

理解并使用基准电压源

作者：Mitchell Lee

虽然基准电压源只是双端或3端器件，但是选择合适的基准电压源并正确应用比我们最初的设想难度更大。尽管“精度”一词通常用来描述基准电压源，但太过随意地使用这个词风险较大，因为不同的人对它有不同的理解。更令人费解的是，在一种应用中被认为不怎么样的基准电压源，在另一种应用中则可能被认为是万能的。本应用笔记将为大家全面解读基准电压源“精度”，并提供一些利用任何基准电压源获得其最高性能的相关技巧。

与其他专业电子领域一样，单片基准电压源也有自己的专用词汇。我们已经学习了基准电压源词汇中的第一个词“精度”。这是分级和比较基准电压源的标准。遗憾的是，至少有五六个测量精度的单位。为了不让您充分理解精度的含义，行业专家采用一项称为“单位跳跃”的特殊技能，让每一个人都感到迷惑和混淆不清，不论是新手还是经验丰富的资深人士。当您提到一个精度数据时，专家就会快速跳到一个新的单位，让您无法按他的思路进行推理。图1攻克了这个迷魂阵，能够在完全理解地基础上轻松地在不同单位之间切换。当您阅读本应用笔记时，请参考图1。

如今的IC基准电压源技术分为两大类：带隙基准电压源，用于使正偏二极管结的温度系数和 ΔV_{BE} 的温度系数平衡（请参见附录B）；以及埋入式齐纳二极管（请参见附录A），它使用表面下击穿实现出色的长期稳定性和低噪声。除了少数例外，两种基准电压源均使用额外片内电路，以尽量进一步减少温度漂移并将输出电压调节到一个精确值。带隙基准电压源通常用于高达12位的系统中；埋入式齐纳二极管则适用于更高精度系统。

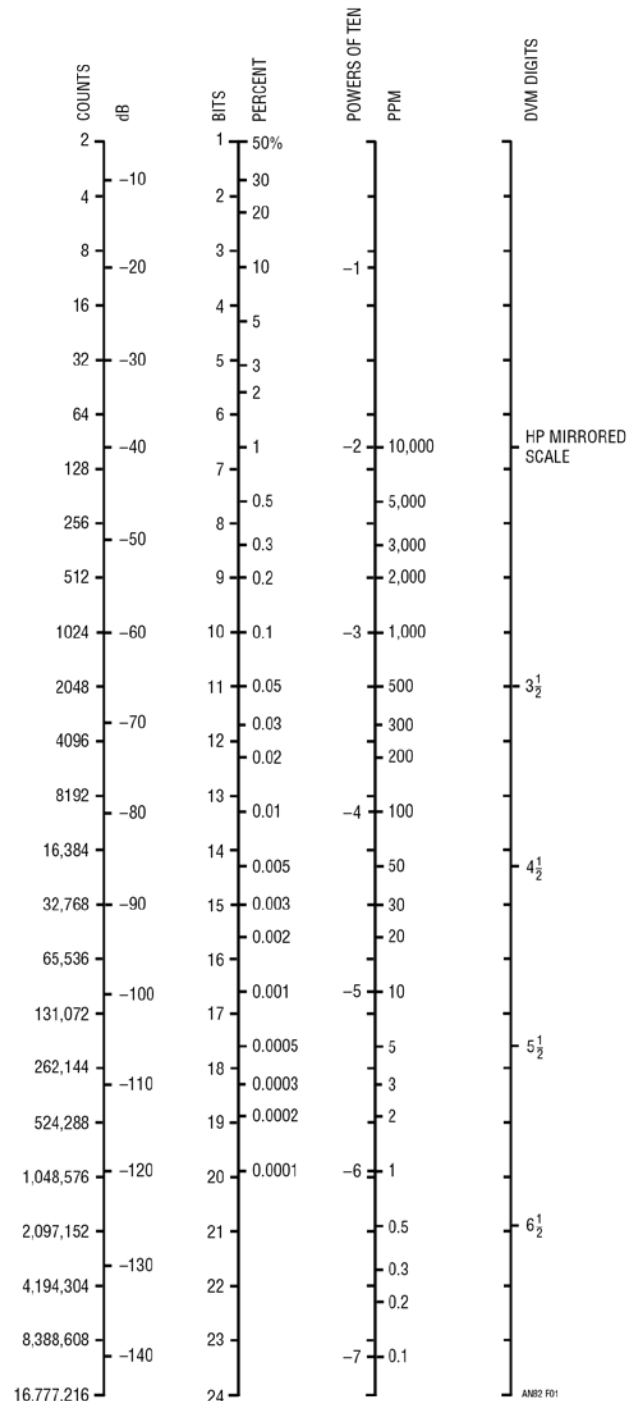


图1. 精度对照表

、LTC和LT是凌力尔特公司的注册商标。

应用笔记 82

在电路和系统中，只有在不考虑精度的情况下，单片基准电压源才会面临来自分立齐纳二极管和3端稳压器的竞争。5%的齐纳二极管和3%的稳压器很常见；这代表4位或5位精度。在实验室标准方面，只有饱和韦斯顿电池和约瑟夫森阵列能够超越最佳单片基准电压源的性能，因此单片基准电压源基本适用于每个电路和系统应用。

基准电压源精度包含多个电气规格参数。表1总结了这些参数。电路设计人员最常指定的是*初始精度*。这是一种测量输出电压误差的参数，用百分比或伏特表示。初始精度在室温(25°C)下指定，具有固定输入电压和零负载电流，或用于分流基准电压源，固定偏置电流。

表1. 基准电压源精度规格

参数	描述	首选单位
初始精度	25°C时初始输出电压	V、%
温度系数	$\frac{V_{MAX} - V_{MIN}}{\text{总温度范围}}$	ppm/°C
长期稳定性	在1000小时或更长时间内测量的输出随时间变化的情况	ppm \sqrt{kh}
噪声	0.1Hz至10Hz	μV_{p-p} , ppm $_{p-p}$
	10Hz至1kHz	μV_{RMS} , ppm $_{RMS}$

在不方便或无法进行校准的系统中，严格的初始精度是一个问题。更常见的是，绝对精度只是次要考虑因素，因为会对成品执行最终调整，以调和所有系统误差的总和。采用最终调整可节省大量成本，这样就不需要系统中的每个基准电压源、DAC、ADC、放大器和传感器都具有严格的初始精度。

单片基准电压源初始精度范围为0.02%至1%，代表6位至12位系统中的1LSB误差。韦斯顿电池和约瑟夫森阵列的初始精度分别为1ppm至10ppm和0.02ppm（在25位系统中，0.02ppm小于1LSB误差）。

基准输出电压中温度引起的变化很快使严格的初始精度规格失去意义。因此后来做了大量工作来尽量降低基准电压源的*温度系数*(tempco)。大多数基准电压源都能保证温度系数在2ppm/°C

至40ppm/°C的范围内，只有少数器件在此范围之外。被正确应用的LTZ1000温度稳定基准电压源的温度系数为0.05ppm/°C。

温度系数定义为工作温度范围内的平均值，以ppm/°C或mV/°C为单位。此平均值使用所谓的“黑盒”法计算。图2显示如何定义并计算黑盒法温度系数。相关基准电压源（LT[®]1019带隙基准电压源）在指定的工作温度范围内进行测试。将最小和最大记录输出电压应用于所示等式，得到用V/°C表示的平均温度系数。然后进一步处理以查找ppm/°C值，如数据手册中所示。温度系数是工作范围内的平均值，而不是在任何特定点测量的增量斜率。对于LT1021和LT1236，也可保证25°C时的增量斜率。

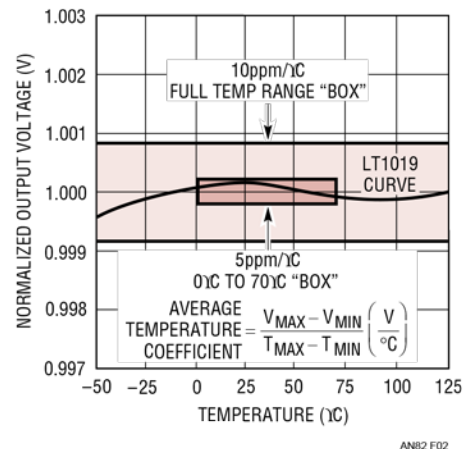


图2. 黑盒法将温度范围内的绝对输出精度表示为漂移项

数据手册中的温度系数可用于直接计算整个工作温度范围内的输出电压允许误差。0°C至70°C时温度系数为10ppm/°C的器件可能会从初始值漂移到700ppm（在12位系统中大约3个计数）。具有700ppm温度系数误差的0.1%基准电压源在整个工作温度范围内可保证0.17%的精度。

但LT1004和LT1034例外，它们只保证整个工作温度范围内的绝对输出电压精度。LT1009和LT1029将结合两种方式，称为“蝴蝶结”或“蝴蝶”法（有关详细说明，请参见LT1009数据手册）。

基本形式的带隙基准电压源或埋入式齐纳二极管本身都不具有低漂移。使用特殊片内电路可改善基准电压源内核的温度系数。通过添加一个P-N结二极管，根据温度变化对埋入式齐纳二极管进行一阶补偿。齐纳本身的温度系数为 $+2\text{mV}/^\circ\text{C}$ ，二极管为 $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$ 。将二者串联组合可抵消7V输出中的约 $0.2\text{mV}/^\circ\text{C}$ ($\approx 30\text{ppm}/^\circ\text{C}$)的漂移。有趣的是，这很接近饱和韦斯顿电池的温度系数 ($-40\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 或 $-39\text{ppm}/^\circ\text{C}$)。韦斯顿电池置于恒温槽中；通过在输出中小心地添加 V_{BE} 和/或 ΔV_{BE} 分数项，可进一步根据温度变化对单片埋入式齐纳二极管基准电压源进行补偿。带隙和埋入式齐纳二极管产品均采用制造后调整，以进一步降低成品基准电压源的温度系数。

另一个影响精度的因素是长期稳定性。基准电压源的输出通常在一个方向随时间发生变化。影响呈对数式；这意味着，随着时间的推移，输出的变化越来越小。长期稳定性的单位 $\text{ppm}/\sqrt{\text{kh}}$ ($\text{kh} = 1000$ 小时)反映输出随时间变化的对数递减。由于输出中的长期变化很小，并且在几个月或几年的时间里发生，因此无法设计出经济可行的生产测试来保证所有基准电压源的真正稳定性。相反，此参数需要通过将几十个单元放置在 25°C 到 30°C 的温度控制室中持续老化1000小时或更长时间来进行表征。请注意，绝对温度并不重要，但在测试过程中必须保持不变。通过高温、加速寿命试验，运用数学方法推算出的长期稳定性数据会导致得出乐观但错误的室温结果。

当给出可靠的长期稳定性指标时，可采用4周老化测试，在此期间多次测量输出电压。即使采用这种复杂而昂贵的程序，给出可靠的极限值仍然是典型漂移的三到四倍左右。

除非产品设计为需要定期校准或性能要求相对较低，否则长期稳定性就可能是基准电压源性能的一个重要指标。具有较长校准周期的产品必须在不受干扰的情况下长时间保持精度。这些产品

需要具有良好长期稳定性的基准电压源。埋入式齐纳二极管的长期稳定性高于 $20\text{ppm}/\sqrt{\text{kh}}$ ，带隙基准电压源为 20ppm 至 $50\text{ppm}/\sqrt{\text{kh}}$ 。其中部分漂移源于基准电压源核心周围的调整和补偿电路。LTZ1000无需调整和补偿开销，而采用片内加热器。齐纳/二极管核心在运行的第一年会漂移 $0.5\text{ppm}/\sqrt{\text{kh}}$ ，接近韦斯顿电池的稳定性。

LTC基准电压源数据手册中所示的大多数长期稳定性数据适用于采用金属罐封装的器件，其装配和封装应力极低。采用塑料封装的相同基准电压源的性能稍微低一些。

最后一个影响精度的因素是输出电压的短期变化，也称为噪声。基准电压源噪声通常在两个频率范围内表征： 0.1Hz 至 10Hz （短期）、峰峰值漂移， 10Hz 至 1kHz （总“宽带”有效值噪声）。噪声电压通常与输出电压成正比，因此，以 ppm 表示的输出噪声对于任何给定基准电压源的所有电压选项都是恒定的。带隙基准电压源的宽带噪声范围为 4ppm 至 16ppm RMS ，埋入式齐纳二极管的宽带噪声范围为 0.17ppm 至 0.5ppm RMS 。无论哪种类型的基准电压源，噪声都会随着基准电流的增加而改善。但由于基准核心工作电流是在内部设置的，噪声特性只能通过外部滤波来改变（LT1027有一个滤噪引脚）。LT1034和LTZ1000埋入式齐纳二极管可从外部操作，从而允许用户增加偏置电流并减少噪声。

添加输出旁路或外部补偿会影响基准电压源噪声的特性。特别是在补偿达到“峰值”的情况下，散粒噪声可能会在 100Hz 到 10kHz 范围内的某个位置上升到峰值。临界阻尼将消除此噪声峰值。

基准电压源噪声可能影响高分辨率系统的动态范围，从而掩盖微弱的信号。低频噪声也使输出电压的测量变得复杂。现代高精度数字电压表可以提供多个读数的平均值，帮助滤除低频噪声影响，并提供基准电压源真正输出电压的稳定读数。

应用笔记 82

基本特性

有两类基准电压源：分流，功能与齐纳二极管等效；串联，与3端稳压器相似。带隙和埋入式齐纳二极管可分别采用这两种配置（参见图3）。有些串联基准电压源设计将输出引脚偏置并使输入引脚保持在开路状态，也可实现在分流模式下工作。串联模式基准电压源的优点是只从输入电源中消耗负载和静态电流，而分流基准电压源必须使用超出最大静态电流和最大期望负载电流之和的电流进行偏置。由于采用电阻偏置，分流基准电压源可以在极宽的输入电压范围内工作。

大约一半的LTC基准电压源产品都包含一个用于外部（客户）调整的引脚。有些设计用于对基准输出进行精确调整，而有些具有较宽的调整范围，允许将输出电压调整得比预定工作点高或低几个百分点。

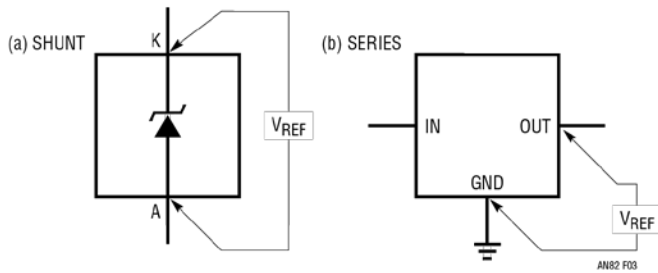


图3. 双端齐纳式(a)或3端稳压器式(b)基准电压源

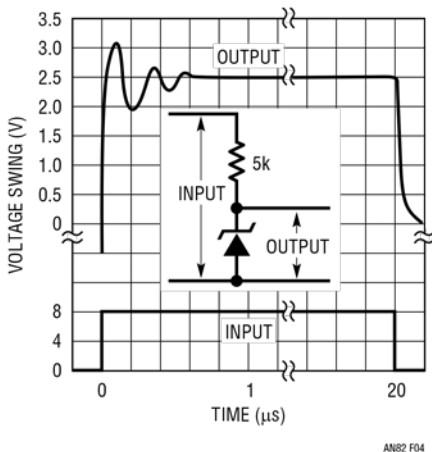


图4. LT1009针对上电时快速建立特性而优化

如果必须处理负载电流阶跃，则瞬态响应很重要。不同基准电压源的瞬态响应差异较大，包含三个不同的特性：导通特性、高频下的小信号输出阻抗、在快速瞬态负载时的稳定建立行为。基准电压源具有这些特性，因为几乎所有基准电压源都包含一个放大器，用于缓冲和/或调整输出。

LT1009针对快速启动特性进行了优化，建立时间略超过1μs，如图4所示。对于某些基准电压源，通过外部补偿网络获得最佳建立行为特性。如图5所示，2μF/2Ω阻尼器优化LT1019基准电压源的建立行为特性和高频输出阻抗。使用LT1027可获得最快建立时间，在2μs内达到13位精度。图6的波形图体现了这一出色性能，其中清楚地显示了从10mA负载阶跃恢复的输出。

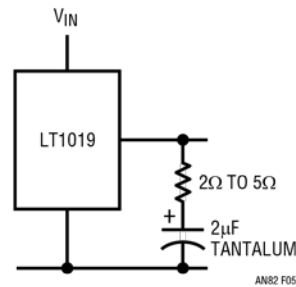


图5. 通过输出端RC补偿实现最佳建立

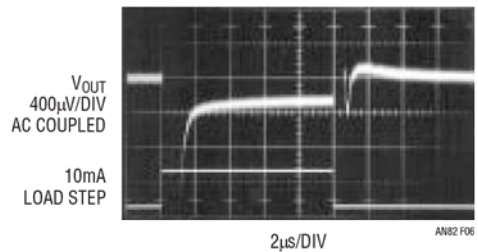


图6. LT1027针对快速建立来响应负载阶跃而优化

基准电压源的陷阱

基准电压源看似使用简单,但和任何其他精密产品一样,实现最大性能并不容易。下面是一些基准电压源用户面临的常见陷阱,以及应对方法。

高耗电负载

大多数基准电压源规定了10mA至20mA的最大负载电流(或分流)。然而,以最大电流运行基准电压源并不能获得出色的性能。很多影响(包括裸片上的温度梯度以及在导线和外部电路连接之间形成的热电偶)可能会限制输出电压的短期稳定性。如图7所示,添加一个外部调整管可去除基准电压源上的负载电流。对于大于 $300\mu\text{A}$ 的负载,调整管几乎承载所有电流并消除短期热漂移。此电路也可用于需要超过20mA电流的应用,并可轻松支持高达100mA的电流,只受晶体管 β 和损耗的限制。

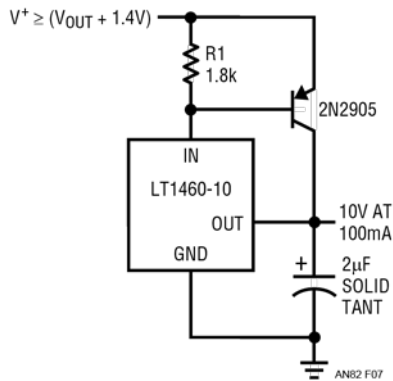


图7. 外部晶体管可用于提升输出电流以及移除基准电压源上的负载电流。这个技巧适用于所有3端基准电压源

“NC”引脚

如果基准电压源只需要两三个外部连接,那为何采用8引脚封装?原因很多,但我们只在这里介绍封装后调整这一个原因。为了保证严格的输出允许误差,器件封装后有必要进行一些工厂调整。采用封装形式后,我们不再能够直接操作裸片,因此在8引脚封装上使用额外的引脚来实现封装后调整。

对于某些IC,“NC”意味着“此引脚浮空,可根据您的需要将其挂起。”对于基准电压源,它是指“不要将任何东西连接到此引脚。”这包括ESD和电路板泄漏,以及有意连接。在最好的情况下,外部连接会导致输出电压偏移,在最坏的情况下,会使输出电压永久偏移超出规格范围。

对于具有可调输出的基准电压源上的TRIM引脚,同样要谨慎对待。TRIM引脚类似于放大器的求和节点;不要将电流注入TRIM引脚,当然,除非您想调整输出。在这里,电路板泄漏或到噪声源的容性耦合是需要避免的陷阱。

电路板泄漏

基准电压源技术领域出现了新的问题:由水溶性助焊剂残余物引起的电路板泄漏。类似于电解电容器破裂渗出的粘稠汁液所产生的效果。导电助焊剂残留物从地面、供电轨和其他电路电位泄漏到NC、trim和其他敏感引脚,将导致输出电压偏移。即使泄漏路径没有使基准电压源偏移超出规格范围,外部泄漏也会表现为长期输出电压漂移,因为随着相对湿度的变化和外部污染物的扩散,助焊剂残余物的电阻也会发生变化。必须从电路板和封装表面清除水溶性助焊剂残余物,或者完全避免有残留。在一个案例中,作者观察到LT1009偏移超出规格范围,trim引脚和附近供电线路之间的总漏电路径约为 $80\text{k}\Omega$ 。泄漏是由水溶性助焊剂引起的。

图8显示了一个性能优良的基准电压源是如何因微小的泄漏而变差的。假设工业控制板包含一个LT1027A,它为各种数据采集电路产生5V电压。附近走线电压为24V。仅仅 $147\text{M}\Omega$ 泄漏到滤噪引脚(NR)就会导致典型器件漂移达到+200ppm,从而超出规格范围。而且很明显,24V电路走线不在0.02%基准电压源附近。这个例子十分简化,但清楚地表明了潜在的问题。

应用笔记 82

紧凑型电路板可能别无选择，只能聚合不兼容走线。在这种情况下，可使用保护环来消除基准电压源偏移情况（参见图9）。基准电压源的输出分压至4.4V，等于NR引脚上的电位，并用于偏置保护NR与噪声滤波电容器之间连线的保护环。这将电路板泄漏路径的影响降低了两个数量级以上，将偏离的泄漏从保护走线中分流。

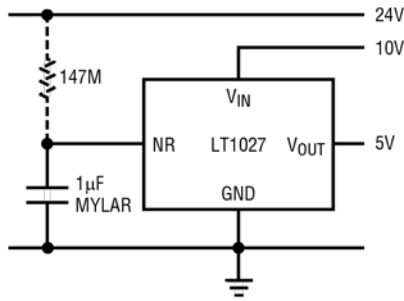


图8. 电路板泄漏可能对精密基准电压源造成严重破坏。在这里，到24V的147MΩ泄漏路径使5V输出超出规格范围

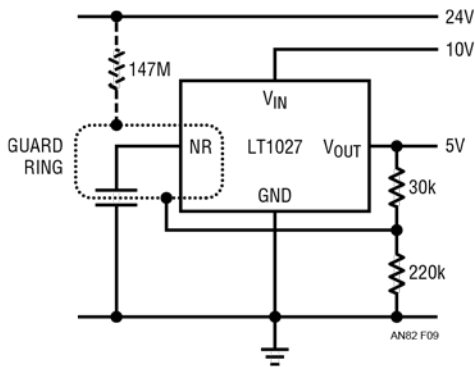


图9. 添加保护环可防止偏离泄漏路径

调整引起的温度漂移

大约一半的LTC基准电压源产品都包含一个用于外部（客户）调整的引脚。校准系统可能需要进行调整，但调整也可能对基准电压源的温度系数产生不利影响。例如，在LT1019带隙基准电压源中，外部调整电阻与内部电阻的温度系数不匹配。这种不匹配导致输出电压温度系数出现最坏情况下的微小(1ppm/°C)偏移，如数据手册中

所述。LT1021-5和LT1236-5标准调整电路可修改（如图10所示），以防止扰乱基准电压源固有的低温度系数。调整LT1027对输出电压温度系数没有什么影响，不需要特别考虑。请务必查看基准电压源数据手册，了解具体建议。

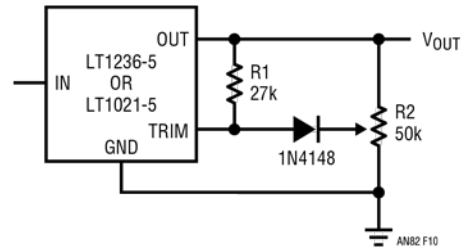


图10. 通过添加一个二极管和一个电阻，使LT1021或LT1236输出调整对温度不敏感

老化

大多数高精度系统制造商都会对其产品进行老化处理。老化处理可立即解决两个问题：减轻装配过程中在基准电压源和电路板中产生的应力，以及使基准电压源老化超出变化最大的长期漂移区域（首次向该部件供电时会发生这种情况）。典型老化过程需要电路板在125°C的环境温度下工作168小时。如果主要问题是应力消除，则可使用更短的非供电老化周期。

电路板应力

老化有助于“放松”一块填满电子元件的电路板，但将电路板安装到产品中时可能会产生额外的机械应力。应力对基准电压源输出有明显的影响。如果应力在一段时间内发生变化，则可能表现为不可接受的长期漂移。电路板不是完全有弹性的，所以弯曲力可能导致永久变形和基准电压源输出电压的永久阶跃变化。采用金属封装的器件（TO-5和TO-46）基本上不受电路板应力的影响，这归功于封装的硬度和引线的弹性。塑料和表贴封装则另当别论。

通过向电路板施加弯曲力时监控基准电压源的输出，很容易观察到电路板应力影响。我们通过一项可控实验，来测量电路板应力对LT1460CS8-2.5表贴基准电压源的影响。器件安装在7" × 9"矩形板的中间，如图11所示。然后将电路板偏转到平面外，每英寸偏转18密耳，如步骤1至4所示。图12显示了在8个弯曲周期内测得的对一个代表性样本输出的有效影响。

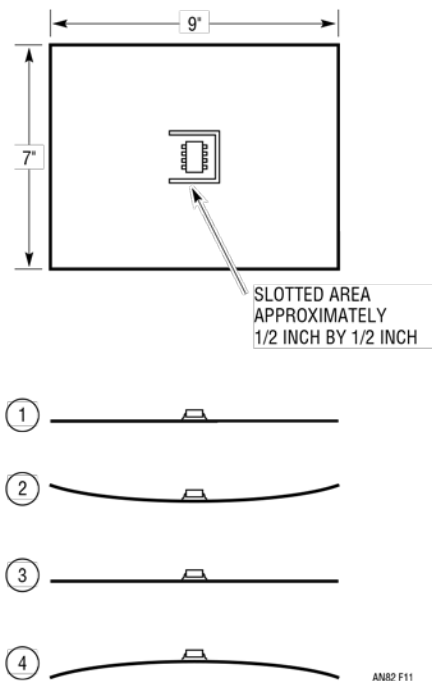


图11. 通过将器件组装在7" × 9"电路板上并进行弯曲评估基准电压源对应力的灵敏度，如步骤1至4所示

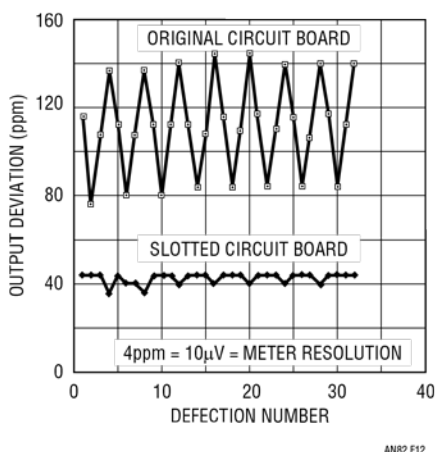


图12. 通过在电路板上开槽来隔离应力可将基准电压源变化量减少一个数量级以上 (LTC1460S8-2.5)

原始电路板的峰峰值偏移量约为60ppm。然后将电路板放在立铣刀上开槽，形成一个0.5" × 0.5"的耳片，基准电压源位于中间（如图11所示）。继续以开槽的配置进行测试，输出电压变化在仪表上减少为±1个单位(10μV)，或约4ppm峰峰值。这样，由应力引起的输出电压偏移改进了十倍。

还可采用一些其他技术来尽量减少这种影响，而不必借助研磨板。任何可以限制电路板弯曲的做法都有帮助。小厚板比大薄板更好。加固物可帮助电路板避免弯曲。使用垫圈、柔性压铆螺母柱或插件框架安装电路板，使得给安装孔和电路板施加的力最小。

部件放置和定向也一样重要。如果电路板从相对的边缘被挤压，弯曲力往往集中在一条沿中心向下的直线上。因此将基准电压源放置在远离电路板中间的位置。由于电路板较长的一侧比较短的一侧更有弹性，因此沿较短的边缘放置基准电压源。这些是一般性建议；电路板上其他元件和组件的放置、安装方法和方向将影响电路板的机械强度和薄弱处。

台架试验表明，塑料封装最坚固的轴沿着塑料主体较短的一侧。图13显示了表贴部件的正确方向。请注意，该部件的最长轴与电路板的最长轴垂直。图13中的器件显示在电路板的中央，这只是为了便于说明；上面有关位置的说明仍然适用。

尽管有各种预防措施，外来影响仍可能对基准电压源的抗电路板应力产生不利的影。注意封装下的粘合剂、焊料和助焊剂碎屑。这些碎屑会产生压力点，并在封装中引起不可预测的应力。如果电路板受到高弯曲力，一些玻璃纤维和层可能断裂或切开，从而永久削弱电路板。后续弯曲力将使应力集中在被削弱的点上。

应用笔记 82

图14显示了在电路板上设置应力消除槽的各种方案，以及最佳封装方向。请注意，基准电压源的最长轴与耳片对齐，而不是电路板的最短轴。这是预期传送到耳片的弯曲力。耳片的最佳方向是与电路板的最长轴一致，如(b)、(c)和(d)中所示。沿电路板较弱（较长）轴的弯曲力可耦合到(a)和(e)中。请注意，IC已对齐以抵抗这种应力。当部件位于电路板的较长边缘时，使用配置(c)，在较短边缘时使用配置(d)。当部件不在任何边缘时，使用配置(b)。

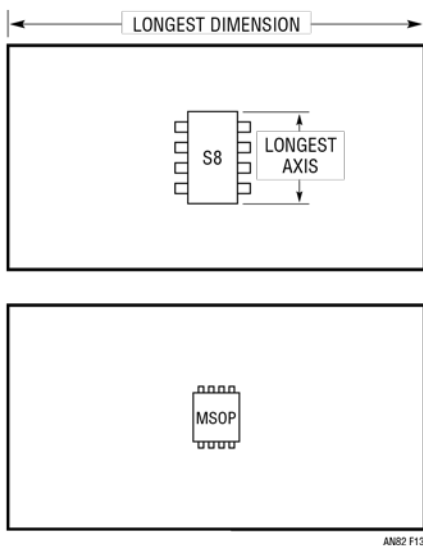


图13. 垂直放置电路板和封装的最长轴可将应力引起的输出变化减至最小

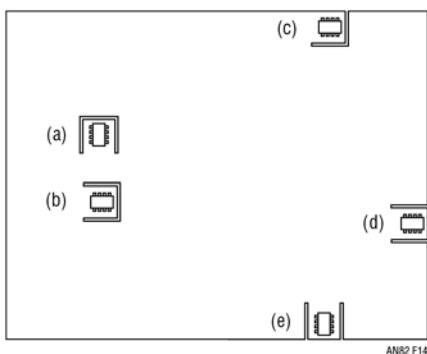


图14. 在基准电压源周围区域开槽有助于将其与电路板应力隔离（如果应用得当）（见文本）

温度引起的噪声

即使基准电压源在非常微弱的供电电流下运行，其中的损耗也足以在封装引线中造成小温度梯度。由不均匀的空气流动引起的热阻变化会导致引线温差，由此在基准电压源的输出端导致热电电压噪声。图15清楚地说明了这一效应。图中的前半部分使用LT1021H-7埋入式齐纳基准电压源绘制而成，其用一个小泡沫杯来隔绝周围空气（Dart Container Corporation库存编号8J8或类似产品）。6分钟后取走杯子，进行另一半测试。两种情况都是在一个没有空调、开/关门、人流量或547排气管所产生的过度扰动的实验室工作台环境中。取走泡沫杯，在0.01Hz至10Hz频段内输出噪声增加了几乎一个数量级。

阻碍铜电路走线的TO-5的Kovar引线是首要原因。DIP和表贴封装上使用的铜引线框架本质上是匹配的，因此对气流没那么敏感。但是，外部元件会创建自己的热电偶，每个结的电位为 $10\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 或更多。在LT1021-7基准电压源中，这表示每个热电发生器发生 $1\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 以上偏移。电路板上的温度梯度和外部元件内的损耗可导致相同类型的噪声，如图15所示。

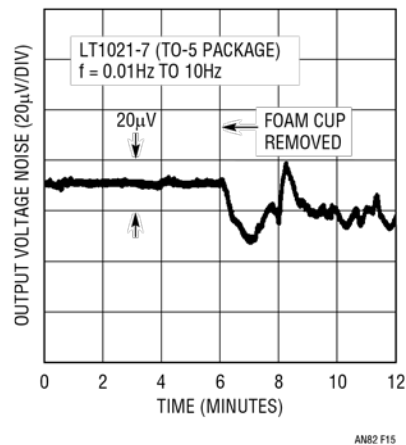


图15. 空气湍流产生低频噪声并影响基准电压源精度

电路板上的发热源可能会产生温度梯度。将基准电压源及其关联外部元件远离热源，并在必要时使用路由技术在基准电压源电路周围创建一个等温岛。通过在基准电压源电路周围添加一个小外壳，或将基准电压源电路封装在自膨式聚氨酯泡沫中，可尽量减少空气流动。

基准电压源应用

图16中所示的独特袖珍式基准电压源与一对AAA碱性电池很相配，因为电路消耗不到16 μ A的供电电流。提供两种输出：1.5V缓冲电压输出和1 μ A稳压电流源。电流源恒流范围约为1V至-43V。

基准电压源为自偏置，完全消除了电压调整率问题。LT1495运算放大器启动电路，其输出到负供电轨-11mV处饱和。一旦通电，就不用再关闭电路。一节AAA碱性电池包含1200mAh容量，足以在5年电池使用寿命期间为电路供电。电压输出精度约为0.17%，电流输出精度约为1.2%。调整R1校准电压(1k Ω /0.1%)，调整R3校准输出电流(250 Ω /0.1%)。

低噪声频率合成器的VCO和其他关键电路需要无噪声电源。3端稳压器噪声太大，不适合此应用，需要采用基准电压源构建的稳压器。实用示例如图17所示。通过LT1021-5基准电压源的电流

用于驱动PNP通路器件的基极，从而产生至少1A可用输出电流。在此示例中，通过添加发射极负反馈和基极箝位，将电流有意限制为200mA。不仅保留了基准电压源的低噪声，与等效5V、3端稳压器相比噪声改善了100倍，还提高了初始精度和长期稳定性。典型输出噪声在10kHz带宽内为7 μ V_{P-P}。

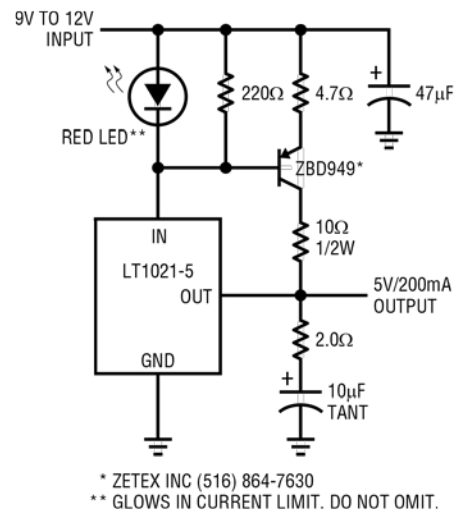


图17. 在10Hz至10kHz带宽内，超低噪声5V、200mA电源输出噪声为7 μ V_{RMS}。基准电压源噪声保证小于11 μ V_{RMS}。标准3端稳压器的噪声是其100倍且没有保证

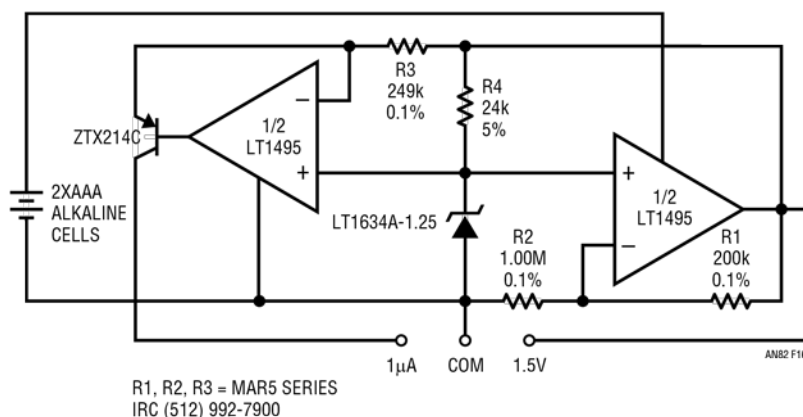


图16. 此小型基准电压源使用一组AAA电池可运行5年

结论

在指定基准电压源时，请谨记，初始精度、温度系数和长期稳定性对成品的整体精度都有影响。通过小心地应用基准电压源，并避免一些关键陷阱，可保留基准电压源的固有精度。

进一步阅读

Spreadbury, Peter J. “The Ultra-Zener—A Portable Replacement for the Weston Cell?”, *IEEE 仪器与测量论文集*, 第40卷, 第2期, 1991年4月, 第343-346页

Huffman, Brian. 应用笔记42: 基准电压采集电路。凌力尔特公司, 1991年6月。

Lee, Albert. “4.5 μ A锂离子电池保护电路” 凌力尔特, 第9卷, 第2期, 1999年6月, 第36页。

附录A

埋入式齐纳二极管：低长期漂移和噪声

齐纳二极管一直用作许多非关键应用的基准电压源器件。集成电路设计人员有时使用反向击穿时的NPN发射极-基极结作为齐纳二极管基准电压源。击穿发生在芯片表面，因为污染物和氧化层电荷在此处效应最为明显。这些结噪声高，存在不可预测的短期和长期漂移。

埋入式齐纳二极管作为精密IC基准电压源而开发，它将结放置在硅表面下方，远离污染物和氧化层的影响。其结果是齐纳二极管具有出色的长期稳定性、低噪声和相对精确的初始容差。

图A-1显示了制造埋入式齐纳二极管的开始几个步骤。 n^+ 埋入层的区域位于齐纳结构的下方，以防止随后的扩散与衬底接触。 n^- 外延层生长后， p^+ 隔离通过齐纳二极管中心的一个小开口扩散。同时，隔离在外设周围扩散，形成包含整个齐纳结构的隔离桶。

隔离同时向下和横向扩散。中心扩散被埋入层屏蔽，防止与衬底接触，而允许隔离墙接触衬底，形成一个隔离桶。值得注意的是， p^+ 的最高浓度出现在掩模开口的正下方，而在扩散的边缘处，掺杂浓度最弱。

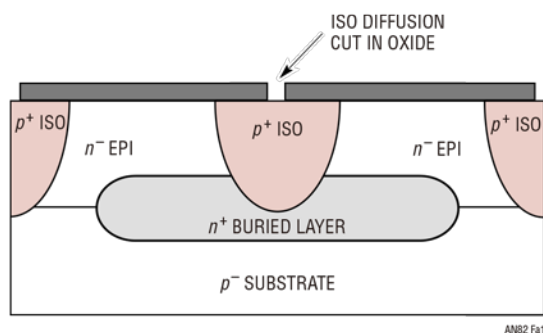


图 A-1. Iso扩散形成阳极。最高掺杂浓度出现在掩模开口的正下方

最后几步包括 p^- 基极扩散和发射极扩散，位于齐纳二极管的中心（请参见图A-2）。发射极变成阴极，而组合隔离和基极扩散作为阳极。

击穿发生在阴极的底部，其中发射极和隔离+基极掺杂浓度最高。掺杂浓度较低会导致iso-埋入层、基极-epi和iso-epi结以及发射极扩散的外边

缘的击穿电压较高，从而确保这些区域在埋入式结偏置到击穿电压时不处于活跃状态。最后形成一个非常稳定的次表面击穿机制，该机制具有接近理论值的噪声，且不受表面污染或氧化层的影响。

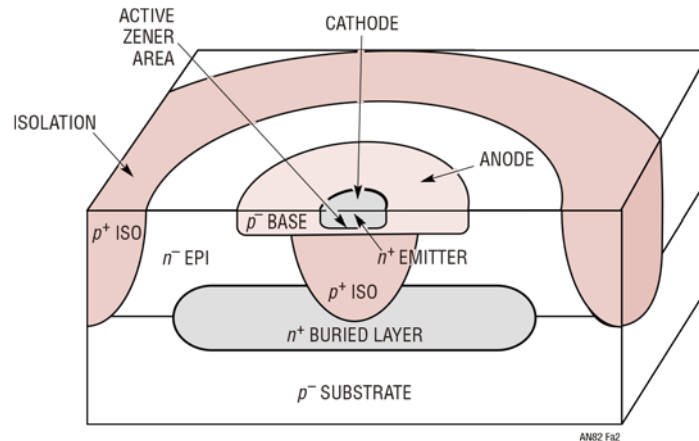


图 A-2. 发射极扩散形成阴极。击穿发生在发射极的中心下方，此处的发射极和iso + 基极掺杂浓度最高

附录B

ΔV_{BE} : 集成电路

对于集成电路设计人员来说，没有一种集成电路器件或结构是不随温度变化而变化的，这是必须面对的事实。为了稳定电路使其不随温度变化而变化，设计人员设计了各种器件的组合。如文中所述，齐纳二极管基准电压源使用齐纳二极管和串联正偏二极管来实现接近零的温度系数，而带隙基准电压源则依靠与正偏二极管串联的 ΔV_{BE} 。

ΔV_{BE} 在集成电路设计中是一项不可或缺的技术，但在其他领域却并不广为人知。在解释 ΔV_{BE} 的理

论之前，让我们先往前跳到两个最重要的结论：具有不同电流的两个相同的二极管（或基极发射极）结会产生不同的压降。电流的比率控制失调电压的绝对值。此外，这个失调电压具有可预测的正温度系数，室温下每毫伏失调电压的温度系数约为 $3.4\mu V/^\circ C$ 。通过将 ΔV_{BE} 的正温度系数与二极管压降的负温度系数相结合，将形成零温度系数的带隙基准电压源。我们很快就会看到， ΔV_{BE} 需要偏置650mV来抵消假想二极管的 $-2.18mV/^\circ C$ 温度系数。*

应用笔记 82

两个晶体管（或二极管）产生的失调电压如下式所示：

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = (kT/q) \ln(J_{E1}/J_{E2}) \quad (1)$$

其中 ΔV_{BE} = 失调电压, k = 玻尔兹曼常数 ($1.381 \cdot 10^{-23}$ 焦耳/K), T = 绝对温度 (室温下 298K), q = 电子电荷 ($1.6 \cdot 10^{-19}$ 库仑), J_E = 发射极电流密度。用于计算 J_{E1} 和 J_{E2} 的实际面积单位相互抵消, 因此只有面积比很重要。同样, 下式只有电流比很重要。如果我们只使用两个相同的晶体管, 则等式(1)简化为

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = (kT/q) \ln(I_{C1}/I_{C2}) \quad (2)$$

其中 I_C = 集电极电流 (参见图B-1)。温度系数计算如下

$$TC = d\Delta V_{BE}/dT = (k/q) \ln(I_{C1}/I_{C2}) \quad (3)$$

其中 $k/q = 86.3\mu V/^\circ C$ 。

计算产生 $+2.18mV/^\circ C$ (对应于650mV失调电压) 所需的电流比时, 我们发现它非常大, 约 $9.44 \cdot 10^{10}:1$ 。实际上, ΔV_{BE} 单元产生的失调电压要小得多, 然后放大到650mV。见图B-2示例。使用10:1的电流比, **我们从等式(2)发现室温下失调电压为59.2mV, 温度系数为 $199\mu V/^\circ C$ 。应用略小于11的增益将产生650mV的失调电压和 $+2.18mV/^\circ C$ 的温度系数。

对此电路的输出添加一个PNP发射极跟随器可形成一个粗略的“带隙”基准电压源, 其输出电压等于650mV和PNP的 V_{BE} 的和。假设 $V_{BE} = 600mV$, 输出将为1.25V。通过调整11的增益, 使 ΔV_{BE} 完全抵消PNP的基极-发射极温度系数, 可进一步改进基准电压源。IC带隙基准电压源的构建方式与之类似。

*已经为需要重新计算的用户修改了这些数字。

**或结合使用电流和面积缩放来实现等式(1)中的10:1电流密度比。

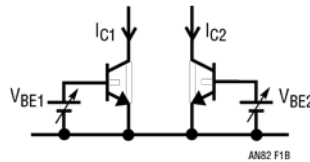


图 B-1. 产生某个 V_{BE} 失调电压所需的电流比由等式(1)和(2)定义

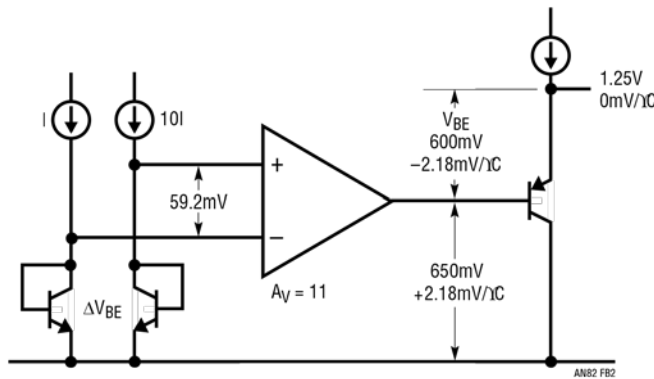


图 B-2. 带隙基准电压源通过堆叠 ΔV_{BE} 发生器和 V_{BE} 形成

