

## Application Note

## 关于数据转换器的基准电压选择和设计提示



## 摘要

在设计数据转换器系统时，为应用选择正确的基准电压具有重要意义。每个数据转换器，例如模数转换器 (ADC) 或数模转换器 (DAC)，都需要一个基准电压 (VREF)，该基准电压要么集成在数据转换器中，要么由外部电源提供。正如 ADC 的分辨率一样，基准电压也具有关键的性能属性。根据这些性能属性，基准电压可分为不同的精度等级。因此，在多个系统注意事项中，有必要选择正确的基准电压来达到更高分辨率。

## 内容

1 引言.....	2
2 模数转换器误差.....	2
3 基准电压直流误差.....	2
4 直流误差计算.....	4
5 校准.....	6
6 基准电压噪声误差.....	7
7 动态误差 (基准电压驱动能力).....	10
8 低功耗应用.....	12
9 参考文献.....	12
10 修订历史记录.....	13

## 插图清单

图 4-1. 带增益误差的 ADC 输入到输出.....	4
图 4-2. ADC 增益误差.....	5
图 5-1. 不同校准配置文件的温漂误差.....	7
图 6-1. LM4050 噪声电压与频率间的关系.....	8
图 6-2. REF3425 0.1Hz 到 10Hz 噪声.....	9
图 6-3. REF3425 噪声性能 10Hz 到 100kHz.....	9
图 7-1. SAR ADC 采样架构.....	10
图 7-2. SAR ADC VREF 电流消耗.....	10
图 8-1. 现场变送器的典型功率预算.....	12

## 表格清单

表 2-1. 数据转换器基准电压建议示例.....	2
表 3-1. 初始精度.....	3
表 3-2. 将温度系数转换为百分比误差.....	3
表 4-1. REF3425 示例.....	6
表 5-1. 基准电压校准方法.....	6

## 商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

## 1 引言

基准电压 (VREF) 用处很大, 并且对高精度信号链应用而言往往是不可或缺的。这是因为标准信号链包含一个数据转换器, 如模数转换器 (ADC) 或数模转换器 (DAC), 用于测量或创建精确的信号。而许多信号链应用对增益误差或噪声误差的变化很敏感, 所以信号链中的基准输出电压通常是数据转换器可用的最精确电压。设计人员必须考虑误差如何影响系统。了解基准电压误差包含哪些具体的电压基准误差, 对于认识集成基准电压相对于外部基准电压的优点和局限性非常重要。

## 2 模数转换器误差

若要评估信号链应用的基准电压是否正确, 需要了解基准电压规范。影响 ADC 等信号链元件的主要误差包括增益误差、噪声误差和动态误差。在 ADC 中, 增益误差是一种静态误差, 它影响 ADC 连续采样周期内的每一个样本, 可通过校准来减小或消除此类误差。噪声误差是一种半导体器件和架构固有的误差, 它独立而随机地影响每一个样本。噪声误差的示例包括  $1/f$  噪声和宽带噪声。在 ADC 中, 噪声会影响所有的测量, 它不能被消除, 但可以通过滤波或使用数字处理技术来衰减。动态误差是一种因快速切换电压轨或负载电流变化而引起的误差, 这通常与 ADC 的输入轨有关, 但快速导通基准电压的输出也会产生动态误差。本文中的动态误差主要为与数据转换器架构和基准电压输出级相关的压降误差。增益、噪声和动态误差会受到电压基准性能的影响。表 2-1 中是 ADC/DAC 对电压基准的通用指南, 但仍可根据系统要求灵活变动。本文档将介绍这些选择背后的背景。

表 2-1. 数据转换器基准电压建议示例

ADC 分辨率	ADC 建议	DAC 分辨率	DAC 建议	基准电压建议
10 位	ADS7042	8 位	DAC43608	TL431LI、TLV431
12 位	ADS7138、 ADS7038	10 位	DAC53608	LM4040-N、LM4050-N、 REF30
14 位至 16 位	ADS795X、ADS1118	12 位	DAC61402	REF31、REF33、REF4132、 REF35
16 位至 18 位	ADS7066、ADS1120	14 位至 16 位	DAC8802、DAC82002	REF34、REF35、REF50
18 位以上	ADS8900B、ADS127L01	16 位以上	DAC11001A、 DAC11001B	REF70、REF54
24-b	ADS131ML08			REF70、REF54
32-b	ADS1285、ADS1262			REF70、REF54

## 3 基准电压直流误差

基准电压中的直流误差是各种静态误差的总和。为了更好地了解这种误差何时会影响整个测量和系统, 必须了解这种误差的产生过程及来源。电压基准中的直流误差作为数据转换器 (如 ADC) 中的增益误差, 或作为电平转换应用的偏移量会影响信号链。ADC 上增益误差的重要性取决于正在进行的测量, 因为这会对直流或极低频测量 (如测量电压和电流) 产生较大影响。这种增益误差在基于时域的测量中也很明显。表 2-1 显示了基于 ADC 分辨率的电压基准建议示例, 该分辨率基于电压基准直流误差, 从而在系统中产生低增益误差。请参阅《[基准电压选择基础知识](#)》, 了解有关基准电压的关键参数。

### 3.1 初始精度和焊接漂移

系统的初始精度决定了基准电压在 25°C 时与标称电压的接近程度。这种电压偏差通常有一个以百分比表示的最大偏差。初始精度的典型值为 0.05% 至 2% (500 - 20,000ppm)。这种宽范围的初始精度值可用于将基准电压分为不同的精度等级，如表 3-1 中所示。初始精度也仅适用于电气特性表中指定的条件。

表 3-1. 初始精度

精度	范围
高	< 0.1%
中	0.1% - 0.5%
低	> 0.5%

一个常见的误解是，25°C 时在焊接 PCB 板上测得的基准电压误差只是初始精度的一部分。这种说法是不正确的，因为每个被焊接的器件都会经历一次初始热振动，这会影响器件的初始精度。由于焊接漂移引起的偏差并不总是在数据表上报告，但即使没有报告焊接漂移，这也是始终存在的物理现象。如果设计需要器件经历多次焊接回流，那么预期的偏差将大得多。在焊接器件上很难将焊接漂移和初始精度分开。请注意，初始精度和焊接漂移不包括长期漂移、热迟滞或热漂移引起的精度偏移的影响。

初始精度和焊接漂移都是增益误差，可进行校准，这在非常高分辨率的系统中很常见，但由于校准成本的原因，在低分辨率系统中并不常见。在低分辨率系统中，请考虑初始精度和焊接漂移可能是基准电压的最大直流误差。如果没有对系统进行校准，那么初始精度是一个主要因素，选择具有更高精度的器件以降低总误差非常重要。在高分辨率系统中，必须对初始精度和焊接漂移进行校准，因为即使各器件之间精度相差 0.1%，也会严重降低 18 位分辨率系统的性能。因此，这些增益误差通常通过测量基准电压在 25°C 时的输出电压来校正，从而知晓偏差。通过知道这个值，这种影响可以忽略不计或不存在，因为它可以在数字计算中加以考虑。

### 3.2 温漂

温漂体现的是基准电压随温度的变化。此规范通常由箱形法定义。有关箱形法计算过程的更多详细信息，请参阅 TI 的《基准电压选择基础知识》白皮书。由于非线性特性，在选择正确的温漂时有几个考虑因素。其中一个考虑因素是，温漂通常被定义为一个平均值，在特定地区可以大于或小于平均值。温漂曲线的形状会根据参考架构和使用的曲率校正方法以线性或非线性方式变化。一个常见的误解是，电压基准源、埋入式齐纳或带隙会决定器件的最终温漂曲率。事实并非如此，因为大多数电压基准源都有用于修整和调整温度曲率的外围电路，这会调整基准源的温度形状。表 3-2 所示为温漂和误差百分比之间的关系，以演示如何将温漂与精度进行比较。

表 3-2. 将温度系数转换为百分比误差

温度系数 (ppm/°C)	从 0°C 到 70°C 的误差 (%)	从 -40°C 到 85°C 的误差 (%)	从 -40°C 到 125°C 的误差 (%)
1	0.0070	0.0125	0.0165
5	0.0350	0.0625	0.0825
10	0.0700	0.1250	0.1650
50	0.3500	0.6250	0.8250
100	0.7000	1.2500	1.6500

### 3.3 线性调节

线性调节是指根据指定区域内电源电压的变化来调节基准输出电压。线性调节误差直接转化为增益误差。这对于电池供电系统至关重要，因为电池电量下降时，输入会发生变化。为了提高系统的线性调节性能，采用了一种具有良好线性调节特性的 LDO 作为基准电源。这也适用于 VIN 因同一电源轨上的其他负载而在电压基准输入上发生变化的系统。

### 4 直流误差计算

为了确保系统符合增益误差规格，首先将增益误差表征为可用值。因为增益误差对信号链的影响与动态误差和噪声误差不同。例如，当电压基准为 ADC 提供基准时，电压基准的直流误差会与 ADC 的增益误差相结合。测量信号时，这意味着增益误差会与 ADC 内的模拟信号成比例变化，如图 4-1 中所示。增益误差显示为最终 ADC 转换不准确，但它可以通过校准尽可能减少。最大增益误差更接近 ADC 的正或负满标度值。

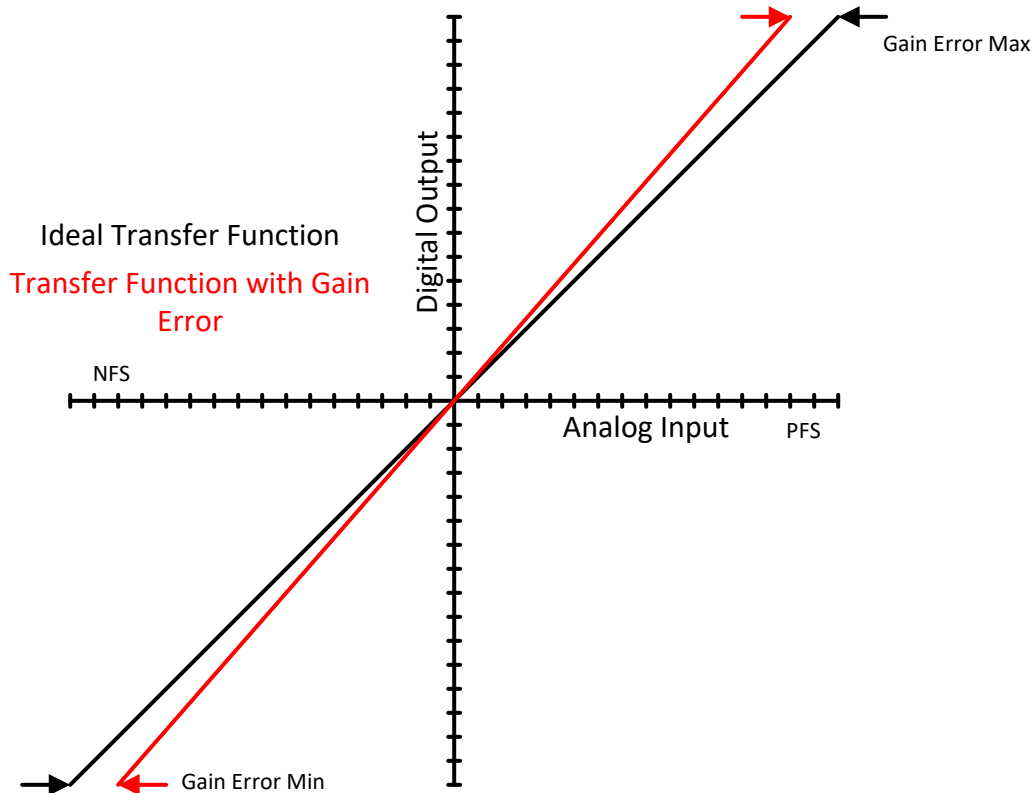


图 4-1. 带增益误差的 ADC 输入到输出

表征集成基准电压的信号链误差时会存在一个问题，即内部基准电压通常不会像外部基准电压那样全面而深入地表征，而且往往缺乏最差值上限。因此，很难计算出系统的最坏情况增益误差。使用外部基准电压可解决这一难题。了解极值主要是因为并非每个系统都有相同的校准级别。如果信号链只在 25°C 时进行了增益误差校准，增益误差会在 25°C 时减少。如果同一个系统经历了任何环境变化，那么增益误差会发生变化并且无法解释，这可能会使敏感系统超出公差范围。在许多应用中，内部电压基准是足够的，但在其他应用中，内部电压基准不存在。

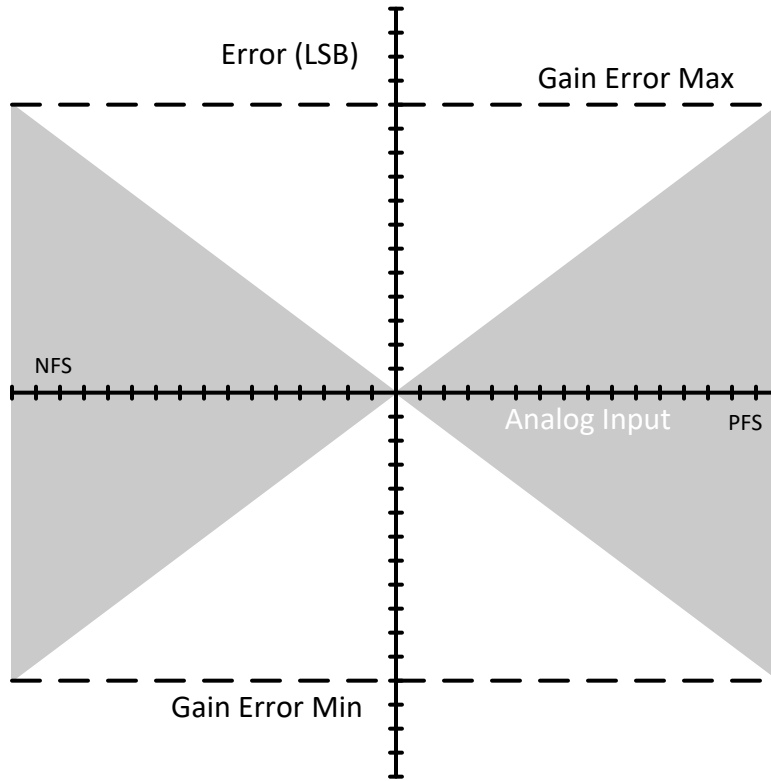


图 4-2. ADC 增益误差

可通过两种方法来计算系统误差：一种是最坏情况法，另一种则是和的平方根 (RSS)法。误差计算之间的主要区别在于如何组合一个系统的各个误差。在更坏的情况下，所有误差都是每个规格的最大极值的加和，从而产生一个包含每个器件变化的误差值。最坏情况下的误差计算为所有误差的相加值，如方程式 1 中所示，它涵盖了所有测试条件和限值。最坏情况法的替代方法是基于统计公差分析的 RSS 法，如方程式 2 中所示，当所有术语都不相关时这种方法适用。在现实世界中，误差介于最坏情况和 RSS 方法结果之间，但更接近 RSS 结果。

$$\text{Worst Case Error}_{V_{REF}} = \text{Accuracy} + \text{TempCo} + \text{TempHyst} + \text{Long Term Drift} + 1/f \text{ Noise} + \dots \quad (1)$$

$$\text{RSS Error}_{V_{REF}} = \sqrt{(\text{Accuracy})^2 + (\text{TempCo})^2 + (\text{TempHyst})^2 + (\text{Long Term Drift})^2 + (1/f \text{ Noise})^2 + \dots} \quad (2)$$

基准电压的总增益误差是所有误差（如初始精度、温度系数等）的总和。若要计算总误差，所有误差必须采用通用单位，如 ppm（百万分之一）。可通过校准进一步减小基准电压总增益误差，因为校准能够消除静态误差，比如表 4-1 中所示的初始精度和温漂。本例中省略了焊接漂移、长期漂移、负载调节、线路调节等误差，但可以将这些误差一并加入，从而计算出  $V_{REF}$  总误差的更准确值。未提及的其他误差可在表 2-1 中找到。表 4-1 所示为如何使用 RSS 法合并所有这些误差。

表 4-1. REF3425 示例

增益误差	增益误差值	增益误差值 (ppm)
初始精度	0.05%	500
温漂 (温度系数)	6ppm/°C	990 (40°C 至 125°C)
校准后温漂 (降低 80%)	1.2ppm/°C	198 (40°C 至 125°C)
热迟滞 (TempHyst)	周期 1 : 30ppm, 周期 2 : 10 ppm	40
1/f 噪声	15uV <sub>p-p</sub>	15
<b>最坏情况总计</b>	<b>0.1545%</b>	<b>1545</b>
<b>RSS 总计</b>	<b>0.111%</b>	<b>1110</b>
<b>25°C 校准后的 RSS 总计</b>	<b>0.0991%</b>	<b>991</b>
<b>25°C 校准和温度系数校准后的 RSS 总计</b>	<b>0.0202%</b>	<b>202</b>

在表 4-1 中，您可以看出不同条件下总增益误差的比较以及校准的重要性。通过使用方程式 3 和已知的 ADC 分辨率，可以计算出受信号链增益误差影响的 LSB。

$$\text{LSB} = \text{Gain Error}_{\text{ppm}} * 2^{N-\text{bits}} \quad (3)$$

## 5 校准

许多信号链应用通常都需要校准系统，用以消除增益和偏移误差。校准可以消除电压基准直流误差，从而减小增益误差，但误差减小量取决于校准方法。我们可以将校准分为两大类：单点校准和多点校准，请参阅表 5-1。

表 5-1. 基准电压校准方法

	单点校准	多点校准
初始精度	X	X
焊接漂移	X	X
热迟滞	X	X
温漂		X

单点校准是在一个温度点进行的校准。该温度点通常为 25°C 或系统的典型工作温度。这类校准的优势是，它可以消除校准后的电压基准直流误差。这类校准可通过多种方式完成：工厂校准、启动校准、运行时校准。工厂校准在封装测试现场进行。在封装测试现场，数据转换器的输入或输出可与非常精确的电压标准相媲美。通过数值之间的差异，ADC 或微控制器能够在内部存储值，并根据测量的差异调整输出。这种校准的优点是可以进行高精度测量，并且信号链系统无需内置自检。缺点是不能在工作现场进行校准，不能考虑老化引起的任何漂移，不能预测系统的工作温度条件。启动校准和运行时校准是有益的单点校准测试，因为这些测试可以消除工作现场的电压基准直流误差。这意味着将考虑系统中温度和老化的任何影响，但由于缺乏精确的电压标准，此校准的精度可能与工厂校准的精度不匹配。包括用于启动校准或运行时校准的内置自检可能需要额外的元件，这会增加系统的复杂性。

单点校准的一个主要缺点是，它仅在单个温度点有效，显著的温度变化将导致电压基准产生直流误差，从而增加数据转换器的增益误差。多点校准能够解决这个问题，因为能够在多个温度点进行这类校准。在图 5-1 中，通过使用多点校准和基于差异（可用于调整最终测量值）创建温度曲线，我们可以看出温漂误差减少了多少。通常，增益误差校准与数据转换的最终结果相乘。在此示例中，3 点校准使温漂误差降低了 3 倍，6 点校准使误差降低了 10 倍以上。在此示例中，通过计算测量点之间的斜率，然后从未校准值中减去该结果，创建了 3 点和 6 点校准线的最终曲线。基于对系统误差的了解，设计人员通过将数据转换器的结果乘以（未校准的 VREF/校准的 VREF）的比值来数字消除增益误差。

温度校准在较小的温度窗口中更有效，因此设计人员必须了解器件将经历的工作温度。在图 5-1 中，未校准的波形是一个二阶函数，但这可能因器件而异。可以获得一阶到高阶的曲线。温漂会因器件而异，这可能很难在具有相同配置文件的多个器件之间校准出误差，因此我们建议使用唯一的配置文件校准每个电压基准。多点校准的缺

点是成本和校准时间增加，而且并非所有的温度曲线都易于校准。为了避免多点校准，最好选择一个更精确、温漂较低的电压基准。

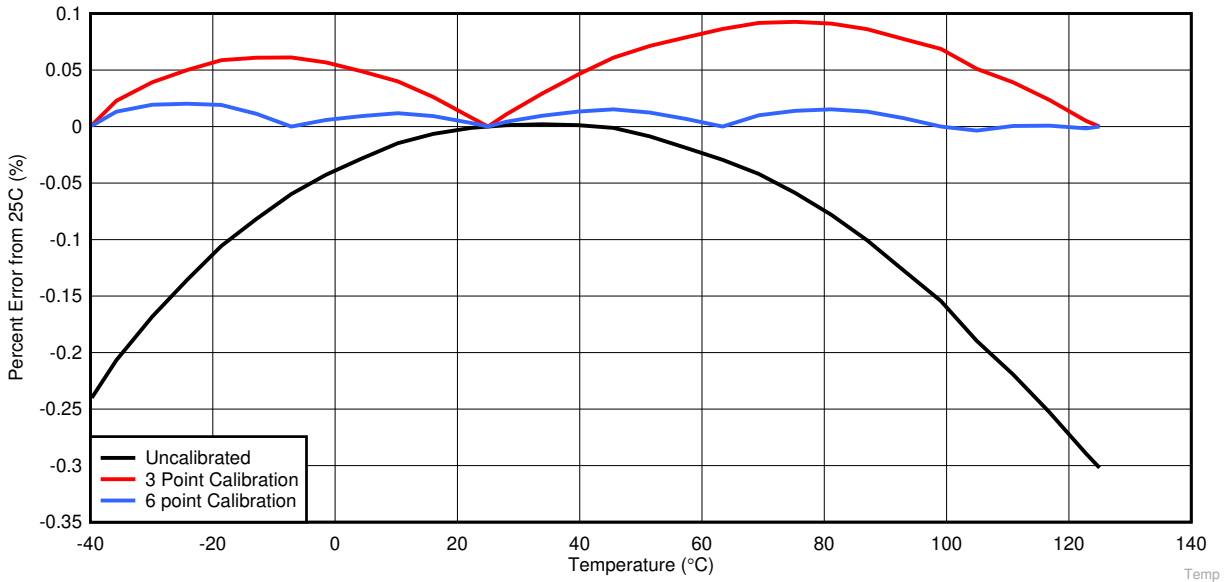


图 5-1. 不同校准配置文件的温漂误差

在表 3-2 中，温漂误差被转换成百分比误差，这使得它很容易与初始精度误差相比较。请记住，此误差是未校准系统在 25°C 时的最大偏差。大多数器件不会达到这么高的偏差。在低分辨率系统中，选择具有超低温漂规格的器件往往更为实用，因为温度校准可能耗时且成本高昂。在高分辨率系统中，情况更加复杂，因为需要尽可能减少温漂才能更大幅度地提高 ADC 性能。特别是，如果信号链有信号调节元件，这些元件会各自产生温漂。

## 6 基准电压噪声误差

噪声误差很重要，因为在任何校准系统中都不能完全消除噪声误差，并且在数据转换器的后续采样中会出现不同的情况。在高精度数据转换器系统中，当电压基准产生大量噪声时，很难获得一致的分辨率。噪声可分为两类： $1/f$  噪声和宽带噪声。

### 6.1 $1/f$ 噪声

$1/f$  噪声是 0.1Hz 至 10Hz 范围内的低频噪声，也称为闪烁噪声。这种噪声频率范围很低，而且很难滤除，再加上需要大量采样时间，因此特别麻烦。在进行直流测量时，这种噪声比宽带噪声的影响更大，因为  $1/f$  噪声的频率太低，实际中无法滤除。噪声随输出电压而变化，因此降低电压基准产生的  $1/f$  噪声的唯一方法是选择噪声更低的基准电压和电压选项。

### 6.2 宽带噪声：

宽带噪声是一种跨越器件整个频率范围的平坦噪声，也称为宽频带噪声。与  $1/f$  噪声不同，宽带噪声对整个频率范围的影响相对均匀；可以使用 RC 滤波器或数字滤波技术滤除尽可能多的噪声。所有电路都有宽带噪声，带宽限制可约束宽带噪声的影响，因此噪声并不是无限的。宽带噪声指定为 10Hz 至 10kHz 的输出噪声或输出电压噪声密度。外部输出噪声和输出噪声密度之间的转换可在精密实验室噪声系列中找到。设计人员可能遇到的一个问题是噪声与静态电流成反比；因此在低功率系统中很难实现低噪声。

### 6.3 电源抑制比

电源抑制比 (PSRR) 是输入噪声到输出噪声的转换因子。PSRR 是针对宽频率范围 (10Hz 到 10MHz) 定义的。大多数串联电压基准由于其固有的架构而具有很强的 PSRR，这使得它们非常适用于处理有噪声的电力线，特别是带有旁路和负载电容器的电力线。通过确保基准电压的输入是 LDO 而不是开关器件，可以改善 PSRR。对于并联基准，PSRR 类似于动态阻抗，因为并联电压基准的 PSRR 不像串联电压基准那么高。较大的电源去耦电容有助于提高噪声电源情况下的 PSRR 性能，这有助于克服所有高频噪声。

## 6.4 噪声示例

当观察信号链中的噪声时，首先要了解噪声是如何影响 ADC 动态性能的，这是因为在交流和高频测量时，SNR 是非常重要的值之一，这在许多应用中都很常见。常见的 SNR 公式如方程式 4 所示，因为这是理想 N 位 ADC 的最高 SNR 水平。

$$\text{SNR}_{\text{ADC}} = 6.02 \times N + 1.76 \text{ dB} \quad (4)$$

如需了解外部基准电压的影响，请查看方程式 5 中 ADC 的总噪声。总 ADC 噪声 (rms) 是来自 ADC 和基准电压的不相关噪声的组合。因为这些噪声是不相关的，如果我们希望电压基准对 SNR 的影响很小，VREF 噪声必须至少比 ADC 噪声小 5 倍，如方程式 6 中所示。

$$\text{Total ADC Noise (rms)} = \frac{\text{AVREF}}{2\sqrt{2}} \times 10^{\frac{\text{SNR}_{\text{ADC}}}{20}} \quad (5)$$

$$\text{Allowed VREFNoise (rms)} \leq \frac{\text{Total ADC Noise}}{5} \quad (6)$$

在基准电压数据表中，噪声表示为闪烁噪声和宽带噪声。

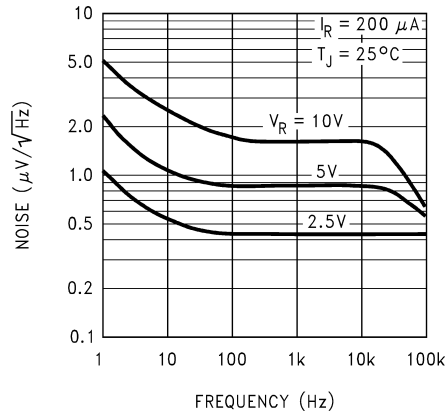


图 6-1. LM4050 噪声电压与频率间的关系

图 6-1 中给出了从 1Hz 到整个频率范围的频域图。在此图中，噪声级别  $k = 432 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，转角频率  $F_c = 65 \text{ Hz}$ 。闪烁噪声下限 (FL) = 0.1Hz，频率上限 (FH) 为 10Hz。根据这些信息，RMS 闪烁噪声可以计算为……

$$\frac{1}{f} \text{ Noise (rms)} = k * \sqrt{F_c} * \sqrt{\ln\left(\frac{F_H}{F_L}\right) + (F_H - F_L)} \quad (7)$$

闪烁噪声的替代视图如图 6-2 所示，宽带噪声如图 6-3 所示。



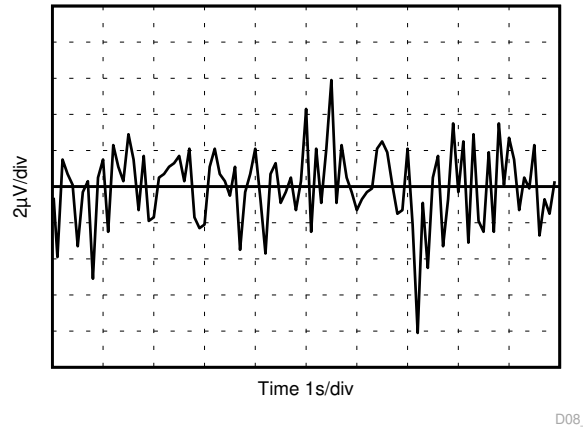


图 6-2. REF3425 0.1Hz 到 10Hz 噪声

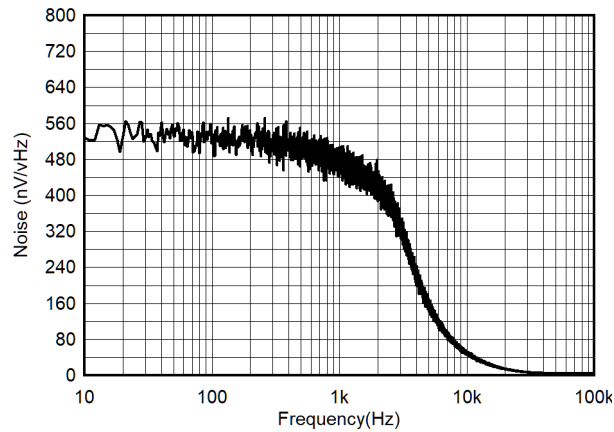


图 6-3. REF3425 噪声性能 10Hz 到 100kHz

在这种情况下，闪烁噪声根据 [方程式 8](#) 计算。

$$\frac{1}{f} \text{Noise(rms)} = \frac{V_{P-P}}{6.6} \quad (8)$$

闪烁噪声无法滤除。因此，将根据 ADC SNR 要求计算允许的宽带噪声。[方程式 9](#) 说明了如何找到宽带噪声限制，因为闪烁噪声无法滤除。

$$\text{Wideband VREF Noise (Nw)} = \sqrt{\left(\frac{1}{f} \text{VREF Noise}\right)^2 - (\text{Allowed VREF Noise})^2} \quad (9)$$

如果允许的宽带噪声大于参考信号的总宽带噪声，则需要滤除额外的宽带噪声分量。[方程式 10](#) 说明了如何计算截止频率。

$$\text{Allowed Frequency} = \left(\frac{\text{Wideband noise (rms)}}{Nw}\right)^2 \quad (10)$$

## 7 动态误差 ( 基准电压驱动能力 )

SAR ADC 逻辑在开始数字转换之前首先对输入进行采样。之后，SAR ADC 在适当的上限为每个位转换采样 VREF。因此，电荷重新分配发生在 ADC 基准引脚上的每一次位转换之时。峰值电流的大小与数据转换器的时钟频率成正比。MSB 转换需要的是上限处的最大电荷，LSB 需要的是最小电荷。因此，从 MSB 到 LSB 的转换过程中电流会变化。这种电流变化会根据输出阻抗改变输出。这种变化会转化为非线性误差。

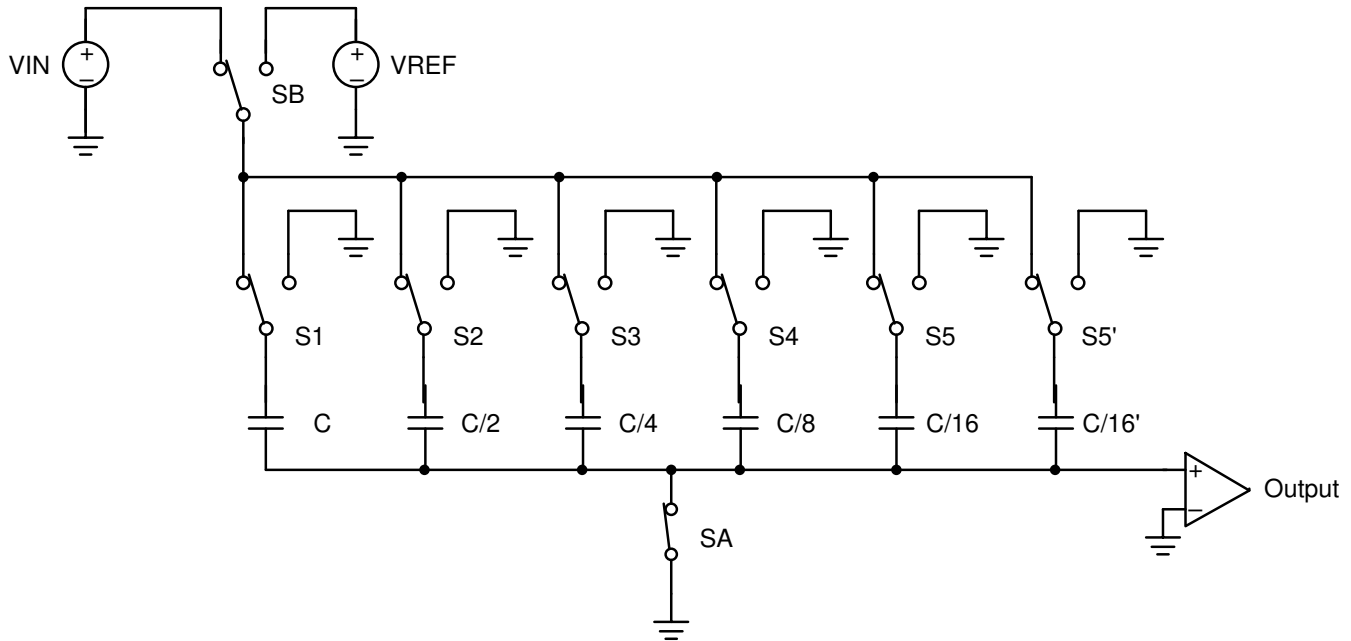


图 7-1. SAR ADC 采样架构

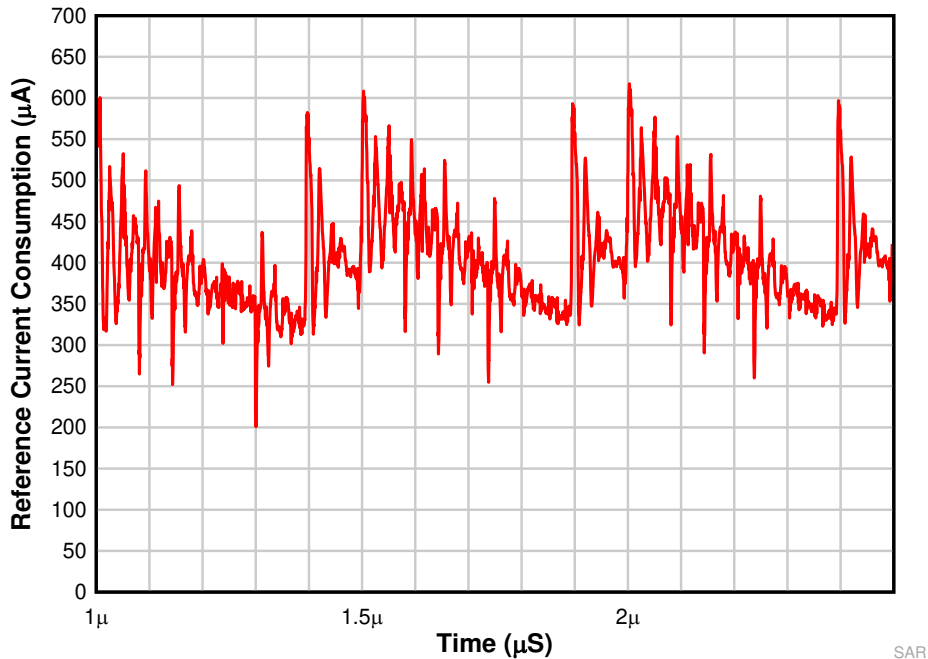


图 7-2. SAR ADC VREF 电流消耗

图 7-2 显示了当 REF3433-Q1 用作基准并且采样 (CS) 频率为 2MHz 和 64MHz 时钟频率时，AVDD ( 基准引脚 ) 处 12 位 TI SAR AD7049 在 1V 输入时的瞬态电流图。基准引脚的负载电容为 10µF。电流是通过测量放在基准引脚 ADC 和 REF3433Q 之间 500Ω 阻抗的压降来测量的。

每次转换的时间段为  $0.5\mu\text{s}$ 。数据转换发生在从 MSB 到 LSB 的第 3 个时钟到第 14 个时钟之间 (这是一个周期的前半部分) {参考 - ADC 数据表}。转换期间的每个时钟因电荷再分配而产生电流尖峰。我们可以看到从 MSB 到 LSB 电流尖峰呈非线性变化。SAR ADC 转换过程中基准引脚的最大电流在 1V 输入下为  $600\mu\text{A}$ 。此电流随输入幅值而变化。这导致参考器件的输出呈非线性变化, 从而在 ADC 输出中引入谐波失真, 如白皮书《[基准电压对总谐波失真的影响](#)》所述。

为了提高开关负载驱动能力, 必须将电容器放置在距离 SAR-ADC 基准引脚很近的位置。在选择电容时, 还必须考虑基准的稳定性。

如果电流需求非常高 (如果一个基准驱动多个 ADC), 则可以在输出端使用低噪声缓冲器。

另一个需要考虑的是从并联基准输出引脚到 ADC 基准引脚的布线电阻。布线电阻的最大压降必须远小于  $\text{LSB}/2$ 。布线电阻的压降等于  $R_{\text{trace}} \times I_{\text{max}}$ 。这会直接增加负载调节误差。还需要尽可能减小布线长度, 以减少布线电感。为了最大限度地减小这种误差, 必须将基准放在非常接近 ADC 的 VREF 引脚的位置。如果基准有 VOUT 感应引脚, 可通过将输出感应引脚连接到 ADC 的基准引脚来消除布线电阻问题。

## 8 低功耗应用

在低功耗高精度设计中，在不降低设计性能的情况下限制信号链每个元件的 IQ 至关重要。通用信号链通常具有传感器、放大器、转换器、微控制器、电压基准、接口等元件，这些元件会影响设计的总体电流预算。因此，为了降低设计的功耗，请选择以较低静态电流运行的元件。

现场变送器是这类低 IQ 设计的一个示例，其中每个元件的电流都会影响系统的功率预算。图 8-1 显示了现场变送器的典型功率预算。

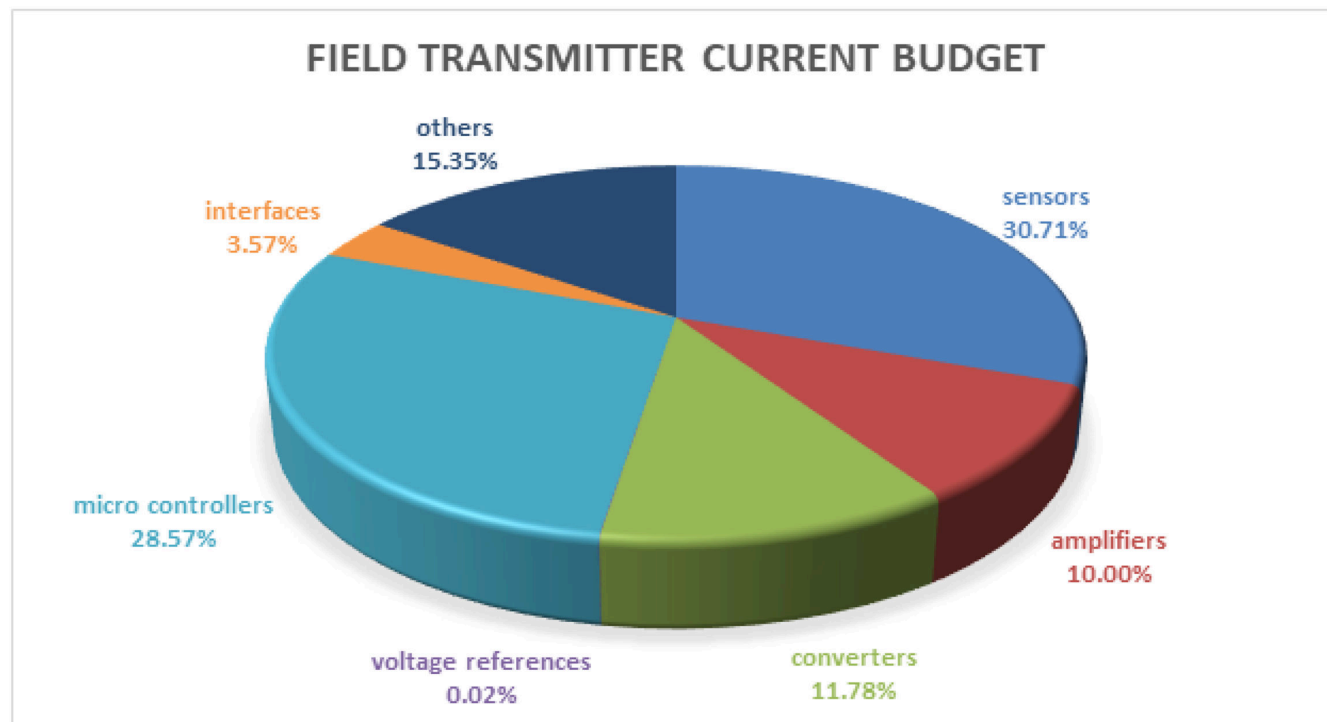


图 8-1. 现场变送器的典型功率预算

图 8-1 显示 REF35 电压基准 IC 的电流仅为总电流预算 (2 线变送器典型值为 3mA) 的 0.02%，因此选择 REF35 不会严重增加总电流预算的负担。尽管 REF35 可在极低 (650nA) 的静态电流下工作，但 REF35 不会影响串联基准规格。REF35 可提供极高的初始精度 (0.05%)、极低的温漂 (12ppm/C) 和极低的固有噪声。

此外，REF35 还具有一个附加特性，即关断模式。该特性通过下拉 IC 上的使能引脚启用，可将器件的静态电流降至 0.1uA 以下。这有助于降低待机模式下信号链的总体功耗。

因此，在不能影响系统规格的低功耗高精度设计中，为高精度 ADC 选择合适的电压基准变得非常重要。因此，选择 REF35 等基准可让设计人员在不影响精度的情况下开发低功耗设计。

## 9 参考文献

- 德州仪器 (TI), [TI 高精度实验室 - ADC](#)
- 德州仪器 (TI), [《基准电压对总谐波失真的影响》白皮书](#)
- 德州仪器 (TI), [《基准电压选择基础知识》白皮书](#)
- 德州仪器 (TI), [《选择适用于汽车应用的基准电压 - 应用简介》](#)
- 德州仪器 (TI), [《使用基准电压进行设计的提示和技巧 \(电子书\)》](#)

## 10 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

---

### Changes from Revision A (March 2021) to Revision B (January 2024) Page

- 更新了 ADC 和 DAC 建议.....2
  - 添加了 REF35 新数据.....2
- 

---

### Changes from Revision \* (December 2018) to Revision A (March 2021) Page

- 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式.....2
  - 向表 2-1 中添加了 REF70。.....2
  - 向表 2-1 中增加了 ADC 和 DAC 建议。.....2
  - 更新了噪声示例。.....8
-

## 重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2024，德州仪器 (TI) 公司