

模拟电路设计简介

第一部分：三极管和基本电路

作者：Reno Rossetti

Director of IC Group Strategy

Fairchild Semiconductor Inc., San Jose, Calif.

历经改进的工艺技术可以在同一个印模上实现双极三极管和 CMOS(互补式金属-氧化层-半导体)、电源和信号、无源和有源器件，这就使设计现代电路设计成为一个“混合信号”的工作。从而能够按照电路设计师的创造和意愿，把这些器件组合成必要的模拟和/或逻辑模块在同一个芯片上开发出需要的系统。

在传统的模拟模块持续地数字化的过程中，一直都有新的模拟模块设计出来，例如：电荷泵稳压器、MOSFETs 和 LED 驱动电路。一个时下的例子就是数字技术分割模拟核心功能，也就是交换调节器控制环中的频率补偿数字化技术。这个技术实现了预想的功能(并且事实上，只需要点一下鼠标就可以轻松移动“极”点和“零”点(参见词汇表))。但是，其数字频率补偿和相关的硅消耗是否合理不是很明显。所以，当数字技术“电路和工艺不断地攻城夺寨的时候，模拟技术持续地发展自己并且重建了一个很难攻克的模拟核心功能：我们不指望看到模拟电路数字化得像能带隙参考电压那样”，也就是说数字电路取代电流模拟电路(随时可能实现)。

在这个教程中，我们会讨论一些模拟和数字、双极型和 CMOS 电路。我们不大可能系统地列举出所有的混合信号电路设计需要的模块或者甚至只是其中的主要模块。相反地，我们要采取“顺其自然”的方法。抱着这种思路，我们从单个三极管开始来建立起一些复杂的诸如电源储存和管理核心中使用的线性和交换调节器功能。

第一部分：模拟电路

在本节中，我们要讨论一些基本的电源管理模拟模块。我们将快速地回顾一下基本器件以及三极管的主要特性，以便利用它们来组建像镜像电流和缓冲级这样的基本电路。然后，我们要用这些基本器件和电路来生成模拟模块，比如运放和参考电压。最后，我们要将这些模拟模块组合成功能电路。从本书的标题可以看出，毫无疑问，我们感兴趣的功能是电压调节器，它是电源分配和管理的核心。把基本的电子器件组合成一个完整功能的电子产品的过程，换句话说，就是一个电子产品的系统设计过程，可以被完整地一次成型，制造出一个单独的庞大的集成电路(IC)，或者可以分散到许多芯片中，比如把一个分立式功率三极管芯片和一个控制 IC 组装到一个模块单元中。现代电路设计，无论是在分立还是 IC 级，都要涉及到双极和 CMOS 元件的混用。如果性能和复杂度符合

要求的话，电源管理集成电路现在就可以利用混合双极 CMOS 和 DMOS 工艺制造。

系统设计要考虑混合 IC，并且要使 IC 匹配外部分立器件，这些外部分立器件可以是双极型到 CMOS 和 DMOS，而其选择通常首先要受制于成本，其次要考虑到性能。

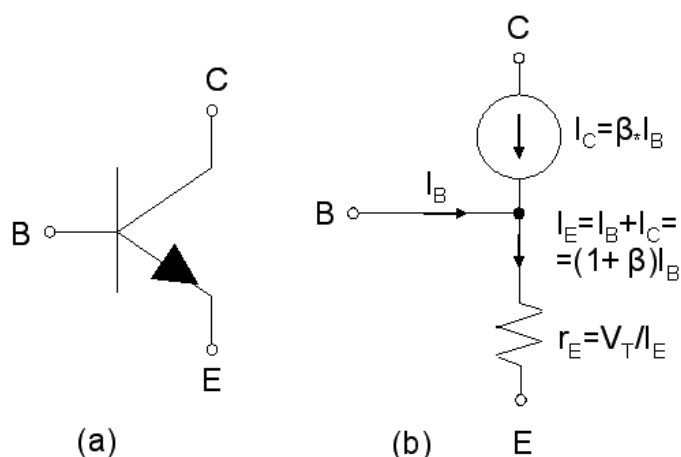
在本节剩下的部分，我们要画一些双极型电路，但是这里讨论的每个双极型电路都有同样的 CMOS 版本。分别用 CMOS 中的 N 沟道和 P 沟道 MOS 代替 NPN 和 PNP 型三极管，这样我们讨论的双极型电路都可以被复制成 CMOS 电路。

NPN 三极管

NPN 型三极管（图 1）是传统双极型模拟集成电路世界的国王。事实上，在大多数基本的和高成本效率的模拟 IC 工艺中，芯片设计师只会选择一个高性能的 NPN 三极管。至于其它的，例如 PNP 三极管、电阻和电容也只是些比干扰要好一点的副元件。对于直观的、易于理解的分析，它完全满足大多数三极管的直流等效电路，要注意到，这种元件的带宽是有限的。

当在等效电路中加入一些复杂工作状态例如小信号交流分析时，数学分析显得乏力，所以就要用到计算机模拟。在图 1 中，(a) 和 (b) 分别是 NPN 三极管的电路符号和等效电路图。在这个元件中，电流由集极和基极流入，从射极流出。三极管的简单的工作状态就是传输集极电流，这个集极电流实际上就是基极电流乘以一个 β 因数。射极电流 I_E 就是 1 加 β 乘以基极电流。一个典型的放大因数是 100。NPN 三极管有优秀的动态性能或者带宽，这要由其截止频率 (f_T) 来测量：如果使电流由射极进入、由集极和基极流出的话，很容易就可超过 1GHz。

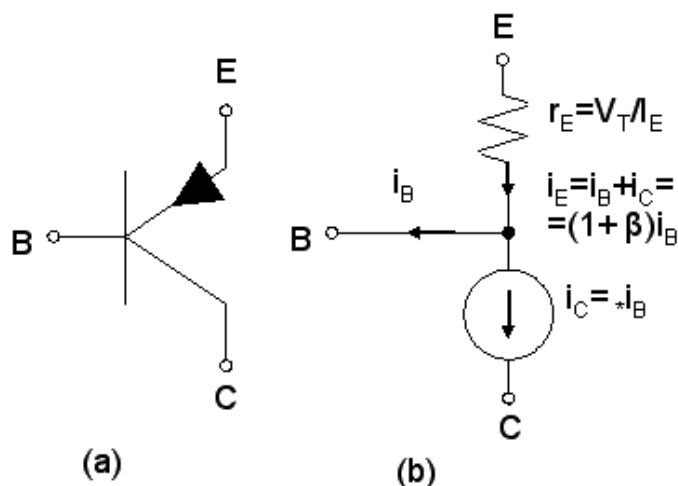
图 1 NPN 三极管符号 (a) 和等效电路 (b)



PNP 三极管

PNP 三极管（图 2）是 NPN 型的补型，电流由射极进入、由集极和基极流出，与 NPN 正好相反。简单地说 PNP 是 NPN 构造的副产品，因此其放大率和频率经常要比 NPN 低。一个典型的 PNP 放大率是 50，而其截止频率（ f_T ）通常只高于 1MHz。

图 2 PNP 三极管符号（a）和等效电路（b）



跨导

除电流增益 β 和带宽 f_T 以外，另一个重要的三极管参数是跨导增益 g_m ，也就是基-射结输入电压引起的射极电流变化量。图 2（a）和图 2（b）中的小信号三极管模型展示出一个三极管的基-射电压（著名的大概 0.7V 常电压）通过电阻 r_E 调制：

$$R_E = V_T / I_E \quad [1]$$

$$V_T = k_T / q = 26\text{mV} \quad \text{在 } 25^\circ \text{C 常温环境} \quad [2]$$

这里 k_T 是玻尔兹曼常数， T 是温度（单位是开尔文）， q 等于库仑电荷常量。

一个加在三极管基-射结上的小信号电压 ΔV 作用在电阻 r_E 上并产生相应的电流 dI 。

$$dI = \Delta V / r_E \quad dI / \Delta V = g_m = 1 / r_E \quad [3]$$

因此，跨导增益 g_m 就是 r_E 的倒数。因为电阻要比跨导更好用，所以我们继续用电阻 r_E 来代替等效电路或者三极管符号中的跨导增益。

三极管转移电阻

由[2]可知，一个 1mA 射极电流的三极管会表现出一个 26mV/1mA 或者说 26Ω 的射极电阻。

这样，任一射极电阻都会产生从基极看进去的放大电阻。事实上，用这个数字实例，1mA 的射极电流加上 26mV 的射—基极压降会产生大概 $10\mu\text{A}$ 的基电流变换量(1mA 除以 $\beta + 1$ 即 101)。

从基极前端点来看，26mV 的变化对应于 $10\mu\text{A}$ 一个基极电流变化可以被看作一个 $26\text{mV}/10\mu\text{A} = 2.6\text{K}\Omega$ 的电阻。我们给它命名为 transistor (**t**ransfer **r**esistor) 的原因很自然地就是因为它把电阻从下面的射极转移到上面的基极。

三极管方程

双极型三极管的电压电流关系通过下面的对数式给出：

$$V_{be} = V_T \ln(I/I_0) \quad [4]$$

这里 V_T 是热力学电压， I_0 是特征电流，由工艺特性决定。它有一些非常有趣的含义：例如，根据[4]，如果三极管有一个 x 倍的电流，那么我们可以写出：

$$V_{be}' = V_T \ln(x \cdot I/I_0) \quad [5]$$

由电流的 x 倍增量引起的电压增量就可以写作：

$$\Delta V_{be} = V_{be}' - V_{be} = V_T \ln(x) = (kT/q) \ln(x) \quad [6]$$

在给定常温下， $V_T = 26\text{mV}$ ，我们很容易看出，三极管电流乘以 2 就会引起 V_{be} 升高 18mV（也就是从 700mV 升到 718mV），电流乘以 10 会使 V_{be} 升高 60mV。我们可以粗略地认为三极管的 V_{be} 是一个大约 0.7V 的常数，但是更精确地讲， V_{be} 要随着电流成对数移动。

三极管 V_{be} 对于电流变化的相对迟钝常常被用来建立电流源和参考电压。

之前的关系反过来也很自然地成立，电流的变换也可以是电压的函数。实际上，如果我们将前面的方程反过来就得到：

$$I = I_0 \exp(V_{be}/V_T) \quad [7]$$

这个关系显示电流随 V_{be} 成指数变化。我们已经知道， V_{be} 18mV 的变化量会使三极管电流增加一倍。对因电压的微小变化引起的电流变化做一个简单估计，我们可以把这个指数关系线性化，并且可以看到，电流会大概变化 2%/mV。电流对于 V_{be} 的强烈的依赖可以解释为什么三极管一般是通过电流驱动的，而不是通过电压驱动。

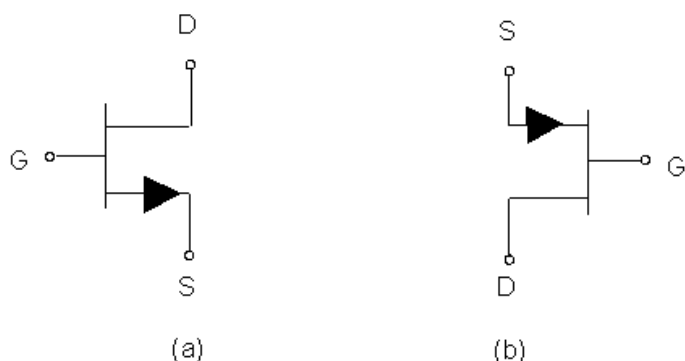
这也可以解释为什么处理两个相同的三极管之间的偏移或小电压变化有这么难。对于两个相同偏压的相同的三极管，如果它们的 V_{be} 只有 1mV 的差别的话，那它们的电流就要有 2% 的偏差。

MOS vs 双极型三极管

双极型 NPN 和 PNP 三极管对应于 CMOS 中的 P 沟道和 N 沟道 MOS 三极管(如图 3a 和 3b)。三极管的一般功能同样是独立于它们的应用的，但是存在两种相反的两种技术的使用意见。一般来说，双极型三极管的基极、射极和集极分别对应于 MOS 三极管的栅极、源极和漏极。在双极型三极管中存在而在 CMOS 中不存在的主要问题是双极型三极管需要一个基极电流。这样一个电流是从射极到集极的纯电流损失。在功率应用中，当小信号操作中的基极电流很小的时候，三极管被用作开关，维持三极管运作的必要的基极电流可能非常高。

这个很高的基电流促使电路效率很低。随着便携设备和延长电池寿命的需求的普及，CMOS 技术无疑优于双极型技术。相对于 CMOS，双极型技术的优势是它有更高的跨导增益和匹配性，这造就了更好的差分输入级电路和更好的参考电压。性能最好的技术要数混合模式 BiCMOS（双极型和 CMOS）或者 BCD（双极 CMOS 和 DMOS）工艺，通过这种技术，设计师可以用最好的器件来完成手头工作。

图 3 N 沟道 (a) 和 P 沟道 (b) MOS 三极管



在这节中，我们要增加复杂度以增加功能块，从而研究一些有用的电源管理电路。

镜像电流

镜像电流是一个很常见的引入电流源或者有源负载的方法。

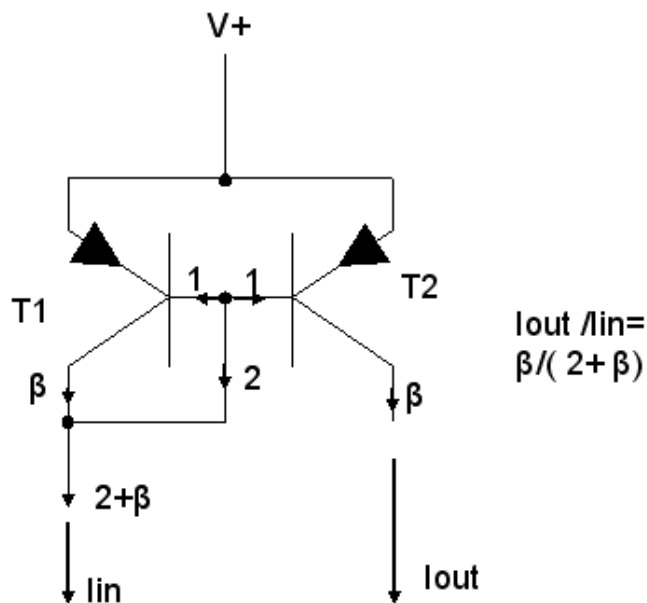


图 4 PNP 镜像电流

镜像电流的原理事实上就是用相同的 V_{be} 驱动两个相同的三极管产生相同的电流。图 4 中的两个拥有相同增益 β 的三极管以镜像结构连接：也就是相同的基极和射极电势。这样的配置产生了一个几近完美的需要的 I_{out}/I_{in} 增益基电流，这样就引入一个 $\beta / (2 + \beta)$ 的系统误差。例如对 $\beta = 100$ 来说，误差大概就是百分之二。

电流源

电流源（图 5）是个很常见的设置相对常偏压电流。

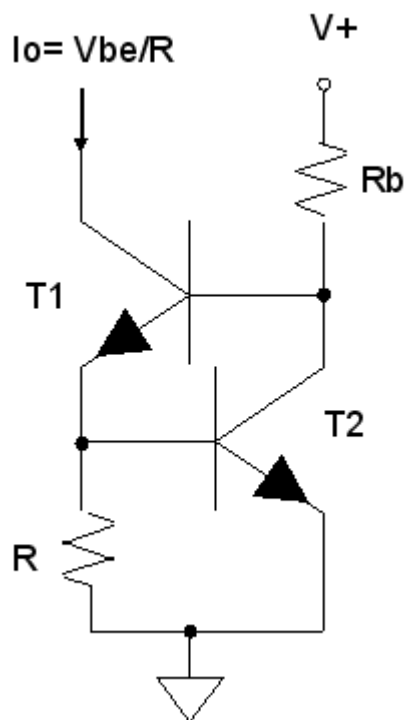


图 5 NPN 电流源

图 5 中，T2 的相对常电压 V_{be} 被加在了电阻 R 上，这样就在 T1 的集极保证了电流。假设供电 V_+ 从 5V 增加到 10V，T2 的电流就要大概翻一倍，但是它的 V_{be} 将只增加 18mV，也就是从 0.7V 提升至 0.718V。相应地，电流 I_o 将增加 $18\text{mV}/R$ 。综上所述，一个 100% 的电压变化导致了只有 $18\text{mV}/700\text{mV}$ 即 2.6% 的电流误差。

差分输入级

图 6 展示了一个 NPN 差分级

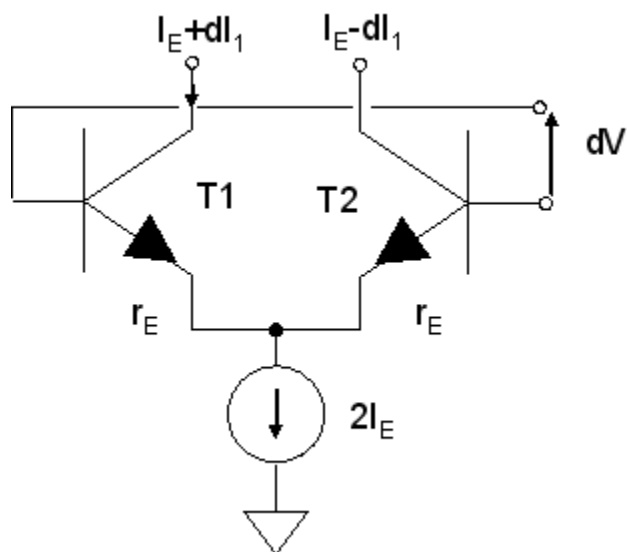


图6 NPN 差分级

这个级电路的跨导增益 dI/dV 通过下面的式子计算：

$$dI_1 = dV / 2r_E \quad [8]$$

$$r_E = V_T / I_E \quad [9]$$

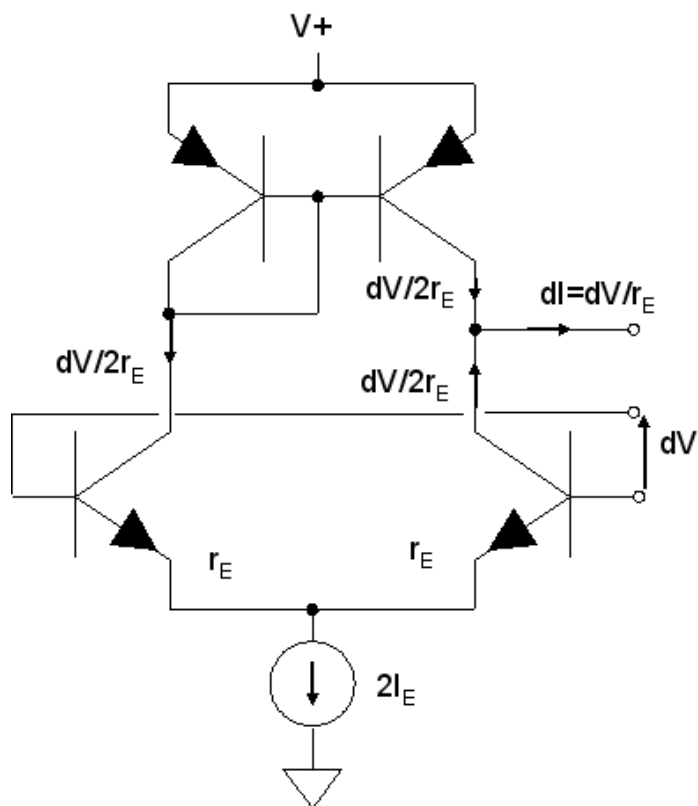
把[9]带入[8]中，我们得到

$$dI_1/dV = I_E / 2V_T \quad [10]$$

例如，如果 $I_E = 10 \mu A$ ，我们就得到一个跨导 $dI/dV = 10 \mu A / 52mV = 1/5.2k \Omega$ 。注意，这级的跨导增益是偏压电流 I_E 的简单线性方程。

差分单输入级

图7 NPN 差分单输入级



把差分级和一个镜像电路组合在一起就构成了一个差分输入单输出级电路，一个运算放大器的基本的输入级模块。由于镜像的翻转效应，这级电路的增益就是二倍于前一步计算的结果：

$$2dI/dV = 1/r_E = I_E/V_T = 10 \mu A / 26mV = 1 / 2.6k\Omega \quad [11]$$

缓冲器

缓冲器的功能就是把电压从输入端透明地传到输出端以极大地提高电流驱动能力。如前所述，一个电压驱动三极管因为它能通过所加的电压成指数倍的提升电流的特性而成为一个理想的缓冲器。因为 NPN 只能把电流从射极输出而 PNP 只能把电流从射极输入，如果我们想驱动一个双极负载（输出或输入），那么我们就不得不使用如图 8 所示的两种三极管的共同构造。例如，如果电流源 I 是 $0.1mA$ ，每个三极管的增益 β 是 100，那么缓冲器就可以驱动 $0.1mA \times 100 = 10mA$ 的电流。

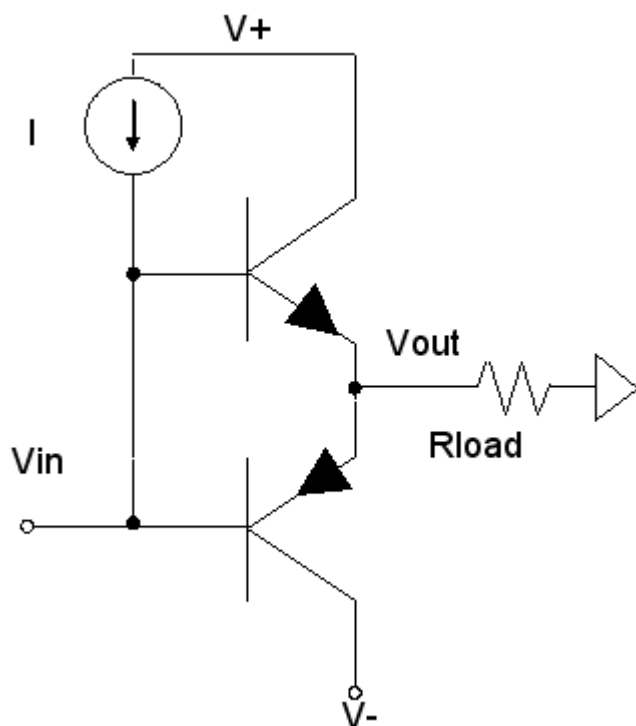


图8 缓冲器

*本教程基于“*Managing Power Electronics: VLSI and DSP-Driven Computer Systems*”第二章，作者 Reno Rossetti，2006 年由 John Wiley and Sons, Inc. 出版