
集成电子学

模拟、数字电路和系统

下册

[美] J·密尔曼 C·C·霍尔凯斯 著
杨自辰 杨大成 译 涂象初 校

人民邮电出版社

JI CHENG DIAN ZI XUE

73.75
534
下

集成电子学

模拟、数字电路和系统

下 册

[美] J. 密 尔 曼 著
C. C. 霍尔凯斯

杨自辰 杨大成 译
涂 象 初 校



人民邮电出版社

11102645

D.C. 100

**INTEGRATED ELECTRONICS:
ANALOG AND DIGITAL CIRCUITS
AND SYSTEMS.**

by Jacob Millman, Christos C. Halkias
Mc-Graw Hill Inc. 1972

内 容 提 要

本书是J. 密尔曼, C·C· 霍尔凯斯合著的《集成电子学 模拟与数字电路和系统》一书中译本的下册, 共九章包括晶体管的高频运用, 多级放大器, 反馈放大器, 稳定和振荡, 运算放大器, 模拟系统结构组件的集成电路, 数字系统结构组件的集成电路, 电源电路和系统, 半导体器件物理等。本书讲述细致, 概念清楚易懂, 并着重对读者进行基本训练。适合大专院校电气工程系科教学和学生自学, 对有关的工程技术人员也是一本较好的学习读物。

集 成 电 子 学

模拟、数字电路和系统

下 册

[美] J. 密 尔 曼 著

C. C. 霍尔凯斯

杨自辰 杨天成 译

涂 象 初 校

*
人 民 邮 电 出 版 社 出 版

北京东长安街27号

北 京 印 刷 一 厂 印 刷

新 华 书 店 北 京 发 行 所 发 行

各 地 新 华 书 店 经 售

开本: 850×1168 1/32

1982年7月第一版

印张: 17 4/32 页数: 274 1982年7月北京第一次印刷

字数: 452 千字

印数: 1—9,000 册

统一书号: 15045·总2579-有5246

定价: 2.10元

出版说明

《集成电子学：模拟、数字电路和系统》一书，我社分上下册印行，上册已在八一年出版，本书是它的下册。全书共十九章，上册十章，内容有固体中的能带；半导体中的迁移现象，结型二极管的特性；二极管电路；晶体管的特性曲线；数字电路；集成电路的制造和特性；晶体管的低频运用；晶体管的偏置和热稳定性；场效应晶体管。下册内容请参见本书目录。为了读者阅读方便，象上册一样把原书集中在书末的习题都分散安排在各章的后面，并在上下册书的最后都排印了附录。

目 录

第十一章 晶体管的高频运用	1
11-1 晶体管共发射极混合 π 模型.....	1
11-2 混合 π 电导.....	3
11-3 混合 π 模型的电容.....	6
11-4 混合 π 模型的实用条件.....	8
11-5 混合 π 模型参数的变化.....	9
11-6 共发射极短路电流增益.....	10
11-7 电阻负载时的电流增益.....	13
11-8 共发射极单管放大器响应.....	15
11-9 增益—带宽乘积.....	20
11-10 高频射极跟随器	22
复习题.....	25
参考书刊.....	26
习题.....	26
第十二章 多级放大器	32
12-1 放大器的分类.....	32
12-2 放大器的失真.....	33
12-3 放大器的频率响应.....	34
12-4 波特曲线.....	38
12-5 放大器的阶跃响应.....	43
12-6 多级放大器的带宽.....	46
12-7 RC 耦合放大器.....	49
12-8 RC 耦合放大级的低频响应.....	50
12-9 发射极旁路电容对低频响应的影 响.....	53

12-10	两个级联的共发射极晶体管放大级的高频响应	57
12-11	多级共发射极放大器级联电路的高频分析	61
12-12	噪声	64
	复习题	70
	参考书刊	71
	习题	72
第十三章	反馈放大器	78
13-1	放大器的分类	78
13-2	反馈的概念	80
13-3	反馈转移增益	83
13-4	负反馈放大器的一般特性	87
13-5	输入电阻	90
13-6	输出电阻	94
13-7	反馈放大器的分析方法	96
13-8	电压串联反馈	97
13-9	双管电压串联反馈对	102
13-10	电流串联反馈	105
13-11	电流并联反馈	111
13-12	电压并联反馈	115
	复习题	119
	参考书刊	120
	习题	121
第十四章	稳定和振荡	130
14-1	反馈对放大器带宽的影响	130
14-2	二极点反馈传递函数	134
14-3	三极点反馈传递函数	141
14-4	多极点反馈放大器的近似分析	142
14-5	电压并联反馈放大器—频率响应	144
14-6	电流串联反馈放大器—频率响应	148

14-7	两管电流并联反馈对—频率响应	151
14-8	电压串联反馈对—频率响应	155
14-9	稳定性	158
14-10	增益富裕度和相位富裕度	160
14-11	补偿	162
14-12	主极点补偿	164
14-13	极点—零点型(滞后—超前型)补偿	165
14-14	通过修改 β 网络进行补偿	167
14-15	正弦振荡器	171
14-16	移相振荡器	174
14-17	谐振电路振荡器	177
14-18	振荡器电路的普遍型式	179
14-19	文氏桥振荡器	181
14-20	晶体振荡器	184
14-21	频率稳定性	186
	复习题	188
	参考书刊	189
	习题	190
第十五章	运算放大器	198
15-1	基本的运算放大器	198
15-2	差动放大器	202
15-3	发射极耦合差动放大器	204
15-4	差动放大器的转移特性	209
15-5	集成电路的运算放大器实例	211
15-6	失调误差电压及失调误差电流	217
15-7	输入失调电压和输入失调电流的温度漂移	220
15-8	运算放大器各个参数的测量	221
15-9	运算放大器的频率响应	225
15-10	主极点补偿	228

15-11	极点—零点补偿	230
15-12	超前补偿	233
15-13	运算放大器的阶跃响应	236
	复习题	237
	参考书刊	238
	习题	239
第十六章	模拟系统结构组件的集成电路	247
	I. 线性模拟系统	247
16-1	运算放大器的基本应用	247
16-2	直流差动放大器	251
16-3	稳定的交流耦合放大器	252
16-4	模拟系统的积分和微分	253
16-5	电子模拟算法	257
16-6	有源滤波器	259
16-7	谐振型带通有源滤波器	265
16-8	延迟均衡器	269
16-9	集成电路调谐放大器	270
16-10	共发—共基视频放大器	277
	II. 非线性模拟系统	280
16-11	比较器	280
16-12	取样—保持电路	283
16-13	精密的交流/直流变换器	284
16-14	对数放大器	287
16-15	波形发生器	292
16-16	再生式比较器(施密特触发器)	297
16-17	发射极耦合逻辑(ECL)	300
	复习题	305
	参考书刊	307
	习题	308

第十七章 数字系统结构组件的集成电路	319
I. 组合数字系统	320
17-1 标准的门组件.....	320
17-2 二进制加法器.....	322
17-3 算术功能.....	330
17-4 译码器/分接器	338
17-5 数据选择器/复接器	341
17-6 编码器.....	342
17-7 只读存储器(ROM)	346
17-8 只读存储器的应用.....	350
II. 时序数字系统	354
17-9 1位存储器.....	354
17-10 触发器	358
17-11 移位寄存器	364
17-12 纹脉冲(异步)计数器	370
17-13 同步计数器	375
17-14 计数器的应用	380
III. 金属氧化物半导体/大规模集成(MOS/LSI)数字系统	383
17-15 动态 MOS 电路	383
17-16 MOS 移位寄存器.....	385
17-17 MOS 只读存储器.....	390
17-18 随机存取存储器(RAM).....	392
IV. 数/模和模/数系统	399
17-19 数—模变换器	399
17-20 模—数变换器	403
17-21 字符发生器	405
复习题.....	411
参考书刊.....	415
习题.....	416

第十八章 电源电路和系统	426
18-1 甲类大信号放大器.....	426
18-2 二次谐波失真.....	428
18-3 高次项谐波的产生.....	430
18-4 变压器耦合音频功率放大器.....	433
18-5 效率.....	437
18-6 推挽放大器.....	440
18-7 乙类放大器.....	442
18-8 甲乙类运用.....	446
18-9 稳压电源.....	450
18-10 串联型稳压器.....	452
18-11 单片型稳压器.....	458
18-12 四层二极管.....	460
18-13 p-n-p-n 的特性.....	463
18-14 可控硅整流器.....	465
18-15 功率控制.....	469
复习题.....	477
参考书刊.....	478
习题.....	479
第十九章 半导体器件物理	486
19-1 金属中的电子能量分布.....	486
19-2 费米—狄拉克函数.....	488
19-3 状态密度.....	491
19-4 金属的电子发射.....	494
19-5 本征半导体的载流子浓度.....	496
19-6 杂质半导体的费米能级.....	500
19-7 开路 pn 结的能带结构.....	502
19-8 隧道二极管.....	505
19-9 半导体基本方程式.....	509

19-10	pn 二极管的伏安方程	512
19-11	pn 结特性与温度的关系	515
19-12	动态扩散电容	516
19-13	晶体管中的各个电流	518
19-14	晶体管的 α	521
19-15	晶体管截止区和饱和区的分析	522
	复习题	525
	参考书刊	527
	习题	527
	附录 A	534
	附录 B	535

第十一章 晶体管的高频运用

在低频情况下，我们曾假定晶体管能立刻对输入电压或电流的变化起反应，但实际上并不这样，因为载流子从发射结到集电结的传输机理从根本上来说是扩散的一种。因此，要知道晶体管在高频时的情况如何，就必须更为详尽地探讨这种扩散的机理。这种分析^[1]是很复杂的，而得到的方程式使我们联想起有损耗传输线的方程式。基于传输线方程而得到的模型是相当精确的，但遗憾的是，由此而产生的等效电路实在太复杂而不能应用到实际中去。因此就必须采用一些近似的方法。当然，近似方法越是粗糙，所得到的电路也就越简单。本章所推导的混合 π 模型就合理地兼顾到了精确性和简化性这样两个方面。此外，还使用混合 π 参数模型来详尽地分析单级共发射极放大器。

11-1 晶体管共发射极混合 π 模型^[2]

在第八章中已着重指出，共发射极电路是最重要的实用晶体管电路。因此，我们现在就来寻求一个可用于高频情况下的共发射极模型。这种电路，如图 11-1 所示，叫做混合 π (Giacoletto) 模型。使用这种模型进行电路分析不太困难，而且得到的结果也和晶体管能提供合理的放大倍数的各个频率上所作的实验极为一致。此外，混合 π 参数电路中的各个电阻分量可由低频 h 参数得到，而电路模型中的所有参数(电阻和电容)都假定与频率无关。这些参数将随静态工作点的不同而不同，不过，在给定的偏置条件下，对于小信号摆动来说，将它们看作常量还是可以的。

电路中各个分量的讨论 电路模型中的内结点 B' 实际上是

接触不到的。欧姆型基极扩展电阻 $r_{bb'}$ 可以表示为外部基极端子和 B' 之间的集总参数。

对于发射结两端之间的电压 $V_{b'e}$ 的小变化来说，注入基极的过剩少数载流子浓度同 $V_{b'e}$ 成正比，因此，当集电极短路到发射极时得到的小信号集电极电流就同 $V_{b'e}$ 成正比。这种效应就是图 11-1 中出现电流源 $g_m V_{b'e}$ 的原因。

进入基区的少数载流子的增加引起基极电流复合过程的增加。在等效电路中考虑这种效应的办法是在 B' 和 E 之间插入一个电导 $g_{b'e}$ ；而考虑存储在基区的过剩少数载流子的办法是在 B' 和 E 之间接入扩散电容 C_e 。

第 5-5 节中尔勒效应指出，集-射结两端的交变电压会引起基区宽度调制。有效基区宽度的变化又造成发射极（因而也是集电极）电流的变化，这是因为，基区少数载流子分布曲线的斜率变了。考虑输出和输入之间的这种反馈效应的办法是在 B' 和 C 之间接入 $g_{b'c}$ 。 C 和 E 之间的电导则是 g_{ce} 。

最后补充一点，集电结位垒电容包括在 C_e 之中。有时必须将集电结位垒电容分成两部分：一部分接在 C 和 B' 之间，另一部分接在 C 和 B 之间。最后这个分量叫作重迭二极管电容。

混合 π 参数的值 在室温和 $I_C = 1.3 \text{ mA}$ 时，混合 π 模型各元件的典型数值为

$$g_m = 50 \text{ mA/V} \quad r_{bb'} = 100 \Omega$$

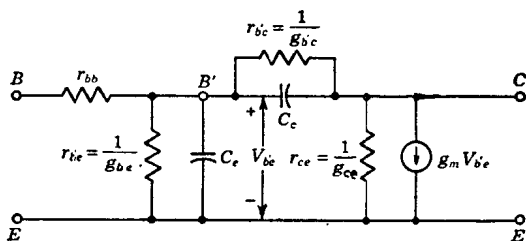


图 11-1 共发射极接法晶体管的混合 π 模型

$$\begin{aligned}
 r_{b'e} &= 1 \text{ k} & r_{b'c} &= 4 \text{ M} \\
 r_{ce} &= 80 \text{ k} & C_c &= 3 \text{ pF} \\
 C_e &= 100 \text{ pF}
 \end{aligned}$$

下一节中将证明上述数值是合理的。

11-2 混合 π 电路

下面说明混合 π 电路中的各个电阻元件都可由共发射极接法的 h 参数得到。

晶体管跨导 g_m 图 11-2 所示为一种共发射极接法的 pnp 晶体管；对交变信号而言，其集电极短路到发射极。在放大区，集电极电流由式(5-3)给出；为方便起见，现重抄如下(令 $\alpha_N = \alpha_0$)

$$I_C = I_{C0} - \alpha_0 I_E$$

因为图 11-1 中的短路电流为 $g_m V_{b'e}$ ，所以晶体管跨导 g_m 定义为

$$g_m \equiv \left. \frac{\partial I_C}{\partial V_{B'E}} \right|_{V_{CE}} = -\alpha_0 \frac{\partial I_E}{\partial V_{B'E}} = \alpha_0 \frac{\partial I_E}{\partial V_E} \quad (11-1)^*$$

上面已经假定 α_N 与 V_E 无关，

对于 pnp 晶体管来说， $V_E = -V_{B'E}$ ，如图 11-2 所示。如果发射极二极管电阻为 r_e ，则 $r_e = \partial V_E / \partial I_E$ ，因此

$$g_m = \frac{\alpha_0}{r_e} \quad (11-2)$$

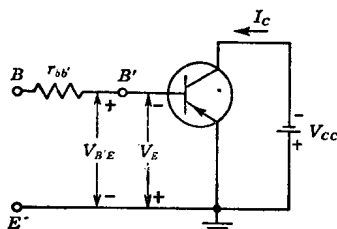


图 11-2 推导晶体管跨导的电路

正偏时二极管的动态电阻已在式(3-14)中求得为： V_T / I_E^{**} ，而 $V_T = \bar{K}T/q$ ，因此有

$$g_m = \frac{\alpha_0 I_E}{V_T} = \frac{I_{C0} - I_C}{V_T} \quad (11-3)$$

*[校注] 原书在第二等式的 α_0 之前漏了负号。

**[原注] 因为发射极空间电荷区内的复合电流不到达集电极，因此，在计算 g_m 的时候，式(3-14)中的因子 η 为 1。

pnp 晶体管时 I_c 为负值，而 npn 晶体管时 I_c 为正值。但是，前面的分析（令 $V_E = +V_{B'E}$ 时）得出的是 $g_m = (I_c - I_{c0})/V_T$ 这样一个结果。因此不论是哪一种类型的晶体管， g_m 恒为正值。因为 $|I_c| \gg |I_{c0}|$ ，因此， g_m 可化为

$$g_m \approx \frac{|I_c|}{V_T} \quad (11-4)$$

根据式(2-38)，上式中的 $V_T = T/11,600$ 。可见， g_m 与电流成正比，而与温度成反比。在室温时，

$$g_m = \frac{|I_c|(\text{mA})}{26} \quad (11-5)$$

当 $I_c = 1.3 \text{ mA}$ 时， $g_m = 0.05 \text{ S} = 50 \text{ mA/V}$ 。当 $I_c = 10 \text{ mA}$ 时， $g_m \approx 400 \text{ mA/V}$ 。这些数值比场效应晶体管的跨导要大得多。

输入电导 $g_{b'e}$

图 11-3 (a) 是低频运用的混合 π 模型，在这模型中，所有的电

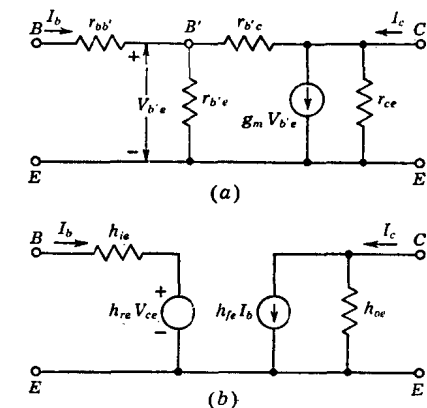


图 11-3 (a) 低频运用的混合 π 模型；
(b) 低频运用的 h 参数模型

容都忽略掉了。图 11-3(b)代表使用 h 参数等效电路时的同一个晶体管。

由第 11-1 节所给的各个分量的数值可见， $r_{b'c} \gg r_{b'e}$ 。因此， I_b 流入 $r_{b'e}$ ，而 $V_{b'e} \approx I_b r_{b'e}$ 。集电极短路电流为

$$I_c = g_m V_{b'e} \approx g_m I_b r_{b'e}$$

短路电流增益 h_{fe} 的定义为

$$h_{fe} = \left. \frac{I_c}{I_b} \right|_{V_{cE}} = g_m r_{b'e}$$

即

$$r_{b'e} = \frac{h_{fe}}{g_m} = \frac{h_{fe}V_T}{|I_C|} \text{ 或 } g_{b'e} = \frac{g_m}{h_{fe}} \quad (11-6)$$

注意, 在 h_{fe} 相当恒定的电流范围内, $r_{b'e}$ 与温度成正比, 而与电流成反比。在图 8-8(a)中可以看出, 在电流很小和很大的情况下, h_{fe} 都要减小。

反馈电导 $g_{b'e}$ h_{re} 定义为输入端开路时的反向电压增益, 或者, 在图 11-3(a)中, 令 $I_b = 0$

$$h_{re} = \frac{V_{b'e}}{V_{ce}} = \frac{r_{b'e}}{r_{b'e} + r_{b'c}} \quad (11-7)$$

或写为

$$r_{b'e}(1 - h_{re}) = h_{re}r_{b'c}$$

因为 $h_{re} \ll 1$, 于是, 可良好地近似为

$$r_{b'e} = h_{re}r_{b'c} \text{ 或 } g_{b'e} = h_{re}g_{b'c} \quad (11-8)$$

因为 $h_{re} \approx 10^{-4}$, 因此, 式(11-8)证明了 $r_{b'e} \gg r_{b'c}$ 。

基极扩展电阻 $r_{bb'}$ 输出端短路时的输入电阻为 h_{ie} 。这时, $r_{b'e}$ 就和 $r_{b'c}$ 并联。使用式(11-8), 我们得到, $r_{b'e} \parallel r_{b'c} \approx r_{b'e}$, 因此有

$$h_{ie} = r_{bb'} + r_{b'e} \quad (11-9)$$

或写成

$$r_{bb'} = h_{ie} - r_{b'e} \quad (11-10)$$

顺便提一下, 根据式(11-6)和(11-9)可以注意到, 短路输入阻抗 h_{ie} 按下面的方式随温度和电流而变化:

$$h_{ie} = r_{bb'} + \frac{h_{fe}V_T}{|I_C|} \approx \frac{h_{fe}V_T}{|I_C|} \quad (11-11)$$

输出电导 g_{ce} 这个电导定义为输入端开路时的 h_{oe} 。令 $I_b = 0$ 我们有

$$I_c = \frac{V_{ce}}{r_{ce}} + \frac{V_{ce}}{r_{b'c} + r_{b'e}} + g_m V_{b'e} \quad (11-12)$$

当 $I_b = 0$ 时, 由式(11-7), $V_{b'e} = h_{re}V_{ce}$; 再由式(11-12), 可求得

$$h_{oe} \equiv \frac{I_c}{V_{ce}} = \frac{1}{r_{ce}} + \frac{1}{r_{b'c}} + g_m h_{re} \quad (11-13)$$

上式利用了 $r_{b'c} \gg r_{b'e}$ 这一关系。如将方程(11-6)和(11-8)代入方程(11-13), 则有

$$h_{oe} = g_{ce} + g_{b'c} + g_{b'e} h_{fe} \frac{g_{b'c}}{g_{b'e}}$$

或写成

$$g_{ce} = h_{oe} - (1 + h_{fe}) g_{b'c} \quad (11-14)$$

如 $h_{fe} \gg 1$, 上式可化简为[利用式(11-8)]

$$g_{ce} \approx h_{oe} - g_m h_{re} \quad (11-15)$$

小结 如果已知某个集电极电流 I_C 时的共发射极低频 h 参数, 则混合 π 电路中的各个电导和电阻可依次由下面五个方程来计算:

$$\begin{aligned} g_m &= \frac{|I_C|}{V_T} \\ r_{b'e} &= \frac{h_{fe}}{g_m} = \frac{h_{fe} V_T}{|I_C|} \text{ 或 } g_{b'e} = \frac{g_m}{h_{fe}} \\ r_{bb'} &= h_{ie} - r_{b'e} \\ r_{b'c} &= \frac{r_{b'e}}{h_{re}} \text{ 或 } g_{b'c} = \frac{h_{re}}{r_{b'c}} \\ g_{ce} &= h_{oe} - (1 + h_{fe}) g_{b'c} = \frac{1}{r_{ce}} \end{aligned} \quad (11-16)$$

对于表 8-2 中的典型 h 参数, 在室温、 $I_C = 1.3 \text{ mA}$ 时, 所求得各个分量数值列于第 2 页末和第 3 页开始处。

11-3 混合 π 模型的电容

图 11-1 所示晶体管的混合 π 模型有两个电容。集电结电容 $C_c = C_{b'c}$ 是共基极接法在输入端开路 ($I_E = 0$) 时测得的输出电容。厂家通常规定为 C_{ob} 。因为在放大区时集电结是反偏的, 因之 C_c 为传输电容, 且随 V_{CB}^{-n} 而变化, 这里, 突变结 n 为 $\frac{1}{2}$, 缓变结 n 为 $\frac{1}{3}$ 。