

由图 11.2.9 可见,  $T_3$ 、 $T_2$ 、 $T_1$ 、 $T_0$  和  $T_C$  的基极是接在一起的, 只要这些三极管的发射结压降  $V_{BE}$  相等, 则它们的发射极处于相同的电位。在计算各支路的电流时, 可以认为所有  $2R$  电阻的上端都接到了同一个电位上, 因而电路的工作状态与图 11.2.4 中的倒 T 形电阻网络的工作状态一样。这时流过每个  $2R$  电阻的电流自左而右依次减少  $1/2$ 。为保证所有三极管的发射结压降相等, 在发射极电流较大的三极管中按比例地加大了发射结的面积, 在图中用增加发射极的数目来表示。图中的恒流源  $I_{B0}$  用来给  $T_R$ 、 $T_C$ 、 $T_0 \sim T_3$  提供必要的基极偏置电流。

运算放大器  $A_1$ 、三极管  $T_R$  和电阻  $R_R$ 、 $R$  组成了基准电流发生电路。基准电流  $I_{REF}$  由外加的基准电压  $V_{REF}$  和电阻  $R_R$  决定。由于  $T_3$  和  $T_R$  具有相同的  $V_{BE}$  而发射极回路电阻相差一倍, 所以它们的发射极电流也必然相差一倍, 故有

$$I_{REF} = 2I_{E3} = \frac{V_{REF}}{R_R} = I \quad (11.2.8)$$

将式(11.2.8)代入式(11.2.7)中得到

$$v_O = \frac{R_F V_{REF}}{2^4 R_R} (d_3 2^3 + d_2 2^2 + d_1 2^1 + d_0 2^0) \quad (11.2.9)$$

对于输入为  $n$  位二进制数码的这种电路结构的 D/A 转换器, 输出电压的计算公式可写成

$$\begin{aligned} v_O &= \frac{R_F V_{REF}}{2^n R_R} (d_{n-1} 2^{n-1} + d_{n-2} 2^{n-2} + \cdots + d_1 2^1 + d_0 2^0) \\ &= \frac{R_F V_{REF}}{2^n R_R} D_n \end{aligned} \quad (11.2.10)$$

采用这种权电流型 D/A 转换电路生产的单片集成 D/A 转换器有 DAC0806、DAC0807、DAC0808 等。这些器件都采用双极型工艺制作, 工作速度较高。

图 11.2.10 是 DAC0808 的电路结构框图, 图中  $d_0 \sim d_7$  是 8 位数字量的输入端,  $I_O$  是求和电流的输出端。  $V_{R+}$  和  $V_{R-}$  接基准电流发生电路中运算放大器的反相输入端和同相输入端。COMP 供外接补偿电容之用。  $V_{CC}$  和  $V_{EE}$  为正、负电源输入端。

用 DAC0808 这类器件构成 D/A 转换器时需要外接运算放大器和产生基准电流用的  $R_R$ , 如图 11.2.11 所示。在  $V_{REF} = 10V$ 、 $R_R = 5k\Omega$ 、 $R_F = 5k\Omega$  的情况下, 根据式(11.2.10)可知输出电压为

$$v_o = \frac{R_F}{2^8 R_R} V_{REF} D_n = \frac{10}{2^8} D_n \quad (11.2.11)$$

当输入的数字量在全 0 和全 1 之间变化时, 输出模拟电压的变化范围为 0 ~ 9.96V。

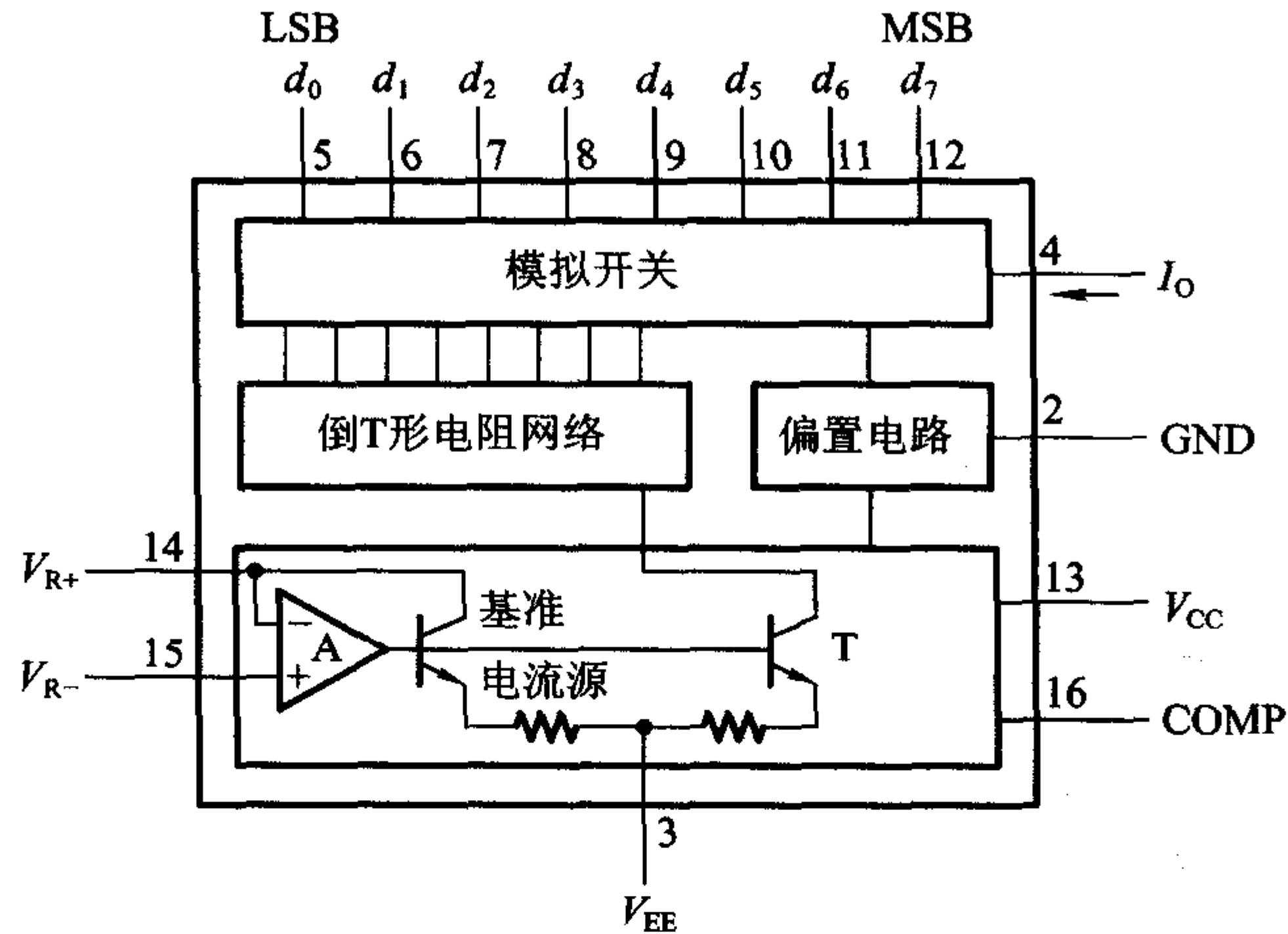


图 11.2.10 DAC0808 的电路结构框图

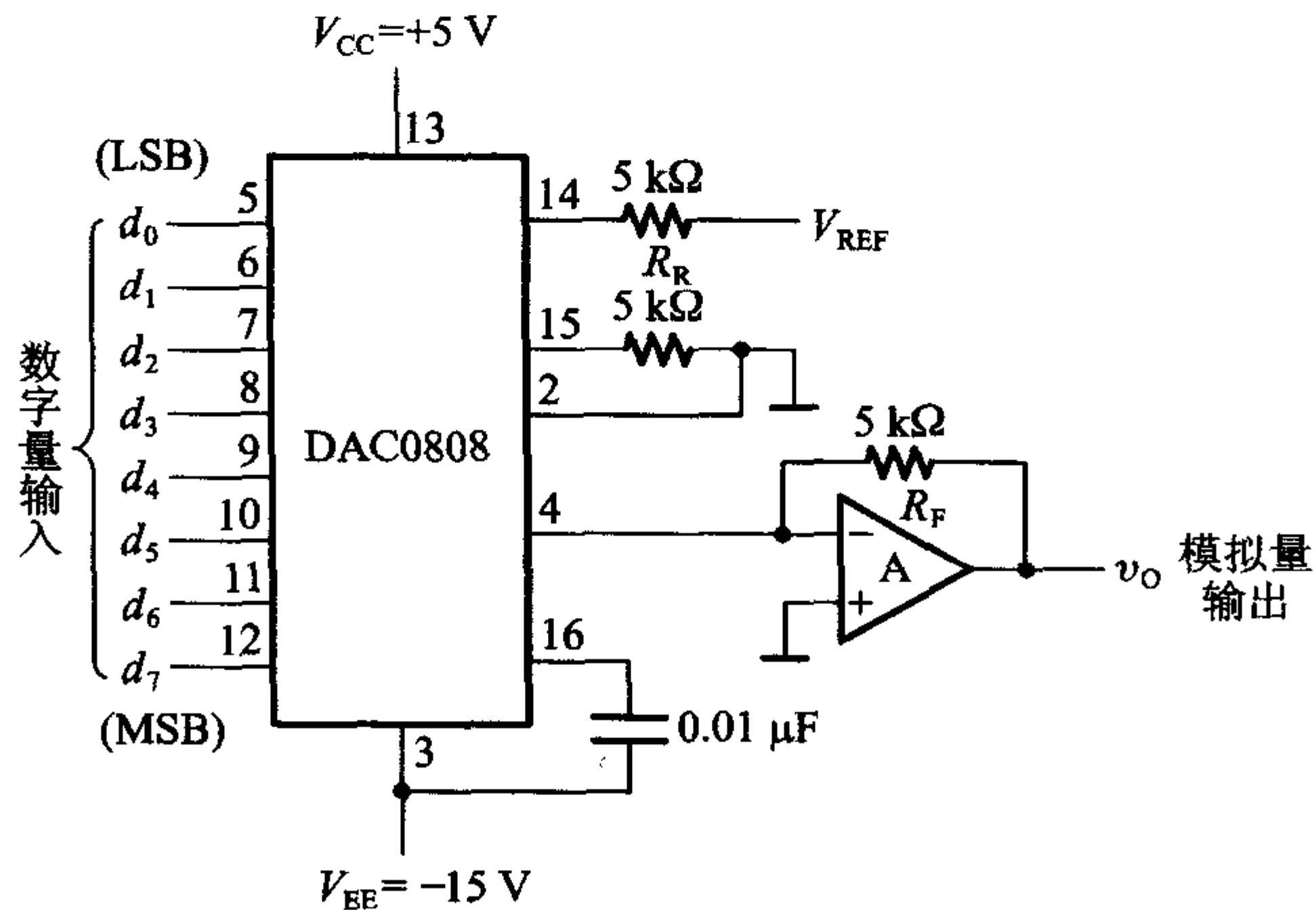


图 11.2.11 DAC0808 的典型应用

### \* 11.2.4 开关树形 D/A 转换器

开关树形 D/A 转换器电路由电阻分压器和接成树状的开关网络组成。图

11.2.12 是输入为 3 位二进制数码的开关树形 D/A 转换器电路结构图。

图中这些开关的状态分别受 3 位输入代码状态的控制。当  $d_2 = 1$  时  $S_{21}$  接通而  $S_{20}$  断开; 当  $d_2 = 0$  时  $S_{20}$  接通而  $S_{21}$  断开。同理,  $S_{11}$  和  $S_{10}$  两组开关的状态由  $d_1$  的状态控制,  $S_{01}$  和  $S_{00}$  两组开关由  $d_0$  的状态控制。由图可知

$$\begin{aligned} v_o &= \frac{V_{\text{REF}}}{2}d_2 + \frac{V_{\text{REF}}}{2^2}d_1 + \frac{V_{\text{REF}}}{2^3}d_0 \\ &= \frac{V_{\text{REF}}}{2^3}(d_22^2 + d_12^1 + d_02^0) \end{aligned} \quad (11.2.12)$$

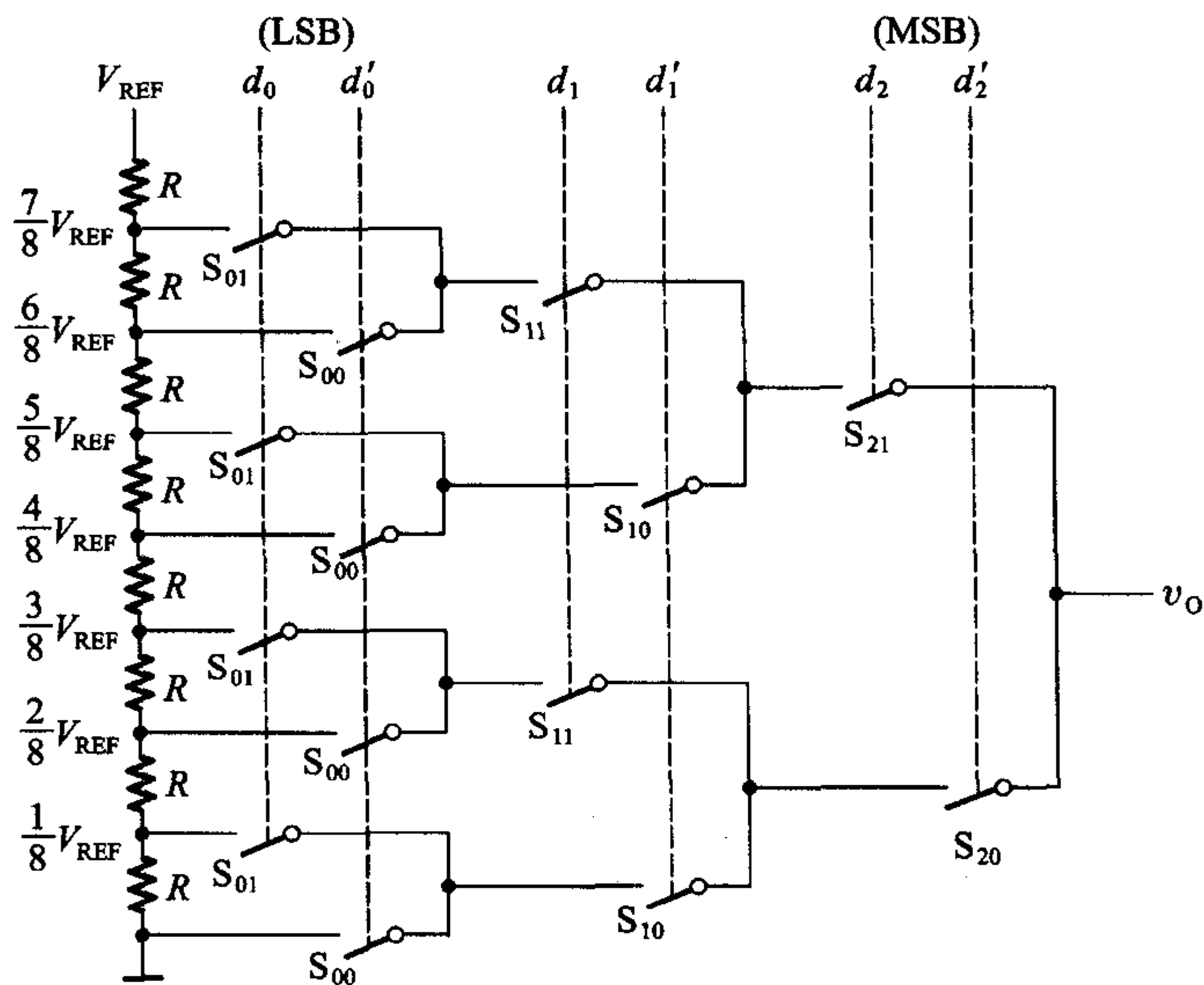


图 11.2.12 开关树形 D/A 转换器

对于输入为  $n$  位二进制数的 D/A 转换器则有

$$v_o = \frac{V_{\text{REF}}}{2^n}(d_{n-1}2^{n-1} + d_{n-2}2^{n-2} + \cdots + d_12^1 + d_02^0) \quad (11.2.13)$$

这种电路的特点是所用电阻种类单一, 而且在输出端基本不取电流的情况下, 对开关的导通内阻要求不高。这些特点对于制作集成电路都是有利的。它的缺点是所用的开关太多。

### \* 11.2.5 权电容网络 D/A 转换器

权电容网络 D/A 转换器也是一种并行输入的 D/A 转换器, 它是利用电容

分压的原理工作的。图 11.2.13 是 4 位权电容网络 D/A 转换器电路的原理图, 其中  $C_0$  (及  $C'_0$ )、 $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  的电容量依次按 2 的乘方倍数递增。开关  $S_0$ 、 $S_1$ 、 $S_2$  和  $S_3$  的状态分别由输入数字信号  $d_0$ 、 $d_1$ 、 $d_2$  和  $d_3$  控制。当  $d_i = 1$  时  $S_i$  接到参考电压  $V_{REF}$  一边; 而当  $d_i = 0$  时  $S_i$  接地。

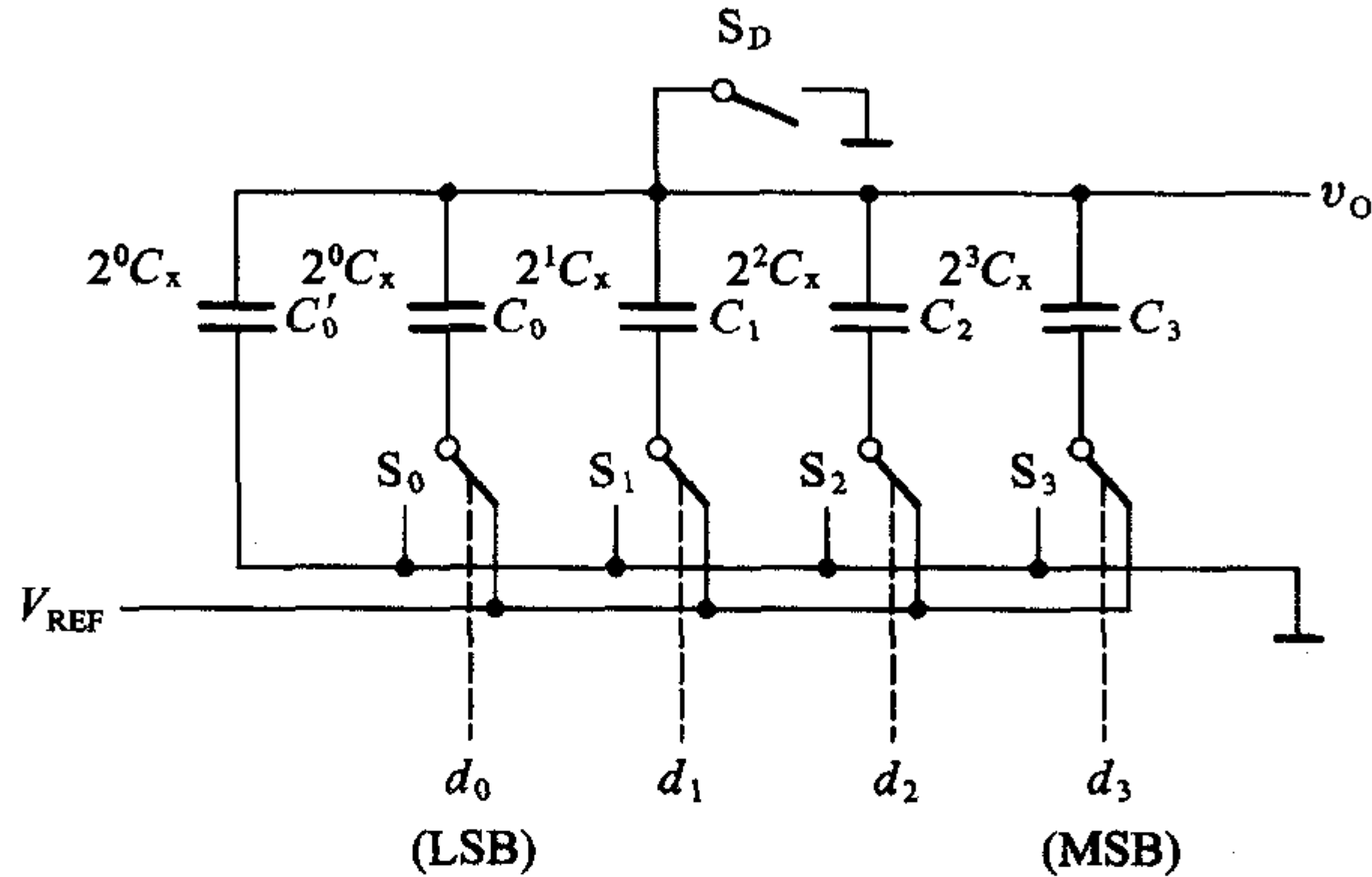


图 11.2.13 权电容网络 D/A 转换器

转换开始前先令所有的开关 ( $S_0 \sim S_3$ 、 $S_D$ ) 接地, 使全部电容器充分放电。然后断开  $S_D$ , 将输入信号并行地加到输入端  $d_0 \sim d_3$ 。假定输入信号为  $d_3 d_2 d_1 d_0 = 1000$ , 则  $S_3$  将  $C_3$  接至  $V_{REF}$  一边, 而  $S_2$ 、 $S_1$ 、 $S_0$  将  $C_2$ 、 $C_1$ 、 $C_0$  接地, 等效电路可以画成图 11.2.14 所示的形式。这时  $C_3$  与  $(C_2 + C_1 + C_0 + C'_0)$  构成了一个电容分压器, 输出电压为

$$\begin{aligned} v_o &= \frac{d_3 C_3}{C_3 + C_2 + C_1 + C_0 + C'_0} V_{REF} \\ &= \frac{d_3 C_3}{C_t} V_{REF} \end{aligned} \quad (11.2.14)$$

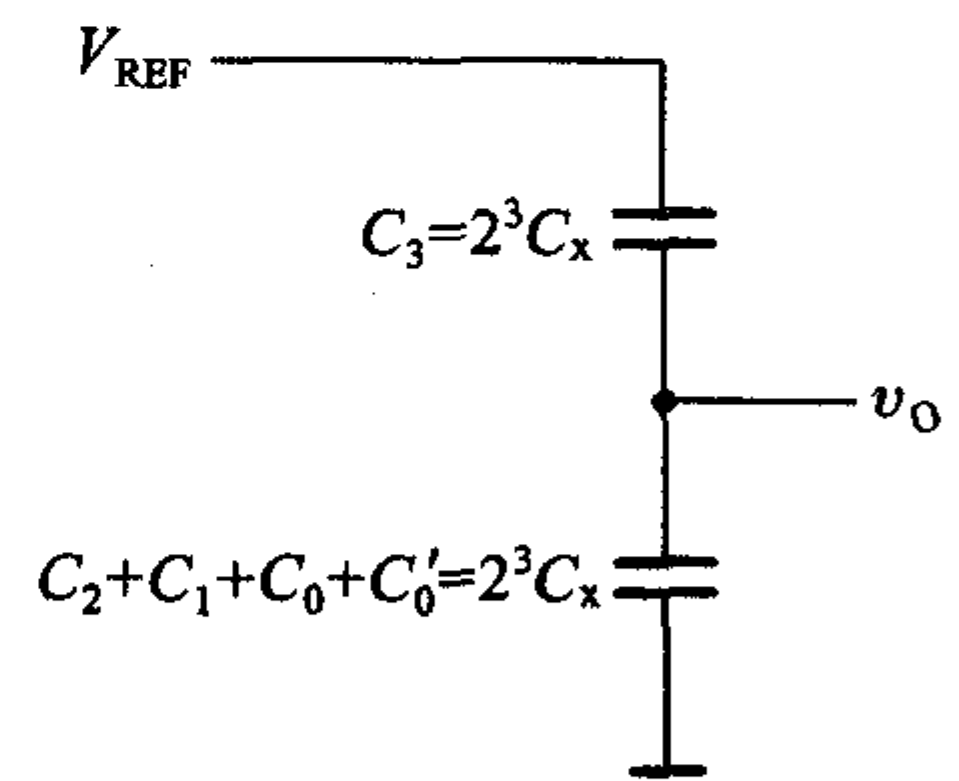


图 11.2.14 输入为 1000 时图 11.2.13 的等效电路

式中的  $C_t$  表示全部电容器电容量的总和。

根据同样的道理, 可以得到输入数字信号为任何状态时输出模拟电压的一般表达式

$$v_o = \frac{d_3 C_3 + d_2 C_2 + d_1 C_1 + d_0 C_0}{C_t} V_{REF}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{C_x (d_3 2^3 + d_2 2^2 + d_1 2^1 + d_0 2^0)}{2^4 C_x} V_{\text{REF}} \\
 &= \frac{V_{\text{REF}}}{2^4} (d_3 2^3 + d_2 2^2 + d_1 2^1 + d_0 2^0) \quad (11.2.15)
 \end{aligned}$$

上式表明,输出的模拟电压与输入的数字量成正比。

通过上面的分析还可以看到权电容网络D/A转换器的几个重要特点:

第一,输出电压的精度只与各个电容器电容量的比例有关,而与它们电容量的绝对值无关。

第二,输出电压  $v_o$  的稳态值不受开关内阻及参考电压源内阻的影响,因而降低了对开关电路及参考电压源的要求。

第三,稳态下权电容网络不消耗功率。

在 MOS 集成电路中电容器不仅容易制作,而且可以通过精确控制电容器的尺寸严格地保持各电容器之间电容量的比例关系。因此,在采用 MOS 工艺制造 D/A 转换器时,权电容网络 D/A 转换器也是一种常用的方案。

权电容网络 D/A 转换器的主要缺点是在输入数字量位数较多时各个电容器的电容量相差很大,这不仅会占用很大的硅片面积影响集成度,而且由于电容充、放电时间的增加也降低了电路的转换速度。

这种转换器的精度主要受电容量比例的误差以及电容器漏电的影响。为了减小负载电路对权电容网络的影响,在输出端  $v_o$  处应设置高输入阻抗的隔离放大器。

### 11.2.6 具有双极性输出的 D/A 转换器

因为在二进制算术运算中通常都将带符号的数值表示为补码的形式,所以希望 D/A 转换器能够将以补码形式输入的正、负数分别转换成正、负极性的模拟电压。

现以输入为 3 位二进制补码的情况为例,说明转换的原理。3 位二进制补码可以表示从 +3 到 -4 之间的任何整数,它们与十进制数的对应关系以及希望得到的输出模拟电压如表 11.2.1 所示。

在图 11.2.15 所示的 D/A 转换电路中,如果没有接入反相器 G 和偏移电阻  $R_B$ ,它就是一个普通的 3 位倒 T 形电阻网络 D/A 转换器。在这种情况下,如果将输入的 3 位代码看作无符号的 3 位二进制数(即绝对值),并且取  $V_{\text{REF}} = -8\text{V}$ ,则输入代码为 111 时输出电压  $v_o = 7\text{V}$ ,而输入代码为 000 时输出电压  $v_o = 0\text{V}$ ,如表 11.2.2 中间一行所示。将表 11.2.1 与表 11.2.2 对照一下便可发现,如果将表 11.2.2 中间一列的输出电压偏移  $-4\text{V}$ ,则偏移后的输出电压恰好同表 11.2.1 所要求得到的输出电压相符。

表 11.2.1 输入为 3 位二进制补码时  
要求 D/A 转换器的输出

补码输入			对应的 十进制数	要求的 输出电压
$d_2$	$d_1$	$d_0$		
0	1	1	+3	+3V
0	1	0	+2	+2V
0	0	1	+1	+1V
0	0	0	0	0
1	1	1	-1	-1V
1	1	0	-2	-2V
1	0	1	-3	-3V
1	0	0	-4	-4V

表 11.2.2 具有偏移的 D/A  
转换器的输出

绝对值输入			无偏移时 的输出	偏移 -4V 后 的输出
$d_2$	$d_1$	$d_0$		
1	1	1	+7V	+3V
1	1	0	+6V	+2V
1	0	1	+5V	+1V
1	0	0	+4V	0
0	1	1	+3V	-1V
0	1	0	+2V	-2V
0	0	1	+1V	-3V
0	0	0	0	-4V

然而,前面讲过的 D/A 转换器电路输出电压都是单极性的,得不到正、负极性的输出电压。为此,在图 11.2.15 的 D/A 转换电路中增设了由  $R_B$  和  $V_B$  组成的偏移电路。为了使输入代码为 100 时的输出电压等于零,只要使  $I_B$  与此时的  $i_\Sigma$  大小相等即可。故应取

$$\frac{|V_B|}{R_B} = \frac{I}{2} = \frac{|V_{REF}|}{2R} \quad (11.2.16)$$

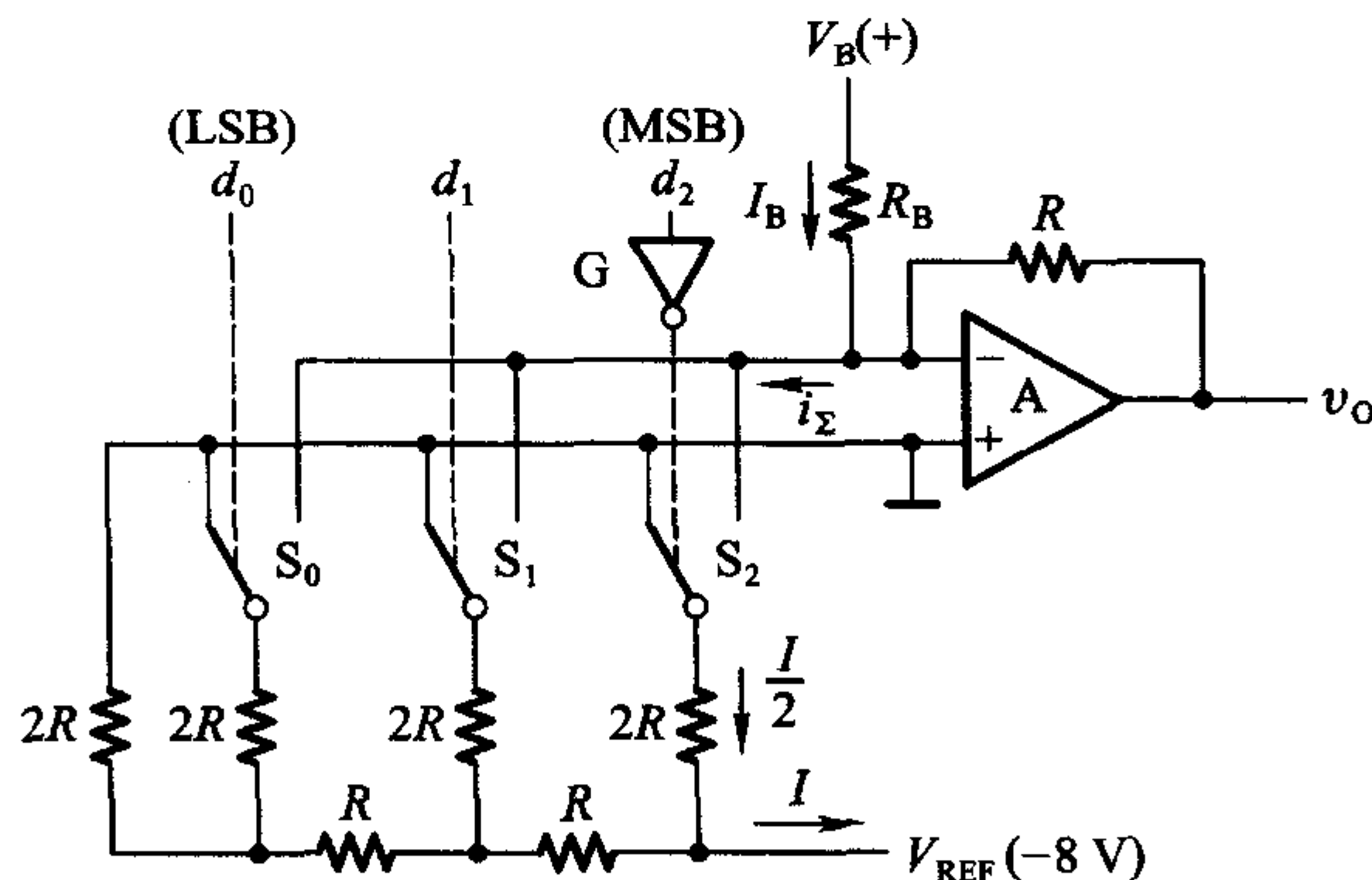


图 11.2.15 具有双极性输出电压的 D/A 转换器

图中标示的  $i_\Sigma$ 、 $I_B$  和  $I$  的方向都是电流的实际方向。

假若再将表 11.2.1 和表 11.2.2 最左边一列代码对照一下还可以发现,只要把表 11.2.1 中补码的符号位求反,再添加到偏移后的 D/A 转换器上,就可以得到表 11.2.1 所需要的输入与输出的关系了。为此,在图 11.2.15 中是将符号位经反相器 G 反相后才加到 D/A 转换电路上去的。

通过上面的例子不难总结出构成双极性输出 D/A 转换器的一般方法:只要

在求和放大器的输入端接入一个偏移电流,使输入最高位为 1 而其他各位输入为 0 时的输出  $v_o = 0$ ,同时将输入的符号位反相后接到一般的 D/A 转换器的输入,就得到了双极性输出的 D/A 转换器。

### 11.2.7 D/A 转换器的转换精度与转换速度

#### 一、D/A 转换器的转换精度

在 D/A 转换器中通常用分辨率和转换误差来描述转换精度。

分辨率用输入二进制数码的位数给出。在分辨率为  $n$  位的 D/A 转换器中,从输出模拟电压的大小应能区分出输入代码从 **00...00** 到 **11...11** 全部  $2^n$  个不同的状态,给出  $2^n$  个不同等级的输出电压。因此,分辨率表示 D/A 转换器在理论上可以达到的精度。

另外,也可以用 D/A 转换器能够分辨出来的最小电压(此时输入的数字代码只有最低有效位为 1,其余各位都是 0)与最大输出电压(此时输入数字代码所有各位全是 1)之比给出分辨率。例如,10 位 D/A 转换器的分辨率可以表示为

$$\frac{1}{2^{10} - 1} = \frac{1}{1023} \approx 0.001$$

然而,由于 D/A 转换器的各个环节在参数和性能上和理论值之间不可避免地存在着差异,所以实际能达到的转换精度要由转换误差来决定。由各种因素引起的转换误差是一个综合性指标。转换误差表示实际的 D/A 转换特性和理想转换特性之间的最大偏差,如图 11.2.16 所示。图中的虚线表示理想的 D/A 转换特性,它是连结坐标原点和满量程输出(输入为全 1 时)理论值的一条直线。图中的实线表示实际可能的 D/A 转换特性。转换误差一般用最低有效位的倍数表示。例如,给出转换误差为  $1/2\text{LSB}$ ,就表示输出模拟电压与理论值之间的绝对误差小于、等于当输入为 **00...01** 时的输出电压的一半。

此外,有时也用输出电压满刻度 FSR(系 Full Scale Range 的缩写)的百分数表示输出电压误差绝对值的大小。

造成 D/A 转换器转换误差的原因有参考电压  $V_{\text{REF}}$  的波动、运算放大器的零点漂移、模拟开关的导通内阻和导通压降、电阻网络中电阻阻值的偏差以及三极

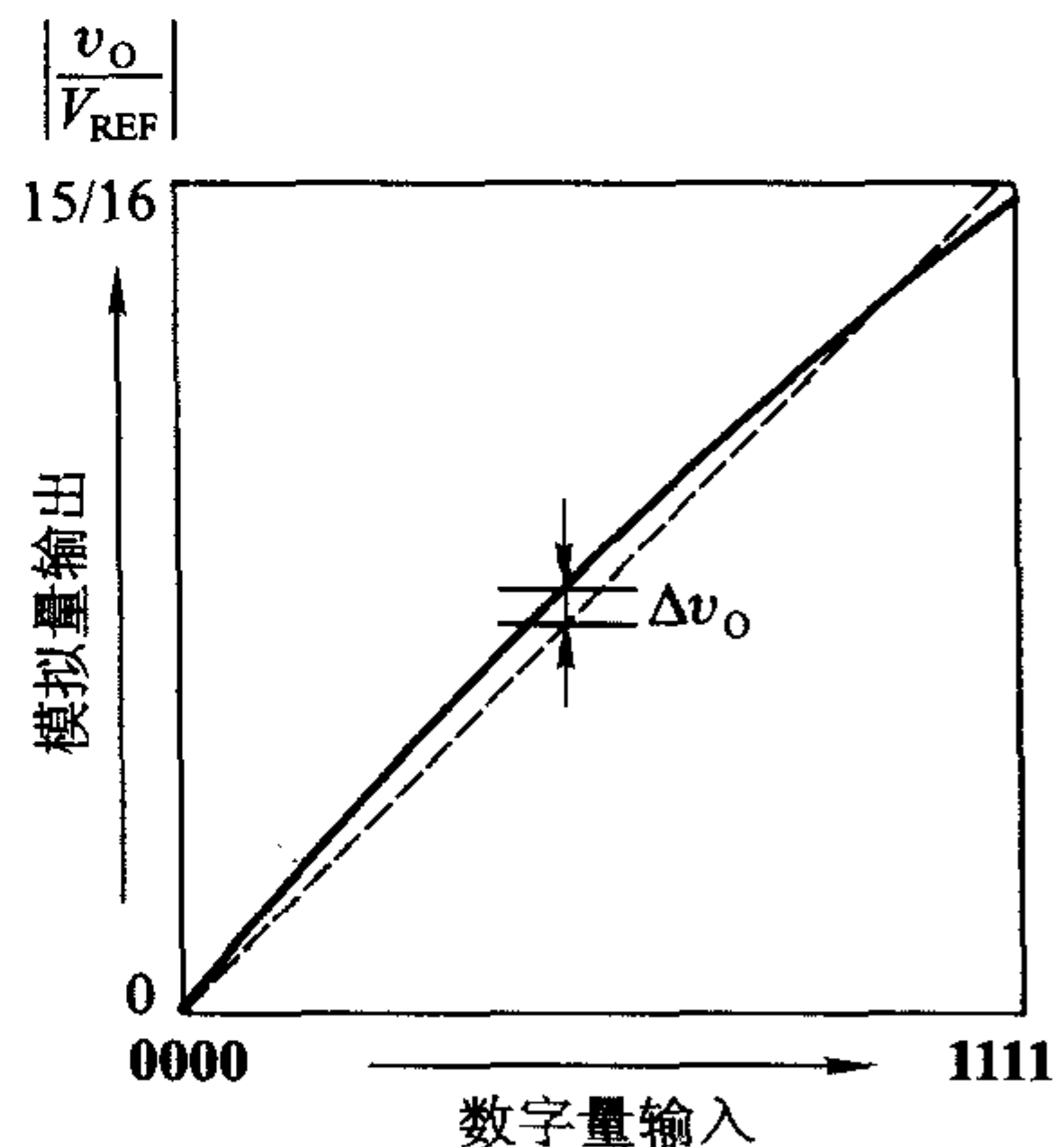


图 11.2.16 D/A 转换器的转换特性曲线

管特性的不一致等等。

由不同因素所导致的转换误差各有不同的特点。现以图11.2.3所示的倒T形电阻网络D/A转换器为例,分别讨论这些因素引起转换误差的情况。

根据式(11.2.4)可知,如果 $V_{REF}$ 偏离标准值 $\Delta V_{REF}$ ,则输出将产生误差电压

$$\Delta v_{01} = -\frac{1}{2^4}(d_3 2^3 + d_2 2^2 + d_1 2^1 + d_0 2^0) \Delta V_{REF} \quad (11.2.17)$$

这个结果说明,由 $V_{REF}$ 的变化所引起的误差和输入数字量的大小是成正比的。因此,将由 $\Delta V_{REF}$ 引起的转换误差称为比例系数误差。图11.2.17中以虚线表示出了当 $\Delta V_{REF}$ 一定时 $v_0$ 值偏离理论值的情况。

当输出电压的误差系由运算放大器的零点漂移所造成时,误差电压 $\Delta v_{02}$ 的大小与输入数字量的数值无关,输出电压的转换特性曲线将发生平移(移上或移下),如图11.2.18中的虚线所示。我们将这种性质的误差称为漂移误差或平移误差。

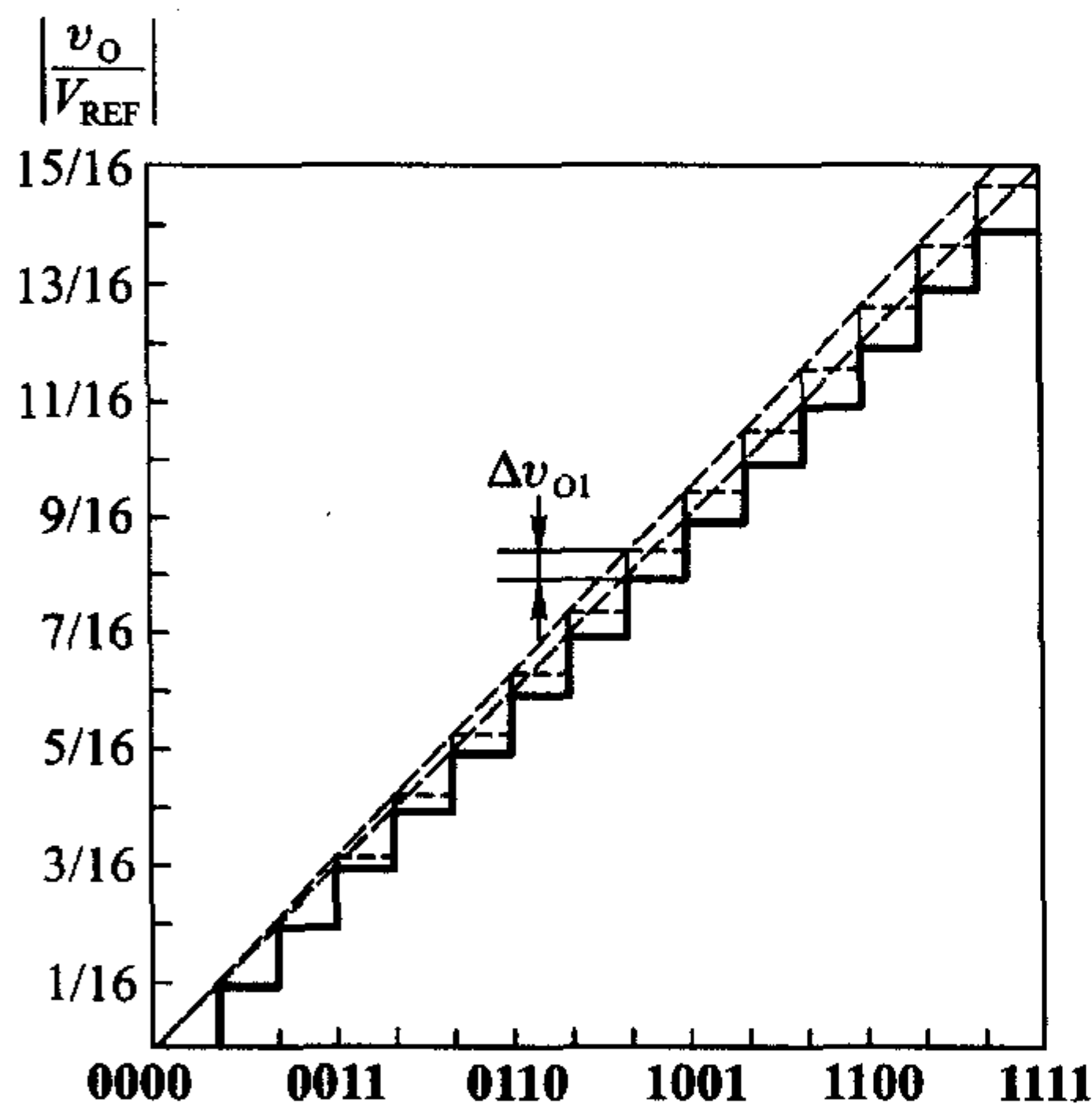


图 11.2.17 比例系数误差

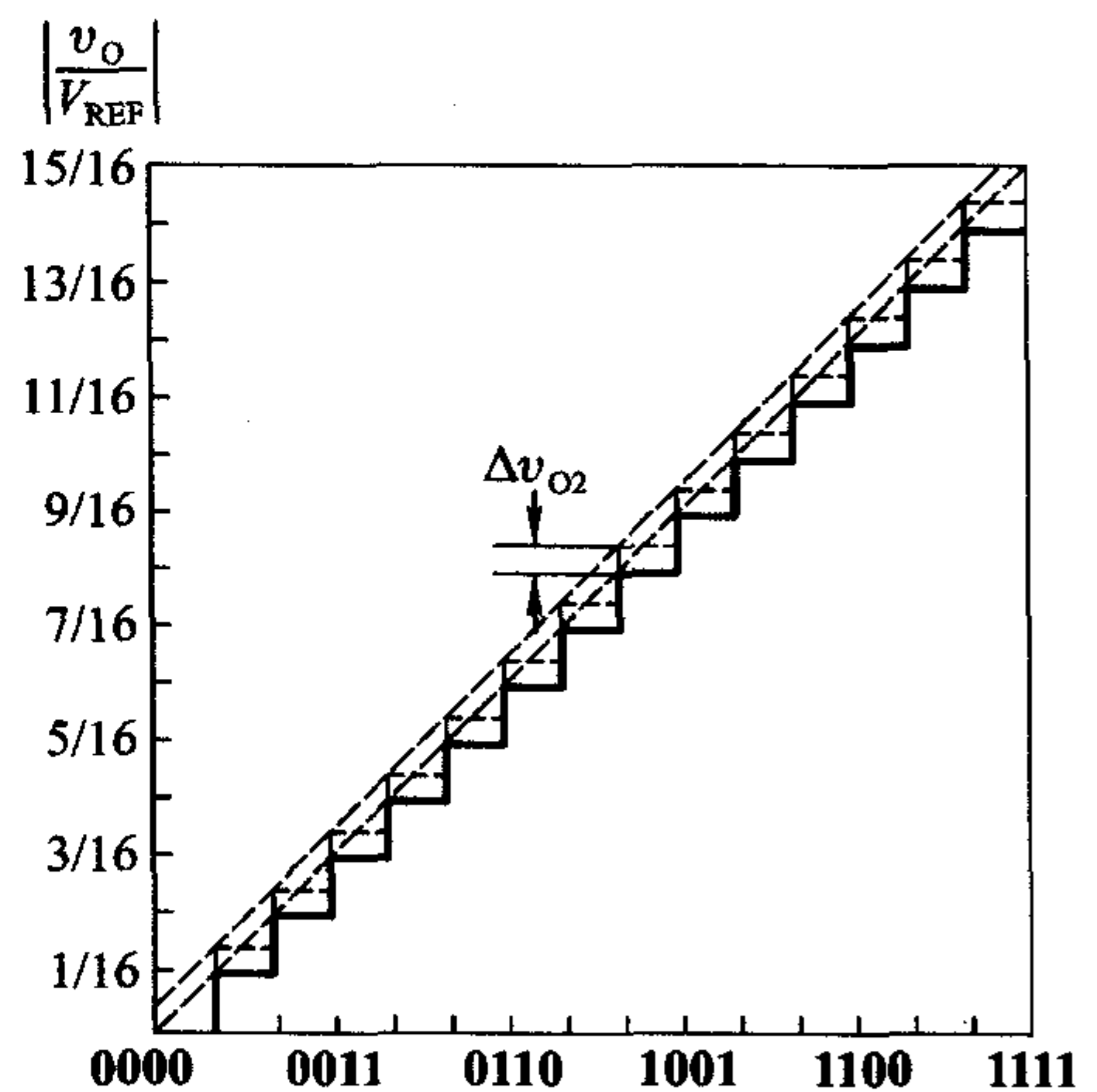


图 11.2.18 漂移误差

由于模拟开关的导通内阻和导通压降都不可能真正等于零,因而它们的存在也必将在输出产生误差电压 $\Delta v_{03}$ 。需要指出的是,每个开关的导通压降未必相等,而且开关在接地时和接 $V_{REF}$ 时的压降也不一定相同,因此 $\Delta v_{03}$ 既非常数也不与输入数字量成正比。这种性质的误差称为非线性误差。由图11.2.19可见,这种误差没有一定的变化规律。

产生非线性误差的另一个原因是倒T形电阻网络中电阻阻值的偏差。由于每个支路电阻的误差不一定相同,而且不同位置上的电阻的偏差对输出电压的影响也不一样,所以在输出端产生的误差电压 $\Delta v_{04}$ 与输入数字量之间也不是



线性关系。

由图 11.2.19 中还可以看到,非线性误差的存在有可能导致 D/A 转换特性在局部出现非单调性(即输入数字量不断增加的过程中  $v_o$  发生局部减小的现象)。这种非单调性的转换特性有时会引起系统工作不稳定,应力求避免。在选用 D/A 转换器器件时应注意,如果某一产品的说明指出它是一个具有 9 位单调性的 10 位 D/A 转换器,那么它只保证在最高 9 位被运用时转换特性是单调的。

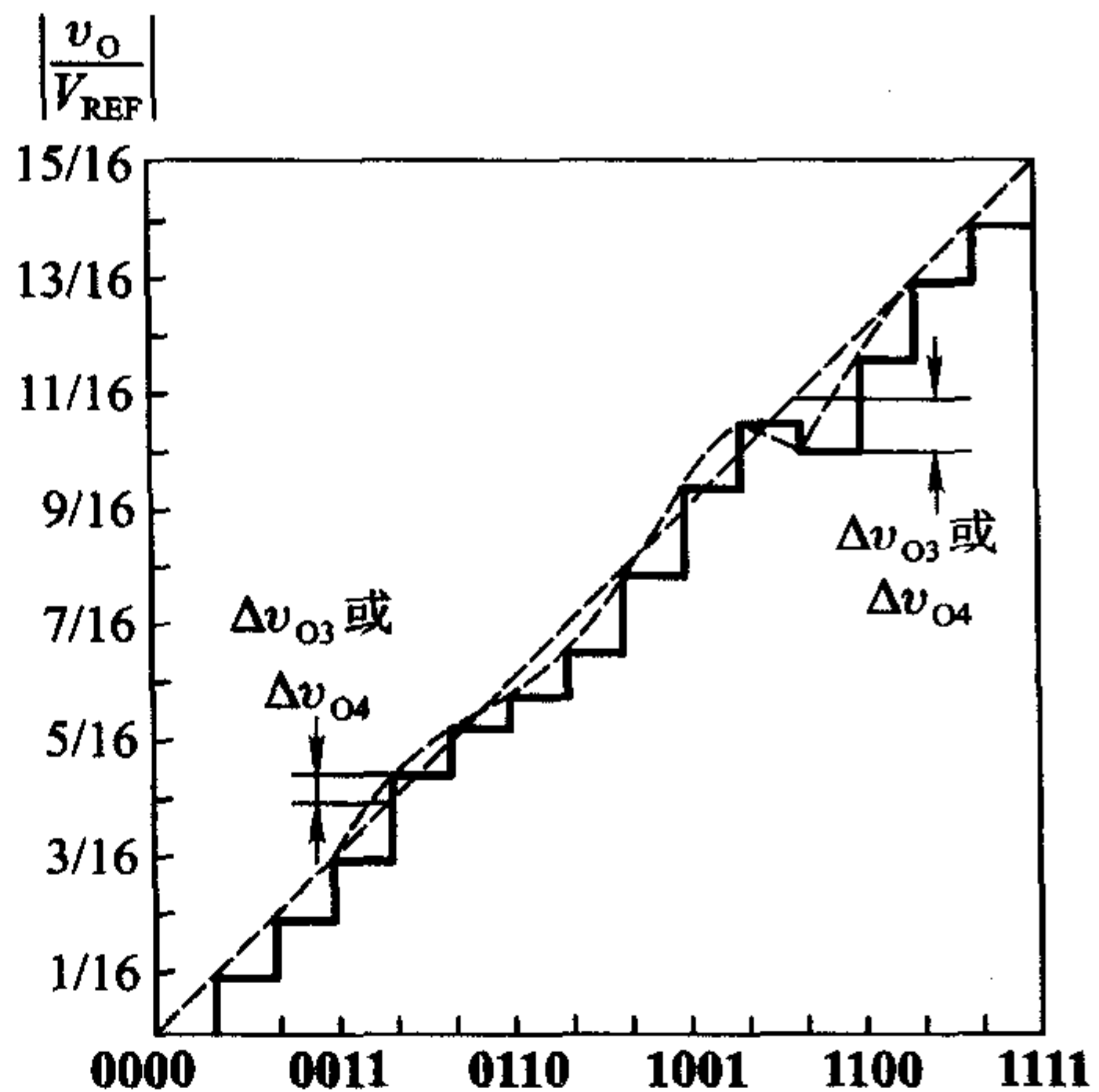


图 11.2.19 非线性误差

因为这几种误差电压之间不存在固定的函数关系,所以最坏的情况下输出总的误差电压等于它们的绝对值相加,即

$$|\Delta v_o| = |\Delta v_{o1}| + |\Delta v_{o2}| + |\Delta v_{o3}| + |\Delta v_{o4}| \quad (11.2.18)$$

以上的分析还说明,为了获得高精度的 D/A 转换器,单纯依靠选用高分辨率的 D/A 转换器器件是不够的,还必须要有高稳定度的参考电压源  $V_{REF}$  和低漂移的运算放大器与之配合使用,才可能获得较高的转换精度。

目前常见的集成 D/A 转换器器件有两大类,一类器件的内部只包含电阻网络(或恒流源电路)和模拟开关,而另一类器件内部还包含了运算放大器以及参考电压源的发生电路。在使用前一类器件时必须外接参考电压和运算放大器,这时应注意合理地确定对参考电压源的稳定度和运算放大器零点漂移的要求。

**【例 11.2.1】** 在图 11.2.5 所示的倒 T 形电阻网络 D/A 转换器中,外接参考电压  $V_{REF} = -10V$ 。为保证  $V_{REF}$  偏离标准值所引起的误差小于  $\frac{1}{2}$  LSB,试计算  $V_{REF}$  的相对稳定度应取多少。

**解:** 首先计算对应于  $\frac{1}{2}$  LSB 输入的输出电压是多少。由式(11.2.5)可知,当输入代码只有 LSB = 1 而其余各位均为 0 时的输出电压为

$$\begin{aligned} v_o &= -\frac{V_{REF}}{2^n} (d_{n-1}2^{n-1} + d_{n-2}2^{n-2} + \cdots + d_12^1 + d_02^0) \\ &= -\frac{V_{REF}}{2^n} \end{aligned}$$

故与  $\frac{1}{2}$  LSB 相对应的输出电压绝对值为

$$\frac{1}{2} \times \frac{|V_{\text{REF}}|}{2^n} = \frac{|V_{\text{REF}}|}{2^{n+1}}$$

其次再来计算由于  $V_{\text{REF}}$  变化  $\Delta V_{\text{REF}}$  所引起的输出变化  $\Delta v_o$ 。由式(11.2.5)可知,在  $n$  位输入的 D/A 转换器中,由  $\Delta V_{\text{REF}}$  引起的输出电压变化应为

$$\Delta v_o = -\frac{\Delta V_{\text{REF}}}{2^n} (d_{n-1}2^{n-1} + d_{n-2}2^{n-2} + \cdots + d_12^1 + d_02^0)$$

而且在输入数字量最大时(所有各位全为 1)  $\Delta v_o$  最大。这时的输出电压变化量的绝对值为

$$|\Delta v_o| = \frac{2^n - 1}{2^n} |\Delta V_{\text{REF}}| = \frac{2^{10} - 1}{2^{10}} |\Delta V_{\text{REF}}|$$

根据题目要求,  $\Delta v_o$  必须小于、等于  $\frac{1}{2}$  LSB 对应的输出电压,于是得到

$$|\Delta v_o| \leq \frac{|V_{\text{REF}}|}{2^{11}}$$

$$\frac{2^{10} - 1}{2^{10}} |\Delta V_{\text{REF}}| \leq \frac{|V_{\text{REF}}|}{2^{11}}$$

故得到参考电压  $V_{\text{REF}}$  的相对稳定度为

$$\frac{|\Delta V_{\text{REF}}|}{|V_{\text{REF}}|} \leq \frac{1}{2^{11}} \times \frac{2^{10}}{2^{10} - 1} \approx \frac{1}{2^{11}} = 0.05\%$$

而允许参考电压的变化量仅为

$$|\Delta V_{\text{REF}}| \leq \frac{|V_{\text{REF}}|}{2^{11}} \times \frac{2^{10}}{2^{10} - 1} \approx 5\text{mV}$$

以上所讨论的转换误差都是在输入、输出已经处于稳定状态下得出的,所以属于静态误差。此外,在动态过程中(即输入的数码发生突变时)还有附加的动态转换误差发生。假定在输入数码突变时有多个模拟开关需要改变开关状态,则由于它们的动作速度不同,在转换过程中就会在输出端产生瞬时的尖峰脉冲电压,形成很大的动态转换误差。

为彻底消除动态误差的影响,可以在 D/A 转换器的输出端附加取样 - 保持电路(详见 11.3.2 节),并将取样时间选在过渡过程结束之后。因为这时输出电压的尖峰脉冲已经消失,所以取样结果可以完全不受动态转换误差的影响。

## 二、D/A 转换器的转换速度

通常用建立时间  $t_{\text{set}}$  来定量描述 D/A 转换器的转换速度。