

术语词汇表：模数转换的规格和性能特点

Bonnie Baker

数据采集系统

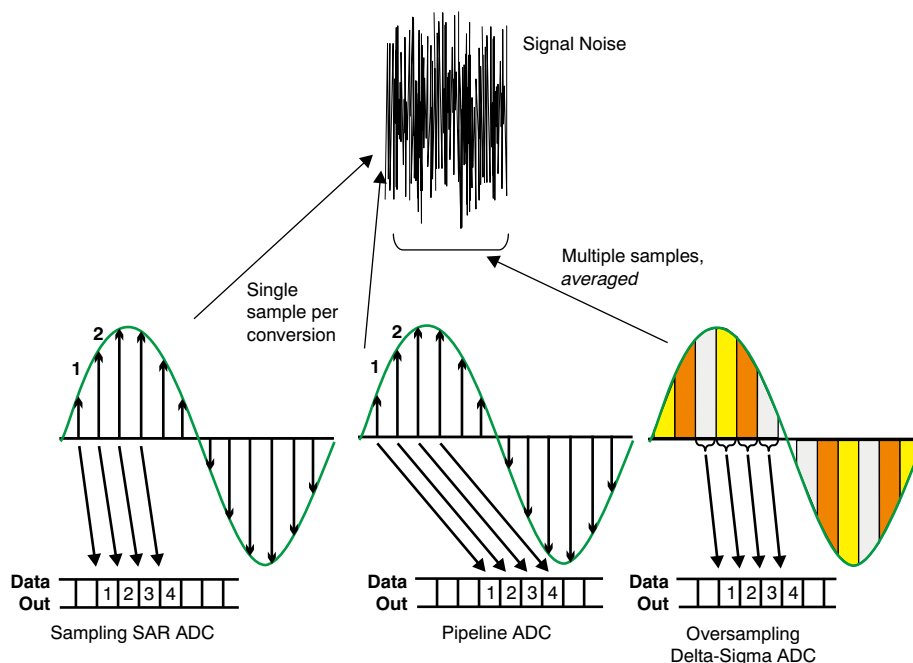
摘要

这份术语表汇总定义了TI公司Delta-Sigma ($\Delta \Sigma$)技术、逐次逼近寄存器(SAR)和流水线模数(A/D)转换器,并详细说明了它们的规格和性能特点。虽然这是一份相当详尽的文档,但如果想得到最全面的参考资料,请参阅这一特定产品的资料手册。如要下载并浏览某一特定转换器的数据手册,请访问TI公司的网站www.ti.com/。

术语表

采集时间:

参看图1,对比逐次逼近寄存器(SAR)、流水线和Delta-Sigma ($\Delta \Sigma$)转换器三者的采集时间。



参看图1,对比逐次逼近寄存器(SAR)、流水线和Delta-Sigma ($\Delta \Sigma$)转换器三者的采集时间。

• 采集时间, Delta-Sigma模数转换器

Delta-Sigma ($\Delta \Sigma$)数模转换器对每一转换结果进行多次平均取样。转换器的采样过程通常采用有限冲击响应(FIR)或者无限冲击响应(IIR)数字滤波的方式。因此,它的采样时间和SAR或者流水线转换器相比要长,因为后者每次转换只对信号进行一次采样。图1展示了SAR,流水线和 $\Delta \Sigma$ 模数转换器三者的取样方法差异中的一种。如果用户输入一个阶跃输入信号或者在多路复用器中切换一个输出通道,转换器需要花一定时

¹是荷兰皇家飞利浦电子有限公司的商标。

SPI 是摩托罗拉公司的商标。

其它商标版权归各自的公司所有。

间，因为数字滤波器要刷新信号。如果要对信号进行“快照”或需要查看某一特定时间点的信号，则最好使用SAR模数转换器。

• 采集时间，流水线模数转换器

在使用流水线模数转换器时，先用外输入时钟的上升沿（有的是下降沿，在产品资料表单中会有说明）进行初始化。紧随着输入信号首端的跳变，转换器开始对信号进行差分运算。参看图1和图2。

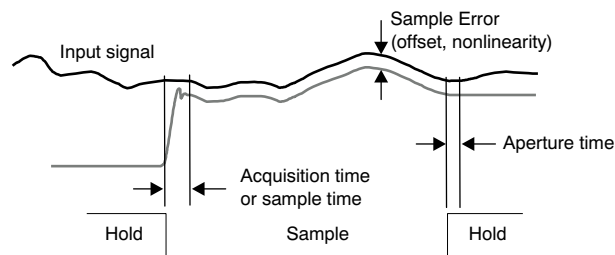


图2.采集时间（采样时间）和孔径时间

• 采集时间，SAR模数转换器

SAR转换器的采集时间是由采样运算捕获输入电压来决定的。当采样命令发出后开始计时，同时保持电容也开始充电。有的转换器会对采样管脚端做出响应并对输入信号进行采样。而其它的SAR CMOS转换器的采样启动由时钟输入与CS（片选信号）下降沿决定，CS由串行外部接口产生，即SPI™。图3举了一个时钟信号启动采样过程的例子，使用的芯片是ADS7816。图1和图2中使用的是同样的芯片

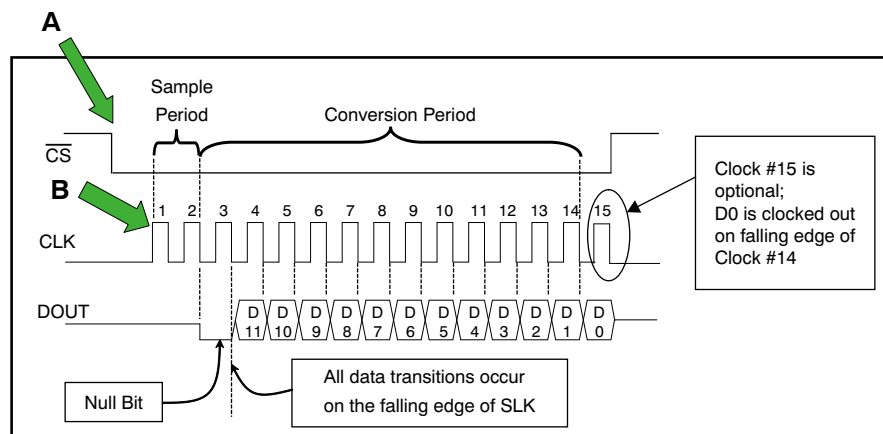


图3. 一个由时钟启动采样过程的SAR模数转换器

A 片选信号下降沿.

B 时钟信号的下降沿结束了采样阶段.

模拟输入，模拟带宽：模数转换器的输出比输入信号的频率低了3dB。

模拟输入，电容值，共模：共模模式下，模数转换器的电容值为每个信号输入管脚与地之间的容值。

模拟输入，电容值，差分输入：一个带有差分输入的模数转换器中，正级输入(A_{IN+})和负极输入(A_{IN-})之间的电容值

模拟输入，差分输入：当输入模拟的差分信号时，模数转换器的两输入端的数值可以全范围浮动，通常在一个相互平衡的状态上改变，当一个输入端电压升高，另一输入端就相应的降低。差分输入有个好处就是利用了两输入端信号的差值，提供了共模抑制。这类型的输入模式在单电源的转换器中很常见，如delta-sigma或流水线转换器差分输入有个好处就是提供了共模抑制，只需要每一管脚很小的输入电压变化，同时保留了很高的动态范围。

模拟输入，阻抗，共模：模数转换器的各个模拟信号输入管脚与地之间的阻抗。

模拟输入，阻抗，差分模式：一个带有差分输入的模数转换器中，正级输入(A_{IN+})和负极输入(A_{IN-})之间的阻抗。

模拟输入，电压范围，绝对值：模数转换器的绝对电压范围是输入电压的最大值和最小值（相对于地和模拟电源电压）。这个数值描述了输入信号的绝对输入电压范围，通常，这由正电源和负电源所提供的电压值来决定，除非输入端还存在一个电阻网络。如果有这么一个电阻网络，那么输入的绝对值就可以超过正电源和负电源提供的电压值。

模拟输入，电压范围，双极输入模式（差分模式）：一个配置了双极输入模式的模数转换器，它的输入范围由两个输入引脚确定，同时可以任意输入正的和负的模拟信号。在这种配置下，任意一个输入管脚都不会低于或超出绝对输入电压范围。（参考-[输入电压范围差分输入](#)。）

模拟输入，电压范围，满量程(FS or FSR)：转换器把输入的信号数字化为满量程的输入电压。其内部和外部所使用的参考电压决定了这个满量程电压的数值范围。确切的满量程输入电压范围会因器件不同而有所差异，更多的细节可以参考特定的模数转换器的资料单。

- 对于一个n字节的转换器，FS等于：

$$FS = (2^n) \times (\text{理论码宽})$$

- 对于delta-sigma的转换器，FSR通常用百分比的形式来描述数值的大小。例如，可以把INL的大小描述为FSR的 $\pm 0.001\%$ 。这个例子中，A/D转换器的输入范围可以是 $\pm 2.5V$ ，它的FSR为5V。

同样可以参考：[模拟输入，差分输入](#)。要了解具体型号A/D转换器的更多细节请参考资料单。

模拟输入，电压范围，拟微分模式：一个拟微分输入有两个输入管脚， A_{IN+} 和 A_{IN-} ，如图4所示。当其中一个为拟微分输入时，另一个输入管脚则为输入信号提供参考电压。第二个管脚（负电压信号输入端）只能接受一个很小范围内的电压，大约只有几百毫伏(mv)，当输入信号有一个很小的共模偏置或有小信号误差的时候，这种拟微分模式的设置就非常有用了。它能除去这类的偏置和误差，因为转换器只对正端管脚输入和负端管脚输入信号之间的差起作用。

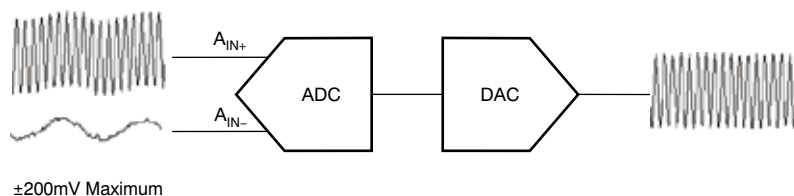


图4. A/D转换器的拟微分模式

模拟输入，电压范围，单端信号（单级和双极）：一个单端信号输入的模数转换器只有一个输入端，并且输入电压是以地为参考信号。有的单电源供电的器件对单端信号的输入范围有限制，只允许正电压的模拟输入。而有的单电源供电（或双电源供电）的器件可允许正电压信号或负电压信号输入，并且有两个输入端。参看[模拟输入，电压范围，拟微分模式](#)。

模拟输入，电压范围，差分输入：差分输入电压的范围等于同相端模拟输入(A_{IN+})与反相端模拟输入(A_{IN-})之差。有了这两个输入管脚，输入电压的范围为：

$$\text{Full-Scale} = ((A_{IN+(MAX)} - A_{IN-(MIN)}) - (A_{IN+(MIN)} - A_{IN-(MAX)}))$$

当模拟输入差分信号($A_{IN+} - A_{IN-}$)是正电压时，输出的数字信号也是正的。负电压差分模拟输入，输出负电压的数字信号。大多数的SAR和delta-sigma模数转换器都工作在相似的模式下，并且不需要共模电压。而大多数CMOS流水线的模数转换器则需要输入端有一个共模电压偏置(V_{CM})，典型值为电源电压的一半($+V_S/2$)。一个外部电源可以有两种方式驱动转换器的输入，可以是单端电压驱动，也可以是差分方式输入。看图5。

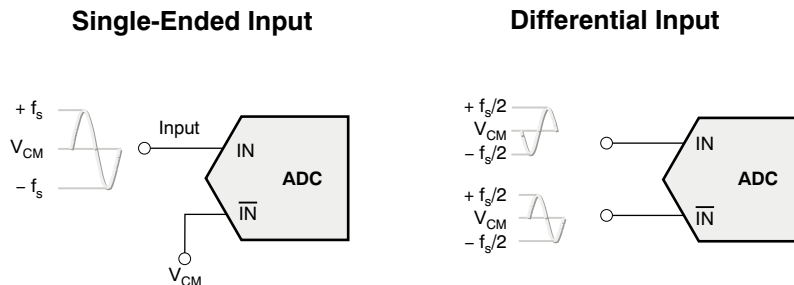


图5. 模数转换器的单端电压驱动和差分方式输入

模数转换器(ADC, A-D转换器, A/D转换器):一个A/D转换器能够把连续的信号转换成时间和幅值都是离散的数字信号。

孔径:

- **延迟-**

时间的延迟是从外输入取样命令的上升沿或下降沿（一般是50%的位置）开始，到实际对信号进行采样的这一段时间。看图2。

- **抖动-**

孔径抖动是孔径延迟在采样中随时间而产生的标准偏差。有时候孔径抖动被误认为是输入噪声。孔径抖动加上时钟脉冲抖动，会对整个转换过程的信噪比(SNR)产生影响。抖动对信噪比的影响公式为：

$$\text{SNR} = 20\log_{10}\left(\frac{1}{2\pi f t_j}\right)$$

其中:

- t_j 是时钟和孔径的抖动;
- f 是转换器的频率

孔径和时钟抖动等于:

$$t_j = \sqrt{(t_a^2 + t_c^2)}$$

其中:

- t_a 是孔径抖动的方均根值;
- t_c 是时钟抖动的方均根值

由于时钟抖动与孔径抖动没有联系而相互独立，因此这两项可以合并写为一项，写成平方和的开方(rss)。

- **不确定性-**也叫做孔径抖动。

异步采样: A/D转换器采样过程没有被锁定在某一频率或时间上，或者是应用电路的采样

噪声平均值: 在数据转换的快速傅立叶变换中，由所有的FFT二进制数据点，包括输入信号和信号的谐波，最后求平均而计算出噪声平均值。

二进制补码(BTC):在二进制补码中, 数字零(0000, 对于一个4比特的系统)和双极归零码BPZ相联系。当模拟电压达到满量程的正数最大值时候, 数值增大到它的最大正数有效值0111, 然后达到它的负数最大有效值1000, 并朝BPZ逼近, 直到数值1111 (对于一个4比特的系统), 这比BPZ小了一个最低有效位LSB (见表1)。按这张BTC字码表, 最高有效位 (MSB) 可以看成是符号位。当MSB是逻辑'0'则表示数值是正的; 当MSB是逻辑'1'则表示数值是负的。模拟信号的正最大值减去LSB就等于(0111), 模拟信号的负最大值就是(1000).更多内容请参考表1

表1. BTC字码表⁽¹⁾⁽²⁾

MNEMONIC	DIGITAL CODE	V _{TR-}	V _{CODE}	V _{TR+}
-FS	1000	—	-5.000	-4.6875
	1001	-4.6875	-4.375	-4.0625
	1010	-4.0625	-3.750	-3.4375
	1011	-3.4375	-3.125	-2.1825
1/2 -FS	1100	-2.1825	-2.500	-2.1875
	1101	-2.1875	-1.875	-1.5625
	1110	-1.5625	-1.250	-0.9375
BPZ - 1V _{LSB}	1111	-0.9375	-0.625	-0.3125
BPZ	0000	-0.3125	0.000	+0.3125
BPZ + 1V _{LSB}	0001	+0.3125	+0.625	+0.9375
	0010	+0.9375	+1.250	+1.5625
	0011	+1.5625	+1.875	+2.1875
1/2 +FS	0100	+2.1875	+2.500	+2.8125
	0101	+2.8125	+3.125	+3.4375
	0110	+3.4375	+3.750	+4.0625
+FS	0111	+4.0625	+4.375	—

⁽¹⁾ 也称为二元补码。此处为4比特系统, FSR = ±5V.

⁽²⁾ V_{TR-} = 下转换电压码元; V_{TR+} = 上转换电压码元; V_{CODE} = (码元)₁₀ × V_{LSB}; V_{TR+} = V_{CODE} + (1/2)V_{LSB}; V_{TR-} = V_{CODE} - (1/2)V_{LSB}.

双极偏移二源码(BOB):BOB码由数字零(0000, 对于一个4比特的系统)开始, 对应的是负号的最大值。随着数值的增加, 对应的模拟电压朝正最大有效值增大, 每一个最低有效位(LSB)增量为1伏, 中间经过双极零码。此时对应的数字值是1000 (见表2)。数值随着模拟输入按比例增大, 当模拟输入达到正最大有效值时数字增大到1111 (对于一个4比特的系统), 见表2。按照BOB编码, 最高有效位 (MSB) 可以看成是符号位。当MSB是逻辑'0'则表示模拟电压是负的, 当MSB是逻辑'1'则表明模拟电压大于或等于BPZ

表2. BOB字码表⁽¹⁾⁽²⁾

MNEMONIC	DIGITAL CODE	V _{TR-}	V _{CODE}	V _{TR+}
-FS	0000	—	-5.000	-4.6875
	0001	-4.6875	-4.375	-4.0625
	0010	-4.0625	-3.750	-3.4375
	0011	-3.4375	-3.125	-2.1825
1/2 -FS	0100	-2.1825	-2.500	-2.1875
	0101	-2.1875	-1.875	-1.5625
	0110	-1.5625	-1.250	-0.9375
BPZ - 1V _{LSB}	0111	-0.9375	-0.625	-0.3125
BPZ	1000	-0.3125	0.000	+0.3125
BPZ + 1V _{LSB}	1001	+0.3125	+0.625	+0.9375
	1010	+0.9375	+1.250	+1.5625
	1011	+1.5625	+1.875	+2.1875
1/2 +FS	1100	+2.1875	+2.500	+2.8125
	1101	+2.8125	+3.125	+3.4375
	1110	+3.4375	+3.750	+4.0625
+FS	1111	+4.0625	+4.375	—

⁽¹⁾ FSR = ±5V.

⁽²⁾ V_{TR-} = 下转换电压码元; V_{TR+} = 上转换电压码元; V_{CODE} = (码元)₁₀ × V_{LSB}; V_{TR+} = V_{CODE} + (1/2)V_{LSB}; V_{TR-} = V_{CODE} - (1/2)V_{LSB}.

校正:

- **背景校正法**

背景校正法是预先编好程序，在转换时不需要进一步的指令就能对预订的频率进行校正。在背景校正法中，转换器与输入信号相互断开，而在内部进行偏置校正。每一类的校正都被存储在转换器内置的寄存器中，并可以在随后的每次转换中使用。转换器的运算法则会在后来的每次转换结果中增加或减去偏置校正量，同时算法也会在每次转换中划分增益校正。

- **自校正**

接受指令后，转换器与外部输入信号断开后即开始自校正。一旦自校正开始，转换器执行一个内部偏置或者是增益校正算法，其运算法则会在后来的每次转换结果中增加或减去校正偏置量。

- **系统校正**

接受指令后，系统开始自校正，同时与外部输入信号相连接。在这个模式下，转换器可以按照两条独立的指令进行偏置校正和增益校正，包括外部输入信号。当转换器的外部输入为零的情况下，执行的是偏置校正。它的运算法则会在后来的每次转换结果中增加或减去偏置校正量。在转换器的输入为满量程值的状态下，执行的是增益校正，同时算法也会在每次转换中划分增益校正

时钟:

- **占空比**

时钟信号的占空比是时钟信号在高电平（时钟脉冲宽度）的时间与时钟周期的时间之比。占空比通常用一个百分数来表示，一个完美的方波或微分正弦波的占空比是50%。

- **抖动**

A/D转换器的时钟对采样边沿（可以是上升沿或下降沿，取决于特定的A/D转换器）进行计时，会产生标准偏差。这种时钟的不稳定性会导致转换误差，同时带来转换器噪声的增大。转换器的综合抖动包括孔径抖动和时钟抖动，公式为：

$$t_j = \sqrt{(t_a^2 + t_c^2)}$$

其中:

- t_a 是孔径抖动的均方根;
- t_c 是时钟抖动的均方根

孔径抖动和时钟抖动之间没有相互的关联，因此这两项可以合并写为一项，写成平方和的开方(rss)。通常情况下，时钟抖动的影响比A/D转换器孔径抖动影响的数倍，因此，时钟抖动决定了系统的抖动噪声源。同时时钟抖动会对转换器的中频和高频段的信噪比SNR产生影响。而孔径抖动与采样系统的时钟抖动结合起来，对转换器整个频段的信噪比SNR都会产生影响。抖动对转换器信噪比SNR产生的影响可以写为：

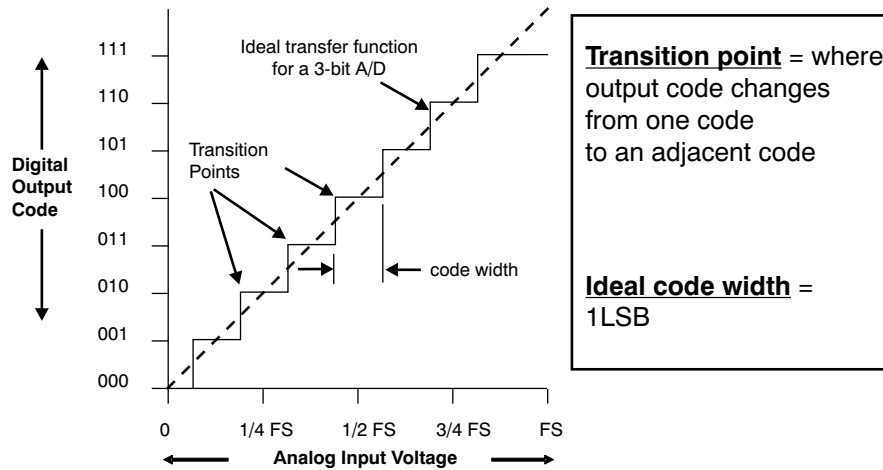
$$SNR = 20\log_{10}\left(\frac{1}{(2\pi f t_j)}\right)$$

其中

- t_j 是时钟抖动和孔径抖动;
- f 是转换器的时钟频率
- **转换速率**

在时钟信号（可以是数字信号输入或输出）超过逻辑阈值电压时，时钟信号的时间导数。

码元宽度是A/D转换器数字输出的相邻转换点电压宽度。理论上码元宽度等于一个最低有效位LSB。见图6。



注意：具有零偏移误差，零增益误差，零DNL误差和零INL误差。

图6. 单极理想传输函数

码元转换点（不确定性）：当模拟输入变化时，转换器的数字信号输出也随着变化，从一个代码跳变到另一个代码，其中的跳变点就是码元转换点。而转换器的内部噪声导致了码元转换点的不确定性，或者叫抖动，如图7所示。

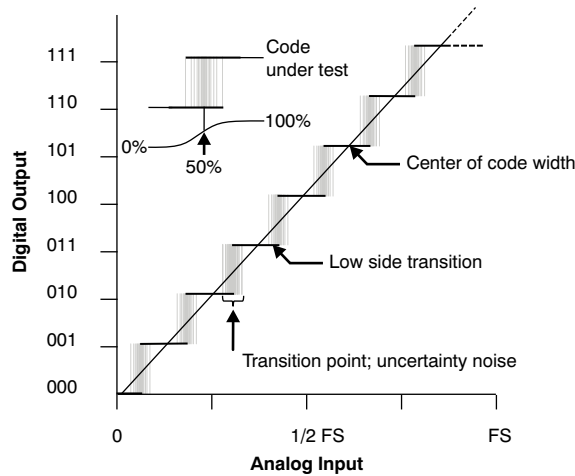


图 7. A/D 转换器的转换点噪声

相干采样：当满足以下条件时产生相干采样，即采样频率乘以数据记录中波形的整数个周期等于波形的频率乘以数据记录中的采样数，其中的波形是周期性的。换句话说，只有当满足下式的情况下才会有相干采样。

$$f_s \cdot K = f_t \cdot N$$

其中

- f_s = 采样频率
- K = 数据记录中的波形的周期数 (整数)
- f_t = 波形的频率
- N = 数据记录中的采样数

偏移二进制补码 (COB):二进制补码从数值零(0000, 对于一个4比特的系统)开始, 对应的是正数的最大值。随着数值的增加, 对应的模拟电压朝负最大有效值增大, 每次变化一个最低有效位(LSB), 中间经过双极零码。此时对应的数字值是0111 (见表3)。随着数值的增加, 模拟输入量朝负最大值变化, 当模拟输入达到负最大有效值时数字增大到1111, 见表3。和COB编码类似, 按照COB编码, 最高有效位 (MSB) 可以看成是符号位。当MSB是逻辑'1'则表示模拟电压是负的, 当MSB是逻辑'0'则表明模拟电压大于或等于BPZ。见表3

表 3. COB编码表⁽¹⁾⁽²⁾

MNEMONIC	DIGITAL CODE	V_{TR-}	V_{CODE}	V_{TR+}
-FS	1111	—	-5.000	-4.6875
	1110	-4.6875	-4.375	-4.0625
	1101	-4.0625	-3.750	-3.4375
	1100	-3.4375	-3.125	-2.1825
1/2 -FS	1011	-2.1825	-2.500	-2.1875
	1010	-2.1875	-1.875	-1.5625
	1001	-1.5625	-1.250	-0.9375
BPZ - $1V_{LSB}$	1000	-0.9375	-0.625	-0.3125
BPZ	0111	-0.3125	0.000	+0.3125
BPZ + $1V_{LSB}$	0110	+0.3125	+0.625	+0.9375
	0101	+0.9375	+1.250	+1.5625
	0100	+1.5625	+1.875	+2.1875
1/2 +FS	0011	+2.1875	+2.500	+2.8125
	0010	+2.8125	+3.125	+3.4375
	0001	+3.4375	+3.750	+4.0625
+FS	0000	+4.0625	+4.375	—

(1) FSR = $\pm 5V$.

(2) V_{TR-} = 下转换电压码元; V_{TR+} = 上转换电压码元; $V_{CODE} = (\text{码元})10 \times V_{LSB}$; $V_{TR+} = V_{CODE} + (1/2)V_{LSB}$; $V_{TR-} = V_{CODE} - (1/2)V_{LSB}$.

标准二进制补码(CSB): 标准二进制补码表正好与单级标准二进制码相反（换句话说就是补码）。CSB编码和USB编码一样，也是受单级系统的限制。当用CSB对一个数字系统进行编码时，二进制数字从数值零(0000, 对于一个4比特的系统)开始，对应的是正数的最大值。随着数字的增加，对应的模拟电压开始减小，每次变化一个 V_{LSB} ，即一个最低有效位(LSB)所对应的电压。一直减小到0V，所对应的数字是1111.CSB编码和相对应的模拟电压之间的关系可以参看表4。（在表4中，BPZ和双极归零码相类似）。

表4. CSB 编码表⁽¹⁾⁽²⁾

MNEMONIC	DIGITAL CODE	V_{TR-}	V_{CODE}	V_{TR+}
Zero	1111	—	0.000	0.3125
+1 V_{LSB}	1110	0.3125	0.625	0.9375
	1101	0.9375	1.250	1.5625
	1100	1.5625	1.875	2.1875
1/4 FSR	1011	2.1875	2.500	2.8125
	1010	2.8125	3.125	3.4375
	1001	3.4375	3.750	4.0625
1/2 FSR	1000	4.0625	4.375	4.6875
	0111	4.6875	5.000	5.3125
	0110	5.3125	5.625	5.9375
3/4 FSR	0101	5.9375	6.250	6.5625
	0100	6.5625	6.875	7.1875
	0011	7.1875	7.500	7.8125
+FS	0010	7.8125	8.125	8.4375
	0001	8.4375	8.750	9.0625
	0000	9.0625	9.375	—

(1) FSR = 10V.

(2) V_{TR-} = 下转换电压码元; V_{TR+} = 上转换电压码元; $V_{CODE} = (\text{码元})10 \times V_{LSB}$; $V_{TR+} = V_{CODE} + (1/2)V_{LSB}$; $V_{TR-} = V_{CODE} - (1/2)V_{LSB}$.

共模, DC:

- **误差-**

当转换器的两个差分输入量改变相同的数值时，其输出量的变化就是共模误差。这种情况适用于带有差分输入的转换器，比如 A_{IN+} 和 A_{IN-} 。共模误差一般用LSB来表示。

- **输入范围-**

由于转换器的外接器件所受的限制，这就决定了A/D转换器的差分输入范围，也就是共模，外接的模拟输入范围。这种情况出现在转换器的输入差分电压（ A_{IN+} 和 A_{IN-} ）相对小的时候。

- **信号-**

输入的共模信号等于 $(A_{IN+} + A_{IN-}) / 2$ ，这个数值也叫做共模电压。这种情况出现在转换器的有输入差分电压（ A_{IN+} 和 A_{IN-} ）的时候。

- **电压-**

共模电压等于两个模拟输入电压之和，再除以二。

共模抑制比(CMRR):共模抑制比是用来衡量抑制共模信号（直流或交流）跨越差分输入阶段的能力。这个比率等于输出的数字信号比上所输入的共模信号的变化量。

补码(CTC):在补码编码中，数字零是一个比模拟双极零信号稍小的模拟电压量，实际上是小了一个最低有效位(1LSB)。随着数字的增加，对应的模拟电压开始减小，直到除最高有效位以外所有的位数都变为高，变成0111(对于一个4比特的系统)。这时候，该数字值对应的是模拟信号的负最大值。下一步要继续增大数字值，只能把最高有效位MSB变为逻辑'1'，而其它比特位则为逻辑'0'(1000);这个数字值代表了模拟信号的正数最大值。当数字值继续增大时，所对应的模拟电压值开始下降，一直到BPZ.表5画出了模拟量和数字量之间的关系。按照CTC编码，最高有效位（MSB）可以看成是符号位。当MSB是逻辑'0'则表示模拟电压是负的，逻辑'1'则表明模拟电压是正的。

表 5. CTC 编码表⁽¹⁾⁽²⁾

MNEMONIC	DIGITAL CODE	V_{TR-}	V_{CODE}	V_{TR+}
-FS	0111	—	-5.000	-4.6875
	0110	-4.6875	-4.375	-4.0625
	0101	-4.0625	-3.750	-3.4375
	0100	-3.4375	-3.125	-2.1825
1/2 -FS	0011	-2.1825	-2.500	-2.1875
	0010	-2.1875	-1.875	-1.5625
	0001	-1.5625	-1.250	-0.9375
BPZ - 1 V_{LSB}	0000	-0.9375	-0.625	-0.3125
BPZ	1111	-0.3125	0.000	+0.3125
BPZ + 1 V_{LSB}	1110	+0.3125	+0.625	+0.9375
	1101	+0.9375	+1.250	+1.5625
	1100	+1.5625	+1.875	+2.1875
1/2 +FS	1011	+2.1875	+2.500	+2.8125
	1010	+2.8125	+3.125	+3.4375
	1001	+3.4375	+3.750	+4.0625
+FS	1000	+4.0625	+4.375	—

(1) FSR = $\pm 5V$.

(2) V_{TR-} = 下转换电压码元; V_{TR+} = 上转换电压码元; V_{CODE} = (码元) $10 \times V_{LSB}$, $V_{TR+} = V_{CODE} + (1/2)V_{LSB}$; $V_{TR-} = V_{CODE} - (1/2)V_{LSB}$.

转换周期: 一个转换周期是离散的模数转换过程，包括把模拟输入转换为数字输出的过程。举个例子，如过使用的是SAR逐次逼近转换器，转换过程是在采样结束之后才开始。对于delta-sigma转换器，转换周期涉及到tDATA（即输出每个数据之间所需要的时间）。因此，几个调制器的tDATA时间决定了delta-sigma转换器的数字输出。

最大转换速率: 在指定的工作模式内器件最大的采样速率。所有的参数都在这个最大转换速率下进行测试，如果不是则会特殊说明（请参考[采样率](#)）

最小转换速率: 最小转换速率是在指定的工作条件下，A/D转换器最小的采样速率。

转换速率: 转换器输出转换字长的频率（请参考[采样率](#)）。

转换速度: 请参考[采样率](#)。

转换时间: 对信号进行采样后，SAR逐次逼近转换器或流水线转换器完成一次转换过程所需的时间就是转换时间。这里的转换时间不包括采集时间和多路复用器的开关设置时间。一会器件的转换时间要小于它的吞吐量时间。

串扰: 这个概念用来衡量一个信号对临近信号的干扰程度。数模转换过程中，串扰是一种有害的信号耦合现象，它发生在多通道的A/D转换器中，从一个未使用的信道干扰另一个使用中的信道。这种有害干扰是由信道对临近信道电容耦合或者电阻耦合引起的，在数字信号输出端表现为噪声。

截止频率: 低通模拟信号或数字滤波器的截止频率($f_{\text{CUT-OFF}}$)一般定义在Butterworth和Bessel滤波器的-3dB点上，或者是Chebyshev滤波器的误差带边缘上。见[图8](#)。

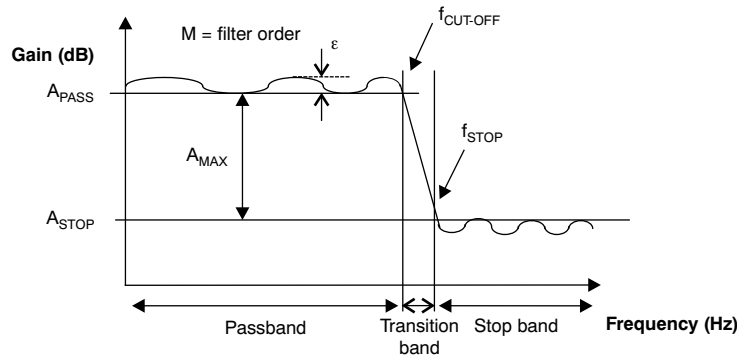


图 8. 模拟和数字滤波器设计的关键参数

数据速率或数据输出速率: 在这个频率上转换器能够正常进行转换并输出数据。对于SAR逐次逼近转换器，它的数据输出速率等于采样速率，即 f_s 。而对于delta-sigma转换器，数据输出速率等于调制器的频率(f_{MOD})除以抽样率。

数据有效时间: 它由A/D转换器的时钟周期来决定，从第一个数据有效的时钟脉冲过度点到下一个数据无效的时钟脉冲过度点，中间这段时间就是数据有效时间。

分贝(dB): 分贝是一个对数坐标的单位，用来衡量两个数值的比；测量其中的一个数值，另一个作为参考量。这个比率可以用来衡量功率、声压、电压或者强度。

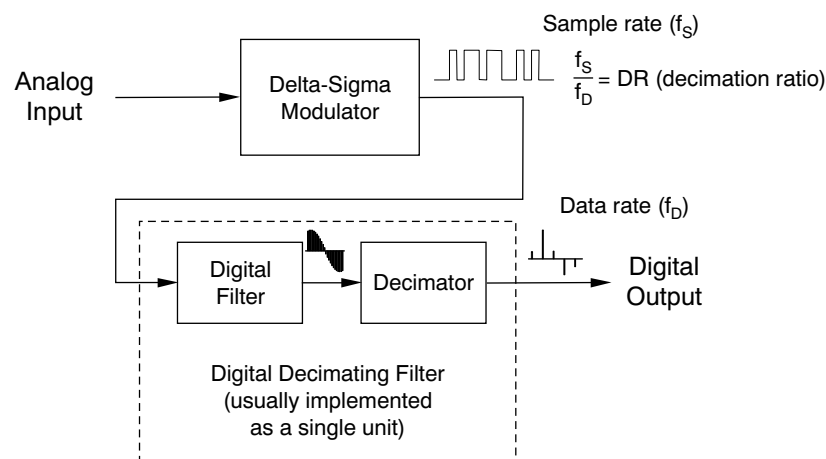
dBFS: dBFS是用于表征输入的分贝大小的单位

dBc: 用来表示载波的强度大小，或者指低于载波强度大小的数值。比如，一个杂散信号或噪声的强度小于-40dBc，这说明杂散信号或噪声的强度至少比该载波信号

dBm: dBm 表示每1mv测量的信号电压所对应的信号分贝强度

抽样率: delta-sigma调制器的采样输出速率和delta-sigma转换器的数据输出速率的比值就是抽样率。抽样滤波器是一个用来抽样或过滤信号的模块。抽样比率决定了调制器的数据采样的数量，再把调制结果加起来平均，最后得出结果。高的抽样率会选取更多的数据进行综合平均，因此得出的结果中噪声更小

Delta-Sigma转换器($\Delta\Sigma$): Delta-Sigma转换器是个一比特（或多比特）的采样系统（见图9）。在这个系统中，多比特数据被连续地送到一个数字滤波器，在那里进行数学运算。这个图表显示了一个FIR（有限冲击响应）滤波器。另一种可选择的滤波器是IIR（无限冲击响应）滤波器。请参考[数字滤波器](#)。



注意：delta-sigma转换器的模拟部分看成这样的一个模型，即一个可选的输入可编程增益放大器，后面再接一个电荷平衡的A/D转换器。delta-sigma转换器的数字部分看成一个低通数字滤波器后面接上一个数字抽样滤波器。

图9.一个Delta-Sigma A/D转换器的方框图

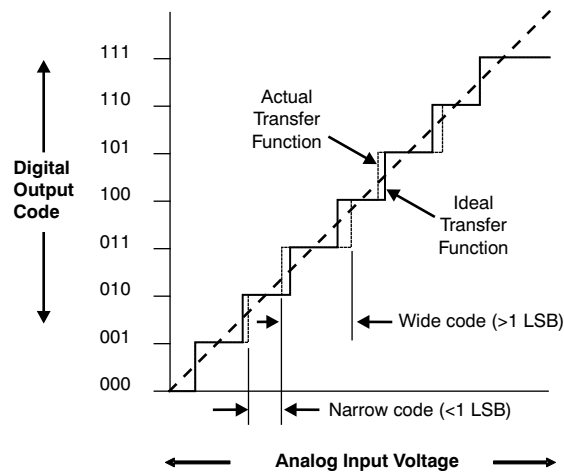
差分增益: 见[增益](#)。

差分增益误差: 见[增益误差](#)

差分相位误差: 重构后的输出信号与输入信号之间的相位差

差分非线性度(DNL): 一个理想的A/D转换器的信号输出以模拟输入为模板，并且最高分辨率为1LSB($1LSB = V_{FS} / 2^n$).DNL是码元宽度与理想1LSB码宽的差值。当一个DNL误差小于-1LSB时就会造成输入码丢失。

DNL在图像处理、闭环和视频应用软件中是一个关键参数。在近似直流的模拟输入电压测量中，可以把DNL看成一个直流参数。其它的直流量参数包括偏置误差、增益误差、INL、未调整的总误差(TUE)和过渡误差。在图10中，理想传输函数用实线表示，DNL用虚线表示。



注意：DNL是理想码元宽度和测量码元宽度之间的差异值。

图10. 差分非线性度

数字滤波器：数字滤波器使用集成片上系统对采样的输入信号进行数学计算。在delta-sigma转换器中，片上系统的数学函数采用的是专门的算法。数字滤波器的工作原理是通过中间过渡信号进行数字化的数学运算，这个过程和模拟滤波器不一样，模拟滤波器是完全依靠电子元件（比如电阻、电容、晶体管等等）组成的网络的物理特性来达到预期的滤波效果，并且只能工作在模拟电路领域。

数字滤波器，有限冲击响应(FIR)滤波器：有限冲击响应(FIR)滤波器是一类数字滤波器。之所以称为有限是因为脉冲在它上面激起的响应最后都衰减为零。这种响应和无限冲击响应(IIR)不同，它的内部有反馈回路，因此可以无限地响应下去。有限冲击响应(FIR)滤波器有几个很有用的特点，它可以保持在稳定状态，这是因为它所有的极点都位于原点上，也就都在单位圆内，这就保证了它的稳定性。FIR滤波器是一个线性相位或者相位超前90度的线性数字滤波器。滑动平均滤波器就是一个结构非常简单的FIR滤波器。

数字滤波器，无限冲击响应(IIR)滤波器：一个脉冲输入无限冲击响应(IIR)滤波器会形成无限长时间的非零响应。这个特点和有限冲击响应(FIR)滤波器很不同，它只是形成了固定时间长度的脉冲响应。模拟滤波器可以有效地实现IIR滤波器的功能。

数据接口，SPI™：串行外设接口，即SPI，是一个三线或是四线的接口。通过这个接口，A/D转换器可以典型地设置为从器件。结合SPI接口，A/D转换器可以通过主/从器件关系和外界进行通信，其中主器件可以构筑整个数框架。当主器件产生一个时钟脉冲信号并选中其中的一个从器件时，数据就可以在二者之间输入或输出，或者同时进行双向输送。

SPI指定了四个信号：时钟信号(SCLK);主器件数据输出，从器件数据输入(MOSI);主器件数据输入，从器件数据输出(MISO);从器件选择信号(SS)。时钟信号(SCLK)是由主器件产生，并且发送给所有的从器件。从器件数据输入(MOSI)是主器件发送给从器件的数据信号，从器件数据输出(MISO)则是从器件返回主器件的信号。当主器件给某个从器件发送片选CS信号时，该从器件就被选中。由于缺乏内置的器件地址编码，当存在超过一个数量的从器件的时候，SPI比I²C™方式需要更多的操做步骤和更多的硬件资源。但是在点对点（一个主器件，一个从器件）的工作方式下，SPI比I²C™方式要显得更有效更直接，而且SPI可以达到更高的数据传输速率。

数据接口, I²C™: I²C是一个双线(SDA and SCL)的飞利浦Philips标准接口方式, 它是一个可以双向数据传输的8比特串行总线。I²C的传输速率可达100kbit/s, 400kbit/s或者是3.4Mbit/s.接入网络的器件是可寻址的, 并且地址唯一。这个接口协议具有冲突检测系统, 当线上有两个或更多主器件的时候, 能够做出判定并防止数据冲突。

动态范围: 从最大信号输入速率到最小信号输入速率之间的范围。动态范围可以用SFDR或SNR来衡量。这个关键的参数决定了模拟信号的最大和最小可探测范围。

动态特性: 这些是产品的数据资料说明, 用于描述在交流信号输入的情况下A/D转换器的特性。这些特性包括: [信噪比\(SNR\)](#), [信噪比加上失真\(SINAD或者SNR+D\)](#), [有效比特数\(ENOB\)](#), [总的谐波失真\(THD\)](#), [无杂波动态范围\(SFDR\)](#), [互调失真\(IMD\)](#)和[全功率带宽\(FPBW\)](#)。见图11。

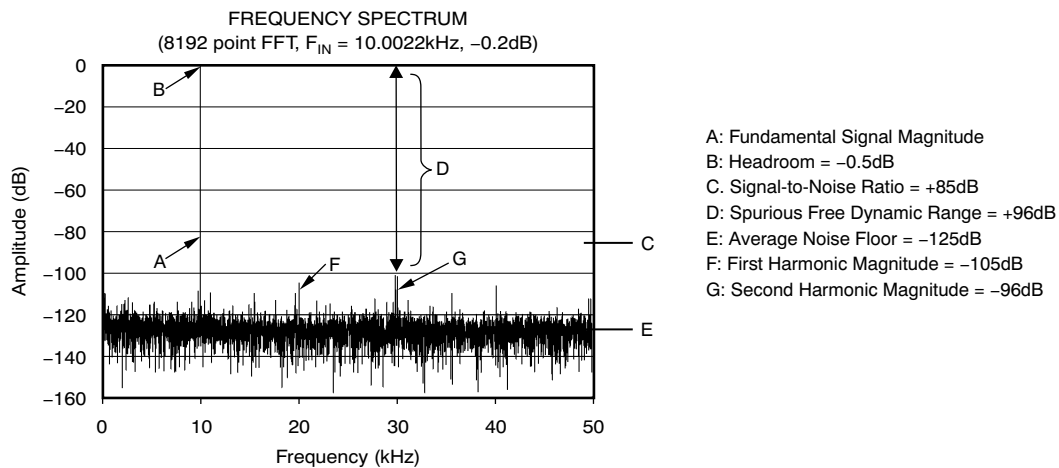


图11. 动态特性 (FFT点图)

有效比特数(ENOB):ENOB是个关键的性能参数, 尤其在数字振荡/波形记录仪中, 同样还应用在图像处理, 雷达, 声纳, 光谱分析和电信领域中。这个关键参数通常描述的是A/D转换器的动态范围。同样参考[动态特性](#)。

• **有效比特数与SINAD—**

衡量信噪比加上失真(SINAD)大小的单位是dB, 衡量ENOBs的单位是比特bits。SINAD转换为ENOB的公式如下所示:

$$ENOB = \frac{(SINAD - 1.76)}{6.02}$$

有效比特数与Delta-Sigma转换器的信噪比SNR—

这个数值定义了delta-sigma A/D转换器的可用有效比特。ENOB的大小由一个固定大小, 已知的模拟直流电压输入量, 再通过几次变换计算出标准偏差得到。从器件上读出的参数可以计算出ENOB, 其计算公式等于:

$$ENOB = n - \log_2(\sigma)$$

其中:

- σ = 数据的标准偏差
- n = 转换器的比特位数

如果2.72比特标准（工业标准，振幅因子等于3.3）是由比特均方根简化而来，所得结果的单位是峰峰值比特数。信号的噪声电压峰峰值(VPP)等于噪声电压均方根*2*CF。噪声峰峰值比特数等于噪声的比特均方根值- BCF[见表6]。从所选的CF（振幅因子）就可以得出超过峰峰值限制的可能性概率。表6总结了振幅因子，简化的均方根比特数和超出峰值限制的噪声百分数三者的关系。

表 6. 振幅因子，数字振幅因子和发生概率的关系

Crest Factor (CF)	Crest Factor in Bits (BCF, bits)	Percentage of Occurrences ⁽¹⁾
2.6	-2.38	1%
3.3	-2.72	0.1% (Industry-standard; accepted values)
3.9	-2.94	0.01%
4.4	-3.13	0.001%
4.9	-3.29	0.0001%

(1) 超过峰峰值限制的事件概率

有效分辨率：在衡量输入信号噪声的时候，有效分辨率描述了A/D转换器的有效比特数，等于有效比特数(ENOB)。它们的单位是伏特或比特。通常这和产品数据资料表上写的实际分辨率不同。实际分辨率只是转换器输出器件的可用比特位数，而不考虑这些比特位是否有噪声。有两个不同的单位可以用来表示有效分辨率，其中比特数均方根是用来表示输出数据的。在直流输入信号的情况下，有效分辨率描述了达到70.1%的转换重复率的概率。与比特数均方根不同的是，电压均方根(V_{RMS} 或 V_{rms})是用来表示输入电压的。请参考有效比特数。

有效分辨率带宽：在信噪比SNR降到输入满量程幅值的3dB的这个点上，转换器所能接受的最高输入频率就是有效分辨率带宽。

下降沿时间：一个信号从90%幅值下降到10%幅值所需的时间。

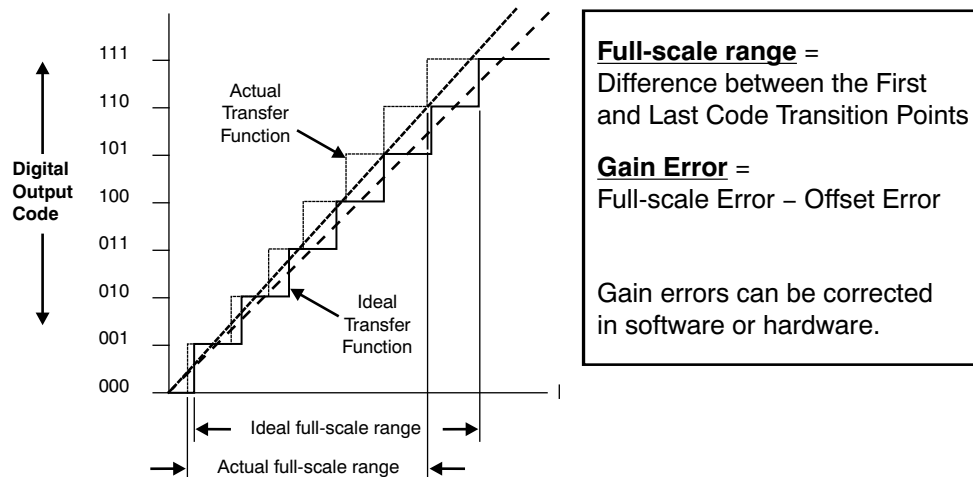
四次谐波(HD4)：指的是基频波的4倍频率的信号。

满量程带宽(FPBW)：在这个频率点上，A/D转换器重构后的输出信号幅值比输入信号的满量程幅值小3dB。其它的动态或交流参数包括：信噪比(SNR)，信噪比加上失真(SINAD或者SNR+D)，有效比特数(ENOB),总的谐波失真(THD),无杂波动态范围(SFDR)和互调失真(IMD)。见动态参数。

满量程范围(FS or FSR)：见模拟输入, 电压范围, 满量程范围 (FS or FSR)。

增益：输入值所放大的倍数，这里不考虑偏置误差。

增益误差（满量程误差）：理想化的斜率（从零值到满量程范围）与实际所得的斜率（测量的零值到满量程范围）之间的偏差就是增益误差，对于差分输入的A/D转换器，满量程范围也包括负区间的满量程。其中的误差计算不包括偏置误差。增益误差是个直流量的参数，用的是近直流的模拟输入电压来测量。其它的关键直流参数包括偏置误差，DNL,INL和过渡噪声。见图12



注意：增益误差是理想增益曲线（实线）与实际测量增益曲线（虚线）之间的差异值，其中不考虑偏置误差。

图12. 增益误差

增益的温度漂移特性：增益的温度漂移特性是用来表征温度从 T_{MIN} 变化到 T_{MAX} 期间增益的改变情况。它等于整个温度变化区间内增益的最大改变量除以 $(T_{MAX} - T_{MIN})$ 。这个参数的单位是每百万分之一每摄氏度(ppm / °C)。

群时延：群时延是总相移的变化量与角速度的比率，或者表示为 $\delta \Phi / \delta \omega$ ，其中 Φ 是总的相移，单位是弧度， ω 是角速度，单位是弧度每秒(ω 等于 $2\pi f$)，其中 f 是频率（如果群时延以秒为单位，则 f 的单位是赫兹）。在delta-sigma转换器中，群时延是由于数字滤波器造成的。

谐波失真：输入信号均方根与噪声谐波的均方根值之间的比率就是谐波失真。一般输入信号的数量级比满量程最大值小0.5dB到1dB，这是为了避免消顶失真。当输入信号比满量程最大值小很多的时候，其它失真开始称为主导因素，最后造成信号的微分非线性。要测定一个器件的直流线性度的时候，就输入一个单频信号衡量其谐波失真。它的大小用输入信号满量程范围dBFS或dB表示，或者是输入信号幅值大小dBc表示。（见[二次谐波-HD2](#)，[三次谐波-HD3](#)和[四次谐波-HD4](#)）

I²C接口协议见 [数字接口](#), I²C.

理想码元宽度(q):理想的满量程输入电压范围除以二进制编码的总数。其总数等于：

$$q = \frac{FS}{2^n}$$

其中，

- 所有的编码数 = 2^n ;
- n = 比特数;
- FS = 满量程范围

理想A/D转换器的传输函数：把模拟电压刻画为 n 个bit的数字信号，其中不考虑偏置误差、增益误差、线性度误差。见[图6](#)。

闲音：闲音噪声是由delta-sigma A/D转换器中的调制器与数字滤波器之间的相互作用引起的。它有两个来源，其中一个是在内的，来自于被测量的电压，比如调制器的输出重复工作在一种模式，而这种模式恰好

是数字滤波器无法滤除的。这种模式会发生在0V，一半的满量程FSR电压，四分之三的满量程FSR电压，等等。第二个闲音噪声的来源是测量过程中采样的截止频率。这个采样频率产生的数字编码模式恰好足够低，在通带之内。也就是说，闲音可以看作转换器输出的一特定频率，由多个直流输入转换形成一固定的数据信号。已有获专利的技术可以用于降低闲音噪声带来的影响。

输入范围(FS or FSR):A/D转换器输入信号峰峰值的大小范围。

积分非线性(INL, 也叫做相对精度误差):积分非线性是从一个传输点到相对应的理想传输曲线的最大偏差距离，不考虑偏置误差和增益误差。这个参数对最佳传输函数或端点传输函数有一定参考意义。在测量同一个器件时候，最佳积分非线性误差仅是端点测量法误差的一般。最佳传输函数可由最小二乘法计算得到。这是一个直流量的参数，测量的是近直流的模拟输入电压。它的单位为LSB。积分非线性在图像处理应用上是一个非常关键的参数，其它重要的直流参数包括偏置误差，Gain, TUE, DNL和过渡噪声。见图13。

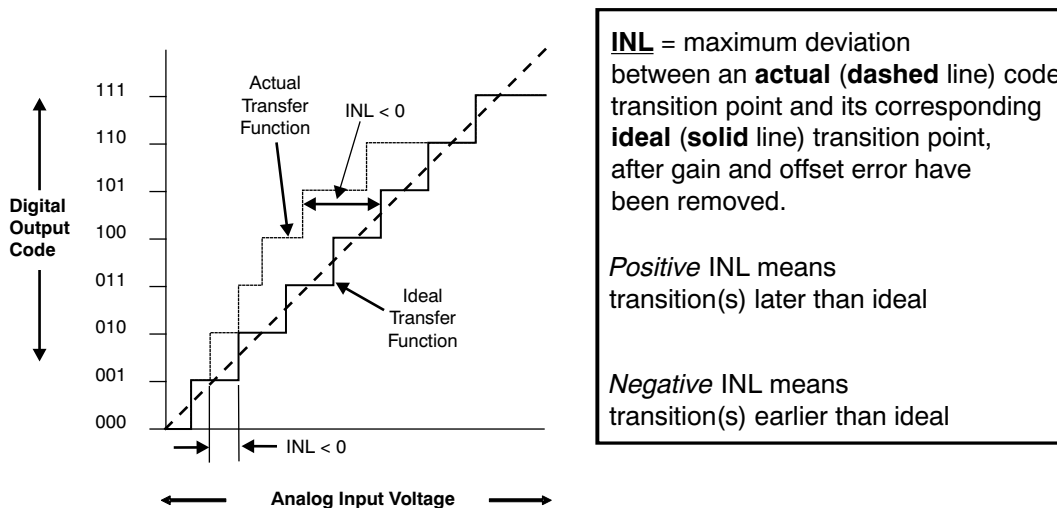


图13. 积分非线性误差

互调失真(IMD):当两个正弦信号同时加在输入端的时候，A/D转换器会产生新的频谱噪声。互调失真等于互调分量的功率与原信号的总功率的比值。它的单位是dBc(当用的是绝对功率做参考的时候)，或者是dBFS（当用满量程范围做参考的时候）。两个频率的互调失真或IMD3，是基波（频率在 f_1 或 f_2 ）的功率与影响最大的频谱成分（频率在 $2f_1 - f_2$ 或 $2f_2 - f_1$ ）的功率的比值。IMD3的单位是dBc（载波的单位是dB），这是在用基波的绝对功率做参考的时候，如果用基波的满量程范围做参考，单位就是dBFS（满量程范围的单位是dB）。

IMD是一个关键的参数，被应用在雷达、声纳、扩频通信、电信和宽带数字接收器等领域。其它的动态或直流参数包括信噪比（SNR），信噪比加上失真(SINAD或者SNR+D)，有效比特数(ENOB),总的谐波失真(THD),无杂波动态范围(SFDR)和全功率带宽(FPBW)。

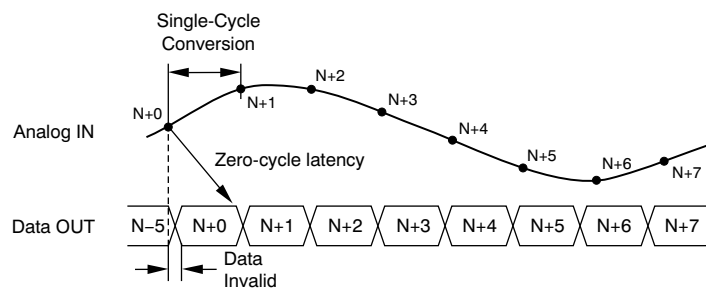
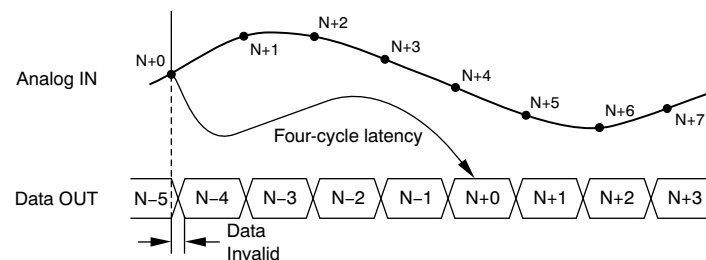
内部缓冲器: 如果A/D转换器有一个输入缓冲器作为它的输入，它的输入阻抗就可以变得很高，这就可以隔绝转换器外部输入信号造成的采样效应的影响，同时提高输入阻抗。

抖动: 见 孔径抖动和时钟频率抖动。

大信号: 大信号是指一个信号的幅度峰峰值占到A/D转换器模拟信号满量程范围的90%以上。

时延：

周期时延：对于A/D转换器，周期时延等于输入信号转换的起始点到下一个信号转换的起始点之间的完整数据周期数。它的单位是(n)周期，其中n是整数。图14画出了两种不同时延的示意图。图14A画的是一个A/D转换器的零时延时间示意图；图14B画的是A/D转换器的4周期时延时间示意图。一个拥有零时延的A/D转换器可以看成具有单周期完成或者单周期转换数据的能力

A. Zero-cycle Latency

B. Four-cycle Latency


注意：对于零周期时延(A)，采样周期是从N+0个周期开始，并且第N+0个数据的输出是在第N+1个采样周期开始之前。在4周期时延中(B)，采样周期是从N+0个周期开始，而第N+0个数据的输出是在4个周期之后。

图14. A/D转换器的输入输出特性
(A)零周期时延 与 (B) 4周期时延

时延时间：时延时间是指转换一个理想的阶跃输入信号，加上误差，到输出最后数字信号所需的时间。这个误差带可以看成事先定义的输出电压总阶数的一个百分比。转换时延是从输入信号的获得开始算起，到下一个信号转换的开始为止，中间的这段时间就是转换时延。与周期时延相比，转换时延（或稳定时间）从不会等于零。

延迟时间，Delta-Sigma 转换器：对于delta-sigma A/D转换器，延迟时间更难确定，因为delta-sigma A/D转换器并不是在某一时刻输入一个信号，它就相应地输出一个编码。 $\Delta \Sigma$ 转换器的输出编码是一段时间内对输入信号的滤波和平均，这段时间就等于转换器的采样时间。因此，我们测量一个delta-sigma A/D转换器的延迟时间的时候，起始时间从采样周期的初始点开始，终止时间就是到获得数据的那一刻。实际上也可以把接收数据所需的时间也算进延迟时间中去，因为delta-sigma A/D转换器总是有几个串行接口。对于音频转换器，这种额外的延迟时间影响非常大，甚至是采样时间的好几十倍。对于采样sinc滤波器的低速工业转换器，延迟时间通常只有几个调制周期。对于delta-sigma A/D转换器，所使用的滤波器总是带有群时延，所以就没必要刻意区分群时延和延迟时间了。delta-sigma A/D转换器的延迟时间也常叫做稳定时间。

延迟时间, 逐次逼近SAR滤波器: 对于一个逐次逼近SAR滤波器, 延迟通常都很短; 所需的时间是整个连续逼近模拟信号的过程, 转换后的数据通常可以马上使用。这个过程基本上就等于转换所需的时间, 其中不包括采样时间。对于SAR转换器, 通常都在前端外接一个连续时间的模拟滤波器, 这种情况下可以用群时延更好地评估延时特性, 因为这里的延迟时间一般是频率相关的。

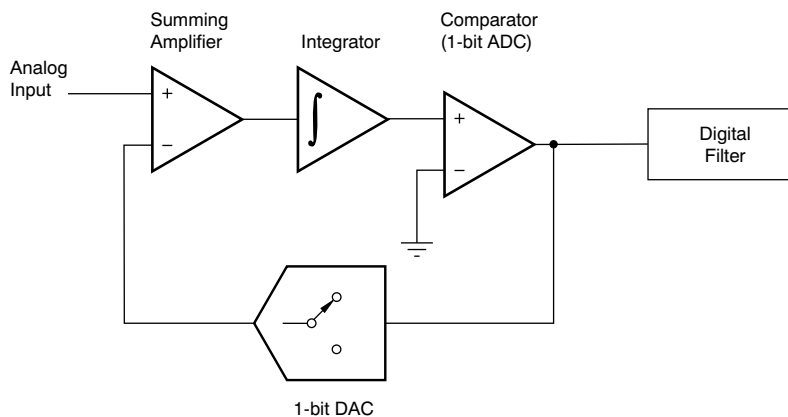
延迟时间, 流水线转换器: 从转换开始到数据输出中间的完整时钟周期数。

最低有效位(LSB): 最低有效位代表了能够转换的最小模拟输入信号所对应的比特位, 它和二进制码元宽度是同一个意思。最低有效位同样也表示转换器能达到的最大精度, 它也指数字二进制的右边最末位。

主进位转换: 发生在量程范围的中点, 也就是当最高有效位MSB从低变到高同时其它位从高变到低, 或者最高有效位MSB从高变到低同时其它位从低变到高的时候。在这些转换点的位置上, 也是转换噪声最大的位置。(见[最高有效位或MSB](#))

码元丢失: 当A/D转换器在理想情况下输出的合法码元不可用时, 就造成了码元丢失。模拟电压的增大会导致输出数字信号的不可预测, 可能变小或者保持不变。见[图17](#)。

调制器: 位于一阶调制器的输入端, 信号先通过一个加法放大器(见[图15](#))。信号接着进入一个积分器后输入一个比较器, 这里比较器就像一个1比特的数字编码器。从比较器输出后分成两路, 一路输入一个数字滤波器, 另一路返回到一个1比特的数模(D/A)转换器, 经过D/A转换器的反相输入端, 最后返回输入端的加法器。调制器的阶数等于积分器和反馈环路的数目。

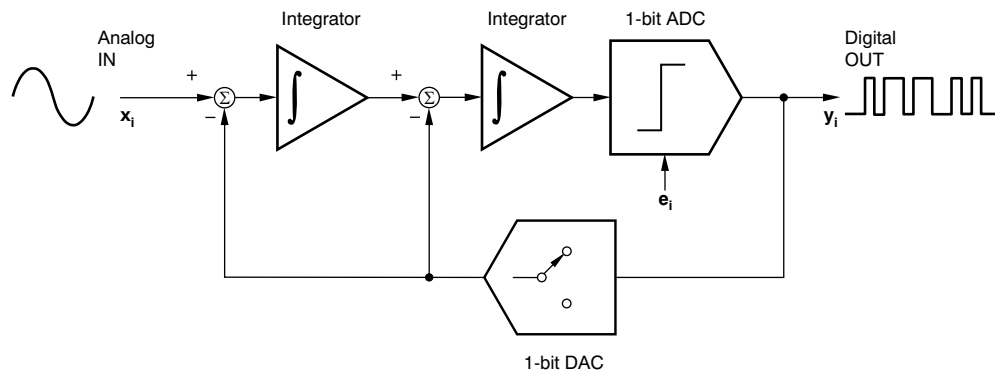


注意: 要查看完整的delta-sigma模数转换器ADC 模块图, 请参考[图9](#)。

图15. 一阶调制器模块图 (Delta-Sigma A/D转换器)

调制器，续：

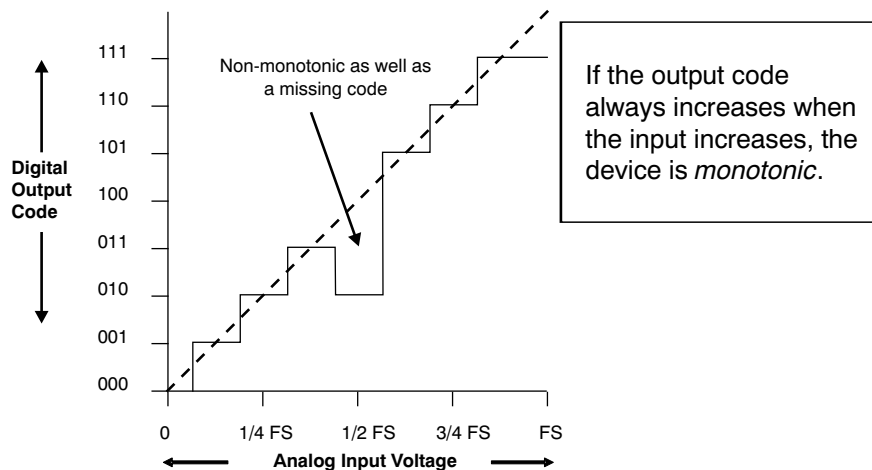
图16画的是二阶调制器。在delta-sigma A/D模数转换器内，使用三阶、四阶、五阶甚至六阶的调制器也不是罕见的事。输出端的比特数也可以不只一个。调制器可以被集成在一个delta-sigma A/D模数转换器芯片内，也可以是一个独立的元件。调制器和处理器（可以编程实现数字滤波器的功能）能够共同组合成一个高精度的A/D模数转换系统。



注意: 要查看完整的delta-sigma模数转换器ADC 模块图, 请参考图9.

图 16. 二阶调制器模块图 (Delta-Sigma A/D转换器)

单调性：这个特性说明的是输入模拟电压的增大（或降低）总会带来数字信号的不变或增加（或减少）。单调性并不意味着没有码元丢失的现象。它在自动控制领域中是个关键的参数。见图17.



注意: 在这张图中, FS的意思是满量程.

图 17. 非单调传输函数

最高有效位(MSB):最高有效位一般被认为是二进制数字的最左边一位。在双极转换器中，最高有效位可以当作符号位。关于最高有效位MSB的更多定义请参考**双极偏移二进制 (BOB)**，**偏移二进制补码(COB)**，**标准二进制补码(CSB)**，**补码(CTC)**，或**单级直接二进制码(USB)**。

多路复用器(MUX):多路复用器从多个输入中选择一个信号作为输出信号。在带有多路复用器的A/D转换器输入端，多个信号通道中选择一个（这里可以是一个单端信号或者是差分输入信号）作为输入信号。

无误码：这个特性说明的是输入模拟电压的增大（或降低）总会带来转换输出的数字信号的增加（或减少）。单调性并不意味着没有码元丢失的现象。一个拥有无误码的转换器具有单调性的特点。见图17。

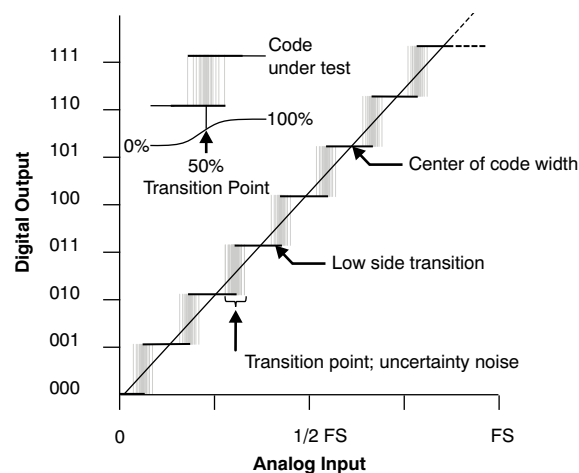
噪声，A/D转换器：只要不是一个直流无噪声的模拟输入，它的输出都会有噪声存在。通常的噪声包括随机噪声，非线性噪声，如谐波失真和孔径不稳定。

- 随机噪声–

A/D转换器输出信号的随机起伏。

- 不确定性噪声–

转换点通常不是一个确定的阈值电压，而是一段不确定的电压范围。一个给定编码的转换点会重复出现在这一段不确定的电压范围内，把这些重复出现的转换点进行统计平均，就得到最终的转换点。这是一个直流量的参数，其它的直流量参数包括偏置误差、增益误差、INL、未调整的总误差(TUE)。见图18。（同样参考码元转换点）



注意：这个3比特的A/D转换器的非理想传输函数画出了每个编码的传输噪声。图中，FS代表满量程范围。

图18.非理想传输函数(3-bit A/D转换器)

噪声功率比：(NPR):要测量一个带宽带输入的A/D转换器的动态参数，可以测量它的噪声功率比(NPR)。在A/D转换器的使用中，当输入的信号包含大量互不相干的频率或窄带信号时，通常要求微弱信号的探测不能被失真（这里的失真由多个强信号引起）所干扰。对于A/D转换器的采样部分，噪声功率比NPR等于范围外的功率谱密度除以范围内的功率谱密度。NPR在宽光谱通信中这是个关键参数，所以在宽带信号应用中非常需要NPR接近理想水平的A/D转换器。

串模抑制比(NMR):串模抑制比是衡量抑制共模信号（直流或交流）串扰差分输入信号的能力。它等于不断变化的共模输入信号与数字输出信号的比值。NMR和CMR的定义是一样的，请参考共模抑制比。

转换比特位数(n): 转换比特位数(n)是指数字输出字长的比特的位数。A/D转换器输出的这些n位比特数可以组成2的n次方种可能的编码。

奈奎斯特定理: 当用离散时间间隔对信号进行采样时候, 这个定理在理论上要求采样速率必须大于两倍的输入信号带宽。奈奎斯特频率是采样频率的一半。当信号带宽比采样频率的一半更低的时候, 理论上原始信号可以被重新还原出来。

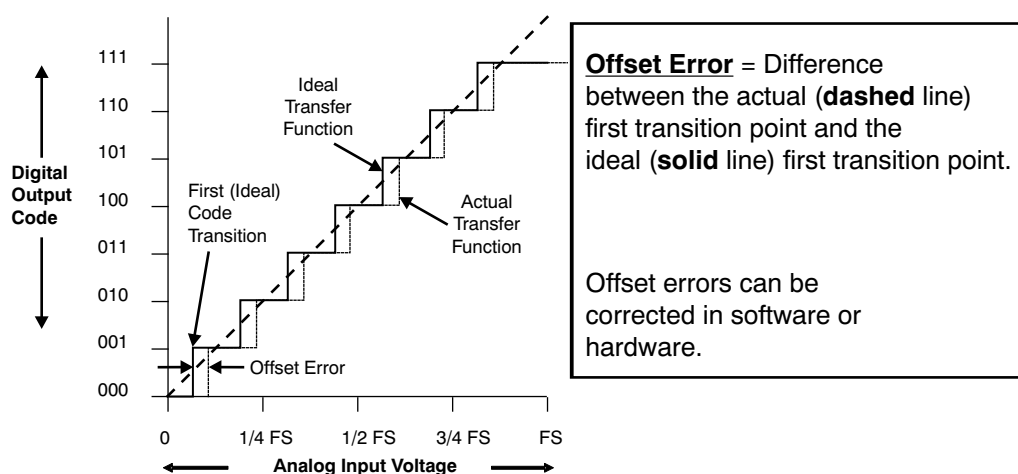
偏置误差: A/D转换器的理想第一个代码转换点和实际代码转换点之间的电压差值, 就是偏置误差。这是一个直流量的参数, 测量的是近直流的模拟输入电压, 其它的直流参数包括增益误差、DNL、INL、转换噪声。

偏置误差, 单极: 在一个单极器件中, 偏置误差是第一个测量得到的转换点(也是一个最小的电压)与第一个理想转换点之间的偏差。见图19。单极偏置误差的计算公式如下所示:

$$\text{Offset Error} = (V[0:1] - (0.5)V_{\text{LSB}})$$

其中:

- $V_{\text{LSB}} = V_{\text{REF}} / 2^n$ =理想的LSB所对应的电压值;
- $V[0:1]$ = 第一个转换点的模拟电压值;
- V_{REF} = 满量程的电压值;
- n = 转换器的比特数



注意:在这张图中, FS的意思是满量程。

图19. 单极偏置误差

偏置误差, 双极: 对于一个双极器件, 当两个输入的信号都依赖一个共模电压时, 偏离代码中部或量程中点(或者是零)的数值就是偏置误差。

偏置误差, 温度漂移: 从温度 T_{MIN} 变到 T_{MAX} 时, 偏置数值的变化量就是温度漂移值, 它等于整个温度区间范围内偏置量的最大变化量除以 $(T_{\text{MAX}} - T_{\text{MIN}})$ 。单位是百万分之一每摄氏度(ppm/°C)或微伏每摄氏度($\mu\text{V}/^\circ\text{C}$)。

数据输出格式: 见双极偏移二进制码(BOB), 偏移二进制补码(COB), 标准二进制补码(CSB), 补码(CTC), 或单级直接二进制码(USB)

输出保持时间: 转换器输出的数据的有效时间。

过量程回复(也叫超量程回复或过电压回复): 在模拟输入信号超过输入量程的绝对值, 再返回到规定的电压范围内, 此时转换器调整到额定转换精度所花费的时间就是过量程回复。

过量采样：一个过量采样的转换器，它的A/D采样率工作在一个远高于被转换的模拟信号的带宽频率。它的奈奎斯特频率 f_{NYQUIST} ：

$$f_{\text{NYQUIST}} > 2 \times f_{\text{SIGNAL}}$$

其中， f_{SIGNAL} 是输入信号中的最高频率。过量采样的好处在于可以降低通带内的量化噪声，并且把产生的谐波移到通带之外。把采样速率增大到两倍，信噪比SNR就能增加3dB。增大采样率同样可以使抗锯齿滤波器的设计更简单。

通带：对于模拟滤波器，频率的范围从直流到模拟滤波器的截止频率，这段区域被定义为通带。通带内信号幅值的通过比率定义为 A_{PASS} ，见图20。这些通带内的频率曲线可以是平坦的，没有起伏，就像模拟的Butterworth或者Bessel滤波器。相反，Chebyshev滤波器就有波纹起伏，一直延伸到截止频率边缘处。这个起伏造成的幅值误差定义为 ϵ 。

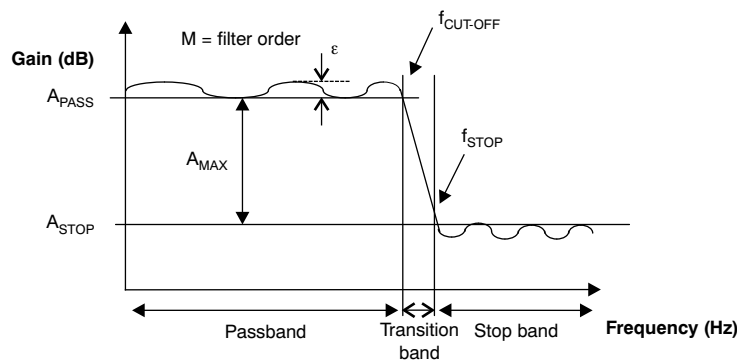


图20. 模拟滤波器设计的关键参数

并行接口：装备并行接口的A/D转换器能够同一时间传输超过一个比特位的数据。其它类型的A/D转换器接口是串行接口。

相位噪声：相位噪声描述了时钟或输入信号在短期内频率的随机波动（或者时间上的抖动）。频率稳定性衡量的是一个振荡器在给定时间内保持频率稳定不变的能力。从测量得到的相位噪声可以看成，保持信号幅度不变的情况下，频率的相位角有小的波动。如果用频谱分析仪观看，幅度和相位噪声就像边带噪声一样位于载波频率的两边。通常相位噪声只是指单边带噪声，大部分相位噪声的测量方法都把两个边带的噪声合为一个边带。相位噪声的增加会降低信噪比SNR的大小，破坏转换器的整体转换效果。

相位不确定性：由于频率而造成线性相位的背离形成了相位不确定性。

流水线转换器：一个流水线转换器由一些连续的部件组成，每个部件可以和其它部件同时执行操作（见图21）。这些器件在操作过程中作用相似，并且只能解决一个到两个比特的数据。每个部件都有一个采样-保持器，一个低精度的闪烁A/D转换器和一个加法器，包括一个用来提供增益的中间级放大器。第一步先对输入采样，在做第一步粗略的转换，输出的结果是最高有效位MSB，并把它输入第一个锁存器(Latch 1)。当一个阶段的工作结束后，模拟信号的差值结果被传给下一部分，当第一阶段未处理的剩余数据被接下的n阶段处理后，MSB位穿过n个锁存器，在转换器的最后阶段和转换数据结合到一起。

流水线, 续:

如图21所示, 转换器部件的块数和转换精度的比特数通常是一致的, 每个阶段的输出都进入输出锁存器, 然后所有的数据位都被锁存输出, 这样就可以在并行数据总线上使用它们了。整个转换过程造成的数据延迟(见图1)有几个时钟周期(请参考相应型号的转换器资料单)。

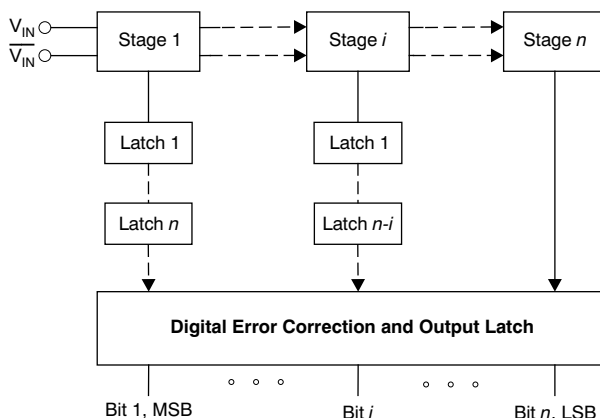


图21. 流水线A/D转换器拓补结构

流水线迟滞(延迟):见延迟, 流水线。

功率损耗: A/D转换器消耗的功率用在了对频率采样过程和静态电流上面。在对功率消耗要求很严格的场合这是个关键的参数, 同样的还有元件各自所需的环境, 包括电池能提供的电流, 极端温度下的适应能力和器件所占用的空间。

电源断开, 硬件: 连接到A/D转换器电源管脚的电路被断开, 或者把电压降低到零。当电源切断后, 软件部分开始介入, 把电源重新加到器件的电源管脚上。

电源断开, 软件: 为了调用软件去关掉电源, 一些A/D转换器有一个寄存器选项允许转换器切换到静态电流状态, 此时的电流要比正常工作状态的电流小。

电源电压抑制比(PSRR):电源电压的变化比上它所引起的转换数据的变化, 电源电压抑制比单位是dB或 $\mu V/V$ 。

- **直流电源电压抑制比(DC PSRR或PSRR)——**

DC PSRR是转换输出的代码的变化量(换算成输入电源)比上直流电源的电压变化量

- **交流电源电压抑制比(AC PSRR)——**

AC PSRR是输出的谱功率比上加在正电源管脚的输入的交流功率, 这里的功率指的是某个频率的谱功率, 各个谱功率共同组成FFT图。输入的交流电压波动幅值应限制在小于 $100mV_{pp}$ 。交流电源电压抑制比单位是dB。

可编程增益放大器(PGA): 可编程增益放大器是一个数字编程有增益的模拟放大器。

量化: 一个连续范围的模拟输入值被分成许多不重叠的子区域, 这个过程就叫量化。在A/D转换器的输出端, 每个子区域都形成独一无二的离散的数值。这个量化的过程理论上决定了转换器的信噪比SNR(见信噪比)。

量化噪声：A/D转换器产生量化噪声是由于把输入连续信号切割成离散的数值。在理想状态下，这些离散数值大小等于转换器的最低有效位LSB所对应的数值。任何一个A/D转换器都存在 $\pm 1/2$ 个LSB的不确定性，这些描述对一个理想的没有差分非线性误差的转换器来说是成立的。假设这个量化噪声是在输入的模拟信号上叠加一个三角波，这个三角波的均方根值就等于信号的幅值除以 $\sqrt{3}$

$$\text{量化噪声均方根} = \frac{\pm(\text{LSB})}{\sqrt{3}} = \frac{q}{\sqrt{12}}$$

其中：

- q = 理想码元宽度

比率操作：这个术语描述的是转换器消耗相同参考电压情况下的环境，就像驱动信号源（比如一个传感器），这种环境下，输出编码是参考电压与信号源的比率的函数，而且其输出独立于参考电压。

数据记录：A/D转换器连续地进行采样，把这些采样数据收集起来就是数据记录。

分辨率：衡量一个转换器的一般工作性能的时候，分辨率是一个A/D转换器一次转换所能输出的比特位数。分辨率也是一个最低有效位LSB的变化量所对应的最小模拟增量。这个关键参数决定了转换器所能分辨的输入模拟信号的最小增量。

上升沿时间：上升沿时间是一个信号从10%幅值范围上升到90%幅值范围所需的时间。

均方根(rms):RMS是一个数学名词，用来表示数据记录的标准偏差。均方根(rms)的计算公式等于平方值（数据与平均数的差）的算术平均值再求平方根。

和的平方根(rss)：对一组给定的数据，rss等于平方的和再求根。

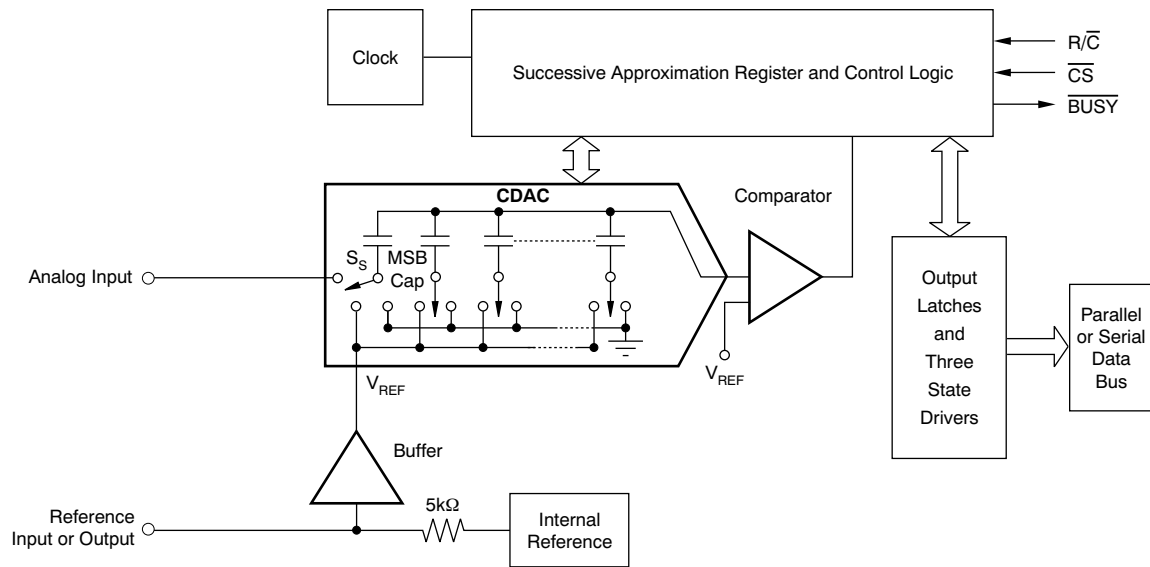
采样：采样过程把连续时间的信号划分为在离散时间上的数据。

采样与保持（或S&H）：采样和保持电路有一个可切换的模拟输入，它打开（采样）一个短时间以获得（保持）模拟输入电压

采样时间：采样时间是采集一个模拟输入信号（同时要求达到一定精度）所需的时间。参考[采集时间](#)。

采样率：转换器要连续转换多个数据所要求达到的速度就是采样率。这个关键参数决定了输入的模拟信号所允许的最大带宽。通常所用的单位是采样点每秒(sps)或赫兹(Hz)。（同样请参考[最大转换速率](#)）

逐次逼近SAR转换器：在中等分辨率和中等采样率的转换器中常常采用逐次逼近SAR转换器。它的转换精度从8 bits到18 bits，转换速率通常小于10MSPS。它具有低功耗和小形状因子的特点。[图22](#)画出了典型的SAR模数转换器的结构图。

SAR转换器，续：

图22. 逐次逼近SAR模数转换器结果框图

在最近的设计中，SAR模数转换器的拓补结构采用了电容性的再分区设计方法，取代了原先的设计方法，R-2R阶梯结构。使用电容性的再分区方法设计的SAR模数转换器在模拟输入端有一个电容阵列（见图22），这个电容阵列和其它部件可以使用CMOS制造工艺进行制作，使SAR转换器更容易与微控制器或微处理器集成在一起采用如图22所示的拓补结构图，通过连接输入信号到底部的采样电容，对模拟输入电压进行初步采样。这个构造由采样切换开关完成。采样电容的另一端与参考电压相连，一旦输入的模拟电压对电容充满电，转换器内部的电容阵列就和输入信号、参考电压都断开了。

既然输入信号已经被采样，底部的最高有效位MSB电容就和参考电压相连了，同时其它的电容都被接到系统地线。这样，最高有效位MSB电容的电荷被分布到其它电容里去。比较器的输入电压按照电荷分布状况的不同上下浮动，如果加在电容阵列上的电压比较器的参考电压大，最高有效位MSB就被设成零，同时MSB电容被固定在电压 V_{REF} 。如果加在电容阵列上的电压比较器的参考电压小，最高有效位MSB就被设成“1”，同时MSB电容被固定在电源地线。

当最高有效位MSB确定之后，转换器开始检查MSB的下一位的数值。要完成这一步，可以在其它电容都接地的情况下，把MSB-1位的电容接到参考电压上。比较器再一次重复前一步的工作，比较这个电压和内部参考电压的大小。如果电压比较器的参考电压大，MSB-1位就被设成零，同时MSB-1位的电容被固定在电压 V_{REF} 。如果电压比较器的参考电压小，MSB-1位就被设成“1”，同时MSB电容被固定在电源地线。以上过程不断被重复，直到电容阵列被充分利用。

在一个转换器的前端接有多路复用器的情况下，或者转换器只需要每几秒钟做一次测量的情况，或者在需要快速测量的场合下，采样SAR转换器的结构就很适合。它的转换时间在各种情况下都不会发生改变，而且与流水线和delta-sigma转换器相比，SAR的采样-转换时间延迟相对很短。因此SAR转换器很适合以下实时的应用场合，如工业控制、摩托控制、电源监控、便携电池器件、PDA、测试仪器和信号数据采集。

二次谐波(HD2):二次谐波是基频波频率的两倍。

稳定时间 (ΔΣ A/D转换器与此有关) : delta-sigma A/D转换器中数字滤波器的稳定时间反应了转换器内置数字滤波器的阶数。这个时间的单位是周期数，它等于信号穿过滤波器所需的转换周期数。用输入多路复用器进行切换通道时，会造成电源的启动，这时稳定时间就成为必须考虑的问题，同样在输入一个阶跃响应或是长时间之后重启转换器的情况下，都必须考虑稳定时间。

信噪比(SNR): 在低于采样频率一半的条件下，交流信号功率除以噪声功率，计算所得比值的均方根就是信噪比。其中，噪声功率不包括谐波信号和直流。

一个完整的正弦信号输入SAR或流水线A/D转换器时，理想的信噪比是 $6.02n + 1.76\text{dB}$ ，其中 n 等于转换器的比特位数。信噪比单位可以是dBFS或dB（对于完整输入信号）或者是dBc（对于实际输入信号）。有三个不同的公式可以表示SNT:

$$\text{SNR (dB)} = 10\log_{10} \frac{P_S}{P_N}, \text{ where } P_S \text{ is the signal power and } P_N \text{ is the noise power.}$$

$$\text{SNR (dB)} = 10\log_{10} \frac{\text{rms signal}}{\text{rms noise}}$$

$$\text{SNR (dB)}_{\text{ideal}} = 10\log_{10} \left[\frac{(2^{(n-1)} \cdot \frac{q}{\sqrt{2}})}{\frac{q}{\sqrt{12}}} \right] = 6.02n + 1.76 \text{ (dB)}$$

其中:

- q = 最低有效位LSB对应的大小
- n = 转换器的比特位数

对于delta-sigma转换器的一阶调制器，其理想的信噪比等于 $6.02n + 1.76\text{dB} + 10\log_{10}(f_S / (2\text{BW}))$ ，其中 f_S 是转换器的采样频率， BW 是最高频率。其它的动态或者交流参数包括**信噪比加上失真(SINAD或者SNR+D)**、**有效比特数(ENOB)**、**总的谐波失真(THD)**、**无杂波动态范围(SFDR)**、**互调失真(IMD)**和**全功率带宽(FPBW)**。（请参考**量化噪声**）。

信噪比加上失真(SINAD或者SNR+D，也叫总谐波失真加噪声): SINAD结合计算了SNR和总谐波失真(THD)。在频率低于采样频率一半（不包括直流）的条件下，它等于基波输入信号的幅值均方根除以所有其它频谱信号的均方根。SINAD的理论最小值等于理想信噪比SNR或者 $6.02n + 1.76\text{dB}$ （如果是SAR或流水线转换器）。

$$\text{SINAD} = -20\log_{10} \sqrt{(10^{-\text{SNR}/10} + 10^{+\text{THD}/10})} \quad \text{or}$$

$$\text{SINAD} = 10\log_{10} \left[\frac{P_S}{P_N + P_D} \right]$$

其中:

- P_S 基波信号的功率;
- P_N 所有频谱的噪声功率;
- P_D 所有频谱的失真功率。

当基波的功率用绝对功率值来衡量时，SINAD的单位是dBc（相对于载波的分贝数）；当基波的功率被外推到转换器的满量程值，SINAD的单位是dBFS（相对于满量程的分贝数）。

SINAD在数字振荡/波形记录仪中是个关键参数，它同样还广泛用在地球物理学、图像处理、雷达、声纳、频谱分析、视频、电信和宽带数字接收应用中。其它的动态或者交流参数包括**信噪比 (SNR)**、**有效比特数(ENOB)**、**总的谐波失真(THD)**、**互调失真(IMD)**和**全功率带宽(FPBW)**。

小信号: 输入信号的峰峰值电压小于A/D转换器满量程输入值的10%，那就算是小信号。

无杂散动态范围(SFDR):在FFT图中，从输入的基波信号到最糟的或是最高频率杂波的距离（单位是dB）。SFDR单位可以是dBFS或dB（相对于满量程输入范围），也可以是dBc（相对于实际的输入信号幅值），（见图23）。SFDR在电信和视频应用中是个关键参数，其它的动态或者交流参数包括**信噪比 (SNR)**、**信噪比加上失真(SINAD或者SNR+D)**、**有效比特数(ENOB)**、**总的谐波失真(THD)**、**互调失真(IMD)**和**全功率带宽(FPBW)**。

静态参数: 静态参数是A/D转换器的输入为直流量的情况下所对应的参数。这些参数包括**偏置误差**、**增益误差**、**DNL**、**INL**和**转换噪声**。

阶越响应: 当转换器的输入电压从最低值上升到最高值（或者反过来）时，数字信号的输出要达到指定精度所需的时间就是阶越响应。

SPI (串行外设接口): 见 [-数字接口SPI](#)。

逐次逼近寄存器转换器 (SAR): See [SAR转换器](#)。

同步采样: 同步采样是输入信号与另一个被采样的信号相位锁定，或者是与A/D转换器的采样频率相位锁定。

温度, 参数: 电子器件能够工作的温度范围。如果器件的工作环境超出规定的温度范围，那些典型指标、最大最小指标参数都不再适用。

温度, 存放: 温度范围限制了存放条件。如果器件存放的环境超出规定的存放温度，可能会对器件造成损害。

温度, 结: 允许的最大内部结温度。如果结的温度超过规定值，器件可能会停止工作，而且/或者造成损害。

温度, 工作: 器件能够持续工作的温度限制，这个条件不是必须满足的。

热噪声: 热噪声是由电阻产生的。理想状况下，热噪声等于：

$$\text{电阻热噪声} = \sqrt{4kTRB}$$

其中：

- k = 波尔兹曼常数, 1.38×10^{-23} ;
- T = 开尔文温度;
- B = 带宽

热阻抗: 热阻抗衡量一个元件或者器件的散热能力，在电子元件中，热量一般由器件的电源产生，再加上各个元件的热阻抗就造成了温度升高，并且与电源扩散到元件中的热量成线性关系。这个参数定义为 θ ，单位为 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。

三次谐波(HD3):三次谐波是基波频率的三倍。

吞吐量: 吞吐量就是吞吐率的反比。

吞吐率: 转换器采样、收集、数字化并准备下一转换所花的时间，这个时间也是连续转换数据所需的最小时间。

时间抖动: 见[孔径抖动](#)。

时间相位噪声: 见[孔径抖动](#)。

总谐波失真(THD):各个谐波功率的和的均方根比上输入信号功率。这个比值的单位用均方根分贝值(dB)或均方根dBc表示, THD计算公式如下:

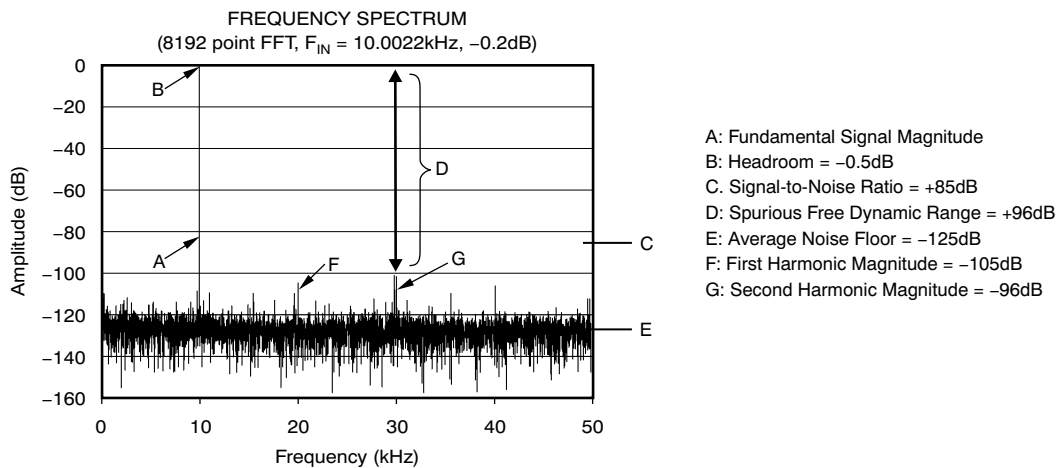
$$THD_{RMS} = 20\log_{10} \sqrt{((10^{HD2/20})^2 + (10^{HD3/20})^2 + (10^{HD4/20})^2 + \dots)} \quad \text{or}$$

$$THD_{RMS} = \frac{P_S}{P_O}$$

其中:

- P_S = 一次谐波功率 (信号功率);
- P_O = 指定的一次谐波功率
- HD2 = 二次谐波的幅值

A/D转换器明显的积分非线性误差INL一般都出现在总谐波失真THD中。THD一般都由近满量程的输入信号指定, 见图23.



注意: THD是输入基波频率信号(A)之上的谐波(F, G, etc.)的总计

图23. 总谐波失真FFT图

当基波的功率用绝对功率值来衡量时, THD的单位是dBc (相对于载波的分贝数); 当基波的功率被外推到转换器的满量程值, THD的单位是dBFS (相对于满量程的分贝数)。THD在地球物理学应用中是个关键参数, 其它的动态或者交流参数包括信噪比 (SNR)、信噪比加上失真(SINAD或者SNR+D)、有效比特数(ENOB)、无杂散动态范围(SFDR)、互调失真(IMD)和全功率带宽(FPBW)。

总谐波失真加上噪声: 见信噪比加上失真。

总的未调整误差(TUE): TUE是个直流量参数, 它决定了数字编码偏离理想值的总量。在计算中, 这个误差包括偏置、增益和非线性误差。

传输函数 (传输曲线): A/D转换器的数字输出编码的平均表现与模拟输入信号的对比图。(见图10)

转换点: 输出的数字信号从一个编码跳到下一个, 此时对应的模拟输入电压。(见图10)

转换噪声: 见代码转换点和不确定性。

双频互调失真: 见互调失真(IMD)。

欠采样: 在欠采样系统中, A/D转换器的采样率比输入频率低, 造成低频的混淆现象。采样欠采样电路, 感兴趣的信号频率带宽(Δf_{SIG})被放置在一个比转换器采样率(f_{SAMPLE})更高的频率上。

$$f_{\text{SAMPLE}} > 2 (\Delta f_{\text{SIG}})$$

Δf_{SIG} 的大小由模拟带通滤波器限制, 这个滤波器在系统中就像抗混叠滤波器。A/D转换器中采样保持电路的带宽必须足够大, 能够处理这些高频的信号。

不确定性: 参考 [转换编码](#)和[噪声](#)。

单极偏置:

- 误差-

见[偏置误差](#)。

- 漂移-

见[偏置误差](#)。

单级增益:

- 误差-

见[增益误差](#)。

- 漂移-

见[增益误差](#)。

单级直接二进制码(USB):从电压最小的输入开始, 数字的编码从全为零开始增加, 数值持续增长到满量程输入。直接二进制编码是只用于单级电源的数字编码。0V电压用数字0000 (对于一个4-bit的系统) 表示, 比满量程值小1个最低有效位LSB的模拟电压所对应的数字是1111.这样就没有对应模拟满量程值的数字值了。见[表7](#)。

表7. 单级直接二进制码⁽¹⁾⁽²⁾

MNEMONIC	DIGITAL CODE	$V_{\text{TR-}}$	V_{CODE}	$V_{\text{TR+}}$
Zero	0000	—	0.000	0.3125
+1 V_{LSB}	0001	0.3125	0.625	0.9375
	0010	0.9375	1.250	1.5625
	0011	1.5625	1.875	2.1875
1/4 FSR	0100	2.1875	2.500	2.8125
	0101	2.8125	3.125	3.4375
	0110	3.4375	3.750	4.0625
1/2 FSR	0111	4.0625	4.375	4.6875
	1000	4.6875	5.000	5.3125
	1001	5.3125	5.625	5.9375
3/4 FSR	1010	5.9375	6.250	6.5625
	1011	6.5625	6.875	7.1875
	1100	7.1875	7.500	7.8125
+FS	1101	7.8125	8.125	8.4375
	1110	8.4375	8.750	9.0625
	1111	9.0625	9.375	—

(1) 也叫做直接二进制码, FS = 10V.

(2) $V_{\text{TR-}}$ = 下转换电压码元; $V_{\text{TR+}}$ = 上转换电压码元; $V_{\text{CODE}} = (\text{码元})10 \times V_{\text{LSB}}$; $V_{\text{TR+}} = V_{\text{CODE}} + (1/2)V_{\text{LSB}}$; $V_{\text{TR-}} = V_{\text{CODE}} - (1/2)V_{\text{LSB}}$.

参考电压（也叫做模拟参考电压）：这个参考电压决定了模拟输入的范围。对于给定器件的实际模拟输入范围，请参考产品的资料单。这个电压源可以是A/D转换器内置的或者外接的。

• **参考误差-**

参考误差是实际参考电压值($V_{REFP} - V_{REFM}$) 或 V_{REF} 偏离理想状态的数值。参考电压的单位一般用百分比或电压绝对值来表示。

零域误差(或零码误差): 见 [偏置误差\(单级\)](#).

参考文献：

- 下面的文献都可以从德州仪器(TI)的网站上(www.ti.com)下载，不能被下载的文献会特殊标明。
- Albanus, J. (2000.). Coding schemes used with data converters. Application report [SBAA042](#).
- Anonymous. (1995.) Understanding data converters. Application report [SLAA013](#).
- Baker, B. (2005.). [A Baker's Dozen: Real analog solutions for digital designers](#). Burlington, MA: Elsevier/Newnes.
- Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. (2001.). IEEE STD-1241-2000: IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-to-Digital Converters. Available at IEEE.org.
- Oljaca, M. and Hendrick, T. (2004.). Data converters for industrial power measurement. Application report [SBAA117](#).

样片及品质信息

免费样片索取

您是否正没日没夜的忙于工作而又急需一块免费的 TI 产品样片？那就请立刻登录 TI 样片中心，马上申请吧！

数千种器件，极短的递送时间，高效的反馈速度：

- 8000多种器件及各种封装类型任君选择
- 一周 7*24 小时网上随时申请
- 两个工作日内得到反馈
- 已经有成千上万的客户通过申请样片，优质高效地完成了产品设计。

立即注册 **my.TI** 会员，申请免费样片，只需短短几天，样片将直接寄到您所指定的地址。

<http://www.ti.com.cn/freesample>

电话支持——如果您需要帮助如何选择样片器件，敬请致电中国产品信息中心 **800-820-8682** 或访问

www.ti.com.cn/support

品质保证

持续不断的专注于品质及可靠性是 TI 对客户承诺的一部分。1995 年，TI 的半导体品质系统计划开始实施。该全面的品质系统的使用可满足并超越全球客户及业界的需求。

TI 深信促进业界标准的重要性，并一直致力于美国 (U.S) 及国际性自发标准的调整。作为活跃于诸多全球性的业界协会的一员，以及 TI 对环境保护负有强烈的使命感，TI 引领其无铅 (lead[Pb]-free) 计划，并逐渐成为了该方向的领导者。该计划始于上世纪 80 年代，旨在寻求产品的可替代原料，时至今日，绝大多数的 TI 产品均可提供无铅及绿色 (Green) 的封装。

如果您对“无铅”抱有任何疑问，敬请访问：

www.ti.com.cn/quality



Safe Harbor Statement:

This publication may contain forward-looking statements that involve a number of risks and uncertainties. These “forward-looking statements” are intended to qualify for the safe harbor from liability established by the Private Securities Litigation Reform Act of 1995. These forward-looking statements generally can be identified by phrases such as TI or its management “believes,” “expects,” “anticipates,” “foresees,” “forecasts,” “estimates” or other words or phrases of similar import. Similarly, such statements herein that describe the company’s products, business strategy, outlook, objectives, plans, intentions or goals also are forward-looking statements. All such forward-looking statements are subject to certain risks and uncertainties that could cause actual results to differ materially from those in forward-looking statements. Please refer to TI’s most recent Form 10-K for more information on the risks and uncertainties that could materially affect future results of operations. We disclaim any intention or obligation to update any forward-looking statements as a result of developments occurring after the date of this publication.

Trademarks:

The platform bar is a trademark of Texas Instruments. All other trademarks are the property of their respective owners.

Real World Signal Processing, the balck/red banner, C2000, C24x, C28x, Code Composer Studio, Excalibur, Just Plug It In graphic, MicroStar BGA, MicroStar Junior, OHC-Lynx, Power+ Logic, PowerPAD, SWIFT, TMS320, TMS320C2000, TMS320C24x, TMS320C28x, TMS320C6000, TPS40K, XDS510 and XDS560 are trademarks of Texas Instruments. All other trademarks are the property of their respective owners.

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI’s terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its hardware products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI’s standard warranty. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by government requirements, testing of all parameters of each product is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of TI information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation. Information of third parties may be subject to additional restrictions.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

TI products are not authorized for use in safety-critical applications (such as life support) where a failure of the TI product would reasonably be expected to cause severe personal injury or death, unless officers of the parties have executed an agreement specifically governing such use. Buyers represent that they have all necessary expertise in the safety and regulatory ramifications of their applications, and acknowledge and agree that they are solely responsible for all legal, regulatory and safety-related requirements concerning their products and any use of TI products in such safety-critical applications, notwithstanding any applications-related information or support that may be provided by TI. Further, Buyers must fully indemnify TI and its representatives against any damages arising out of the use of TI products in such safety-critical applications.

TI products are neither designed nor intended for use in military/aerospace applications or environments unless the TI products are specifically designated by TI as military-grade or “enhanced plastic.” Only products designated by TI as military-grade meet military specifications. Buyers acknowledge and agree that any such use of TI products which TI has not designated as military-grade is solely at the Buyer’s risk, and that they are solely responsible for compliance with all legal and regulatory requirements in connection with such use.

TI products are neither designed nor intended for use in automotive applications or environments unless the specific TI products are designated by TI as compliant with ISO/TS 16949 requirements. Buyers acknowledge and agree that, if they use any non-designated products in automotive applications, TI will not be responsible for any failure to meet such requirements.

Following are URLs where you can obtain information on other Texas Instruments products and application solutions:

相关产品链接:

- DSP - 数字信号处理器 <http://www.ti.com.cn/dsp>
- 电源管理 <http://www.ti.com.cn/power>
- 放大器和线性器件 <http://www.ti.com.cn/amplifiers>
- 接口 <http://www.ti.com.cn/interface>
- 模拟开关和多路复用器 <http://www.ti.com.cn/analogswitches>
- 逻辑 <http://www.ti.com.cn/logic>
- RF/IF 和 ZigBee® 解决方案 www.ti.com.cn/radiofre
- RFID 系统 <http://www.ti.com.cn/rfidsys>
- 数据转换器 <http://www.ti.com.cn/dataconverters>
- 时钟和计时器 <http://www.ti.com.cn/clockandtimers>
- 标准线性器件 <http://www.ti.com.cn/standardlineare>
- 温度传感器和监控器 <http://www.ti.com.cn/temperaturesensors>
- 微控制器 (MCU) <http://www.ti.com.cn/microcontrollers>

相关应用链接:

- 安防应用 <http://www.ti.com.cn/security>
- 工业应用 <http://www.ti.com.cn/industrial>
- 计算机及周边 <http://www.ti.com.cn/computer>
- 宽带网络 <http://www.ti.com.cn/broadband>
- 汽车电子 <http://www.ti.com.cn/automotive>
- 视频和影像 <http://www.ti.com.cn/video>
- 数字音频 <http://www.ti.com.cn/audio>
- 通信与电信 <http://www.ti.com.cn/telecom>
- 无线通信 <http://www.ti.com.cn/wireless>
- 消费电子 <http://www.ti.com.cn/consumer>
- 医疗电子 <http://www.ti.com.cn/medical>

重要声明

德州仪器 (TI) 及其下属子公司有权在不事先通知的情况下, 随时对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权随时中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的 TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的硬件产品的性能符合 TI 标准保修的适用规范。仅在 TI 保修的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非政府做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用 TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何 TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了 TI 产品或服务的组合设备、机器、流程相关的 TI 知识产权中授予的直接或隐含权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从 TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是 TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于 TI 的数据手册或数据表, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。在复制信息的过程中对内容的篡改属于非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。

在转售 TI 产品或服务时, 如果存在对产品或服务参数的虚假陈述, 则会失去相关 TI 产品或服务的明示或暗示授权, 且这是非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类虚假陈述不承担任何责任。

可访问以下 URL 地址以获取有关其它 TI 产品和应用解决方案的信息:

产品

放大器	http://www.ti.com.cn/amplifiers
数据转换器	http://www.ti.com.cn/dataconverters
DSP	http://www.ti.com.cn/dsp
接口	http://www.ti.com.cn/interface
逻辑	http://www.ti.com.cn/logic
电源管理	http://www.ti.com.cn/power
微控制器	http://www.ti.com.cn/microcontrollers

应用

音频	http://www.ti.com.cn/audio
汽车	http://www.ti.com.cn/automotive
宽带	http://www.ti.com.cn/broadband
数字控制	http://www.ti.com.cn/control
光纤网络	http://www.ti.com.cn/opticalnetwork
安全	http://www.ti.com.cn/security
电话	http://www.ti.com.cn/telecom
视频与成像	http://www.ti.com.cn/video
无线	http://www.ti.com.cn/wireless

邮寄地址: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2006, Texas Instruments Incorporated