin{bmatrix} v_{be} \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{ie} & h_{re} \\ h_{fe} & h_{oe} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_b \\ v_{ce} \end{bmatrix}$$

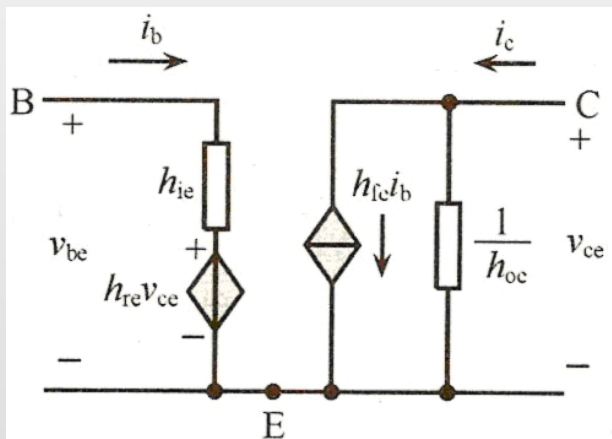
$$h_{ie} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_{dv_{CE}=0} \sim v_{CE} \text{ 电压不变、即输出端交流短路时，晶体管的输入电阻 } r_{be} ;$$

$$h_{re} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \right|_{di_B=0} \sim i_B \text{ 电流不变、即输入端交流开路时，反向电压传输比 } \mu_r ;$$

$$h_{fe} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{dv_{CE}=0} \sim v_{CE} \text{ 电压不变，正向电流传输比、电流放大倍数 } \beta ;$$

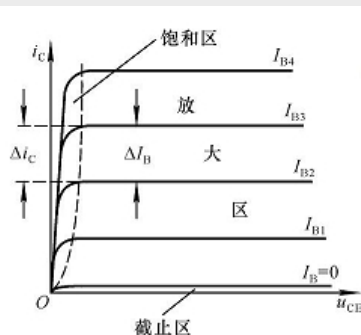
$$h_{oe} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{di_B=0} \sim i_B \text{ 电流不变，输出电导 } G_{re} = 1/r_{ce} \text{ 。}$$

晶体管的H参数模型

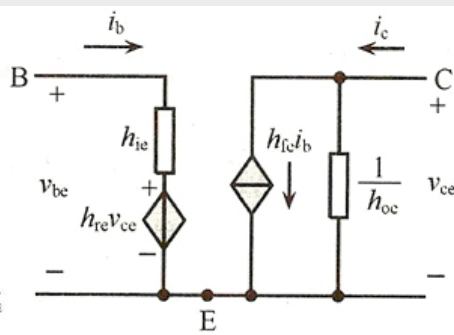


晶体管的放大区H参数模型

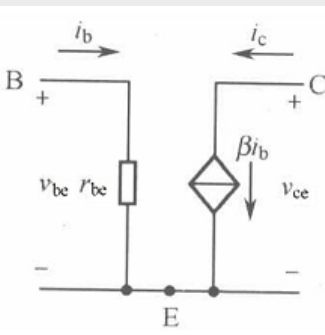
- 由H参数方程可知，三极管在CE组态：
- 输入电压 v_{be} 由两部分组成。第一项是 i_b 流经输入电阻 r_{be} 产生的一个电压， h_{ie} 为输入电阻 r_{be} ；第二项是输出电压 v_{ce} 在输入端产生的一个反馈电压，反馈系数 h_{re} 无量纲；所以B-E间可以等效成一个电阻与一个受控电压源串联。
- 输出电流 i_c 也由两部分组成。第一项是无量纲放大系数 h_{fe} 控制 i_b 产生的一个输出电流，所以 h_{fe} 就是 β ；第二项是 v_{ce} 在输出电导 h_{oe} 上产生的一个输出电流，因而 $1/h_{oe}$ 为输出电阻；所以C-E间可以等效为一个受控电流源与一个电阻并联。
- 当三极晶体管处于放大状态区时：
- 输入端： v_{ce} 对输入特性曲线的影响很小，即管子的内反馈可以忽略不计，输入端 v_{ce} 产生的反馈电压几乎为0，因此，认为 $h_{re}=0$ ，则晶体管的输入端等效为一个动态输入电阻 r_{be} 。
- 输出端： i_c 几乎不随 v_{ce} 电压而变化， i_c 在放大区输出特性曲线几乎是横轴的平行线，可以认为动态输出电阻 $1/h_{oe}$ 无穷大， h_{oe} 近似为0，晶体管的输出端等效为一个电流 i_b 控制的电流源 βi_b 。
- 简化后的三极晶体管放大区H参数等效模型：



(a)



(b)

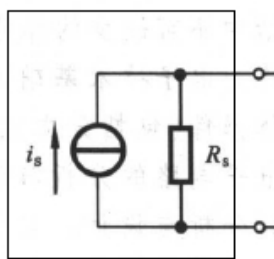
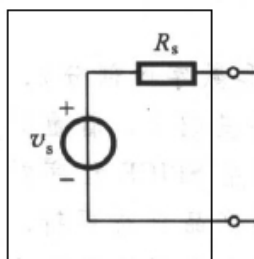


(c)



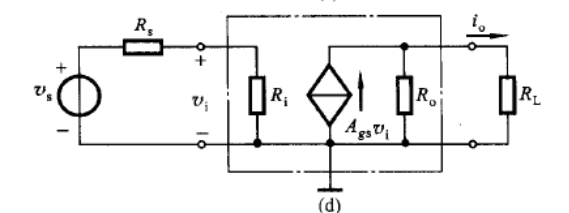
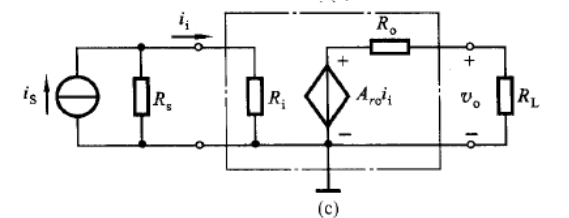
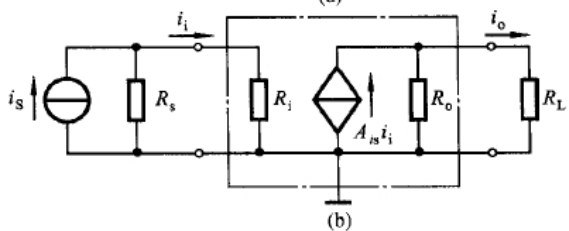
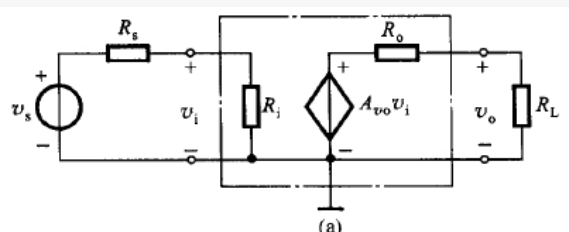
等效电路网络

戴维南等效网络 (Thevenin)



诺顿等效网络 (Norton)

放大电路模型



T-T 电压放大

N-N 电流放大

N-T 互阻放大

T-N 互导放大



SPICE 仿真模型

- SPICE是最广泛使用的电路仿真器，同时还是一个开放式标准。
- SPICE模型是SPICE Simulator所使用的一种电路组件，以文本描述的方式呈现，可通过数学方法来预测组件在不同条件下的行为。SPICE模型范围从最简单的单行描述无源组件（如电阻器）涵盖到长达数百行的复杂子电路。
- 不是所有的SPICE仿真器都是完全兼容的。默认的仿真器选项可能随SPICE仿真器的不同而不同。比如，不要将SPICE模型与pSPICE模型混淆。pSPICE是OrCAD专有的电路模拟器。某些pSPICE模型可能与SPICE兼容，但无法保证。
- 因为SPICE存在变体，所以通常仿真器之间的模型并不总是兼容的；它们必须为特定的仿真器进行筛选。SPICE模型是由SPICE仿真器使用的基于文本描述的电路器件，它能够用数学预测不同情况下，元件的电气行为。
- 由于SPICE仿真在晶体管水平上模拟电路，所以它们包含电路和工艺参数方面的详细信息。大多数IC供应商认为这类信息是专有的，而拒绝将他们的模型公诸于众。虽然SPICE仿真很精确，但是仿真速度对于瞬态仿真分析(常用在评估信号完整性性能时)而言特别慢。
- 因为某些功能很强大的选项可以控制精度、会聚和算法类型，所以任何不一致的选项都可能导致不同仿真器的仿真结果的相关性很差。



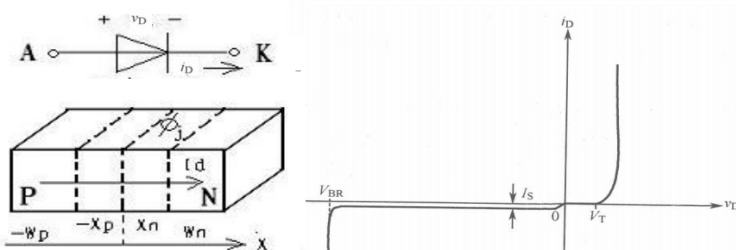
查找SPICE模型

- 一些在其网站上提供SPICE模型的热门芯片供应商。

Analog Devices	放大器和比较器，模数转换器，数模转换器，嵌入式处理和DSP，MEMS和传感器，RF/IF组件，开关/多路复用器，模拟微控制器，接口，电源和热管理
Apex Microtechnology	线性放大器，PWM放大器
Christophe Basso	开关模式电源
Coilcraft, Inc.	功率磁学，RF电感器，EMI/RFI滤波器，宽带磁学
Duncan Amps	放大器，真空管
Infineon Technologies AG	光纤，微控制器，功率半导体，小信号分立元件
Kemet Home Page	表贴型铂、陶瓷和钽电容器以及含铅陶瓷和钽电容器
Maxim	放大器和比较器，模拟开关和多路复用器，时钟，计数器，延迟线，振荡器，RTC，数据转换器，采样和保持，数字电位计，光纤和通信，滤波器(模拟)，高频ASIC，热插拔和电源开关，接口和互连，易失性存储器，NV，多功能，热管理，传感器，传感器调理器，电压基准，无线，RF和电缆
ON Semiconductor	电源管理，放大器，比较器，模拟开关，晶闸管，二极管，整流器，双极晶体管，FET，标准逻辑，差分逻辑
Polyfet	Polyfet晶体管
STMicroelectronics	线性放大器，模拟和混合信号IC，二极管，EMI滤波和调理，逻辑，信号开关，存储器，微控制器，电源管理，保护器件，传感器，智能卡IC，晶闸管和AC开关，晶体管
Texas Instruments	缓冲器，驱动器和收发器，触发器，锁存器和寄存器，门，计数器，解码器/编码器/多路复用器，数字比较器
Tyco Electronics (Amp.)	机电元件，无源元件，电源，射频和微波产品
Vishay	模拟开关，电容器，二极管，电感器，集成模块，功率IC，LED，功率MOSFET，电阻器和热敏电阻



二极管SPICE模型及参数表



$$I_d = I_s \left(e^{\frac{qV_d}{kT}} - 1 \right) \quad \text{其中: 热电压 } \frac{kT}{q} = 25.86 \times 10^3 V \quad \text{绝对温度 } T=300K$$

$$\text{反向饱和电流: } I_s = qA_j n_i^2 \left(\frac{D_p}{N_D L_p} + \frac{D_N}{N_A L_N} \right) = qA_j n_i^2 \left(\frac{D_p}{N_D W_N} + \frac{D_N}{N_A W_P} \right)$$

其中: A_j 为二极管的截面积 n_i 为本征载流子浓度

D_N 为电子扩散系数 D_p 为空穴扩散系数

L_p 为空穴平均扩散长度 L_N 为自由电子扩散长度

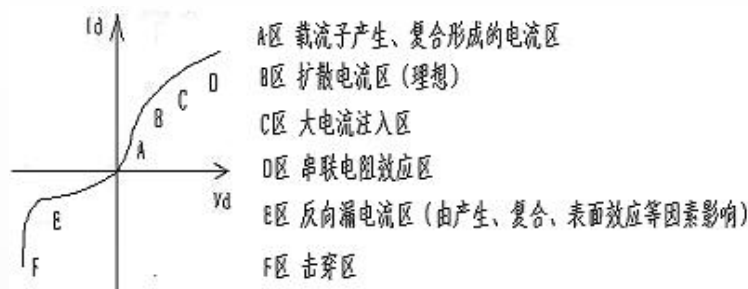
$N_D = n_{N0}$ 为自由电子浓度 N 区的热平衡值

$N_A = p_{P0}$ 为空穴浓度 P 区的热平衡值

- 理想二极管的I-V特性
- 实际硅二极管的I-V特性曲线：折线
- DC大信号模型
- 电荷存储特性
- 大信号模型的电荷存储参数Qd
- 温度模型
- 二极管模型参数表

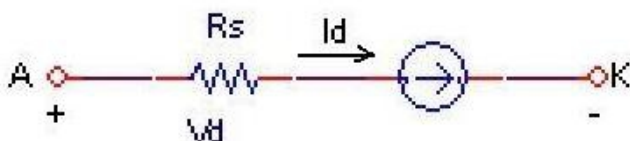
参数	代号	名称	默认值	典型值	单位
I_s	IS	饱和电流	1×10^{-14}	1×10^{-14}	A
r_s	RS	寄生串联电阻	0	10	Ω
n	N	发射系数	1		
τ_D	TT	渡越时间	0	0.1n	s
$C_j(0)$	CJO	零偏结电容	0	2p	F
ϕ_0	VJ	PN 结内建电势	1	0.6	V
m	M	PN 结梯度因子	0.5	0.5	
E_g	EG	禁带宽度 (硅 1.11 SBD 0.69 Ge 0.67)	1.11	1.11	eV
Pt	XT1	IS 温度系数 (PN 结二极管 3.0 SBD 2.1)	3.0	3	
Fc	FC	正偏耗尽层电容系数	0.5		
BV	BV	反向击穿电压 BV (膝点)	∞	50	V
I_{BV}	IBV	反向击穿电流 (膝点)	0.001		A
Kf	KF	闪烁噪声系数	0		
a_f	AF	闪烁噪声指数	1		

• 实际硅二极管的I-V特性曲线：折线



• DC大信号模型

【涉及的参数： I_s n R_s BV I_{BV} g_m 相关说明见附后的参数表】



$$\text{直流电流 } I_d = I_s \left(e^{\frac{qV_d}{kT}} - 1 \right)$$

$$I_d = f(V_d) = \begin{cases} I_s \left(e^{\frac{V_d}{nV_T}} - 1 \right) + V_d g_{\min} & -5 \cdot nV_T \leq V_d \leq 0 \\ -I_s + V_d g_{\min} & -BV < V_d < -5 \cdot nV_T \\ -I_{BV} & V_d = -BV \\ I_s \left(e^{-\frac{BV+V_d}{V_T}} - 1 + \frac{BV}{V_T} \right) & V_d < -BV \end{cases}$$

其中： g_m 为与PN结并联的小电导，帮助计算收敛，默认值为 10^{-12}

• 电荷存储特性

【涉及的参数： ϕ_0 τ_D 相关说明见附后的参数表】

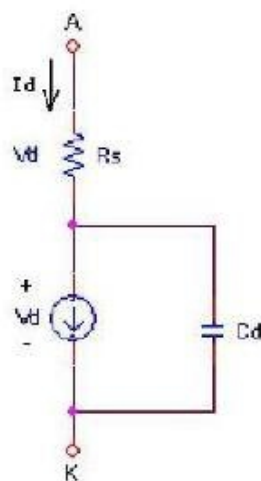
$$\text{耗尽区掺杂浓度的电荷存储形式 } Q'_j = \sqrt{\frac{2q\epsilon_s(\phi_0 - V_d)}{\frac{1}{n_A} + \frac{1}{n_D}}}$$

$$\text{少数载流子注入中性区域 } Q'_a = Q'_p + Q'_n = \tau_D I_D$$

$$\text{二极管的总电容 } C'_D = \frac{dQ'_D}{dV_D} = \frac{d(Q'_j + Q'_a)}{dV_D} = C'_j + C'_a$$

$$\text{PN结电容 } C'_j = \frac{dQ'_j}{dV_D} = \sqrt{\frac{q\epsilon_s}{2(\phi_0 - V_d)\left(\frac{1}{n_A} + \frac{1}{n_D}\right)}} = \frac{C'_j(0)}{\sqrt{1 - \frac{V_D}{\phi_0}}}$$

$$\text{扩散电容 } C'_a = \frac{dQ'_D}{dV_D} = \frac{q}{nkT} \tau_D I_s e^{\frac{qV_d}{nkT}}$$



（当 $V_D < \phi_0 / 2$ 时， C'_j 值与实际值很接近，当 $V_D > \phi_0 / 2$ 时，需用chawla-Gummel线性外推法）

• 大信号模型的电荷存储参数Qd

【涉及的参数：Fc m τ_D $C_j(0)$ ϕ_0 相关说明见附后的参数表】

$$Q_d = \begin{cases} \tau_D I_D + C_j(0) \int_0^{V_D} \left(1 - \frac{V}{\phi_0}\right)^{-m} dV & V_D < F_c \cdot \phi_0 \\ \tau_D I_D + C_j(0) F_1 + \frac{C_j(0)}{F_2} \int_{F_c \phi_0}^{V_D} \left(F_3 - \frac{mV}{\phi_0}\right) dV & V_D > F_c \cdot \phi_0 \end{cases}$$

$$\text{其中: } F_1 = \frac{\phi_0}{1-m} [1 - (1 - F_c)^{1-m}]$$

$$F_2 = (1 - F_c)^{1+m}$$

$$F_3 = 1 - F_c(1+m)$$

$$C_d = \begin{cases} \frac{dQ_d}{dV_D} = \tau_D \frac{dI_D}{dV_D} + C_j(0) \left(1 - \frac{V}{\phi_0}\right)^{-m} & V_D < F_c \cdot \phi_0 \\ \tau_D \frac{dI_D}{dV_D} + \frac{C_j(0)}{F_2} \left(F_3 - \frac{mV}{\phi_0}\right) & V_D > F_c \cdot \phi_0 \end{cases}$$

• 温度模型

【涉及的参数：XT1 T1 T2 E_g 相关说明见附后的参数表】

饱和电流 I_s 与温度变化的关系：XT1 为饱和电流 I_s 的温度系数

$$I_s(T_2) = I_s(T_1) \left(\frac{T_2}{T_1}\right)^{\frac{XT1}{n}} \exp\left[-\frac{qE_g(300)}{nkT_2} \left(1 - \frac{T_2}{T_1}\right)\right]$$

ϕ_0 与温度 T 的关系：

$$\phi_0(T_2) = \frac{T_2}{T_1} \phi_0(T_1) - 2 \frac{kT_2}{q} \ln\left(\frac{T_2}{T_1}\right)^{1.5} - \left[\frac{T_2}{T_1} E_g(T_1) - E_g(T_2)\right]$$

禁带宽度：

$$E_g(T) = E_g(0) - \frac{\alpha T^2}{\beta + T}$$

$$\begin{aligned} \text{硅 PN 结: } & \alpha = 7.01 \times 10^{-4} \\ & \beta = 1108 \\ & E_g(0) = 1.16 \text{ eV} \end{aligned}$$

结电容 $C_j(0)$ 受温度控制的关系：

$$C_j(T_2) = C_j(T_1) \left\{ 1 + m \left[400 \times 10^{-6} (T_2 - T_1) - \frac{\phi_0(T_2) - \phi_0(T_1)}{\phi_0} \right] \right\}$$

其中参数：T1 为默认工作温度值（27°C） T2 为新设置的工作温度



BJT晶体管SPICE模型

• Ebers-Moll静态模型(EM模型)

电流注入模式和传输模式两种

Early效应：基区宽度调制效应

带 R_c 、 R_e 、 R_b 的传输静态模型

• Ebers-Moll大信号模型：

• Gummel-Poon静态模型(GP模型)

Gummel-Poon大信号模型：拓扑结构与Ebers-Moll大信号模型相同，非线性存储元件电压控制电容的方程也相同。

EM模型电流注入模式

$$\text{发射结正向传输电流 } I_F = I_{ES} \left(e^{\frac{qV_{BE}}{kT}} - 1 \right)$$

$$\text{集电结反向传输电流 } I_R = I_{CS} \left(e^{\frac{qV_{BC}}{kT}} - 1 \right)$$

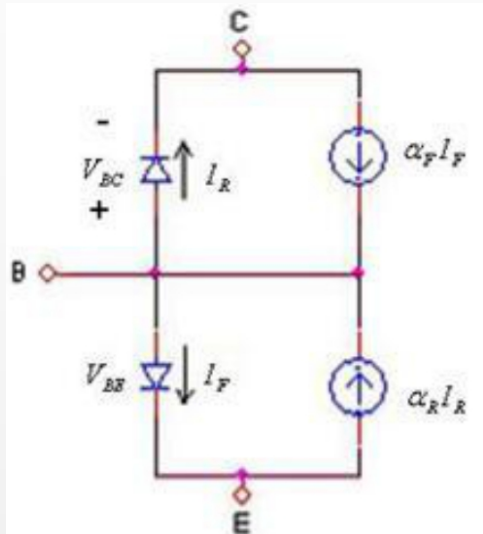
$$\text{极电流 } I_C = \alpha_F I_F - I_R$$

$$I_E = -I_F + \alpha_R I_R$$

$$I_B = (1 - \alpha_F) I_F + (1 - \alpha_R) I_R$$

其中： α_F 为共基极大信号正向电流增益

α_R 为共基极大信号反向电流增益



EM模型传输模式

$$I_{CC} = I_S \left(e^{\frac{qV_{BE}}{kT}} - 1 \right) \quad I_{EC} = I_S \left(e^{\frac{qV_{BC}}{kT}} - 1 \right)$$

$$\text{得到 } I_{CT} = I_{CC} - I_{EC} = I_S \left(e^{\frac{qV_{BE}}{kT}} - e^{\frac{qV_{BC}}{kT}} \right)$$

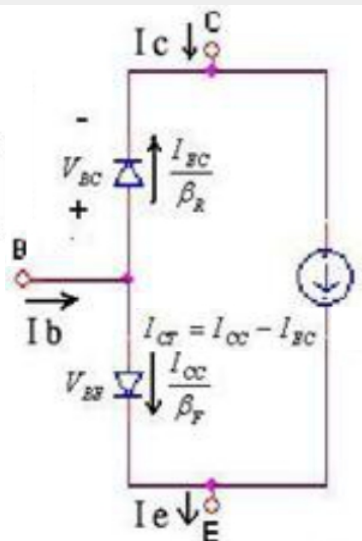
$$\text{极电流 } I_C = I_{CT} - \frac{I_{EC}}{\beta_R}$$

$$I_E = -\frac{I_{CC}}{\beta_F} - I_{CT}$$

$$I_B = \frac{I_{CC}}{\beta_F} + \frac{I_{EC}}{\beta_R}$$

其中： β_F 为共射极大信号正向电流增益

β_R 为共射极大信号反向电流增益



BJT晶体管SPICE模型参数表

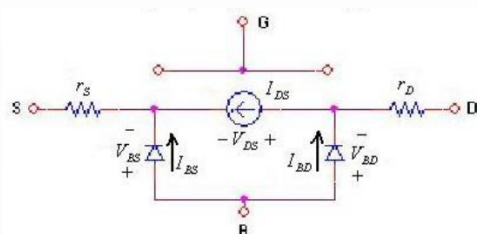
符号	代号	名称	默认值	典型值	单位
I_S	IS	饱和电流	10^{-6}		A
β_F	BF	理想最大正向电流放大系数	100	100	
β_R	BR	反向最大电流放大系数	1	0.1	
n_F	NF	正向电流发射系数	1	1	
n_R	NR	反向电流发射系数	1		
C2	ISE (C2)	基极-发射极漏饱和电流	0	1000	A
C4	ISC (C4)	基极-集电极漏饱和电流	0	1	A
I_{KF}	IKF (IK)	正向膝点电流	∞	0.01	A
I_{KR}	IKR	反向膝点电流	∞	0.1	A
n_{EL}	NE	基极-发射极漏发射系数	1.5	2	
n_{CL}	NC	基极-集电极漏发射系数	2	2	
V_{AF}	VAF (VA)	正向 EARLY 电压	∞	100	V
V_{AR}	VAR (VB)	反向 ERALY 电压	∞	100	V
r_C	RC	集电极电阻	0	10	Ω
r_E	RE	发射极电阻	0	1	Ω
r_B	RB	零偏基极电阻	0	100	Ω
r_{BM}	RBM	大电流时最小基极电阻	RB	100	Ω
I_{rB}	IRB	基极电阻下降为 1/2 时的电流	∞		A
τ_F	TF	理想正向渡越时间	0	0.1n	s
τ_R	TR	理想反向渡越时间	0	10n	s
X_{TF}	XTF	TF 随偏置变化系数	0		
V_{TF}	VTF	TF 随偏置 V_{bc} 变化的电压参数	∞		V
I_{TF}	ITF	影响 TF 的大电流参数	0		A
P_{TF}	PTF	在 $1/(2\pi TF)$ Hz 时的超前相移	0	$\pi/6$	Rad
C_{JE}	CJE	零偏 B-E 结耗尽电容	0	2p	F
ϕ_E	VJE	B-E 结内建电势	0.75	0.7	V
m_E	MJE (ME)	B-E 结梯度因子	0.33	0.33	
C_{JC}	CJC	零偏集电极 PN 结耗尽电容	0	1p	F
ϕ_C	VJC (PC)	B-C 结内建电势	0.75	0.5	V
m_C	MJC (MC)	B-C 结梯度因子	0.33	0.33	
C_{JS}	CJS (CCS)	零偏集电极-衬底 PN 结电容	0	2p	F
ϕ_S	VJS (PS)	衬底结内建电势	0.75		V
m_S	MJS (MS)	衬底结梯度因子	0		
X_{CJC}	XCJC	B-C 结耗尽电容连到基极内节点的百分数	1		
Fc	FC	正偏耗尽电容系数	0.5		
X_{TB}	XTB	BR、BF 的温度系数	0		
X_{T1}	XT1 (PT)	IS 的温度效应指数	3		
Eg	EG	禁带宽度	1.11	1.11	eV
K_f	KF	1/f 闪烁噪声系数	0		
α_f	AF	1/f 闪烁噪声指数	1	1	
T	T	工作温度	27	27	$^{\circ}\text{C}$



MOSFET晶体管SPICE模型

- 一级静态模型：Shichman-Hodges模型
- 二级静态模型（大信号模型）：Meyer模型
- 三级静态模型

一级静态模型：Shichman-Hodges模型



(涉及的参数: L W L_{eff} V_{T0} γ λ Nb T_{PG}
 I_s X_{j1} K_p $2\phi_p$ tox N_{ss} μ_0 J_s)

线性区: $V_{GS} > V_{TH}$ 且 $V_{DS} < (V_{GS} - V_{TH})$

$$I_{DS} = k_P \frac{W}{L - 2X_{j1}} \left(V_{GS} - V_{TH} - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS} (1 + \lambda V_{DS})$$

饱和区: $V_{GS} > V_{TH}$ 且 $V_{DS} > (V_{GS} - V_{TH})$

$$I_{DS} = \frac{k_P}{2} \frac{W}{L - 2X_{j1}} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

其中: $V_{TH} = V_{T0} + \gamma(\sqrt{2\phi_p - V_{BS}} - \sqrt{2\phi_p})$

衬底结的模型方程与二极管相似:

$$I_D = \begin{cases} I_S \left(e^{\frac{qV_D}{kT}} - 1 \right) + g_{\min} V_D & V_D > 0 \\ \frac{qI_S}{kT} V_{BS} + g_{\min} V_D & V_D < 0 \end{cases}$$

其他电子参数:

$$V_{T0} = -T_{PG} \frac{Eg}{2} - \frac{kT}{q} \ln \frac{n_A}{n_i} - qN_{ss} \frac{t_{ox}}{\epsilon_{ox}} + 2\phi_p + \gamma \sqrt{2\phi_p}$$

$$k_P = \mu_0 C'_{ox} = \mu_0 \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}$$

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_s n_A}}{C'_{ox}} = \frac{t_{ox}}{\epsilon_{ox}} \sqrt{2q\epsilon_s n_A}$$

$$2\phi_p = 2 \frac{kT}{q} \ln \frac{n_A}{n_i}$$

$$I_{SD} = J_s A_D$$

$$I_{SS} = J_s A_s$$



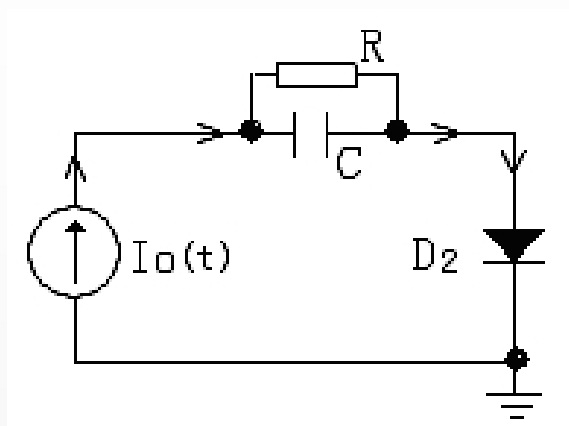
MOSFET晶体管SPICE模型参数表

符号	代号	级	名称	默认值	典型值	单位
L	L		沟道长度	DEFL		m
W	W		沟道宽度	DEFW		m
V_{T0}	VT0	1-3	零偏阈值电压	1	1	V
Kp	KP	1-3	跨导系数	20u	30u	A/V^2
γ	GAMMA	1-3	体效应系数	0	0.35	$V^{1/2}$
$2\phi_p$	PHI	1-3	表面电势	0.6	0.65	V
λ	LAMBDA	1 2	沟道长度调制系数	0	0.02	V^{-1}
tox	TOX	1-3	氧化层厚度	0.1u	0.1u	m
Nb	NSUB	1-3	衬底掺杂浓度	0	$1 \times 10^{+15}$	cm^{-3}
Nss	NSS	2 3	表面态密度	0	$1 \times 10^{+10}$	cm^{-2}
N_{FS}	NFS	2 3	快表面态密度	0	$1 \times 10^{+10}$	cm^2
Neff	NEFF	2	总沟道电荷系数	1	5	
Xj	XJ	2 3	(金属的) 结深	0	1u	m
Xjl	LD	1-3	横向扩散长度 (源和漏)	0	0.8u	m
T_{FG}	TPG	2 3	栅材料类型+1 0 -1	1	1	
μ_0	U0	1-3	载流子表面迁移率	600	700	$cm^2/V \cdot s$
μ_c	UCRIT	2	迁移率下降时临界电场	10000	10000	V/cm
μ_e	UEXP	2	迁移率下降时临界电场指数	0	0.1	
μ_t	UTRA	2	迁移率下降时临界电场系数	0	0.5	
Vmax	VMAX	2 3	载流子最大漂移速度	0	50000	m
X_{QC}	XQC	2 3	沟道电荷对漏极的分配系数	0	0.4	
δ	DELTA	3	阈值电压的沟道宽度效应系数	0	1	
η	ETA	3	静态反馈系数 (阈值电压)	0	1	
θ	THETA	1-3	迁移率调制系数	0	0.05	V^{-1}
A_F	AF	1-3	1/f 闪烁噪声指数	1	1.2	
K_F	KF	1-3	1/f 闪烁噪声系数	0	1×10^{-26}	
Is	IS	1-3	衬底 PN 结饱和电流	10f	1f	A
Js	JS	1-3	衬底 PN 结饱和电流密度	0	10n	A
ϕ_j	PB	1-3	衬底 PN 结内建电势	0.8	0.75	V
Cj	CJ	1-3	衬底 PN 结零偏置单位面积电容	0	20m	F/m^2
Mj	MJ	1-3	衬底 PN 结电容梯度因子	0.5	0.5	
Cjsw	CJSW	1-3	零偏衬底电容/单位周边长度	0	1n	F/m
Mjsw	MJSW	1-3	衬底周边电容梯度因子	0.33	0.33	
Fc	FC	1-3	正偏耗尽电容系数	0.5	0.5	
C_{GBO}	CGBO	1-3	G-B 间覆盖电容/单位沟道宽度	0	200p	F/m
C_{GDO}	CGDO	1-3	G-D 间覆盖电容/单位沟道宽度	0	40p	F/m
C_{GSO}	CGSO	1-3	G-S 间覆盖电容/单位沟道宽度	0	40p	F/m
Rd	RD	1-3	漏极电阻	0	10	Ω
Rs	RS	1-3	源极电阻	0	10	Ω
Rsh	RSH	1-3	源漏扩散区薄层电阻	0	30	Ω



思考题

1. 对图示电路做综合分析。



①直流工作点分析（直流分析）；

②瞬态分析。

要求写出电路方程并用矩阵表示。

2. 写出图示电路交流分析电路方程的矩阵形式。

