无线电遥控、遥测原理

课题四

模拟——数字变换器

302室 编

西 北 电 讯 工 程 学 院

一九七六年六月

课题四　模拟——数字变换器

第一章 概　　述

§1-1 模拟——数字变换器在无线电遥测中的应用

近十年来脉冲编码调制遥测系统已获得广泛的应用，尤其是在导弹，飞机和卫星方面应用更为普遍。这是因为脉冲编码调制与其它几种调制形式如脉幅调制、脉宽调制，脉位调制以及调频遥测系统比较起来有它一定的优点。即：

(1) 抗干扰性強

在模拟调制系统中，传输的是一个连续的模拟波形，即传输的是取值连续变化的某个参量。这时，要求接收机能以高保真度来复现原发送的消息波形，抗干扰能力较差。

在脉冲编码系统中，传输的是有限个取值（在二进制中仅为二个电平值）的离散脉冲，因此，要求接收机能在存在各种干扰的条件下，正确判决出当时发送的是哪一个值即可，至于接收波形的失真，只要它还不是以影响接收机的正确判决，就没什么关系，故抗干扰能力较強。为了更有效地抗干扰，这种系统还可以很方便地加入纠错码或进行抗干扰编码来进一步提高传输的可靠性，但使传输的有效性减低了。

(2) 精确度高

因为这种系统传送的仅为有限电平的离散脉冲序列。在接收端只要判决有无脉冲即可，故正确判断的可靠率高。在信道速率允许下还可提高编码位数。位数越高，传输精度越高。

(3) 传送信息容量大

脉码调制信号的多余度较小，不象模拟调制系统如调频系统各路之间需保持一定的间隔频带，故信道频带利用率高。在相同的频道允限下，脉码调制可传送更多的信息

(4) 能迅速、实时处理信息

脉码调制的数字信号形式可以比较方便地与计算机相配合，从而达到迅速地、实时地处理信息。

事物总是一分为二的，脉码调制虽然有它许多优点但也有不利的一面。这种系统比模拟系统一般说来设备要复杂。由于它是数字系统可以很方便地采用集成电路，随着集成程度和性能的提高，其复杂程度，体积和重量均可大大减小。

总之：脉码调制还是一种较好的调制方式。必须给予足够的重视。那么，脉码调制是如何实现的，这就是下面要介绍的模拟——数字变换器。

§1—2　模拟——数字变换过程

在无线电遥测系统中绝大部分被测参数都为模拟量如温度，压力，流量，加速度，振动等。这些物理量经传感器变换后输出为电压或电流变化的模拟量。在模拟系统中直接将这些模拟量进行线性调制发送出去，而在数字系统中需将这些模拟量变换成数字量（通常为二进制数字）进行传输。用作这种变换的设备称之为模——数变换器，它的反变换设备称为数——模变换器。

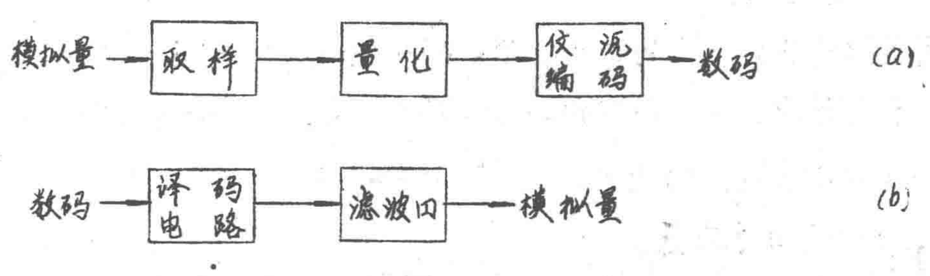


图 4—1 (a)模——数变换器和(b)数——模变换器原理图

如图 4—1 (a)所示的模——数变换器是由三部分组成即：取样，量化和编码。在某些设备中为了提高可靠性在信源编码器后面再进行

抗干扰编码。

㈠取　样

取样过程是将输入的时间上连续变化的模拟量S(t)，用时间上间断的(通常用等时间间隔)离散脉冲信号(dP)进行分割提取。输出为在时间上离散的脉幅调制信号(PAM)这一过程称为取样。

我们把完成这一过程的离散脉冲称为取样脉冲(或称采样脉冲)。它的周期(T)称为取样周期。其倒数为取样频率即：

$$F=\frac{1}{T}$$

根据取样定理指出取样频率(F)等于被测模拟信号S(t)的最高频率(f)的二倍。由于电路特性的不理想通常都取

$$F=(3\sim5)f \qquad (4-1)$$

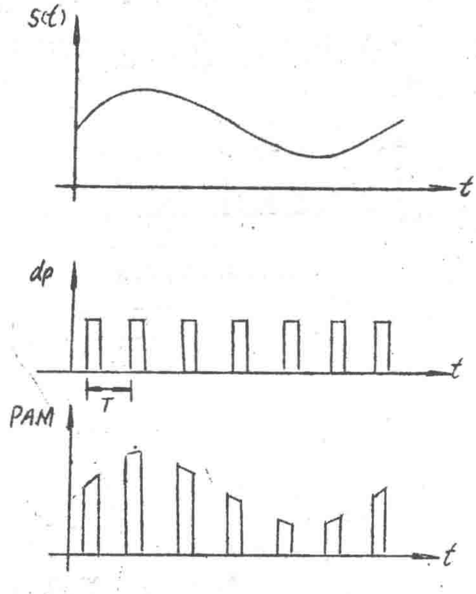


图4—2　取样示意图

取样过程的波形图如图4—2所示。

㈡量　化

经采样后输出的脉幅调制信号(PAM)在时间上是离散开了，但幅值(采样值)仍为连续的模拟量。为了使连续变化的幅值能用有限个阶梯电平来近似置换它。这种置换过程叫做量化。量化后的量化值与被量化的模拟信号真值是存在误差的，此误差称为量化误差(或称量化噪声)。为降低这个误差可增加量化电平的数目来达到，量化电平

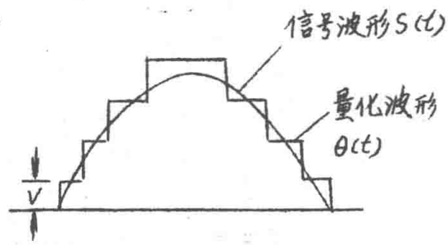


图　4—3

数目越多即图4－3中阶梯越细，量化误差就越小。量化电平的数目取决于系统误差的要求和变换设备的鉴别力。

下面讨论一下量化误差

从分析误差角度出发，量化有二种情况，一种情况如图4—4(a)所示。另一种情况如图4—4(b)所示。前者只舍不入，故仅有正误差，后者是有拾有入，故有正负两种误差。

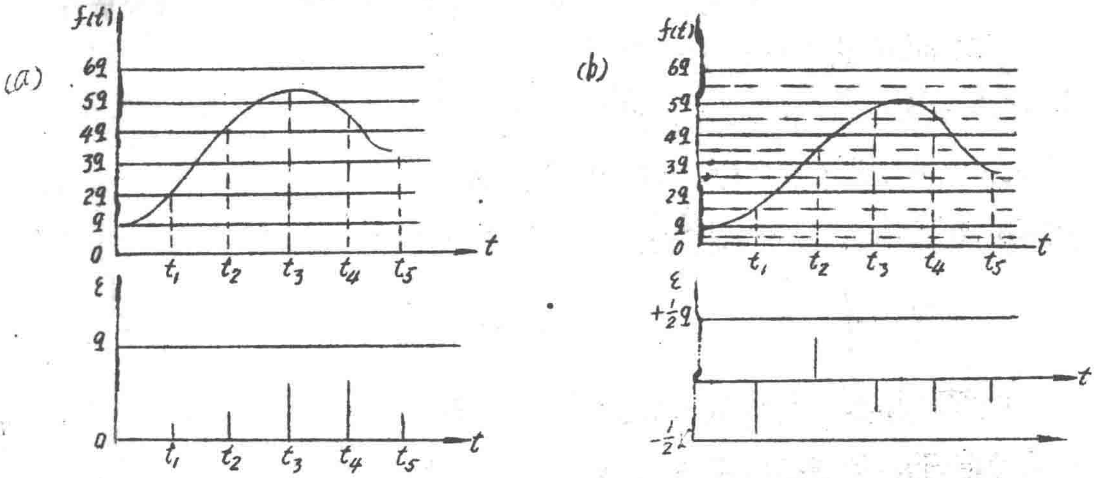
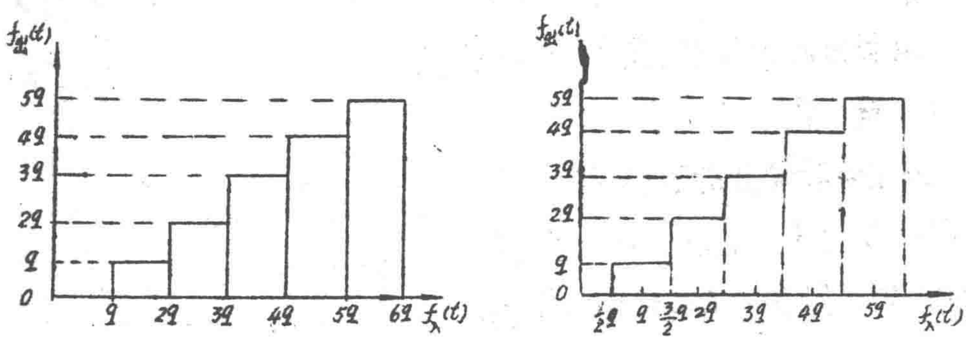


图4—4　量化误差示意图

对应于两种不同的量化，变换器的输入输出特性亦不相同如图4—5(a)(b)所示。



(a)为具有正量化误差的特性　(b)为具有正负量化误差的特性

图4—5　变换器输入输出特性

由图4—5所示，只有当连续变化的输入信号的数值正好等于量化

电平时，输出才是正确值，而当输入信号为其它数值时，输出都只是输入信号的近似值。因此从这个意义上说量化是一个非线性过程。这种由于量化而产生的误差主要是由于量化电平刻度的有限性而造成。因此量化误差显然是由于量化刻度（q）及输入信号$f_2(t)$的函数。即：

$$\varepsilon=f[(q);\ f_2(t)]$$

由于量化误差$f[(q);\ f_2(t)]$的解析式不易求到，而且不便于实际使用，因此，为了计算量化误差，通常采用均方误差。

对于具有正误差量化的变换器，可以认为量化误差ε在（$0\sim q$）范围内是以相等的概率密度分布的，如图 4—6所示。

设均方误差为σ_1^2，由概率论的方差定义得：

$$\sigma_1^2=\int_{-\infty}^{\infty}(\varepsilon-\bar{\varepsilon})^2\,p_1(\varepsilon)\,d\varepsilon \tag{4-2}$$

式中：$\bar{\varepsilon}$——为随机误差的统计平均值（即数学期望）

$$\bar{\varepsilon}=\int_0^q \varepsilon\cdot p_1(\varepsilon)\,d\varepsilon$$

$$=\int_0^q \varepsilon\cdot\frac{1}{q}\,d\varepsilon=\frac{1}{2}q$$

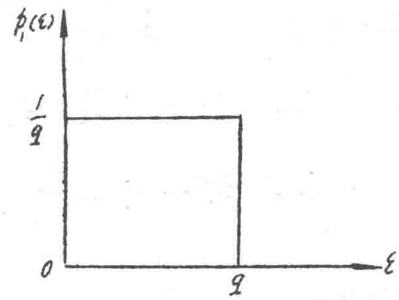


图 4—6 量化误差概率分布

代入式（4—2）得：

$$\sigma_1^2=\int_0^q(\varepsilon-\tfrac{1}{2}q)^2\cdot\frac{1}{q}\,d\varepsilon$$

$$\sigma_1^2=\int_0^q\frac{1}{q}\varepsilon^2\,d\varepsilon-\int_0^q\frac{1}{q}\varepsilon\cdot q\,d\varepsilon+\int_0^q\frac{q}{4}\cdot\frac{1}{q}\,d\varepsilon=\frac{q^2}{12} \tag{4-3}$$

则均方根误差为：

$$\sigma=\frac{q}{2\sqrt{3}} \qquad (4-4)$$

对于具有正负误差的变换器，可以认为量化误差在$\pm\frac{1}{2}q$范围内是以相等概率密度分布的。如图4—7所示。设此时的均方误差为σ_2^2，则按上式计算得：

$$\sigma_2{}^2=\int_{-\frac{q}{2}}^{\frac{q}{2}}(\varepsilon-\bar{\varepsilon})^2\cdot p_2(\varepsilon)d\varepsilon$$

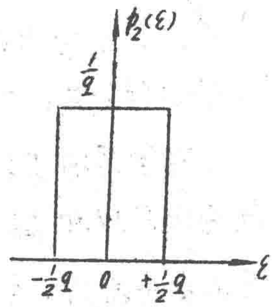


图4—7 量化误差概率分布

此时：$\bar{\varepsilon}=0$

则
$$\sigma_2{}^2=\int_{-\frac{q}{2}}^{\frac{q}{2}}\varepsilon^2\cdot\frac{1}{q}d\varepsilon=\frac{q^2}{12} \qquad (4-5)$$

故
$$\sigma_2=\frac{q}{2\sqrt{3}} \qquad (4-6)$$

从式(4—4)及式(4—6)可以看出，对于两种不同量化的变换器，其均方误差是相同的。但两种情况的统计平均误差（即概率论中的数学期望）是不同的，前一种平均误差为$\frac{q}{2}$，其最大误差为q。后一种平均误差为零，最大误差为$\frac{q}{2}$，因此从量化误差角度来看后种量化更好些。

从上述分析中可以得出如下结论：

量化误差是原理性的误差，它只能减小而无法消除，为降低变换器的量化误差应该取小的刻度单位。

描述量化误差的方法不仅仅为上述介绍的一种，有时也用到峯値

瞬时功率信号干扰比及平均功率信号干扰比等方法，由于这些方法应用不多，在此不作介绍。

㈢ 编码

经过量化的取样值，就能用一定逻辑规律变化的数码（通常为二进制数码）表示，这一过程称之为编码。

⑴什么是二进制数

在日常生活中人们习惯采用十进位计数制来表示数，在这种计数制中任何数都可以用不同的十个符号0，1，2，3，4，5，6，7，8，9表示，根据每个数字符号所处的数中位置的不同而分别表示出个十百千万等单位。但在电路中用电信号来表示十进位数就不太方便。人们在生产斗争中创造出用二进位计数制来表示数，在这种计数制中任何一个数都可用二个符号“0”和“1”表示，每个符号所处的数中位置不同而代表不同的加“权”。例如十进制数“11”可用二进制数表示为“1011”。二种表示的关系如下：

$$(1\times2^0)+(1\times2^1)+(0\times2^2)+(1\times2^3)=11$$

式中：左边为二进制数，其中2^0，2^1，2^2，2^3代表二进制数各位的加权。右边为十进制数。

⑵ 如何用电信号表示二进制数

上面已经提到二进制数中仅用二个符号“1”和“0”表示。因此可通过二个不同的状态来分别表示它，具有二种状态的电子器件或电路是较多的，如磁芯的磁化状态和触发器的导通和截止都可用来表示。通过这些器件或电路来产生有脉冲或无脉冲来表示“1”和“0”或通过高电位和低电位来表示“1”和“0”。这样二进制的数就与电信号联系起来了，以便在电路中进行传送。

用脉冲表示二进制数有三种表示形式如图4—8所示。

（a）不归零码：

此码特点是每个码元期间被脉冲全部占领。

（b）归零码：

此码特点是：每个码元期间脉冲仅占部分码元间隔。

（c）二相码：

此码特点是：在每个码元期间用电位变化

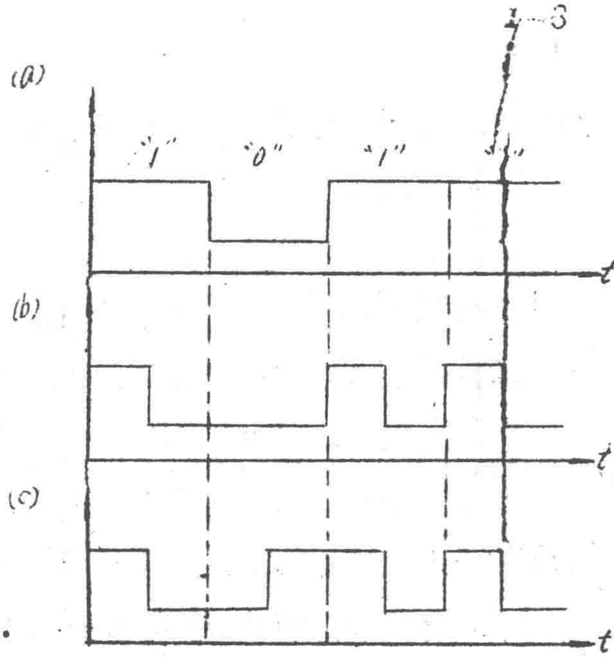


图 4—8

来表示，若为“1”就用高电位到低电位变化的脉冲表示，而“0”就用低电位到高电位变化的脉冲表示。

这三种表示形式在应用中各有其优点。现归纳为二种加以说明。

(1) 二相码：从接收设备可靠同步的观点讲，这种码是最好的，因为每个码元信号（不管二进制码是“1”还是“0”）均在每个码元期间被传送出去，这样在接收端就很方便的获取发端的码元信号而达到收发同步。

(2) 不归零码：它具有低的带宽。从平均上讲不归零码比归零码和二相码带宽要低一半。若带宽一定的话，不归零码的数据速率可提高一倍。

除了上述三种脉冲表示形式外，有时还可能用双极性脉冲来表示，在此就不作介绍了。

数字——模拟变换器从图 4—1（b）可看出，它是由二部分组成即：译码器和滤波器。

㈠ 译码器

将二进制数码通过译码网络变成在时间上离散的而幅值为量化级化的电平值，这一过程称之为译码。译码器输出的也是一个脉幅调制的信号（PAM），不过，此时的脉幅信号已存在有量化误差了。

㈡ 滤波器

将脉幅调制的信号，通过具有一定截止频率的低通滤波器滤出调制信号来，即输出原始的模拟量 S(t)。但此时已是失真的模拟量了。滤波器的截止频率为调制信号的最高频率。

§1—3 变换器分类

㈠ 数字——模拟变换器

按其工作原理来分数字——模拟变换器可分二大类：

(1) 并行数字——模拟变换器

(2) 串行数字——模拟变换器

并行数字——模拟变换器是直接将数码并行送到译码网络进行解码运算，故输出直接为模拟量，应用较方便，但对译码网络中的各个电器元件精度要求较高，不然会造成较大的误差。

串行数字——模拟变换器最后得到的是与数码成比例的脉冲串输出，要变成模拟量还得采用转换设备如步进电机等方法，故实行起来要复杂些。

根据应用场合不同，二种形式都有采用。

㈡ 模拟——数字变换器

按其工作原理来分模拟——数字变换器可分三大类

(1) 计数型模拟——数字变换器。其下又分调时式和调频式二种计数型模拟——数字变换器。

(2) 比较型模拟——数字变换器。其下又分同时比较式和逐步比

较式二种比较型模拟——数字变换器。

(3) 直接式模拟——数字变换器。其下又有编码管式和编码盘二种。

近几年来，随着半导体器件微型化的出现，对于大容量、高精度的遥测系统，通常采用逻辑部件组成的逐次比较型变换器(或称编码器)。虽然这种变换器速度受到限制但它的精确度较高，得到了广泛使用。计数型变换器虽然速度可以做得高些，但其精确度受到限制。对精度要求不太高的遥测系统中仍然得到应用。编码管和编码盘虽然可以直接得到脉冲编码输出，但因机械工艺要求高，构造也复什，编码盘速度还做不到高等原因，故这类变换器在遥测系统中应用较少。

第二章 数字——模拟变换器

§2-1 并行数字——模拟变换器

㈠ 实现方法

如图4—9所示，并行数字——模拟变换器是由四部分组成即：电阻译码网络、模拟开关、基准电源及数码寄存器。因每组数码是同时加到译码网络中解算，故称并行数字——模拟变换器。

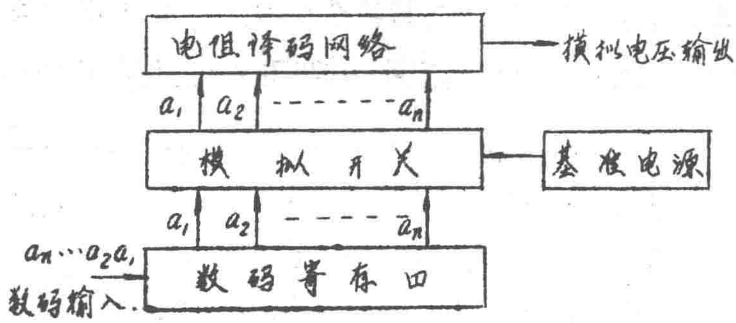


图4—9 并行数字——模拟变换器原理图

它的工作原理是这样的，假定被译的数码是由10个码元表示二进位数字量的话。首先将被译的数码都移到数码寄存器中寄存（共有10级寄存单元，通常此寄存单元都由双稳触发器构成）。然后同时加加到模拟开关上，若对应为“1”的（即有脉冲）这位数码使数码寄存器输出为高电位，并将其对应的模拟开关打开，基准电源通过此模拟开关加到对应此位的译码网络的一条支路上，若对应为“0”的（即无脉冲）这位数码都使数码寄存器输出为低电位，不能打开此位的模拟开关，基准电源就加不到译码网络上。由译码网络将各数码的“权”值转换成相应的模拟量，最后将表示数码各位的模拟量相加，

得到的总模拟量就是与数码成正比的模拟值。

并行变换器的转换速度比较快，因数码各位是同时送到变换器中的数码寄存器上，转换时间只取决于变换器中的电压或电流建立时间和求和时间，这些时间都是很短的，一般只是微秒量级。

㈡ 译码网络

⑴ 权电阻译码网络

这种译码网络如图4—10所示，这是一个将7位二进制数码转换成电压的网络，采用一个基准的恒压电压源。每一个数码码位对应一个电阻及由该位数码所控制的模拟开关（图中以开关形式表示），数码位数增加或减少其电阻及模拟门亦相应增加或减少。

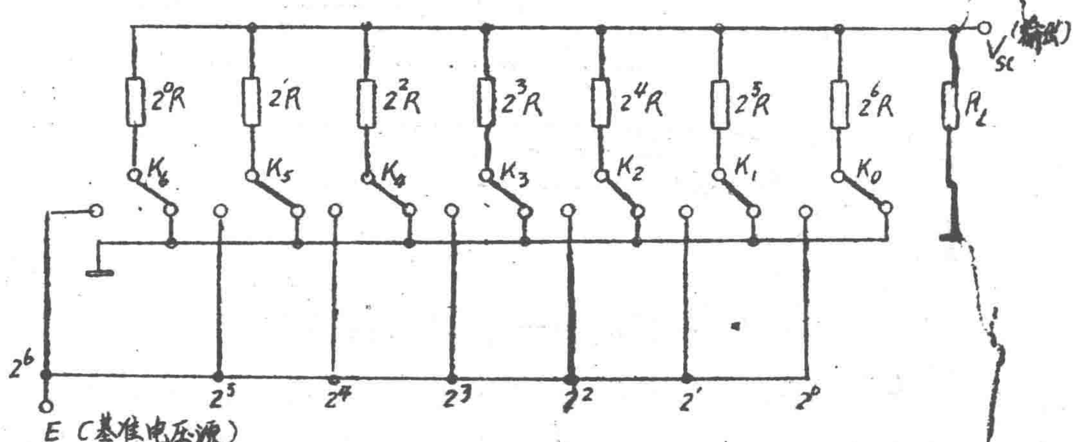


图4—10 权电阻译码网络

图中下方标出的是二进制数字量各位的"权"。从图中可以看出，每一位的电阻的阻值是与这一位的"权"相对应，"权"愈大阻值愈小，网络的电阻值也是二进制规律。由于电阻值与每一位的"权"相对应，所以称为权电阻译码网络。

现在我们来分析网络的输出电压。因为这是一个线性电阻网络，可以应用迭加原理，即我们先求得其中一个开关接基准电压而其余开关均接地时，网络的输出电压分量，然后将所有接基准电压的各开关

的输出分量相加，就可得到总的输出电压。当只有一个开关接基准电压源时网络可以简化为图 4—11 所示的形式，其中 R_1 是基准电压和输出端之间的电阻，R_2 是输出端对地的总电阻。例如，我们假定只有 K_4 接基准电压，则 $R_1=2^2R$，R_2 为其它各电阻的并联值，这时的输出电压分量用 V_{sc4} 表示，则

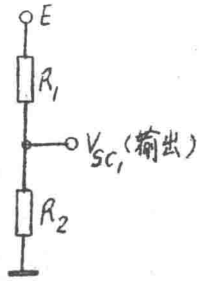


图4—11 只有一个开关接电源时网络的等效电路

$$V_{sc}=\frac{R_2}{R_1+R_2}\cdot E=\frac{\dfrac{R_2}{R_1\ R_2}}{\dfrac{R_1+R_2}{R_1\cdot R_2}}\cdot E$$

$$=\frac{\dfrac{1}{R_1}}{\dfrac{1}{R_1}+\dfrac{1}{R_2}}\cdot E=\frac{g_1}{g_1+g_2}\cdot E$$

因为并联电阻用电导计算比较方便，所以写成电导的形式。将电阻代入，得

$$V_{sc4}=\frac{\dfrac{1}{2^2R}}{\dfrac{1}{2^0R}+\dfrac{1}{2^1R}+\cdots\cdots+\dfrac{1}{2^6R}+\dfrac{1}{R_L}}\cdot E$$

$$=\frac{\dfrac{1}{2^2}}{\dfrac{1}{2^6}(2^6+2^5+\cdots\cdots+2^1+2^0)+\dfrac{R}{R_L}}\cdot E$$

$$= \frac{\frac{1}{2^2}}{\frac{1}{2^6}(2^7-1)+\frac{R}{R_L}} \cdot E = \frac{\frac{1}{2^i}}{2(1-\frac{1}{2^7})+\frac{R}{R_L}} \cdot E$$

将上式推广到一般情况，如任意一个开关用 i 表示，并且设数字量的最高一位 2^n，则开关 K_i（相应的电阻是 $2^{n-i}R$）接到基准电压上产生的输出分量是

$$V_{ovi} = \frac{\frac{1}{2^{n-i}}}{2(1-\frac{1}{2^{n+1}})+\frac{R}{R_L}} \cdot E$$

如果数字量各位的数码用 a_i（0 或 1）表示，当 $a_i = 1$ 时，表示开关 K_i 接到基准电压上，则总的输出电压是各输出分量之和，可以写成

$$V_{ov} = \sum_{i=0}^{n} \frac{\frac{a_i}{2^{n-i}}}{2(1-\frac{1}{2^{n+1}})+\frac{R}{R_L}} \cdot E \qquad (4\text{—}7)$$

当 $a_i = 0$ 时，K_i 接到地上，相应的分量 $V_{ovi} = 0$，如果 R_L 的数值很大，忽略 $\frac{R}{R_L}$ 的影响，若 $a_i = 1$，K_i 接到基准电压上，则

$$V_{ovi} \doteq \frac{\frac{1}{2^{n-i}}}{2(1-\frac{1}{2^{n+1}})} E \doteq \frac{1}{2}\frac{2^i}{2^n}(1+\frac{1}{2^{n+1}})E$$

$$\doteq \frac{2^i}{2\times 2^n} E \qquad (4\text{—}8)$$

由此可见，各输出分量是一系列二进制的电压。例如，图4—10中$n=6$，当K_6接基准电压时

$$V_{sc6} \doteq \frac{2^6}{2\times2^6}E=\frac{1}{2}E$$

而当K_5接基准电压时

$$V_{sc5} \doteq \frac{2^5}{2\times2^6}=\frac{1}{4}E$$

其余各项可以相同的方法证明，总输出电压是这些二进制电压之和。从(4—8)式可以看出，每一位最大计算误差是$\dfrac{V_{sc}}{2^{n+1}}$，位数越多误差越小。如果考虑到负载电阻R_L的影响，误差可能更大一些。最高位的输出电压最大，所以它的误差也是最大。

由(4—8)式的近似计算公式，可以写出在一般情况下的输出电压是

$$V_{sc}=\sum_{i=0}^{n}\frac{a_i 2^i}{2\times2^n}E$$

$$=\frac{E}{2^{n+1}}\sum_{i=0}^{n}a_i 2^i$$

式中$\sum_{i=0}^{n}a_i 2^i$为数字量的值，可以用一个符号N来代表，即：

$$V_{sc}=\frac{E}{2^{n+1}}\cdot N \qquad (4-9)$$

当各位数码均为1时，数字量为最大值，其模拟量输出亦为最大