

3

半导体器件模型

第2章介绍了一些简单的电子元件模型,如电阻、电感、独立源和四种受控源等,它们的支路特性方程是线性的,因此通常称为线性元件。当然,如果这些元件的支路特性方程是非线性的,也可以作为非线性元件,如非线性电阻、非线性电容等等。半导体器件是目前构成电子线路,尤其是集成电路最基本的器件,它们的支路特性方程是非线性的,通常称为非线性器件。用计算机进行电路分析,很重要的问题就是如何用等效的数学模型来描述这些元器件。对于一个较理想的器件模型,一方面要求它能正确地反映元器件的电学特性,参数意义简明,易于提取,另外又必须便于在计算机上计算。实际上,在计算方法正确和计算机字长足够的前提下,电路分析结果的正确性主要由元器件模型的正确性和精度决定。

一般而言,有两种建立器件模型的方法,一种是建立在器件物理原理基础上的模型,另一种是根据输入输出外特性来构成的模型。前者必须知道器件的内部工作原理,其模型参数与物理机理有密切的关系,因此参数的适应范围较大,但参数的测定和计算通常比较麻烦。后者要了解电路的工作原理,但不必了解具体器件的内部机理,模型参数可通过直接测量而获得,缺点是模型参数适用的工作范围窄,并且与测试条件有关。

在电路CAD中,半导体器件的模型具有较为复杂的特性,例如双极型晶体管和MOS场效应晶体管的模型参数有一百多个,因此这一章用较多的篇幅介绍半导体器件模型。半导体器件模型大都是以第一种建模方式,即从器件的物理机理为基础的方程出发构造的模型。本章着重介绍的是以SPICE程序中所用的半导体模型的基本型。针对不同的分析要求,比如直流稳态分析、频域分析、时域分析等,需要

由这些基本型模型形成不同的等效模型,将在以后各章中陆续介绍。

近年来,集成电路得到广泛的应用。随着集成电路规模的增大和功能复杂程度的增加,如果对集成电路中每个晶体管都采用相应的模型,那不仅需要相当大的计算机内存,而且会耗费较多的机时。采用反映集成电路端口特性的宏模型是一种非常有效的手段,因此,本章还将介绍宏模型的一些基本知识。

3.1 二极管模型

在 SPICE 程序中,结型(或肖特基)二极管的模型如图 3.1.1 所示。图中 R_s 是二极管的材料电阻,称为欧姆电阻; C_D 是由电荷存储效应而引起的等效电容; I_D 是非线性电流源。

非线性电流源 I_D 与加在它两端的电压 U_D 之间的关系式如下:

$$I_D = f(U_D)$$

$$= \begin{cases} I_s (e^{qU_D/nkT} - 1) + U_D G_{\min} & -5 \frac{nkT}{q} \leq U_D \\ -I_s + U_D G_{\min} & -BV < U_D < -5 \frac{nkT}{q} \\ -I_{BV} & U_D = -BV \\ -I_s \left[e^{-q(BV+U_D)/kT} - 1 + \frac{qBV}{kT} \right] & U_D < -BV \end{cases} \quad (3.1.1)$$

其中, I_s ——饱和电流(A);

q ——电子电荷(1.602×10^{-19} C);

k ——玻耳兹曼常数(1.38×10^{-23} J/K);

T ——热力学温度(K);

n ——发射系数(硅管 1.2~2.0);

BV ——反向击穿电压(V);

I_{BV} ——反向击穿时的电流(A)。

图 3.1.2 给出了式(3.1.1)所描述的四段特性。为了有助于非线性支路的收敛, SPICE 程序在二极管的 PN 结上并了一个小电导 $G_{\min}$, 它的隐含值是 10^{-12} S。 $G_{\min}$ 的具体作用将在第 4.6 节中作进一步介绍, 一般情况下 $G_{\min}$ 的存在不会影响二极管的正常特性。

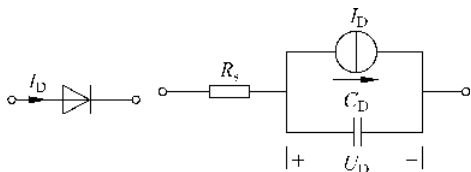


图 3.1.1 二极管符号和模型

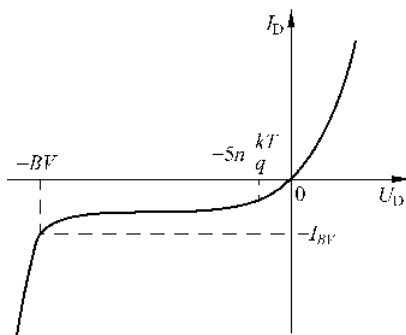


图 3.1.2 实际二极管伏安特性

二极管的电荷存储效应包括两部分,一部分是在 PN 结势垒电容上存储的电荷,它等于势垒电容对 PN 结电压的积分;另一部分是注入少数载流子形成的电荷存储(对肖特基二极管,没有此分量),它和正向电流成正比。总的电荷存储量 Q_D 为

$$Q_D = \begin{cases} \tau_D I_D + C_{J0} \int_0^{U_D} \left(1 - \frac{U}{\varphi_D}\right)^{-m} dU & U_D < FC \times \varphi_D \\ \tau_D I_D + C_{J0} F_1 + \frac{C_{J0}}{F_2} \int_{FC \times \varphi_D}^{U_D} \left(F_3 + \frac{mU}{\varphi_D}\right) dU & U_D \geq FC \times \varphi_D \end{cases} \quad (3.1.2)$$

也可以用等效电容来表示上式,即

$$C_D = \frac{dQ_D}{dU_D} = \begin{cases} \tau_D \frac{dI_D}{dU_D} + C_{J0} \left(1 - \frac{U_D}{\varphi_D}\right)^{-m} & U_D < FC \times \varphi_D \\ \tau_D \frac{dI_D}{dU_D} + \frac{C_{J0}}{F_2} \left(F_3 + \frac{mU_D}{\varphi_D}\right) & U_D \geq FC \times \varphi_D \end{cases} \quad (3.1.3)$$

其中

$$\frac{dI_D}{dU_D} = \frac{qI_s}{nkT} \exp\left(\frac{qU_D}{nkT}\right) \quad (3.1.4)$$

$$\left. \begin{aligned} F_1 &= \frac{\varphi_D}{1-m} [1 - (1-FC)^{1-m}] \\ F_2 &= (1-FC)^{1+m} \\ F_3 &= 1-FC(1+m) \end{aligned} \right\} \quad (3.1.5)$$

此外, τ_D ——少数载流子的渡越时间;

C_{J0} ——零偏置时 PN 结的耗尽层电容;

φ_D ——PN 结自建势,对结型二极管的典型值是 $0.7 \sim 0.8V$;

m ——电容梯度因子,典型值是 $0.3 \sim 0.5$;

FC ——正偏耗尽电容公式的系数,典型值是 0.5 。

二极管等效电容 C_D 是由两部分电容组成的: 一个是少数载流子注入的电荷存储产生的扩散电容 C_s , 另一个是由 PN 结耗尽层电荷存储产生的耗尽电容 C_d , 即

$$C_D = C_s + C_d \quad (3.1.6)$$

其中

$$C_s = \tau_D \frac{dI_D}{dU_D} \quad (3.1.7)$$

$$C_d = \begin{cases} C_{J0} \left(1 - \frac{U_D}{\varphi_D}\right)^{-m} & U_D < FC \times \varphi_D \\ \frac{C_{J0}}{F_2} \left(F_3 + \frac{mU_D}{\varphi_D}\right) & U_D \geq FC \times \varphi_D \end{cases} \quad (3.1.8)$$

图 3.1.3 所示的是 PN 结耗尽层电容 C_d 随电压 U_D 变化的特性, 图中 $FC=0.5$ 。

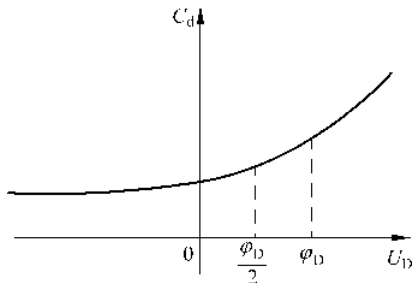


图 3.1.3 耗尽层电容 C_d 随 U_D 变化特性

SPICE 程序中二极管模型共有 14 个模型参数, 它们的符号、在 SPICE 中的关键字、名称和隐含值等如表 3.1.1 所示。

表 3.1.1 SPICE 二极管模型参数表

序号	符号	SPICE 关键字	名 称	隐含值	单位	举例
1	I_S	IS	饱和电流	10^{-14}	A	2×10^{-15} A
2	R_s	RS	欧姆电阻	0	Ω	10 Ω
3	n	N	发射系数	1		1.2
4	τ_D	TT	渡越时间	0	s	1ns
5	C_{J0}	CJO	零偏置结电容	0	F	2pF
6	φ_D	VJ	结电压	1	V	0.6V
7	m	M	电容梯度因子	0.5		0.33
8	E_g	EG	禁带宽度	1.11	eV	1.11eV(硅) 0.69eV(锑) 0.67eV(锗)
9	p_i	XTI	饱和电流温度系数	3.0		3.0
10	FC	FC	正偏耗尽电容公式系数	0.5		0.5

续表

序号	符号	SPICE 关键字	名 称	隐含值	单位	举例
11	BV	BV	反向击穿电压	∞	V	40V
12	I_{BV}	IBV	反向击穿时电流	10^{-3}	A	10^{-3} A
13	K_f	KF	闪烁噪声系数	0		
14	a_f	AF	闪烁噪声指数	1		

前述的各个公式都是在常温下计算的,SPICE 程序中常温是 27°C (300K)。然而,半导体器件中不少参数是温度的函数,为了反映参数随环境温度的变化,SPICE 程序给出了一些参数,如 I_s, φ_D, C_D 等的温度修正公式。 I_s 的温度修正公式为

$$I_s(T_2) = I_s(T_1) \left(\frac{T_2}{T_1} \right)^{pt/n} \exp \left[-\frac{qE_g(300)}{kT_2} \left(1 - \frac{T_2}{T_1} \right) \right] \quad (3.1.9)$$

对 PN 结管 $p_t=3$, 对肖特基管 $p_t=2$ 。对硅二极管 $E_g(300)=1.11\text{eV}$ 。 φ_D 与 C_D 的温度修正公式分别为

$$\varphi_D(T_2) = \frac{T_2}{T_1} \varphi_D(T_1) - 2 \frac{kT_2}{q} \ln \left(\frac{T_2}{T_1} \right)^{1.5} - \left[\frac{T_2}{T_1} E_g(T_1) - E_g(T_2) \right] \quad (3.1.10)$$

$$C_D(T_2) = C_D(T_1) \left\{ 1 + m \left[400 \times 10^{-6} (T_2 - T_1) - \frac{\varphi_D(T_2) - \varphi_D(T_1)}{\varphi(T_1)} \right] \right\} \quad (3.1.11)$$

式中

$$E_g(T) = E_g(0) - \frac{\alpha T^2}{\beta + T} \quad (3.1.12)$$

对于硅器件, $\alpha=7.02 \times 10^{-4}$, $\beta=1108$, $E_g(0)=1.16\text{eV}$ 。

SPICE 程序中用 MODEL 语句描述器件模型参数,用 TEMP 语句描述温度条件。例如,一个典型的模型名为 MD 的二极管模型描述语句为:

```
MODEL MD D IS=1E-13 RS=10 TT=10ns
+CJO=2pF VJ=0.65 M=0.35
```

3.2 双极型晶体管模型

双极型晶体管(简称 BJT)模型种类很多,但是在电路 CAD 领域中使用得最为普遍的是 Ebers-Moll 模型(简称 EM 模型)和 Gummel-Poon 模型(简称 GP 模型)。EM 模型本身是一种大信号非线性直流模型,不考虑电荷存储效应和二阶效应。但目前原始的 EM 模型经过了不断的改进,已成为包括各种效应的较为完善的模型。GP 模型包括了主

要的二阶效应,是一种数学推导上更加严格和完整的模型。本节着重介绍 EM 模型和它的各种改进模型。

3.2.1 EM1 模型

Ebers 和 Moll 于 1954 年提出的 Ebers-Moll 模型基本上是一种简单的非线性直流模型,又称 EM1 模型。EM1 模型不考虑器件中的电荷储存特性。它适用于所有工作区域,即饱和区、反向工作区、正向工作区和截止区。实际上,所有的直流和大信号非线性模型都是以 EM1 模型为基础。

EM1 模型主要有三种形式:注入型模型、传输型模型和混合 π 模型。下面以 NPN 型晶体管为例,介绍这三种模型。

1. 注入型模型

假定在一维小注入条件下,忽略晶体管基区宽度随 U_{BC} 的变化,则晶体管的电流电压特性可由 Ebers-Moll 方程来表示,即

$$I_E = -I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right) - 1 \right] + \alpha_R I_{CS} \left[\exp\left(\frac{qU_{BC}}{kT}\right) - 1 \right] \quad (3.2.1)$$

$$I_C = \alpha_F I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right) - 1 \right] - I_{CS} \left[\exp\left(\frac{qU_{BC}}{kT}\right) - 1 \right] \quad (3.2.2)$$

其中, I_E ——发射极电流;

I_C ——集电极电流;

U_{BE} ——发射结上所加电压;

U_{BC} ——集电结上所加电压;

I_{ES} ——集电结电压为零时发射结反向饱和电流;

I_{CS} ——发射结电压为零时集电结反向饱和电流;

α_F ——正向共基极电流放大系数;

α_R ——反向共基极电流放大系数。

令

$$I_F = I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right) - 1 \right] \quad (3.2.3)$$

$$I_R = I_{CS} \left[\exp\left(\frac{qU_{BC}}{kT}\right) - 1 \right] \quad (3.2.4)$$

则式(3.2.1)和式(3.2.2)可写为

$$I_E = -I_F + \alpha_R I_R \quad (3.2.5)$$

$$I_C = \alpha_F I_F - I_R \quad (3.2.6)$$

由式(3.2.5)和式(3.2.6),可得到图 3.2.1 所示的 EM1 注入型模型。之所以称为注入型模型,是因为参考电流 I_F 和 I_R 分别为发射结和集电结正向偏置时的正向注入电流。在一定温度下,描述注入型模型需要四个参数,即 I_{ES} , I_{CS} , α_F 和 α_R 。若利用互易定理,可得

$$\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS} = I_S \quad (3.2.7)$$

其中 I_S 为晶体管饱和电流。于是,模型参数可减少一个。若采用共发射极接法,其电流增益 β_F 和 β_R 与 α_F 和 α_R 的关系式为

$$\left. \begin{aligned} \beta_F &= \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \\ \beta_R &= \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R} \end{aligned} \right\} \quad (3.2.8)$$

因此,只用 I_S , β_F 和 β_R 三个模型参数就可以确定 EM1 注入型模型。

2. 传输型模型

传输型模型与注入型模型的差别仅仅在所选用的参考电流不同。在传输型模型中,参考电流是指流经模型电流源的传输电流 I_{FC} 和 I_{RC} ,它们可以写成

$$I_{FC} \approx \alpha_F I_F = I_S \left[\exp\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right) - 1 \right] \quad (3.2.9)$$

$$I_{RC} \approx \alpha_R I_R = I_S \left[\exp\left(\frac{qU_{BC}}{kT}\right) - 1 \right] \quad (3.2.10)$$

于是可得如图 3.2.2 所示的传输型 EM1 模型。

用传输电流 I_{FC} 和 I_{RC} 来描述晶体管端电流,其关系式为

$$I_C = I_{FC} - \frac{I_{RC}}{\alpha_R} \quad (3.2.11)$$

$$I_B = \left(\frac{1}{\alpha_F} - 1\right) I_{FC} + \left(\frac{1}{\alpha_R} - 1\right) I_{RC} \quad (3.2.12)$$

$$I_E = -\frac{1}{\alpha_F} I_{FC} + I_{RC} \quad (3.2.13)$$

传输型 EM1 模型需要三个参数,即 I_S , α_F 和 α_R 。

从数学上看,传输型模型和注入型模型是等价的,差别仅在于表示符号不同而不是模型形式不同。但从实验观点看,传输型模型两个参考电流随结电压变化的曲线在好几个数量级范围内重合且保持线性,这是传输型模型优于注入型模型的关键所在。

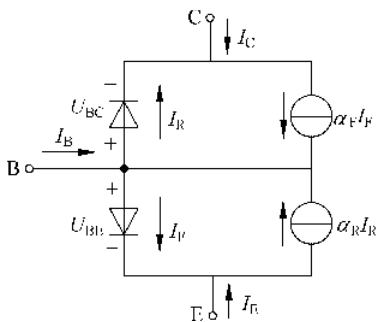


图 3.2.1 注入型 EM1 模型

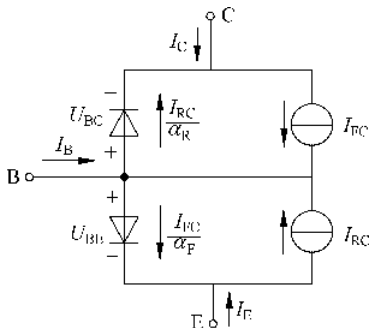


图 3.2.2 传输型 EM1 模型

3. 混合 π 模型

这是传输型模型的一种变型。在传输型模型中,用集电极和发射极之间单一电流源代替两个等效电流源,即可得到非线性混合 π 模型,如图 3.2.3 所示。

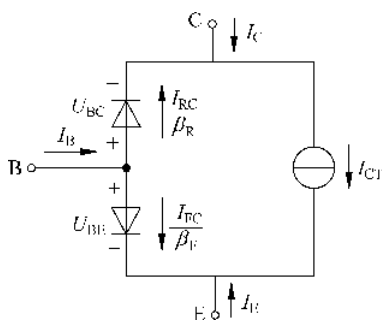


图 3.2.3 混合 π 型 EM1 模型

混合 π 模型中的电流源电流 I_{CT} 为

$$I_{CT} = I_{FC} - I_{RC} = I_S \left[\exp\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right) - \exp\left(\frac{qU_{BC}}{kT}\right) \right] \quad (3.2.14)$$

晶体管端电流可以表示为

$$I_E = -\frac{I_{FC}}{\beta_F} - I_{CT} \quad (3.2.15)$$

$$I_B = \frac{I_{FC}}{\beta_F} + \frac{I_{RC}}{\beta_R} \quad (3.2.16)$$

$$I_C = I_{CT} - \frac{I_{RC}}{\beta_R} \quad (3.2.17)$$

在 SPICE 程序中双极型晶体管混合 π 模型的端电流分为四个区来描述,即正向工作区、反向区、饱和区和截止区。

(1) 正向工作区: $U_{BE} > -5 \frac{kT}{q}$ 且 $U_{BC} \leq -5 \frac{kT}{q}$

$$I_C = I_S \left(e^{qU_{BE}/kT} + \frac{1}{\beta_R} \right) + \left[U_{BE} - \left(1 + \frac{1}{\beta_R} \right) U_{BC} \right] G_{\min} \quad (3.2.18)$$

$$I_B = I_S \left[\frac{1}{\beta_F} (e^{qU_{BE}/kT} - 1) - \frac{1}{\beta_R} \right] + \left(\frac{U_{BE}}{\beta_F} + \frac{U_{BC}}{\beta_R} \right) G_{\min} \quad (3.2.19)$$

(2) 反向区: $U_{BE} \leq -5 \frac{kT}{q}$ 且 $U_{BC} > -5 \frac{kT}{q}$

$$I_C = -I_S \left[e^{qU_{BC}/kT} + \frac{1}{\beta_R} (e^{qU_{BC}/kT} - 1) \right] + \left[U_{BE} - \left(1 + \frac{1}{\beta_R} \right) U_{BC} \right] G_{\min} \quad (3.2.20)$$

$$I_B = -I_S \left[\frac{1}{\beta_F} - \frac{1}{\beta_R} (e^{qU_{BC}/kT} - 1) \right] + \left[\frac{U_{BE}}{\beta_F} + \frac{U_{BC}}{\beta_R} \right] G_{\min} \quad (3.2.21)$$

(3) 饱和区: $U_{BE} > -5 \frac{kT}{q}$ 且 $U_{BC} > -5 \frac{kT}{q}$

$$I_C = I_S \left[(e^{qU_{BE}/kT} - e^{qU_{BC}/kT}) - \frac{1}{\beta_R} (e^{qU_{BC}/kT} - 1) \right] + \left[U_{BE} - \left(1 + \frac{1}{\beta_R} \right) U_{BC} \right] G_{\min} \quad (3.2.22)$$

$$I_B = I_S \left[\frac{1}{\beta_F} (e^{qU_{BE}/kT} - 1) + \frac{1}{\beta_R} (e^{qU_{BC}/kT} - 1) \right] + \left(\frac{U_{BE}}{\beta_F} + \frac{U_{BC}}{\beta_R} \right) G_{\min} \quad (3.2.23)$$

$$(4) \text{ 截止区: } U_{BE} \leq -5 \frac{kT}{q} \quad \text{且} \quad U_{BC} \leq -5 \frac{kT}{q}$$

$$I_C = \frac{I_S}{\beta_R} + \left[U_{BE} - \left(1 + \frac{1}{\beta_R} \right) U_{BC} \right] G_{\min} \quad (3.2.24)$$

$$I_B = -I_S \left(\frac{\beta_F + \beta_R}{\beta_F \beta_R} \right) + \left(\frac{U_{BE}}{\beta_F} + \frac{U_{BC}}{\beta_R} \right) G_{\min} \quad (3.2.25)$$

如果是 PNP 管, 则电压的极性和电流方向都应做相应的变化。

混合 π 型 EM1 模型包含三个模型参数: I_S , β_F 和 β_R 。它的优点是, 在交流小信号分析中很容易将混合 π 模型转变为小信号线性混合 π 模型。但是混合 π 模型中的两个二极管已经不再代表发射结和集电结二极管了, 只表示晶体管基极电流中的两个分量而已。

EM1 模型形式上非常简单, 但仍是一种十分精确的直流非线性模型。EM1 模型的局限性主要在于忽略了晶体管的电荷存储效应和各端上的欧姆电阻。这些效应将在 EM2 模型中予以考虑。

3.2.2 EM2 模型

EM1 模型只能模拟晶体管的直流特性, 为了更精确地模拟晶体管的频域和时域特性, 在 EM1 模型的基础上增加八个新元件, 构成 EM2 模型。完整的 EM2 模型如图 3.2.4 所示。它是在非线性混合 π 模型上加了三个欧姆电阻 $R_{CC'}$, $R_{EE'}$ 和 $R_{BB'}$, 两个扩散电容 C_{DE} 和 C_{DC} 以及两个结电容 C_{JE} , C_{JC} 和一个衬底电容 C_{SUB} 。

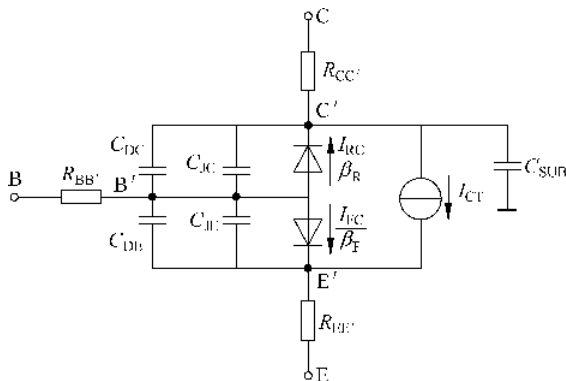


图 3.2.4 EM2 模型

EM2 模型对电荷存储效应提供了一个一阶模型, 从而实现了有限的频率与时间响应。

1. 串联电阻的影响

在实际 BJT 晶体管中,发射极、基极和集电极均有一定的串联电阻,这些串联电阻对晶体管的瞬态特性、频率特性以至于直流特性都有一定的影响。在引入这些串联电阻后,产生三个内节点,称为 C' 、 B' 和 E' 。

(1) 集电极串联电阻 $R_{CC'}$

串联电阻 $R_{CC'}$ 对晶体管在饱和区的特性曲线及饱和压降有很大影响。在低的集电极-发射极电压时, $R_{CC'}$ 将使饱和区中的曲线斜率减小,如图 3.2.5 所示。

在 EM2 模型中 $R_{CC'}$ 是个常量,但在一个实际晶体管中它是集电极电流和基极-集电极电压的函数。各种晶体管的 $R_{CC'}$ 可能有很大差别,从分立器件时的几欧姆到标准集成器件的几百欧姆。

(2) 基极串联电阻 $R_{BB'}$

基极串联电阻 $R_{BB'}$ 是个重要的模型参数。通常,它对小信号和暂态响应的影响最大。另外,由于 $R_{BB'}$ 与工作点有密切关系,它也是最难精确测定的参数之一。在 EM2 模型中 $R_{BB'}$ 是常量,它的典型值可以从几欧姆(高频器件)至几千欧姆(低频器件)。由 EM2 模型中测得的 $\ln I_C$ 和 $\ln I_B$ 随 U_{BE} 变化曲线,可以看出 $R_{BB'}$ 的直流效应,如图 3.2.6 所示。

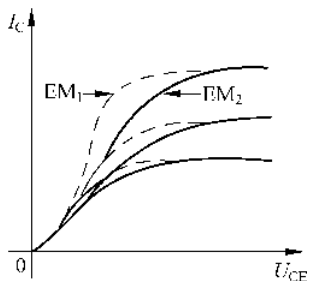


图 3.2.5 $R_{CC'}$ 对 I_C 随 U_{CE} 变化特性的影响

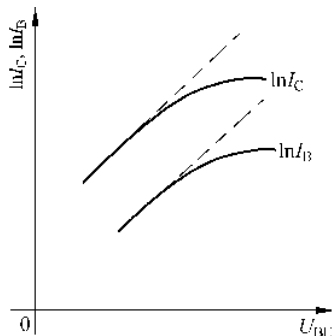


图 3.2.6 EM2 模型中 $R_{BB'}$ 和 $R_{EE'}$ 对 $\ln I_C$ 和 $\ln I_B$ 随 U_{BE} 变化特性的影响

(3) 发射极串联电阻 $R_{EE'}$

发射极串联电阻 $R_{EE'}$ 一般很小,大约 1 欧姆数量级,对小功率管可以忽略不计。 $R_{EE'}$ 的主要影响是使发射结电压减小 $R_{EE'} I_E$,并影响集电极电流和基极电流,如图 3.2.6 所示。

2. 电荷存储效应

EM2 模型中,电荷存储效应通过引入三类电容进行模拟。它们是:两个非线性结电容、两个非线性扩散电容和一个恒定的衬底电容。

(1) 结电容 C_{JE}, C_{JC}

结电容是当外加电压变化时,耗尽层电荷随之变化所引起的电容效应,也称为势垒电容。NPN 晶体管的发射结电容随发射结电压变化的表达式为

$$C_{JE} = \begin{cases} C_{JE0} \left(1 - \frac{U_{B'E'}}{\varphi_E}\right)^{-m_E} & U_{B'E'} < FC \times \varphi_E \\ \frac{C_{JE0}}{F_2} \left(F_3 + \frac{m_E U_{B'E'}}{\varphi_E}\right) & U_{B'E'} \geq FC \times \varphi_E \end{cases} \quad (3.2.26)$$

其中

$$F_2 = (1 - FC)^{1+m_E} \quad (3.2.27)$$

$$F_3 = 1 - FC(1 + m_E)$$

C_{JE0} —— $U_{B'E'}=0$ 时发射结电容值;

φ_E ——发射区-基区内建势垒电位,典型值 $0.7 \sim 0.8V$;

m_E ——发射区-基区电容梯度因子,典型值是 $0.333 \sim 0.5$ 。

集电结电容随结电压变化表达式为

$$C_{JC} = \begin{cases} C_{JC0} \left(1 - \frac{U_{B'C'}}{\varphi_C}\right)^{-m_C} & U_{B'C'} < FC \times \varphi_C \\ \frac{C_{JC0}}{F_2} \left(F_3 + \frac{m_C U_{B'C'}}{\varphi_C}\right) & U_{B'C'} \geq FC \times \varphi_C \end{cases} \quad (3.2.28)$$

其中

$$F_2 = (1 - FC)^{1+m_C} \quad (3.2.29)$$

$$F_3 = 1 - FC(1 + m_C)$$

C_{JC0} —— $U_{B'C'}=0$ 时集电结电容值;

φ_C ——集电区-基区内建势垒电位,典型值 $0.7 \sim 0.8V$;

m_C ——集电区-基区电容梯度因子,典型值 $0.333 \sim 0.5$ 。

为了避免当结电压 $U \rightarrow \varphi$ 时,产生无限大的结电容,在 $U > \varphi/2$ 时,结电容公式如下:

$$\left. \begin{aligned} C_{JE} &= 2^{m_E} C_{JE0} \left[(1 - m_E) + 2 \frac{m_E U_{B'E'}}{\varphi_E} \right] \\ C_{JC} &= 2^{m_C} C_{JC0} \left[(1 - m_C) + 2 \frac{m_C U_{B'C'}}{\varphi_C} \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.2.30)$$

(2) 扩散电容 C_{DE}, C_{DC}

扩散电容模拟了晶体管内部少数载流子注入所引起的电荷存储效应。这种存储电荷由两部分组成:正向存储电荷 Q_{DE} 和反向存储电荷 Q_{DC} 。

正向存储电荷和传输电流 I_{FC} 成正比,即

$$Q_{DE} \propto \tau_F I_{FC} \quad (3.2.31)$$

其中 τ_F 为正向渡越时间。反向存储电荷与传输电流 I_{RC} 成正比,即