

# 用 20 位 DAC 实现 1 ppm 精度— 精密电压源

作者：Maurice Egan

## 简介

高分辨率数模转换器(DAC)的常见用途之一是提供可控精密电压。分辨率高达 20 位、精度达 1 ppm 且具有合理速率的 DAC 的应用范围包括医疗 MRI 系统中的梯度线圈控制、测试和计量中的精密直流源、质谱测定和气谱分析中的精密定点和位置控制以及科学应用中的光束检测。

随着时间的推移，半导体处理和片内校准技术的发展，关于精密集成电路 DAC 的定义也不断变化。高精度 12 位 DAC 一度被认为遥不可及；近年来，16 位精度已日益在精密医学、仪器仪表、测试和计量应用中得到广泛运用；在未来，控制系统和仪器仪表系统甚至需要更高的分辨率和精度。

高精度应用目前要求 18/20 位、1 ppm 精度数模转换器，以前只有笨重、昂贵、慢速的 Kelvin-Varley 分压器才能达到这一性能水平——属于标准实验室的专利，几乎不适用于现实仪器仪表系统。针对这类要求且采用 IC DAC 组件，更便利的半导体 1 ppm 精度解决方案已推出数年，但此类复杂系统需要使用多种器件，需要不断进行校准，还需十分谨慎才可取得理想精度，而且体积大、成本高(见附录)。长久以来，精密仪器仪表市场都需要一种更简单，具有成本优势，无需校准或持续监控，简单易用，而且提供保证性能规格的 DAC。目前，从 16 位和 18 位单芯片转换器(如 DAC)自然升级已成为可能。

## AD5791 1 ppm DAC

半导体处理技术、DAC 架构设计和快速片内校准技术的发展使稳定、建立时间短的高线性度数模转换器成为可能。这种转换器可提供高优于 1 ppm 的相对精度、0.05 ppm/°C 温度漂移、0.1 ppm p-p 噪声、优于 1 ppm 的长期稳定性和 1MHz 吞吐量。这类小型单芯片器件保证性能规格，无需校准且简单易用。AD5791 及其配套基准电压源和输出缓冲的典型功能框图如图 1 所示。

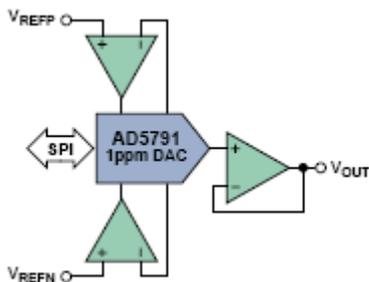


图 1: AD5791 典型工作框图。

AD5791 是一款单芯片、20 位、电压输出数模转换器，具有额定的 1 LSB (最低有效位) 积分非线性度(INL)和微分非线性度(DNL)，是业界首款单芯片 1 ppm 精度的数模转换器(1 LSB@20 位为  $2^{20}$  分之一 = 1,048,576 分之一 = 1 ppm)。该器件设计用于

高精度仪器仪表以及测试和计量系统，与其他解决方案相比，其整体性能有较大提升，具有更高的精度、体积更小、成本更低，使以前不具经济可行性的仪器仪表应用成为可能。

其设计(如图 2 所示)采用精密电压模式 R-2R 架构，利用了最新的薄膜电阻匹配技术，并通过片内校准例程来实现 1 ppm 精度。由于 AD5791 采用工厂校准模式，因而运行时无需校准程序，其延迟不超过 100 ns，可用于波形生成应用及快速控制环路。

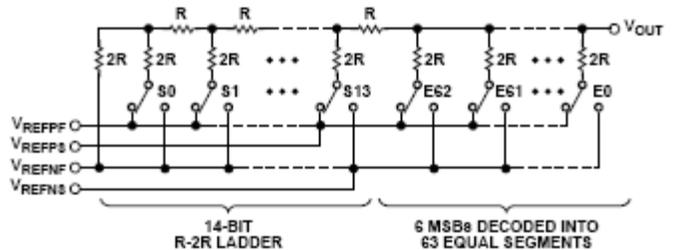


图 2: DAC 梯形结构。

AD5791 不但提供出色的线性度，而且可具有  $9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  噪声密度、0.1 Hz 至 10 Hz 频带内  $0.6 \mu\text{V}$  峰峰值噪声、0.05 ppm/°C 温度漂移，且其 1000 小时长期稳定性优于 0.1 ppm。

作为一种高电压器件，采用双电源供电，最高  $\pm 16.5 \text{ V}$ 。输出电压范围由正负基准电压  $V_{\text{REFP}}$  和  $V_{\text{REFN}}$  决定，提供了灵活的输出范围选择。

AD5791 所用精密架构要求使用高性能外置放大器来缓冲来自  $3.4 \text{ k}\Omega$  DAC 电阻的基准源，为基准输入引脚的加载感应提供方便，以确保 AD5791 的 1 ppm 线性度。AD5791 需要一个输出缓冲来驱动负载，以减轻  $3.4 \text{ k}\Omega$  输出阻抗的负担——除非驱动的是一个极高阻抗、低电容负载——或者衰减处于容限之内并可预测。

由于放大器为外置型，可根据噪声、温度漂移和速度的优化需要进行选择——并可调整比例因子——具体视应用需要而定。对于基准缓冲，建议采用 AD8676 双通道放大器，其具有低噪声、低失调误差、低失调误差漂移和低输入偏置电流的特点。基准缓冲的输入偏置电流特性非常重要，因为过大的偏置电流会降低直流线性度。积分非线性度的降低(单位: ppm)为输入偏置电流的函数，一般表示为:

$$\text{Extra INL Error} = \frac{0.2 \times I_{\text{BIAS}}}{(V_{\text{REFP}} - V_{\text{REFN}})^2}$$

其中， $I_{\text{BIAS}}$  单位为 nA； $V_{\text{REFP}}$  和  $V_{\text{REFN}}$  的单位均为伏特。例如，对于  $\pm 10 \text{ V}$  的基准输入范围，100 nA 的输入偏置电流将使 INL 提高 0.05 ppm。

输出缓冲的主要要求与基准缓冲相似——唯一例外是偏置电流，因为它不影响 AD5791 的线性度。但失调电压和输入偏置电流可能会影响到输出失调电压。为了维持直流精度，建议将 AD8675 用作输出缓冲。高吞吐量应用要求使用较高压摆率的快速输出缓冲放大器。

表 1 列出了少数适用精密放大器的关键技术规格。

AD5791 具有设计时间更短、设计风险更小、成本更低、电路板尺寸更小、可靠性更高和保证性能规格的特点。

图 3 是一种电路示意图,其中以 AD5791 (U1)作为精密数控 1 ppm 电压源,电压范围为±10 V,增量为 20 μV;以 AD8676 (U2)作为基准缓冲;以 AD8675 (U3)作为输出缓冲。绝对精度取决于外置 10 V 基准电压源的选择。

### 性能测量

该电路的重要指标是积分非线性度、微分非线性度和 0.1 Hz 至 10 Hz 峰峰值噪声。图 4 显示,典型 INL 处于±0.6 LSB 之内。

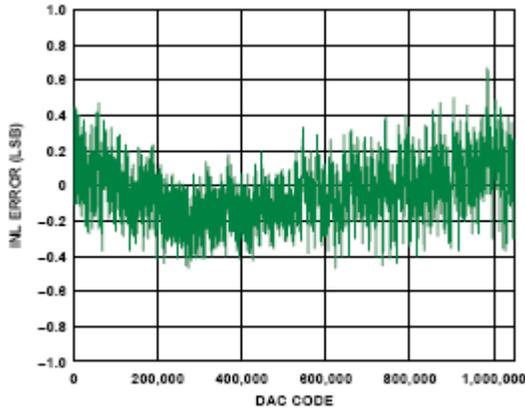


图 4: 积分非线性度坐标图。

图 5 所示典型 DNL 为±0.5 LSB;在整个位跃迁范围内,输出均可保证单调性。

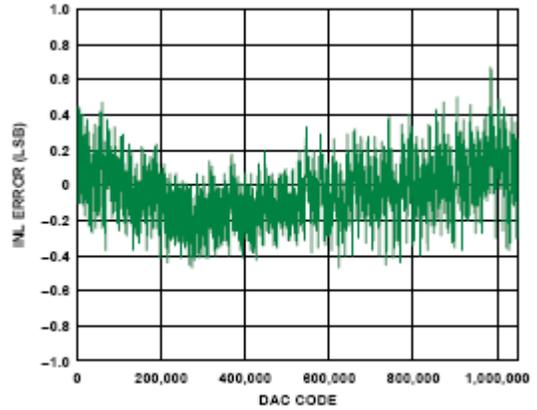


图 5: 微分非线性度坐标图。

0.1 Hz 至 10 Hz 带宽内的峰峰值噪声约为 700 nV,如图 6 所示。

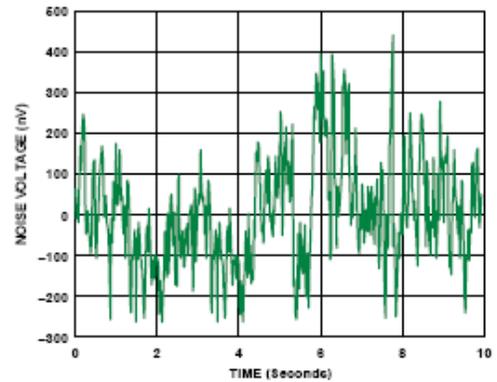


图 6: 低频噪声。

表 1. 精密放大器的关键技术规格

型号	噪声频谱密度 $nV/\sqrt{Hz}$	1/f 噪声 ( $\mu V$ p-p - 0.1 Hz 至 10 Hz)	失调电压误差 ( $\mu V$ )	失调电压误差漂移 ( $\mu V/^{\circ}C$ )	输入偏置电流 (nA)	压摆率 ( $V/\mu s$ )
AD8675/AD8676	$2.8 nV/\sqrt{Hz}$	0.1 $\mu V$	10 $\mu V$	0.2 $\mu V/^{\circ}C$	0.5 nA	2.5 $V/\mu s$
ADA4004-1	$1.8 nV/\sqrt{Hz}$	0.1 $\mu V$	40 $\mu V$	0.7 $\mu V/^{\circ}C$	40 nA	2.7 $V/\mu s$
ADA4898-1	$0.9 nV/\sqrt{Hz}$	0.5 $\mu V$	20 $\mu V$	0.1 $\mu V/^{\circ}C$	100 nA	55 $V/\mu s$

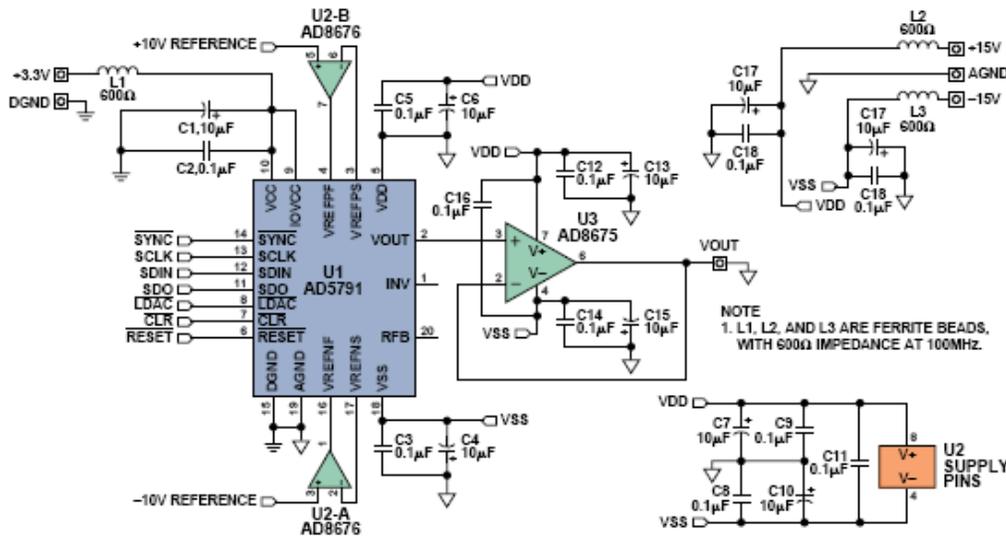


图 3: 采用 AD5791 数模转换器的 1 ppm 精度系统。

## AD5791 仅仅是个开始:

### 1 ppm 电路的复杂性

尽管AD5791 一类的精密次 1 ppm元件已上市, 但构建 1 ppm系统并非易事, 不能草率对待。必须全面考虑在这个精度级别出现的误差源。1 ppm 精度电路中的主要误差源为噪声、温度漂移、热电电压和物理应力。应遵循精密电路的构建技术, 以尽量降低此类误差在整个电路中的耦合和传播效应, 避免产生外部干扰。下面将简要总结这些考虑因素。更多详情请参阅[参考文献](#)。

### 噪声

工作于 1 ppm 分辨率和精度时, 必须将噪声降至最低水平。AD5791 的噪声频谱密度为  $9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , 主要源于 3.4 k $\Omega$  DAC 电阻的约翰逊噪声。为了尽量避免增加系统噪声, 必须将所有外设的噪声贡献降至最低。电阻值应低于 DAC 电阻, 以确保其约翰逊噪声贡献不会大幅提高方和根总体噪声水平。AD8676 基准缓冲和 AD8675 输出缓冲额定噪声密度为  $2.8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , 远远低于 DAC 的噪声贡献。

通过简单的 R-C 滤波器, 即可相对简单地消除高频噪声, 但 0.1 Hz 至 10 Hz 范围内的 1/f 噪声却很难在不影响直流精度的情况下滤除。降低 1/f 噪声最有效的方法是避免其进入电路之中。AD5791 在 0.1 Hz 至 10 Hz 带宽下产生约 0.6  $\mu\text{V}$  峰峰值噪声, 远低于 1 LSB (输出范围为  $\pm 10 \text{ V}$  时, 1 LSB = 19  $\mu\text{V}$ )。在整个电路中, 1/f 最大噪声的目标值应为 0.1 LSB 或 2  $\mu\text{V}$  左右, 通过选择合适的元件即可达到此目标。电路中的放大器产生 0.1  $\mu\text{V}$  峰峰值 1/f 噪声; 信号链中的三个放大器在电路输出端共产生约 0.2  $\mu\text{V}$  峰峰值噪声。加上来自 AD5791 的 0.6  $\mu\text{V}$  峰峰值噪声, 预计总 1/f 噪声约为 0.8  $\mu\text{V}$  峰峰值, 该值与图 5 所示测量值紧密相关。这为可能增加的其他电路 (如放大器、电阻和基准电压源) 等留出了充足的余量。

除随机噪声以外, 还须避免由辐射、传导和感应电干扰导致的误差。必须采用屏蔽、防护、谨慎接地、正确的印刷电路板布线等技术。

### 温度漂移

与所有精密电路一样, 所有元件的温度漂移是主要误差源之一。减少漂移的关键是选择次 1 ppm 温度系数的重要元件。AD5791 具有极低的温度系数, 为 0.05 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ 。AD8676 基准缓冲的漂移系数为 0.6  $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ , 总共会向电路中增加 0.03 ppm/ $^{\circ}\text{C}$  的增益漂移; AD8675 输出缓冲会再贡献 0.03 ppm/ $^{\circ}\text{C}$  的输出漂移; 相加后为 0.11 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ 。缩放和增益电路中应使用低漂移、热匹配电阻网络。建议使用 Vishay 体金属薄膜分压器电阻系列 300144Z 和 300145Z, 其电阻跟踪温度系数为 0.1 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ 。

### 热电电压

热电电压是 Seebeck 效应造成的结果: 相异金属结处产生与温度有关的电压。根据结处的金属元件, 结果产生的电压位于 0.2  $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$  至 1 mV/ $^{\circ}\text{C}$  之间。最好的情况是铜铜结, 产生的热电 EMF 不到 0.2  $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ 。在最糟糕的情况下, 铜铜氧化物结可产生最大 1 mV/ $^{\circ}\text{C}$  的热电电压。对小幅温度波动的这种灵敏度意味着, 附近的耗能元件或跨越印刷电路板(PCB)的低速气流可能产生不同的

Analog Dialogue 44-04 Back Burner, April (2010)

温度梯度, 结果产生不同的热电电压, 而这种电压又表现为与低频 1/f 噪声相似的低频漂移。可通过消除系统中的相异结和/或消除热梯度来避免热电电压。虽然消除相异金属结几乎不可能——IC 封装、PCB 电路、布线和连接器中存在多种不同的金属——但使所有连接均保持整洁, 消除氧化物, 这种方法可以有效地减少热电电压。屏蔽电路使其不受气流影响, 是一种有效的热电电压稳定方法, 而且具有电屏蔽的增值作用。图 7 展示了开放式电路与封闭式电路在电压漂移上的差异。

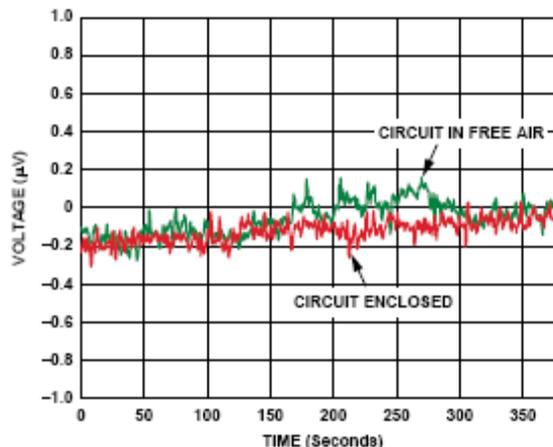


图 7: 开放式系统和封闭式系统的电压漂移与时间关系。

为了消除热电电压, 可在电路中增加补偿结, 但必须进行大量的试验和重复测试, 以确保插入结对正确、位置无误。截至目前, 最高效的方法是减少信号路径中的元件数, 稳定局部温度和环境温度, 从而减少电路中的结。

### 物理应力

高精模拟半导体器件对其封装承受的应力非常敏感。封装中的应力消除填充物具有一定的作用, 但无法补偿因 PCB 变形等局部应力源在封装上直接产生的压力带来的较大应力。印刷电路板越大, 封装可能承受的应力越大, 因此即使在小型电路板上也应安装敏感电路——通过柔性或非刚性连接器与大系统相连。如果必须使用较大电路板, 则应在敏感元件周围, 在元件两面或 (最好) 三面割些应力消除切口, 可极大地减少因电路板弯曲给元件带来的应力。

### 长期稳定性

在考虑噪声和温度漂移的基础上, 还需考虑长期稳定性。精密模拟 IC 虽然非常稳定, 但确实会发生长期老化变化。AD5791 在 125 $^{\circ}\text{C}$  的长期稳定性一般好于 0.1 ppm/1000 小时。虽然老化不具累积性质, 但遵循平方根规则 (若某个器件的老化速度为 1 ppm/1000 小时, 为  $\sqrt{2}$  ppm/2000 小时, 为  $\sqrt{3}$  ppm/3000 小时等等)。一般地, 温度每降低 25 $^{\circ}\text{C}$ , 时间就会延长 10 倍; 因此, 当工作温度为 85 $^{\circ}\text{C}$  时, 在 10000 小时的期间 (约 60 星期), 预计老化为 0.1 ppm。以此类推, 在 10 年期间, 预计老化为 0.32 ppm。即是说, 当工作温度为 85 $^{\circ}\text{C}$  时, 在 10 年期间, 数据手册直流规格可能漂移 0.32 ppm。

## 电路构建和布局

在注重精度的电路中，精心考虑电源和接地回路布局有助于确保达到额定性能。在设计 PCB 时，应采用模拟部分与数字部分相分离的设计，并限制在电路板的不同区域内。如果 DAC 所在系统中有多个器件要求模数接地连接，则只能在一个点上连接。星形接地点尽可能靠近该器件。必须采用足够大的 10  $\mu\text{F}$  电源旁路电容，与每个电源引脚上的 0.1  $\mu\text{F}$  电容并联，并且尽可能靠近封装，最好是正对着该器件。10  $\mu\text{F}$  电容应为钽珠型电容。0.1  $\mu\text{F}$  电容必须具有低有效串联电阻(ESR)和低有效串联电感(ESL)，如高频时提供低阻抗接地路径的普通多层陶瓷型电容，以便处理内部逻辑开关所引起的瞬态电流。各电源线路上若串联一个铁氧体磁珠，则可进一步防止高频噪声通过器件。

电源走线必须尽可能宽，以提供低阻抗路径，并减小电源线路上的毛刺效应。利用数字地将快速开关信号（如时钟）屏蔽起来，以避免向电路板上的其他器件辐射噪声，并且不得靠近基准输入，也不得置于封装之下。基准输入上的噪声必须降至最低，因为这种噪声会被耦合至 DAC 输出。避免数字信号与模拟信号交叉，电路板相反两侧上的走线应彼此垂直，以减小电路板的馈通效应。

## 基准电压源

维持整个电路性能的是外部基准电压源，其噪声和温度系数直接影响系统的绝对精度。为了充分发挥 1 ppm AD5791 数模转换器的性能，基准元件和关联元件应具有与 DAC 不相上下的温度漂移和噪声规格。虽然离温度漂移为 0.05 ppm/ $^{\circ}\text{C}$  的基准电压源仍相去甚远，但 0.1 Hz 至 10 Hz 范围噪声低于 1  $\mu\text{V}$  p-p 的 1 ppm/ $^{\circ}\text{C}$  和 2 ppm/ $^{\circ}\text{C}$  基准电压源确实存在。

## 结论

随着精密仪器仪表以及测试和计量应用对精度的要求不断提高，人们正在开发精度更高的元件，以满足这些需求。此类器件具有 1 ppm 级精度规格，用户无需进一步校准，而且简单易用。然而，在设计这一精度级别的电路时，必须考虑多种现实环境因素和设计相关因素。精密电路性能的成功与否取决于对这些因素的考虑和理解是否到位，取决于选择正确的元件。

## 参考文献

(有关全部 ADI 元件的详细信息，请访问 <http://www.analog.com>。)

1. “The Long Term Stability of Precision Analog ICs, or How to Age Gracefully and Avoid Sudden Death.” Analog Devices. Rarely Asked Questions. [http://www.analog.com/zh/analog-microcontrollers/analog-microcontrollers/products/rarely-asked-questions/RAQ\\_precisionAnalogICs/resources/fca.html](http://www.analog.com/zh/analog-microcontrollers/analog-microcontrollers/products/rarely-asked-questions/RAQ_precisionAnalogICs/resources/fca.html).
2. *Low Level Measurements Handbook*. 6<sup>th</sup> Edition. Keithley. 2004. [http://www.keithley.com/knowledgecenter/knowledgecenter\\_pdf/LowLevMsHandbk\\_1.pdf](http://www.keithley.com/knowledgecenter/knowledgecenter_pdf/LowLevMsHandbk_1.pdf).
3. MT-031, *Grounding Data Converters and Solving the Mystery of “AGND” and “DGND.”* <http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-031.pdf>

## 关于作者

**Maurice Egan** [maurice.egan@analog.com] 是爱尔兰利默里克精密转换器产品技术小组的一名应用工程师。他于 1998 年加入 ADI 公司，拥有爱尔兰利默里克大学电子工程学士学位。



## 附录

图 8 所示为一种典型的现代 1 ppm DAC 解决方案的功能框图。电路核心由两个 16 位数模转换器构成——一个主 DAC 和一个辅助 DAC——其输出经缩放和组合后产生更高的分辨率。主 DAC 输出与经衰减的辅助 DAC 输出相加，使辅助 DAC 填补主 DAC LSB 步长之间的分辨率间隙。

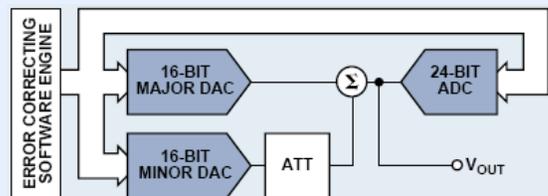


图 8. 分立 1 ppm DAC 解决方案。

组合后的 DAC 输出需要为单调性，但线性度无需极高，因为高性能是通过精密模数转换器的恒定电压反馈取得的，该转换器校正固有的元件误差；电路精度受 ADC 的限制而不受限于 DAC。然而，由于恒定电压反馈的要求以及不可避免的环路延迟，这种解决方案速度较慢，建立时间达数秒。

尽管这种电路能够并且经努力可以取得 1 ppm 的精度，但设计难度较大，很可能需要重复设计多次，而且需要通过软件引擎和精密 ADC 来实现目标精度。为了保证 1 ppm 的精度，ADC 还需进行校准，因为目前市场上还没有保证 1 ppm 线性度的 ADC。图 8 所示简图只是概念的展示，真实的电路要复杂得多，涉及多个增益、衰减和求和级，包括多个元件。同时还需要复杂的数字电路，以方便 DAC 与 ADC 之间的接口，更不用说用于误差校正的软件了。