

模数转换译文集

MOSHUZHUANHUAN YIWENJI

73
2
04

苏州无线电厂

模 数 转 换 译 文 集

第 一 集

苏 州 无 线 电 厂

一 九 七 五 年 九 月

目 录

XXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

一、译序.....	1
二、引论.....	2
三、第一章 ADC和连续信号的离散化.....	3
四、第二章 量化误差计算.....	13
五、第三章 ADC的基本特性.....	16
六、第四章 最常见的DC类型.....	20
七、第五章 当前ADC技术水平.....	35
八、第六章 ADC的技术特点和生产工艺.....	45
九、第七章 基本部件生产状况.....	47
十、第八章 关于提高精度和速度的问题.....	53

译 序

模数转换器(ADC)是控制计算机、数字电压表、工业生产过程的巡回检测和数据处理等数字设备的重要组成部分。它是工业控制计算机与生产过程相互联系的桥梁。二十多年来,随着数字技术和电子元件不断发展和更新,出现了各种各样的A/D转换器。为配合我厂新品试制工作,本着“洋为中用”的原则,特组织翻译了有关A/D转换技术一些材料,并分册出版。第一集主要介绍当前各种A/D转换器的技术水平及其发展趋势。第二集将介绍几种最常见的A/D转换器的设计原理、调试技术及其新的元器件的运用等内容。

由于时间仓促,水平有限,定有不少欠妥之处,恳请批评指教。

苏州无线电厂

模—数转换器

〔苏〕 Бахтиаров 和 Дикий 综述

※ ※ ※ ※ ※

引 论

数字计算和控制技术在近代工业中获得了非常广泛的应用，这是因为在信息处理时采用数字方法比采用模拟方法有显著的优点，以及由于集成电路生产工艺不断进步所致。但是，数字计算装置广泛的应用还有着一系列急待解决的科学技术问题，其中之一就是主机与外部过程或设备通讯问题，后者是指模拟量和生产过程，即由连续的时间函数所描述的过程和被测量。

在数字设备和数字计算机中，这种连续函数（模拟量）的直接传送是不可能的，因为模拟信号和数字信号的数学表达式和物理表达式然不同。为了使数学量和模拟量并行不悖所必需的处置过程，称为如所周知的模—数转换。

在数学上，这个过程是把连续函数 $u(t)$ 变换为数列 $\{u(t_n)\}$ $n=0, 1, 2, \dots$ 为固定时间瞬时，并可以分成下列两次独立运算〔1—3〕：

离散化即把连续函数 $u(t)$ 变换为连续的数列 $\{u(t_n)\}$ ；

量化即把连续的数列 $\{u(t_n)\}$ 变换为断续量 $\{u(t_n)\}$ 。

模—数转换器（俄文缩写字母为 АЦП，英文缩写字母为 ADC）是这样一种装置，它能输入模拟信号而输出数字信号，以适用于数字装置和计算机的工作〔4、5、15、17〕。

原则上，不能排除将各种物理量直接变换为数字形式的可能性，

但是由于这样变换器的复杂性，这个问题解决得不好也不是绝无仅有的。因此，应用得最广泛而且也最合理的转换方式是，首先把各种不同性质的物理信号转换为电气讯号，然后利用电压—代码变换器进而转换为数字形式。上述这种变换器称为模—数转换器。

只有在模—数转换过程中使精度和速度很少受到限制，才能充分体现用数字方法进行信息处理的优越性。

直到不久以前，ADC尚属于那些要求高精度和快速数字信息处理系统中最薄弱的环节〔5、6〕，但是，在近5-10年内，模数转换技术获得了显著进展。美国居于领先地位，约有数十家厂商（公司）在研制ADC，奠定了雄厚基础，生产了数十种至数百种各种不同精度和速度的ADC，还生产了具有统一机箱的混合型ADC。使系列化批量生产的转换器的成本显著地降低。这样，ADC已成为功能完备的独立产品，以供选购。由于在各种数字信息处理系统中运用ADC，这方面的技术人员得以显著扩充，从而，也就更扩大了转换器的使用范围，并促进工程设计转向利用数字方法。因此，ADC已变成生产过程模拟量的外部设备与数字计算机外围设备进行通讯（相连接）时越来越可靠的桥梁。

本文介绍了有关在模—数转换过程中产生的典型误差的计算方法的研究现状，ADC各项参数的当前水平及其结构技术特点和基本部件的现状，以及在解决提高精度和速度问题的一些新趋势。本文主要依据美国科技文献中发表的有关电压—代码转换器的材料而写成的。

第一章 ADC和连续信号的离散化

把随时间作连续变化的信号加以离散化作为基础，理论上可以把

它表示为加权形式〔8—10〕：

$$u(t) = \sum a_n f_n(t), \quad (1)$$

式中 a_n —— 一些系数，用以描述各间断瞬时的原始信号， f_n —— 初等函数，利用它并根据其系数可以复制信号。

在理论上和实际上均采用了许多各种不同分立系统来表示连续信号。但是，根据其离散化周期是固定的还是可变的，原则上可把它们归结为两种：一种相当于均匀离散化，另一种是自适应性的〔7〕。

最常见的离散化形式是均匀的，它以读数定理为基础，据此定理，采用信号 $u(t_n)$ 在读数点处 $t_n = n \Delta t$ 的瞬时值作为系数 a_n ，而离散周期 Δt 由下列条件选定：

$$\Delta t \leq \frac{1}{2F_m} \quad (2)$$

式中 F_m —— 初始信号频谱的最大频率。

读数定理已知表达式〔8—11〕为：

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(n \Delta t) \frac{\sin(2\pi F_m(t - n \Delta t))}{2\pi F_m(t - n \Delta t)} \quad (3)$$

对于频谱有限的信号来说，这个表达式是相同的。但是，大多数实际信号的频谱是逐渐趋向于零的。对这样的信号来说，采用均匀离散办法可能在取数时引起高频畸变〔10，11〕。出现畸变的原因既与读数序列频谱周期特性有关，又与频谱的部分频率复盖（离散频率重迭）有关。

这个误差的标准离差是由初始信号在插值滤波器 W_0 极限频带内的频谱功率所决定的，如图 1 所示，其计算公式如下：

$$D(\Delta u_B(t)) = \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) d\omega - \int_{-\omega_0}^{\omega_0} F(\omega) d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} \Delta u_B(\omega) d\omega \quad (4)$$

这个误差的最大值由下式确定〔11〕：

$$|\Delta u_B(t)| \leq \frac{D[\Delta u_B(t)]}{2\pi} |\sin \omega_0 t| \quad (5)$$

现采用两种方法来减少这个误差。其一，随着离散频率的提高，可以减小相邻频谱的频率的复盖范围；其二，在ADC之前采用通频带或低频带滤波器，以便更加清楚地限制在离散化前初始信号的频谱。有时需要引进离散化最佳频率的概念。这时该频率数值最小，在这个形式下保证了初始信号的频谱，或者附加滤波器的频率特性限制取数时引起的上述误差在允许的范围内〔12〕。

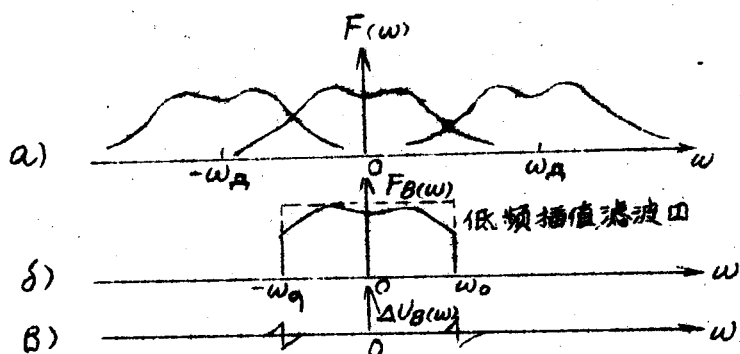


图 1. 离散过程的频率表示法

在一般情况下，离散频率的选择是由在表达式(1)中所用的函数 $f_n(t)$ 形式来确定的。

现在我们更详细地来研究一下连续信号离散运算及其在此过程中ADC的位置。

对于相当窄带信号来说，借助于ADC本身足以完成离散运算，而且这样方式与量化操作相兼容。

这样离散的基本规律是，由于完成一次变换的时间及其结束瞬时的不确定性，使得难以获得取数及其对应瞬时之间的单值关系。这可

能引起特殊的离散误差, 就其性质而言, 该误差属于动态误差, 为了评价这个误差, 引进了描述时间不确定性的一种参数, 称为孔径时间。孔径时间的涵意, 或者视为在给定测量瞬间的信号瞬时值误差, 或者视为在给定的信号瞬时值条件下进行测量的瞬时的时间误差。在离散时, 由孔径时间会表现出来幅度误差, 这是自然的。通常, 称为孔径误差, 在数值上它等于在孔径时间之内的信号增量〔13, 15〕。

在这种情况下, 孔径误差的精确数值, 可把初始信号展开为马克劳林级数的办法来确定〔17〕:

$$u(t) = u(0) + tu'(0) + \frac{t^2}{2!} u''(0) + \dots + \frac{t^k}{k!} u^{(k)}(0), \quad (6)$$

对于第 n 个读数而言, 所得出的孔径误差近似值为

$$\Delta u_a \approx u'(t_n) t_a, \quad (7)$$

式中 t_a —— 孔径时间, 在这种情况下, 它等于 ADC 的转换时间。

通常, 为了评价孔径误差而利用了检查信号 $u(t) = u_m \sin \omega t$, 其最大变化速度为

$$u'_m(t) = u_m \omega, \quad (8)$$

由此得出折算到孔径误差的最大值如下〔15, 17〕

$$\Delta u_m / u_m = \omega t_a \quad (9)$$

对于具有分辨率为 2^{-n} 的 n 位 ADC 来说, 如果取孔径误差不超过最低位数值的 $\pm \frac{1}{2}$, 那么可以得到信号频率 ω 和孔径时间 t_a 和相对误差之间的关系式:

$$\frac{1}{2^{n-1}} = \omega t_a \quad (10)$$

根据表达式(9)构成的诺模图如图 2 所示, 用以确定诸如孔径时间、相对孔径误差和信号频率之间的互相关系〔19〕。例如为了保证频率为 100KC、误差为 1% 的正弦信号的离散, ADC 转换时间应该等
~ 6 ~

于25ns，当采用这样快速的ADC时，原则上可对频谱宽度约为20MC的信号进行离散。这样一来，ADC的离散与模-数转换速度和离散周期之间无关。

对于很大一部分快速过程和信号来说，可用取数和记忆线路来解决这个问题〔14-20〕。这些线路的工作是依据《瞬时停车》原理来进行的，使得可以显著降低对ADC速度的要求，并提高转换精度。此外，模-数转换器的成本问题亦具有重要意义。ADC的价格随其速度的提高而显著的增加。因此，利用取数和记忆线路与具有较低速度ADC联合一道，竟然比采用无取数和记忆线路的快速ADC线路更有利些。对于多通道信息处理系统来说，尤其有显著裨益〔20〕。

任何取数和记忆线路的主要工作基础是选通操作，在理想情况下，可借助于使用滤波特性 δ -函数的算子来实现〔1〕：

$$u(t_n) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \delta(t-t_n) dt \quad (11)$$

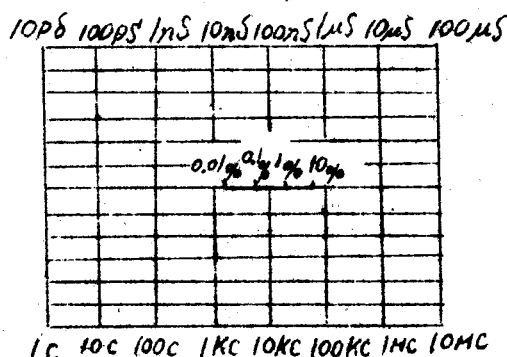


图2 确定由孔径时间引起的误差的诺模图

实际的选通是借助于选通函数（脉冲）序列来实现的，该函数与初始信号相比较，其脉冲宽度是有限的。该选通脉冲序列可有不同宽

度和各种不同参数。在一般情况下，它是利用图 3 a 所示的线路来完成的。

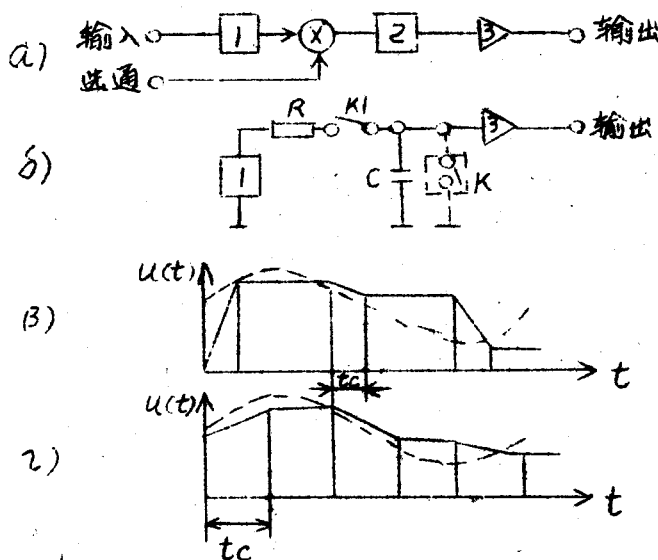


图 3. 取数和记忆线路

a—方框图； δ —矩形脉冲的等效选通线路；E—在用窄脉冲选通时的时间图；2—随动状态下时间图。

1—输入缓冲级；2—储能元件；3—输出缓冲级

最常用的选通脉冲形式是矩形脉冲，因为可以很容易地利用各种不同的开关线路和RC滤波器一道构成矩形脉冲。

矩形选通脉冲的简单等效线路如图 3. δ ，所示，而用来说明其工作的波形图示于图 3. B 和 3. E。

利用这样线路离散化可能产生下列误差形式，兹作定性说明。

§ 1. 充电不足（随动）误差。在取数状态下产生这个误差。在随动状态的某些极限情况下亦产生这个误差，如图 3. E 所示。在选通极限宽度 t_c 条件下，该误差数值与信号数值及其微分有关，还与线路前

一阶段工作情况有关。为了减小这个误差，必须选取数值 $\eta = t_c / RC \gg 1$ ，且应选取在选通结束瞬时的读数。

对于信号的直流分量来说，该线路的传递系数等于

$$K_0(\eta) = 1 - e^{-\eta} \quad (12)$$

若信号是线性变化的，则有

$$K_1(\eta) = 1 - \frac{1}{\eta} (1 - e^{-\eta}) \quad (13)$$

假如由于 $e^{-\eta}$ 确定的直流分量的充电不足误差是恒定数值，可以用使电容器在每次选通前强制放电的方法来消除，如图 3.8 虚线所示。故充电不足误差是由信号变化速度所确定的，将是限制形成初始信号被选值精度的因素之一。由变化速度为 $u'(t_n)$ 的电压充电不足引起的绝对误差等于 [23, 25]。

$$\Delta u_1 \simeq u'(t_n) RC \quad (14)$$

对于正弦检测信号而言，充电不足引起的误差的最大值等于

$$\Delta u_1 / u_m = \omega RC \quad (15)$$

事实上，这个误差是由不可避免的相移所引起的，该相移是电容器上的电压对初始信号的相移和电路基本规律所决定的。这个误差可用频率畸变来解释，由于初始信号频率变化使线路传递系数也发生变化。在包含有电容器的实际取数线路中的 RC 参数，具有物理极限，用以确定的数值大约为 $1ns$ [23]，在原则上从所允许的误差和初始信号频率的角度来说，可加以限制。

§ 2 与介质极化有关的误差。这种形式的误差是电容器上的电压当在取数状态跃变到记忆状态下的突跳情况下出现的。这种变化与电容器内介质中所发生的现象（即如所周知的介质极化现象）有关 [24, 25]。这个现象的实质是电容器的介电常数在极板电压变化的影响下使发生突变所致。这个变化具有复什的特点，而且与电容器中所使用

的介质有很大关系。为了评价和考虑起见，采用了这样参数的电容器，在决定其功率因数和耗散因数时，其中要考虑到电容器在工作状态改变时介质中的各种不同形式的损耗〔25〕。为了减小与介质极化有关的误差，尤其必须选择具有较小耗散因数的电容器。假如这种形式误差仅仅在快速输入信号中存在，那么这个可能的理由是在电容器介质中有介质吸收现象〔25〕。

§ 3. 孔径误差。在取数和记忆线路中，这种误差首先与所用模拟开关的非理想性有关，这种误差表现在开关由闭合状态过渡到打开状态（即由取数状态过渡到记忆状态）不是突变的，而是按某些函数规律变化的，其函数自变量是控制开关信号数值的。在这个过渡过程时间内，在信号数值和以孔径误差为基础的各瞬时之间存在着一种不确定性。

因此，在由取数状态过渡到记忆状态条件下，在取数和记忆线路中的模拟开关内的过渡过程时间近似等于其孔径时间。在实际的线路中，各种随机波动附加到线路中，例如，与选通脉冲后沿抖动有关的孔径时间。有必要把取数线路和记忆线路的孔径时间描写为直流分量或是表现为孔径抖动形式的随机分量〔23、25〕。

根据文献资料得知，在美国制造的较好的样机中，其取数和记忆线路具有孔径时间为 $0.1 \sim 0.3 \text{ ns}$ 〔12, 19〕。

上述介绍了取数和记忆线路中的三种误差分量，均属于动态误差，它们与最常见的形成读数机构之一有关。当快速变化的信号进行离散时，它们可能限制取数和具有电容器的记忆线路。

当连续信号在离散时，欲减小这时发生的动态误差的方法之一是在选通脉冲极限或在转换过程中利用信号的积分运算。在积分型ADC中利用了这种积分运算。因此，不仅使其总精度高，而且在其工作时

~ 10 ~

没有孔径误差。此时,信号线路地变化与变换时间无关〔17〕。在取数线路中的积分,通常是利用可选通式的运算放大器的办法实现的,而放大器是按照积分器线路接线的〔24〕。

在数学上,在利用积分运算情况下,欲减小离散化误差,可以指出,对级数表达式(6)在选通时间 t_c 的极限内进行积分,并取其读数中值。兹给出精度和常系数如下:

$$u_H(t) = u(0) + \left(\frac{t_c}{2}\right)^2 \frac{u''(0)}{3!} + \dots + \left(\frac{t_c}{2}\right)^{2k} \frac{u^{(2k)}(0)}{(2k+1)!} \quad (16)$$

在对第 n 个读数进行积分时,取数误差的近似表达式如下:

$$\Delta u_H \simeq \left(\frac{t_c}{2}\right)^2 \frac{u''(t_n)}{6} \quad (17)$$

根据几何学可知,从图 4a 可以指出,在形成读数时在选通极限范围内的积分作用,而图 4b 表明,在无积分时产生的孔径误差。

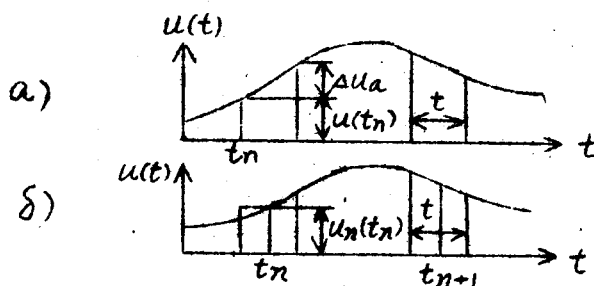


图 4 说明取数方式的曲线

a—借助 ADC 进行的; δ—在选通极限内的积分

在一般选通情况下,当采用任意波形的选通函数时,读数的形成同样具有规律性。当采用矩形脉冲选通时,具有这样区别,在离散误差组成中包含着具有非线性特性的附加分量。其中第一个分量是由于选通脉冲调宽线路变化作用(与初始信号数值有关)和选通脉冲边沿

时间等原因引起的。例如，若在这样的线路中忽略了电容器的充电不足，则孔径误差将完全决定于脉冲后沿时间。但是，这个误差将与在选通瞬时的初始信号数值有关，因此，说明了线路有非线性〔26〕。第二个分量是由于开关本身的非线性而产生的，例如，当利用不同的二极管线路作为开关时，这个分量是由开关元件的伏安特性和线路结构来确定的〔27〕。

在随机过程进行离散时产生的误差，特别是孔径误差，将是这样的随机过程，形成一些噪声，与已知的量化噪声相似。当利用具有已知相关函数的稳定的随机过程作为初始信号时，而孔径时间与其相关通讯时间相比较是很短促的。这个噪声的标准离差的近似式为

$$\varepsilon_a^2 \simeq -t_a^2 \sigma_u^2 \rho''(0), \quad (18)$$

式中 σ_u^2 —— 初始随机过程的标准离差；

$\rho''(0)$ —— 取 $t=0$ 时规格化相关函数的二次导数。

当采用 n 位 ADC 时，在量化的步距内测量这个噪声的均方根值为〔1〕：

$$E_a \simeq \frac{t_a}{2^n} \cdot \sigma_u \sqrt{-\rho''(0)} \quad (19)$$

为了便于比较起见，(19)式可改写成下列形式：

$$\frac{\sigma_u^2}{\varepsilon_a^2} = -\frac{1}{t_a^2 \rho''(0)} \quad (20)$$

它可用来根据初始信号对孔径误差的标准离差评价选通质量。

所给出的数据表明，在一般情况下的实际选通是非线性噪声变换，它主要取决于所研究的矩形脉冲的因素，也决定于实际选通脉冲的波形、所用开关的特性和与形成读数机构有关的线路特点。在这些可能的范围内，使用取数和记忆线路是无效的，离散化问题仍然是快速过

程的模-数转换技术的中心问题〔23〕。

第二章 量化误差计算

在量化过程中的误差是任何ADC的重要特性之一，该误差决定了ADC的性能和应用于各种不同技术领域中的可能性。研究和计算这些误差已有一系列的论著〔1-5, 15, 21, 92〕。

研究量化过程理论的主要成果是，确定量化噪声引起的方法误差。对于线性的转换器而言，这个误差的最大值等于最低一位的 $\pm \frac{1}{2}$ ，而随机过程工作时的标准离差等于

$$\sigma_{KP}^2 \simeq h^2/12 \quad (21)$$

式中 h ——量化步距。为了使量化噪声与初始信号无关，必须使量化步距 h 具有数值，系等于初始信号的均方根值〔28〕。

对于评价实际的转换器来说，(21)式给出的结果是不充分的，对于理想的ADC来说，其量化特性如图5.a的实践所示。所有实际的具有的量化特性，与其理想特性不同，这与不可避免的仪器误差

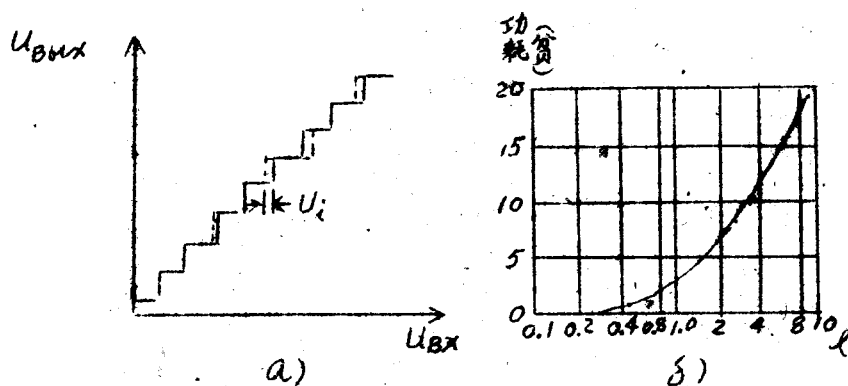


图5. 量化特性(a)和ADC动态范围的损耗曲线

后者决定与转换器的各种非理想元件、与时间、温度和电源稳定性等因素有关的参数的漂移。各种误差源和仪器误差源之总和是很大的，我们仅仅应该研究使这些误差减小到何种程度（而不是设想完全抵消这种误差）。而且，误差与其ADC的精度级别有关。当然，ADC研制者能够做到：可以补偿仪器误差个别分量的影响，从而使总误差限制在所允许的范围内。

从工作精度的观点来看，任何ADC的全面特性皆是它的实际量化特性。这个特性的意义使得可以评价在任何实际系统中的任何ADC的工作性能。但是，在使用多位ADC时，这个途径是曲折的，工作也是艰辛的。因此，为了评价实际ADC的精确的参数，有意地利用了最低限度的一些数值特性。

至少有两种原则上不同的方法来解决这个问题。

第一种方法的原理是，分析和分配形成所研究的ADC的各个元件的不同误差分量。据此，它的总误差是这些元件误差在链路中作用的代数和。在ADC元件之间误差的正确分布，最常用的判据是构成该转换器各元件有大致相同的复杂成度。当部分地或完全地利用标准组件、构件和集成线路时，必须考虑其偏离于额定值的误差、成本、工艺性和功耗等。同时控制转换器总误差不得超出给定的范围〔15、17〕。

在上述方案中，当探讨误差的分析和分布时，可用两种方式：根据最坏情况的方法和根据统计学方式。

在第一种方法中，误差是按这样方式分布的：最大可能的误差的代数和作用于同一方向，而不超过整个ADC所允许的最大误差。

在利用第二种方法（即统计学方法）时，把整个误差分成系统误差和随机误差。

系统误差 $\bar{\varepsilon}_1, \bar{\varepsilon}_2, \dots, \bar{\varepsilon}_p$ （分别由误差源1, ..., P产生的）
~ 14 ~