

## 数字电位计：常见问题解答

### 简介

本应用笔记解答了一系列有关ADI公司数字电位计(数字电位计)产品的常见问题。主要涉及一般问题和具体问题,包括特定产品相关问题。另外,提供了数字电位计配置信息。

**问:** 什么是数字电位计?

**答:** 数字电位计是一种数控型电阻,可根据RDAC寄存器中加载的代码,改变端子与游标之间的阻抗。数字电位计避免了机械电位计面临的问题,比如物理尺寸、磨损以及对振动、温度和湿度的敏感性等。数字电位计可配置为两种不同的模式,即电位计和可变电阻。

电位计(见图1)有三个端子:端A、端B和端W(游标)。

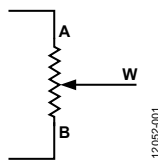


图1. 电位计模式

可变电阻器模式的W端硬连线至A端或B端(见图2)。有些器件只提供两个端子,即端A和端W。

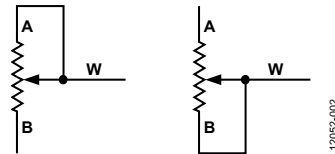


图2. 可变电阻器模式

**问:** 如何获得与评估板相关的评估工具和软件?

**答:** 评估板套件通常包括一张光盘,内有Windows®兼容评估软件以及软件驱动程序。对于较新的产品,评估软件和驱动程序软件信息请参见ADI网站的产品页面。

**问:** 如何获得数字电位计技术支持?

**答:** [中文技术论坛](#)是ADI上线支持社区。针对数字电位计的支持在社区中的名称为**精密**。来自全世界的客户可通过社区提交问题、查看已有问题和回答,发表评论、参与讨论。

## 目录

简介.....	1	接口.....	10
修订历史.....	2	增益.....	12
数字电位计常见问题(按类别分).....	3	LED驱动器.....	13
一般问题.....	3	电压电流转换.....	14
关于带EEPROM存储器的数字电位计的常见问题.....	7	滤波.....	15
电路参考.....	8	其它用例.....	17
音频.....	8		

## 修订历史

### 2015年3月—修订版0至修订版A

更新布局布线.....	通篇
更改“简介”部分.....	1
更改“一般常见问题”部分.....	3
更改“关于带EEPROM存储器的数字电位计的常见问题”部分.....	7
更改“应用信息”部分为“电路参考”部分.....	8
更改“音频”部分和图8.....	8
更改图9和“音量控制”部分.....	9
更改图11、“接口”部分和“LCD面板 $V_{COM}$ 调节”部分.....	10
更改“手动旋转控制编码器”部分.....	11
更改“一条I <sup>2</sup> C总线连接多个器件”部分、“针对双向接口的电平转换”部分和“增益”部分.....	12
更改“线性增益设置模式”部分.....	13
删除“双极性可编程增益放大器”部分、图18和表3；重新排序.....	13

更改“电压至电流转换：可编程电流源”部分至“可编程电流源”部分.....	14
更改“可编程电流源”部分和图21.....	14
更改“电压至电流转换：可编程双向电流源”部分至“可编程双向电流源”部分.....	15
更改“可编程双向电流源”部分和“可编程低通滤波器”部分.....	15
更改“可编程状态可变滤波器”部分和图24.....	16
更改“其它”部分至“其它用例”部分.....	17
更改“可编程振荡器”部分.....	17

### 2014年5月—修订版0：初始版

## 数字电位计常见问题(按类别分)

### 一般问题

**问：**是否有推荐的上电配置？

**答：**有，产品数据手册提供了供参考的推荐启动序列，在使器件上电之前使用。

一般而言，最好先上电 $V_{DD}$ 引脚，再上电 $V_{SS}$ 引脚。A端、B端和W端的电压顺序(分别为 $V_A$ 、 $V_B$ 和 $V_W$ )不重要，但这些端子应当最后上电。

$V_{DD}$ 与A、B、W端之间存在ESD保护二极管。例如，其中一个二极管的阴极连接到 $V_{DD}$ ，阳极连接到A端。因此，任何先于 $V_{DD}$ 出现在A端上的电压都会使该二极管正偏，导致 $V_{DD}$ 上电。

对于部分数字电位计，数字信号应在 $V_{DD}$ 之后上电。这在相关数据手册中有说明。

**问：**所有数字电位计都存在 $|5\text{ V}|$ 限制吗？

**答：**不是，有许多数字电位计都可以处理大单极性和双极性电源。有关最新的产品列表，请参见在线手册《[为您的应用选择合适的数字电位计](#)》。

**问：**数字电位计支持双极性和交流工作吗？

**答：**是的，ADI提供采用 $\pm 2.5\text{ V}$ 、 $\pm 5\text{ V}$ 或 $\pm 15\text{ V}$ 双电源供电的数字电位计，它们支持双极性或交流工作。如果提高直流失调，则利用单直流电源也能实现交流工作。A、B和W端彼此之间不存在极性限制。

**问：**对于双电源数字电位计，如果 $V_{DD}/V_{SS}$ 分别为 $+2.5\text{ V}/-2.5\text{ V}$ ，那么数字输入可以从标准 $3.3\text{ V}$  CMOS逻辑器件供电而不使用逻辑电平转换吗？当 $V_{DD}$ 为 $+2.5\text{ V}$ 、 $V_{SS}$ 为 $-2.5\text{ V}$ 时，逻辑电平阈值是多少？

**答：**在使用双极性 $\pm 2.5\text{ V}$ 数字电位计时，最大数字电源仅限于 $V_{DD} + 0.3\text{ V}$ 或 $V_{LOGIC} + 0.3\text{ V}$ 。否则，内部保护二极管会箝位电压并且可能受损。请查看数据手册，了解有关数字电位计电平的更多详情。

**问：**逻辑电平与功耗之间存在相关性吗？

**答：**是的。如果逻辑电平低于逻辑电源( $V_{DD}$ 或 $V_{LOGIC}$ ，若有)，则输入栅极不会完全开关，器件功耗将增大。

**问：**为什么要用数字电位计取代机械电位计？

**答：**与机械电位计相比，使用数字电位计有多种优势，即：

- 更高的分辨率
- 更高的可靠性
- 更出色的稳定性
- 更快的调整速率
- 更多的功能
- 更好的动态控制

然而，数字电位计并非机械电位计的直接替代品。详见问题“数字电位计真正能够替代机械电位计吗？电位方面是否存在限制？”

**问：**数字电位计真正能够替代机械电位计吗？电位方面是否存在限制？

**答：**数字电位计并不是机械电位计的确切替代产品。 $V_A$ 和 $V_B$ 不得大于 $V_{DD}$ ，也不得小于 $V_{SS}$ (或GND，如果器件无 $V_{SS}$ 引脚)。例如，如果目标 $V_A$ 和 $V_B$ 分别为 $+2\text{ V}$ 和 $-2\text{ V}$ ，则 $V_{DD}$ 必须小于或等于 $+2\text{ V}$ ，并且 $V_{SS}$ 必须大于或等于 $-2\text{ V}$ 。

有关该话题的更多信息，请参阅[AN-1121应用笔记](#)——用数字电位计取代机械电位计。

**问：**对于无非易失性存储器的数字电位计，上电过程中是什么状态？

**答：**ADI的多数数字电位计([AD8400/AD8402/AD8403](#)除外)均含有上电复位(POR)电路，该电路将游标-端子电阻预设为端-端电阻的中位值。例如，假设端到端电阻( $R_{AB}$ ) =  $10\text{ k}\Omega$ (上电时)， $R_{WB} = R_{WA} = 5\text{ k}\Omega$ ，其中 $R_{WB}$ 是W端和B端之间的电阻， $R_{WA}$ 是W端和A端之间的电阻。对于不具有这种特性的数字电位计，上电时游标至端电阻可以是任意值。详情请参见相关产品数据手册。

**问：**是否有功耗特别低的数字电位计？

**答：**有。[AD5165](#)是一款功耗超低的ADI产品。有关最新的产品列表，请参见在线手册《[为您的应用选择合适的数字电位计](#)》。

# AN-1291

**问：**存储器支持器件回到最后存储的值而不需要从微处理器更新吗？

**答：**是的。每次器件上电时，它会自动设置为先前存储的值。默认情况下，EEPROM在工厂编程至中间电平。

**问：**双通道数字电位计的通道1与通道2之间的电阻匹配精度如何？

**答：**匹配精度典型值为0.1%至0.2%，最大失配额定值为±1%。更多信息请参见相关产品数据手册。

**问：**器件与器件之间的电阻匹配精度如何？

**答：**如果器件来自同一批，则器件与器件之间的电阻匹配精度应当是±1%。

**问：**数字电位计的电阻容差是多少？

**答：**确切数字见相关器件的数据手册。如果在3端电位计模式下使用电位计(无任何串联电阻)，则容差无关紧要，因为电阻 $R_{WA}$ 和 $R_{WB}$ 成比率。如果在2端可变电阻器模式下使用电位计，则应考虑最差情况下的偏差。

在某些非易失性数字电位计中，电阻容差在工厂存储在存储器中，精度为0.1%。用户可以读取电阻容差并相应地校准系统。

**问：**我可以级联、串联或并联多个数字电位计以获得所需要的电阻或分辨率吗？我需要分辨率约为1 Ω/步的250 Ω数字电位计，打算使用4个1 kΩ AD8403进行并联，各电位计设置为相同的标称值。

**答：**可以，更多信息请参见AN-582应用笔记——采用多个器件增强数字电位计分辨率。

**问：**数字电位计是如何设计的？游标开关是否理想？

**答：**数字电位计是纯CMOS器件。所有开关都是大CMOS传输栅极，工作在线性区域，以产生较低且一致的导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 。所有电阻元件都是多晶硅或薄膜电阻。

**问：**数字电位计的温度系数是多少？

**答：**在任何既定设置下，构成电阻的有两部分：它们是多晶硅电阻或薄膜电阻(步进电阻 $R_S$ )和CMOS开关电阻(5 V电源时 $R_{SW}=50 \Omega$ )。二者相加得

$$R_{WB} = R_S + R_{SW}$$

$$R_S = \frac{R_{AB}}{2^N}$$

其中， $N$ 是数字电位计的位数。

步进电阻的温度系数(tempco)已在数据手册中公布，薄膜电阻通常为-35 ppm/°C，多晶硅电阻通常为600 ppm/°C。然而，开关电阻在100°C时会加倍。因此，整体温度系数呈非线性，在以开关电阻为主的低值代码时较差。欲了解更多信息，请参阅数据手册中的温度系数图。

**问：**最多能够驱动多大的电流到数字电位计中？

**答：**在既定电阻设置下，最大电流受3个边界条件限制：分别是可在A、B和W端的任意两端之间施加的最大电压、封装的功耗以及内部开关的最大电流处理能力。

每部数字电位计数据手册均在“绝对最大额定值”部分提供该最大电流值(示例见表1)。

**表1. 通过数字电位计端的最大电流：绝对最大额定值表示例**

参数	额定值
$I_A$ 、 $I_B$ 、 $I_W$	
脉冲式	
频率 > 10 kHz	
$R_{AW} = 5 \text{ k}\Omega$ 和 $10 \text{ k}\Omega$	±6 mA/d <sup>1</sup>
$R_{AW} = 80 \text{ k}\Omega$	±1.5 mA/d <sup>1</sup>
频率 ≤ 10 kHz	
$R_{AW} = 5 \text{ k}\Omega$ 和 $10 \text{ k}\Omega$	±6 mA/√d <sup>1</sup>
$R_{AW} = 80 \text{ k}\Omega$	±1.5 mA/√d <sup>1</sup>
连续	
$R_{AW} = 5 \text{ k}\Omega$ 和 $10 \text{ k}\Omega$	±6 mA
$R_{AW} = 80 \text{ k}\Omega$	±1.5 mA

<sup>1</sup> 注意， $d$ 表示脉冲占空系数。

脉冲电流的计算取决于频率。如果频率小于或等于10 kHz，则公式如下：

$$I_D = I_{PEAK} \times \sqrt{d}$$

其中：

$I_D$  = 最大直流电流

$I_{PEAK}$  = 波形的最大峰值电流值

$d$  = 占空系数(0.1 = 10%占空比)

如果频率大于10 kHz，则公式如下：

$$I_D = I_{PEAK} \times d$$

**问：**ADI数字电位计会发生漏电流而影响电路的增益吗？

**答：**ADI数字电位计以泄漏极低的模拟开关工艺制成，因此其漏电流非常低。数字电位计共模漏电流的额定典型值一般为1 nA。

**问：**关于R-DNL规格，我只关心相对调整，要是我不关心数字电位计中的电阻实际值，但需要数字电位计具有单调性，应该怎么办呢？

**答：**在用于可变电阻模式的数字电位计中，有称为R-INL和R-DNL的两个规格参数，分别为电阻积分非线性和电阻微分非线性。INL定义为DAC理想输出与实际输出电平之间的最大偏差。R-INL是指在最大电阻和最小电阻游标位置之间测得的值与理想值的偏差。DNL为两个连续代码在DAC传递函数下的最大偏差。R-DNL衡量连续抽头位置之间相对于理想位置的相对阶跃变化。

ADI的所有数字电位计均保证单调性。

**问：**双通道数字电位计的通道1和通道2之间是否存在串扰，导致施加于通道1的正弦波也会出现在通道2中？

**答：**是的。产品数据手册通常会详细描述这种性能。该值一般为-70 dB。模拟串扰示例如图3所示。

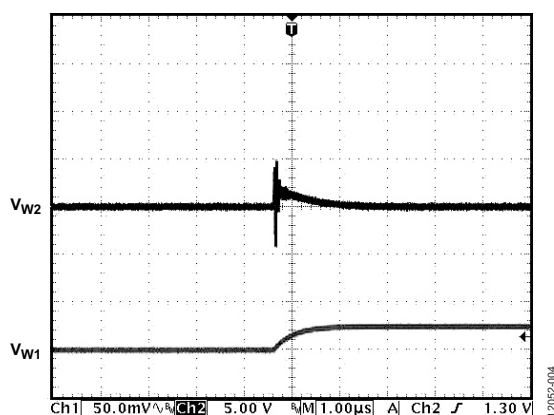


图3. 模拟串扰

**问：**如果将通道1从零电平设置为满量程，通道2是否会受干扰？

**答：**这是阶跃响应串扰，与模拟串扰不同。数据手册通常会详细描述该信息。该串扰的典型范围为5 nV/s至10 nV/s。图4所示为数字串扰的示例。

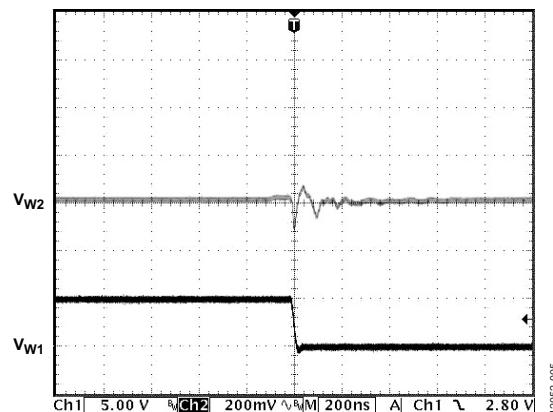


图4. 数字阶跃响应串扰

**问：**为什么是数字馈通？

**答：**数字馈通指从时钟或数据耦合到输出中的噪声量。它一般非常小，约为数nV-s。图5所示为数字馈通的示例。

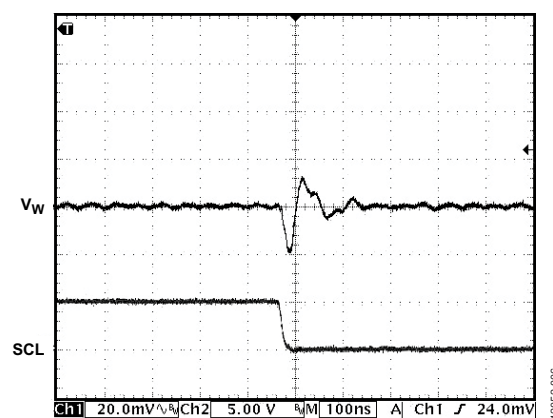


图5. 数字馈通

**问：**数字电位计的总谐波失真性能如何？

**答：**THD性能取决于代码和 $V_{DD}$ 。一般而言，THD性能范围为-86.02 dB至-60 dB，特定性能请参见相关产品数据手册。当器件在最大工作电压下工作时，THD性能最佳。THD还与端到端电阻有关。较高的端到端电阻具有较好的THD值，但会降低-3 dB带宽。更多信息请参见相关产品数据手册中的动态特性部分。

# AN-1291

**问：**如何从控制器用8位字长控制要求6位字长的数字电位计？

**答：**SPI接口数字电位计运行时会放弃前两个MSB，读取后面的6位。更多信息参见产品数据手册。

**问：**如何从控制器用8位字长控制要求12位字长的数字电位计？

**答：**发一个2字节字。前4个MSB将被放弃。更多信息参见产品数据手册。

**问：**如果以菊花链方式连接多个数字电位计？

**答：**要以菊花链方式连接数字电位计，必须将一个封装的SDO引脚连接到下一个封装的SDI引脚。因传播延迟，可能需要增加时钟周期。

在图6中，两个AD5122/AD5142数字电位计相互连接。在本设置中，需要32位；前16位发送至U2，后16位发送至U1。在该32位写操作过程中， $\overline{\text{SYNC}}$ 保持低电平。

一旦所有位均输入完毕， $\overline{\text{SYNC}}$ 引脚拉高，以完成写操作。对于AD5144和其他类似SPI器件，为防止数据因噪声而损坏，内置了计数器。如果时钟数与预期值不同，则忽略数据。当 $\overline{\text{SYNC}}$ 为高电平时，计数器复位。更多信息参见产品数据手册。

**问：**可以同时对一个多通道数字电位计的两个通道进行编程吗？

**答：**是的。对于多种数字电位计，比如AD5251/AD5252/AD5253/AD5254和AD5232/AD5233/AD5235，都能同时递增和递减所有通道量。此外，用户可以写入各EEMEM，然后发送一个RESET命令以同时更新所有RDAC设置。

有些产品(如AD5144)包括一个 $\overline{\text{LRDAC}}$ 引脚(用于加载RDAC输入寄存器)，该引脚将数据从输入寄存器传输到RDAC寄

存器，并更新游标位置。可以同时更新一个RDAC寄存器或者全部寄存器。

**问：**可以回读数字电位计的游标设置吗？双通道I<sup>2</sup>C兼容型数字电位计两个RDAC寄存器的内容呢，比如AD5242和AD5282？

**答：**可以，对于多种数字电位计，都可以回读游标设置。

用户也可以回读RDAC寄存器内容(特定通道的RDAC值)。但只能回读在先前的WRITE模式下选择的RDAC通道。如果想读取的通道不是先前写入的通道，那么需要发送一个伪WRITE命令，以选择所需的通道。详情见相应的数据手册。

**问：**有没有通过并行输入控制的数字电位计？

**答：**没有。

**问：**什么是 $\overline{\text{WP}}$ 、 $\overline{\text{PR}}$ 和RDY特性？

**答：** $\overline{\text{WP}}$ 表示写保护。例如，在ADN2850上， $\overline{\text{WP}}$ 可以禁止对暂存寄存器的内容做出任何更改。暂存寄存器直接控制着数字电阻游标，对变更数量不进行限制(与EEPROM不同，后者对写操作数有限制)。

然而，仍然支持利用EEPROM恢复游标位置的命令。因此， $\overline{\text{WP}}$ 引脚被用作保护EEPROM内容的一种方法。

另外，在ADN2850中，硬件覆盖预设( $\overline{\text{PR}}$ )引脚可以用于以EEPROM的内容覆盖暂存寄存器的内容。

RDY引脚表示命令完成时间，因而意味着为下一个命令做好了准备。

详见产品数据手册。

**问：**数字电位计的ESD额定值是多少？

**答：**所有数字电位计的ESD额定值均高于1 kV。详见产品数据手册。

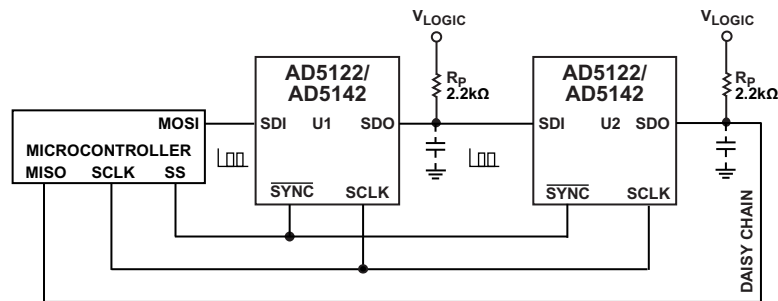


图6. 数字电位计菊花链连接模式

**问：**如何确定数字电位计封装上的 $R_{AB}$ 值？

**答：**每份数据手册的订购指南部分均含有型号，对于尺寸较小的封装还提供标识码。例如，AD8400采用SOIC封装，标识号为AD8400AR1、AD8400AR10和AD8400AR100，分别表示 $R_{AB}$ 值1 k $\Omega$ 、10 k $\Omega$ 和100 k $\Omega$ 。紧凑型封装，则使用三个字母的标识码。在数据手册中使用标识码有助于确定 $R_{AB}$ 。

### 关于带EEPROM存储器的数字电位计的常见问题

**问：**EEMEM在55°C下工作15年后，其中的数据是否需要刷新？

**答：**是的。在55°C下工作15年后，EEPROM单元会丧失电荷。

放电测量指标为保持时间，是用IEEE文章《非易失性存储器数据保留的实验与理论探索》中定义的一个模型进行外推得到。

$$t_R = t_0 \times e^{\frac{E_a}{kT}}$$

其中：

$t_R$ 为基于温度的保持时间

$t_0$ 为对应于无限温度的保持时间

$E_a$ 为活化能

$k$ 为玻尔兹曼常数

$T$ 为温度

其他工作温度见图7。

作为此测试程序的一部分，Flash/EE存储器循环工作的次数到达指定的耐久性限值，然后确定数据保持特性。这表明每次对Flash/EE存储器进行重新编程时，都保证Flash/EE存储器在完全指定的保持期限内保持数据。请注意，根据0.7 eV的活化能，保持期限随 $T_J$ 而递减。该数据适用于所有内置非易失性存储器的数字电位计。

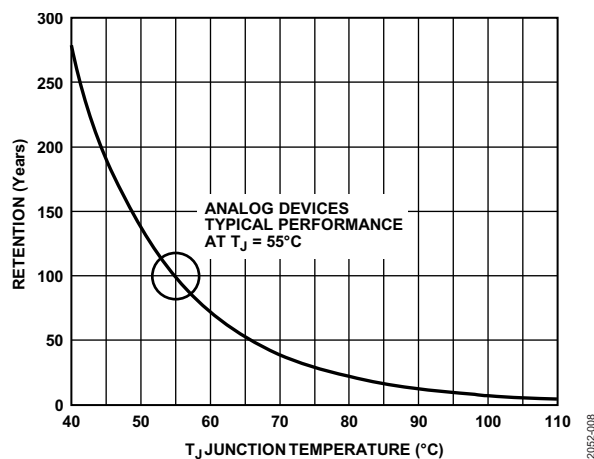


图7. 数据保持与温度的关系示例

**问：**超过EEMEM额定数据保持期限后，器件关电再通电可以认为是“刷新”吗？

**答：**不能。这样做只会刷新RDAC寄存器，而不会刷新EEPROM。经过15年后，必须重新加载数据才能将新电荷置于EEPROM单元中。具体做法是在15年期限结束前，将RDAC游标寄存器数据再次写入EEPROM。

**问：**为什么有些数字电位计的最大工作温度只有85°C而非标准的125°C？

**答：**内置EEPROM的数字电位计最大工作温度为85°C，因为EEPROM只有在85°C以下才能保证安全工作。

## 电路参考

### 音频

问：如果在音量控制应用中使用数字电位计，会产生拉链噪声吗？

答：会有明显的拉链噪声。然而，ADI利用AD5292数字电位计开发了一种能减少毛刺的对数音量控制电路(见图8)。请参阅AN-1209应用笔记——用AD5292数字电位计实现可减少毛刺的对数音量控制。

问：数字电位计可以执行对数抽头调整吗？

答：在音频控制等应用中，通常使用伪对数抽头调整。但对AD5231/AD5232/AD5233/AD5235或ADN2850的用户来说，答案是肯定的。另外，利用一个简单的配置，其他线性调整电位计也可以执行伪对数抽头调整。有关更多信息，请参阅Hank Zumbelen于2000年1月发布的文章《在数字电位计上添加对数抽头》，该文章可以网上找到。

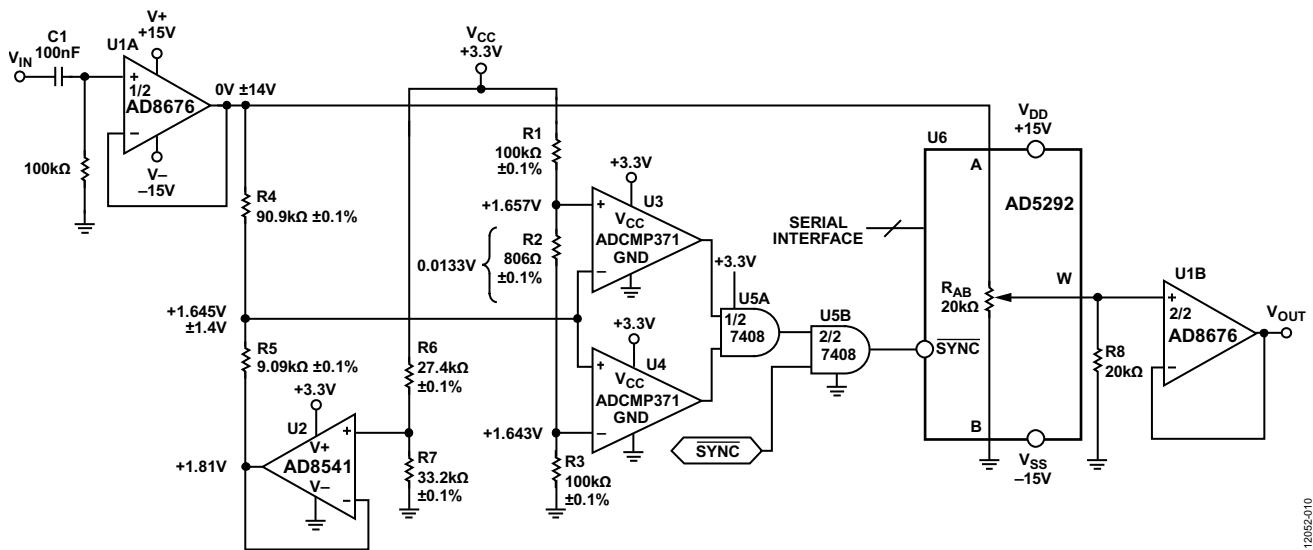


图8. 可减少毛刺的对数音量控制电路(简化原理图: 去耦; 未显示所有连接)

12052-010



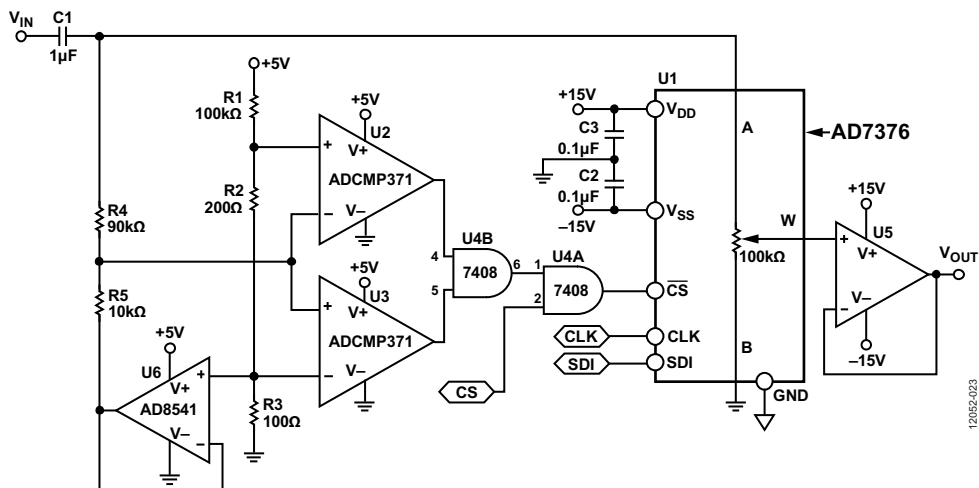


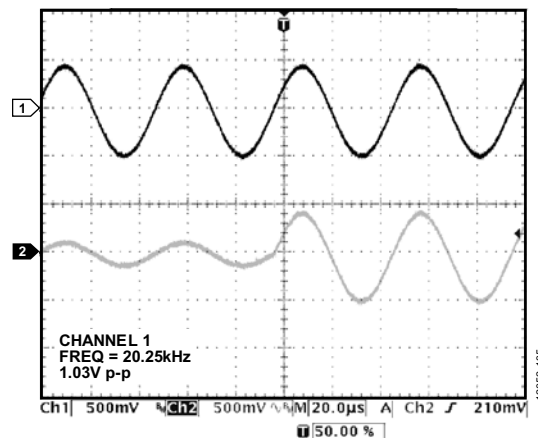
图9. 音量控制

### 音量控制

因出色的THD性能和高电压能力，AD7376可用于数字音量控制。直接将AD7376用作音频衰减器或增益放大器时，若音量在任意时间出现较大阶跃变化，则可能导致音频信号突然中断，造成人耳可以听见的拉链噪声。为了避免出现这种情况，可能在CS线路中插入一个零交越窗口检测器，以延迟器件更新，一直到音频信号跨过窗口为止。由于输入信号可以运行于任何直流电平而非绝对零电压之上，因此，在本例中，零交越表示信号为交流耦合信号，并且直流失调电平为信号零基准点。

旨在减少拉链噪声的配置以及使用该配置获得的结果分别如图9和图10所示。输入由C1交流耦合，并在衰减后馈入由两个ADCMP371器件(U2和U3)和两个7408 AND逻辑门(U4A和U4B)构成的窗口比较器中。AD8541(U6)用于确立信号基准。比较器的上限设于其失调以上，因此，在本例中，每当输入降至2.502 V和2.497 V之间时(或者0.005 V的窗口)，输出脉冲都会变高。该输出与芯片选择信号相加，结果，每当信号跨过窗口时，AD7376都会更新。为了避免器件不断更新，芯片选择信号应编程为两个脉冲，而不是一个脉冲，如AD7376数据手册所示。

在图10中，下面的轨迹表示，当零交越窗口附近发生信号变化时，音量从1/4量程变为满量程。AD7376关断休眠模式编程功能可用于在上电时使器件静音，方式是使SHDN保持低电平并编程零电平。



#### NOTES

1. THE LOWER TRACE SHOWS THAT THE VOLUME LEVEL CHANGES FROM QUARTER SCALE TO FULL SCALE, WITH THE CHANGE OCCURRING NEAR THE ZERO-CROSSING WINDOW.

图10. 图9所示电路的输入(轨迹1)和输出(轨迹2)

### 音频放大器音量控制

AD5228和SSM2211可以形成一个带音量控制功能1.5 W音频放大器，其功率和质量足以满足PDA、手机等便携式设备的需求。SSM2211可以在引脚5和引脚8之间差分驱动一个扬声器，而无需任何输出电容。高通截止频率为：

$$f_{HI} = 1/(2\pi \times R1 \times C1)$$

# AN-1291

SSM2211也可以驱动两个扬声器，如图11所示。然而，扬声器必须配置为单端模式，并且需要输出耦合电容来阻止直流电流。输出电容和扬声器负载形成一个额外的高通截止频率：

$$f_{H2} = 1/(2\pi \times R5 \times C3)$$

结果，C3和C4必须足够大，以使频率与 $f_{H1}$ 一样低。

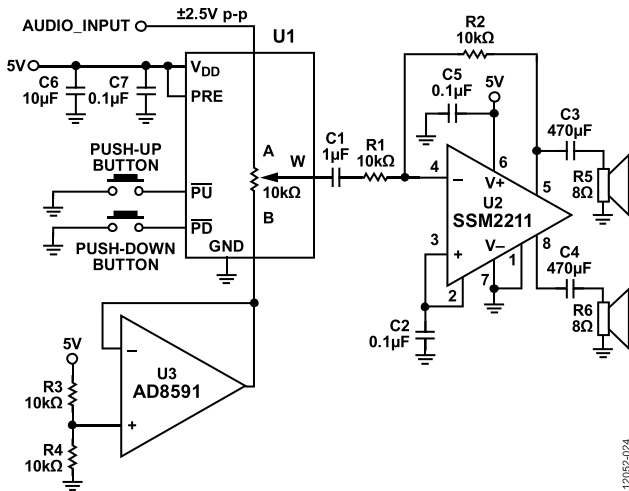


图11. 带音量控制的音频放大器

## 接口

问：我可以调整数字电位计以支持1 MHz至10 MHz左右的频率，从而调整视频信号的增益吗？

答：带宽与代码和电阻 $R_{AB}$ 相关。较低的 $R_{AB}$ 和代码可以产生较高的带宽。请注意，10 MHz或以上的带宽在某些数字电位计上是是可以实现的。请参阅产品数据手册，了解波特图。

问：数字电位计CLK输入能够施加的最大频率是多少？

答：对于SPI和U/D数字接口的数字电位计，最大时钟频率约为10 MHz至50 MHz。I<sup>2</sup>C兼容型数字电位计则保证400 kHz的最大时钟频率。

## LCD面板 $V_{COM}$ 调整

AD5259的一个特性是 $V_{LOGIC}$ 与 $V_{DD}$ 电源引脚的分离。这种分离式设计为并非始终提供所需电源的应用带来了更大的灵活性。具体地，LCD面板要求 $V_{COM}$ 电压的范围为3 V至5 V，以便为LCD面板的背板提供基准电压。

图12展示了一种罕见的例外情况，其中以5 V电源来为数字电位供电。

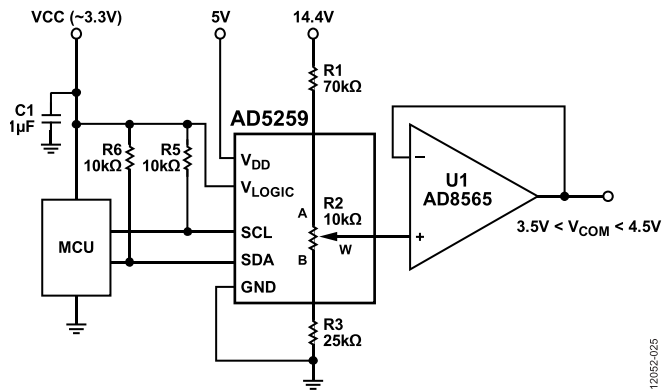


图12.  $V_{COM}$ 调整应用

在如图13所示更常见的情况下，只有模拟14.4 V和数字逻辑3.3 V电源可用。通过在数字电位计上下方放置分立式电阻，即可从电阻串本身上抽取 $V_{DD}$ 。基于所选电阻值，本例中 $V_{DD}$ 处的电压等于4.8 V，游标可以在不超过4.8 V的电压下安全运行。 $V_{DD}$ 汲取的电流不会影响节点的偏置电流，因为该电流仅属于微安级别。 $V_{LOGIC}$ 连接至MCU 3.3 V数字电源，因为 $V_{LOGIC}$ 在写入EEPROM时，需要汲取35 mA电流。通过70 kΩ电阻提供35 mA电流是不切实际的，因此，不会将 $V_{LOGIC}$ 连接至与 $V_{DD}$ 相同的节点。

为此， $V_{LOGIC}$ 和 $V_{DD}$ 均以两个独立的两电源引脚提供，既可相互连接，也可独立对待； $V_{LOGIC}$ 为逻辑/EEPROM提供电源， $V_{DD}$ 偏置A、B和W端，以提高灵活性。

如需了解该应用的更多详情，请参阅《EDN》杂志2004年9月30日刊登的文章“简单VCOM调整只采用逻辑电源电压”，该文章可在网上找到。

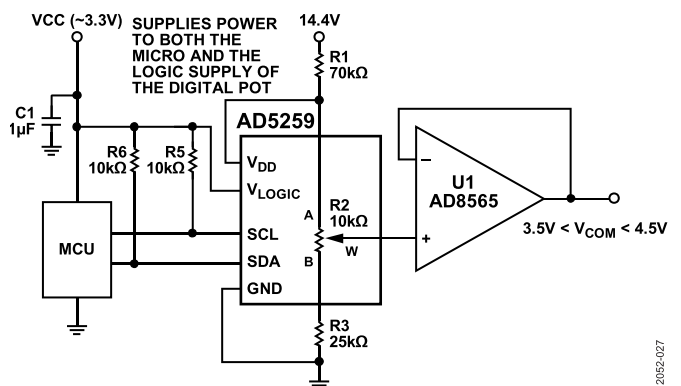


图13. 当 $V_{DD}$ 无独立电源可用时的电路

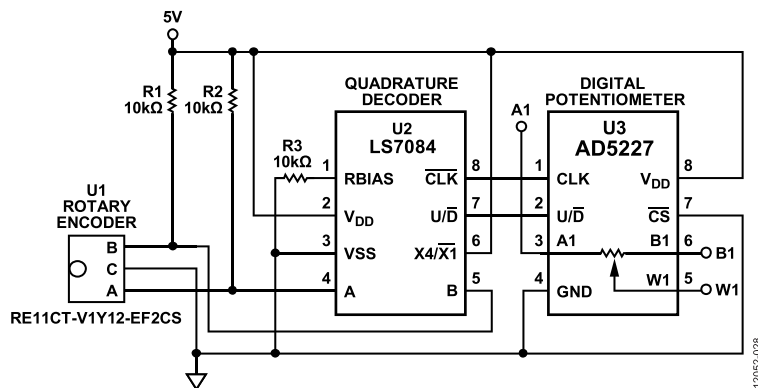


图14. 手动旋转控制

### 手动旋转控制编码器

图14展示了另一种方法，即用AD5227 (U3)来仿真旋钮操作中的机械电位计。旋转编码器U1有一个C接地端和两个反相信号，即A和B。

当顺时针转动U1时，B端先产生一个脉冲，然后A端产生一个脉冲，反之亦然。U1的信号A和信号B通过一个正交编码器LS7084 (U2)，该编码器将U1的信号A和信号B之间的相位差转换为U3的兼容输入。因此，当信号B先于信号A时(顺时针)，U2为U3提供一个逻辑高电平 $U/\bar{D}$ 信号，反之亦然。U2同时过滤噪声、抖动和其他瞬变，并解除U1产生的触点抖动。

请参阅AN-1150应用笔记，了解如何用传输拨号接口控制AD5111、AD5113和AD5115。

### 6位控制器

AD5227可与一个时钟发生器、一个比较器和一些输出组件构成一个简单的6位控制器。图15所示为一种通用型6位控制器，其中，一个比较器先比较采样输出与基准电平，然后向AD5227  $U/\bar{D}$ 引脚输出一个高电平或低电平。AD5227然后按 $U/\bar{D}$ 状态所指方向，每个时钟周期均改变阶跃。该电路具有自足性，设计简单，并且可以适应各种应用。

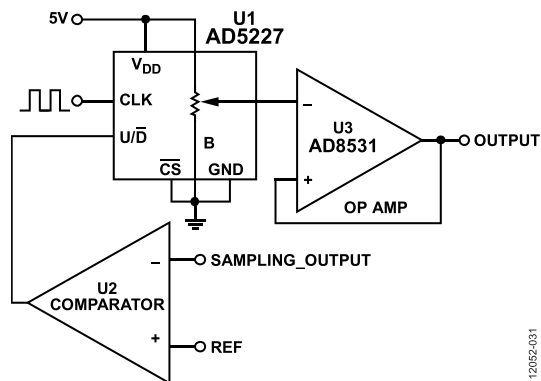


图15. 6位控制器

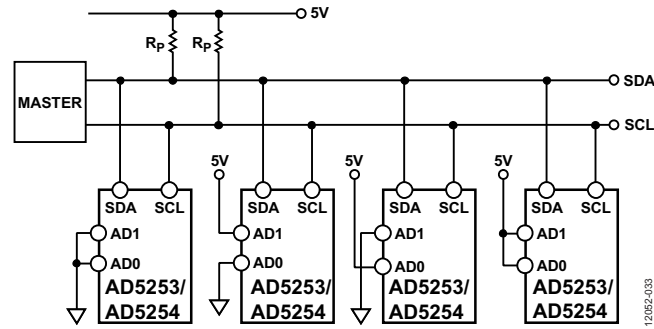


图16. 一条总线上连接多个AD5253/AD5254器件

### 一条I<sup>2</sup>C总线连接多个器件

AD5253/AD5254配有两个寻址引脚，AD1和AD0，允许在一个I<sup>2</sup>C总线上运行最多四个AD5253/AD5254器件。要在一个I<sup>2</sup>C总线上操作两个器件，首先须定义每个器件上的AD1引脚和AD0引脚状态。

AD1和AD0的示例如表2和图16所示。在I<sup>2</sup>C编程中，每个器件均配有一个不同的从机地址——01011(AD1)(AD0)——用于完成寻址。

表 2. 多器件寻址

AD1	AD0	被寻址器件
0	0	U1
0	1	U2
1	0	U3
1	1	U4

在需要数字电位阵列以偏置功率放大器的无线基站智能天线系统中，通过使用额外的解码器、开关和I/O总线，可以对大量AD5253/AD5254器件寻址，如图16所示。例如，要向总共16个器件通信，则需要4个解码器和16组组合开关(图16显示了4组)。两条I/O总线充当4个2×4解码器的共用输入，并在每次组合时选择4组输出。由于4组组合开关输出具有唯一性，如图16所示，因此，通过用定义为01011(AD1)(AD0)的从机地址，对I<sup>2</sup>C进行适当编程，由此实现对特定器件的寻址。

只要两个解码器的输入不改变状态，则通过这种操作，可以对16个器件之一寻址。指定器件操作完成后，即允许编码器输入改变状态。

### 针对双向接口的电平转换

多数传统系统可以在一个电压下工作，而新组件则可在另一电压下优化。当两个系统以不同的电压操作相同的信号时，需要适当的电平转换操作。例如，用户可以用3.3V EEPROM来连接5V数字电位计。需要一个电平转换方案，以实现双向通信，这样，就可以在EEPROM中存储数字电位计的设置，并从中读取。图17所示为电平转换实现方式之一。M1和M2可能是任意N沟道信号FET，或者，如果V<sub>DD1</sub>或者V<sub>DD2</sub>降至2.5V以下，则M1和M2可能是低阈值FET，如FDV301N。该电路不适合1.8V逻辑电平。

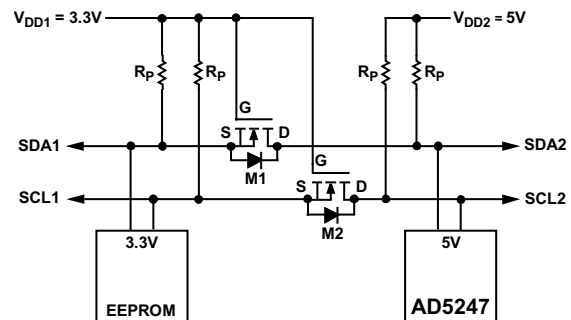


图17. 适用于不同电位的电平转换

### 增益

以下电路是针对直流运行条件设计的。如果配合直流信号激励使用这些电路，则可能导致稳定性问题。为了保证电路不振荡，建议在反馈环路中放置一个10 pF的电容。

另外，如果要替代建议的运算放大器，则须注意以下限制条件：

增益带宽积小于V<sub>OUT</sub>带宽，

$$V_{OUT} \text{ 带宽} = \frac{1}{2\pi \times R_{OUT} \times C}$$

其中：

C为连接到V<sub>OUT</sub>引脚的总电容(引脚电容)。

R<sub>OUT</sub>为放大器输出阻抗。

R<sub>OUT</sub>一般在数据手册规格参数中指定，或者在典型性能特性曲线图中规定。请参阅发表在《模拟对话》上的文章“避免因容性负载而出现不稳定的实用技术”（第2004年，第38卷，第2期）。

## 线性增益设置模式

数字电位计适合用来控制放大器增益或者设置电源调节器的输出电压。但在电位计模式下使用数字电位计会产生对数传递函数。

对数传递函数可用于诸如照明或音频控制等应用中，因为人类对这些激励具有更好的感知响应。对于需要线性传递函数的应用，可以采用一些技术，比如ADI的专利架构、线性增益设置模式(AD5144、AD5142、AD5144A和AD5141提供)。

更多有关线性增益设置模式和其它线性化技术的信息，请参见应用笔记AN-1169：线性设置模式：详细说明。

## 增益控制补偿

在增益控制中，数字电位计常被用作同相增益放大器，如图18所示。

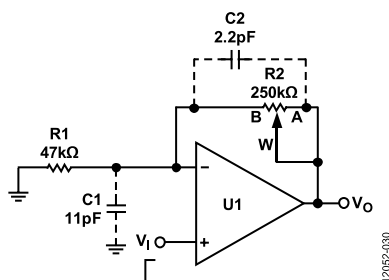


图18. 增益控制补偿

当RDAC B端寄生电容连接到运放同相节点时，它会给20 dB/dec的 $1/\beta_o$ 项引入一个零点，而典型运放的增益带宽积(GBP)具有-20 dB/dec特性。大R2和有限C1会导致此零点的频率远低于交越频率。因此，逼近速率变为40 dB/dec，系统在交越频率的相位裕量为 $0^\circ$ 。如果输入为矩形脉冲或阶跃函数，则输出可能振铃或振荡。类似地，在两个增益值间切换时，输出也可能振铃，等效于输入端产生阶跃变化。

根据运算放大器的GBP，降低反馈电阻可以提高零点频率以克服这个问题。更好的办法是使用补偿电容C2来抵消C1的影响。

当 $R1 \times C1 = R2 \times C2$ 时，补偿效果最佳。但是，R2的差异使这个方案不可行。因此，可以使用上述关系式并调整C2，就像R2为其最大值一样。当R2值较小时，这样做可能会补偿过度，性能会受到影响。但另一方面，它可以避免最差情况下的振铃或振荡。对于关键应用，应根据经验确定C2以适应振荡需求。一般而言，数pF至数十pF的C2足以执行补偿。

同样，W和A端电容连接至输出(图18)；它们在该节点的影响较小，多数情况下无需补偿。

## LED驱动器

### 手动可调LED驱动器

AD5228可用于多种电子电平调整应用中，比如用于LCD面板背光控制的LED驱动器。图19所示为一个手动可调的LED驱动器。AD5228(U1)对整个白光LED D1的电压进行设置，以实现亮度控制。由于AD8591(U2)最多可支持250 mA，因此，VF为3.5 V的典型白光LED需要使用一个电阻R1，以限制U2电流。该电路很简单，但功效不高。U2关断引脚可以用PWM信号来切换，以实现节能。

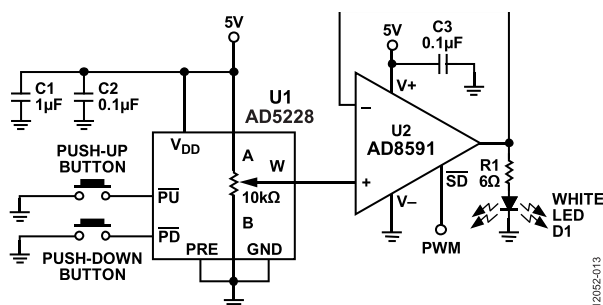


图19. 低成本可调LED驱动器

## 用于LED驱动器的可调电流源

由于LED亮度为电流的函数而不是正向电压的函数，因此，相比电压源，可调电流源是首选，如图20所示。

可以发现，负载电流为AD5227的 $V_{WB}$ 除以 $R_{SET}$ 得到的商。

$$I_D = \frac{V_{WB}}{R_{SET}}$$

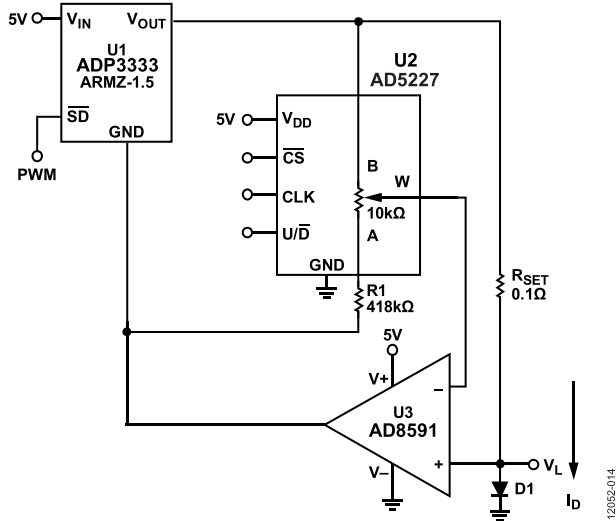


图20. 用于LED驱动器的可调电流源

U1 ADP3333ARMZ-1.5是一个1.5 V LDO，可升至0 V以上或降至其下。当AD5227的 $V_{WB}$ 为最小值时，没有电流通过D1，因此，如果以双电源偏置AD8591 (U3)，ADP3333 (U1)的GND引脚将为-1.5 V。因此，在U1 GND引脚升至0 V以上之前，一些AD5227 (U2) 低电阻阶跃不会对输出产生影响。

当AD5227的 $V_{WB}$ 为最大值时， $V_{OUT}$ 变成 $V_L + V_{AB}$ ，因此，必须用足够的裕量对U1电源电压进行偏置。类似地，可在U1关断引脚施加PWM信号以实现节能目的。该电路在单LED条件下效果良好。

## 电压至电流转换 可编程电流源

利用图21所示的电路可以实现可编程电流源。

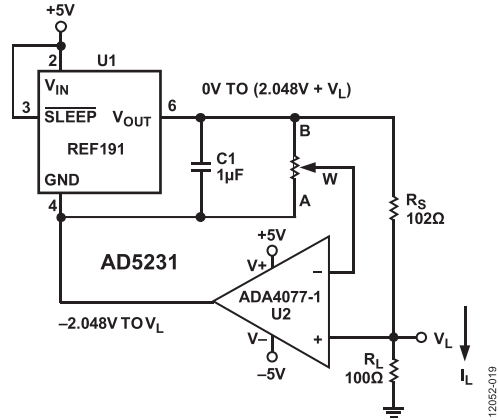


图21. 可编程电流源

REF191 (U1)是一款独特的低电源裕量的精密基准电压源，在2.048 V时可以提供需要的20 mA电流。负载电流等于数字电位计B端到W端的电压除以 $R_S$ 。

$$I_L = \frac{V_{REF} \times D}{R_S \times 1024}$$

其中：

$D$ 为数字电位计游标的代码(U3，如图21所示)。

$V_{REF}$ 为所选参考电压(2.048 V，如图21所示)。

图21的电路虽然简单，但需要注意两个问题。首先，最好使用双电源运算放大器，因为REF191的地电位摆幅为-2.048 V (电位计设置的零电平)至 $V_L$  (满量程)。虽然该电路在单电源下也能工作，但系统的可编程分辨率会降低。其次， $V_L$ 处的顺从电压限制为2.5 V或者等于125 Ω负载。如果需要较高的顺从电压，用户可以考虑AD5260、AD5280和AD7376等数字电位计。

为了实现较高的电流，比如在驱动高功率LED时，用户可以用LDO取代图21中的U1，降低 $R_S$ ，并增加一个电阻，将其与数字电位计A端串联。这会限制电位计的电流，并提高电流调整分辨率。

## 可编程双向电流源

对于需要双向电流控制或更高顺从电压的应用，可以考虑Howland电流泵(见图22)。

如果电阻匹配，则负载电流为：

$$I_L = \frac{(R2A + R2B)}{R1/R2B} \times V_W$$

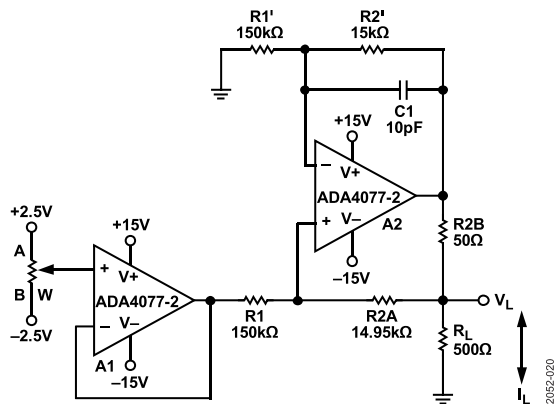


图22. 可编程双向电流源

理论上，R2B可以根据需要尽可能调小，以便在ADA4077-2 (A2)输出电流驱动能力范围内达到所需电流。在图22所示电路中，A2可在两个方向提供±5 mA，且顺从电压达到15 V。可以证明，输出阻抗( $Z_o$ )为：

$$Z_o = \frac{R1' R2B (R1 + R2A)}{R1 R2' - R1' (R2A + R2B)}$$

如果电阻R1'和R2'分别与R1和R2A + R2B精确匹配，则 $Z_o$ 可能无穷大。另一方面，如果这些电阻不匹配，则 $Z_o$ 可能为负。

结果，需要C1(范围：1 pF至10 pF)以防止负阻抗引起的振荡。

## 滤波

### 可编程低通滤波器

在模数转换中，一般要加一个抗混叠滤波器，用于限制采样信号的频段。因此，可以使用双通道AD5235(用R1和R2表示)来构建一个二阶Sallen-Key低通滤波器，如图23所示。

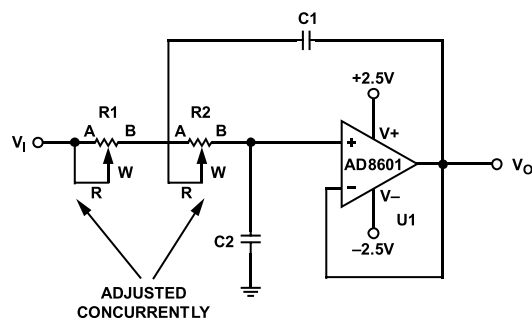


图23. Sallen-Key低通滤波器

有关Sallen-Key低通滤波器的设计方程如下：

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\omega f^2}{s^2 + \frac{\omega f}{Q} s + \omega f^2}$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{R1 R2 C1 C2}}$$

$$Q = \frac{1}{R1 C1} + \frac{1}{R2 C2}$$

首先，对于电容，用户应该选择任何方便的值。为实现最大平坦度带宽( $Q = 0.707$ )，令C1为C2的两倍，且R1 = R2。因此，用户可以将R1和R2同时调整到相同的设置以实现所需的带宽。

## 可编程状态可变滤波器

用于产生低通滤波器或带通滤波器的一种标准电路是状态可变有源滤波器。在该应用中，可使用AD5233以实现滤波器输出的频率、增益和Q进行全面编程。

图24所示为一个使用2.5V虚拟地的滤波器电路，它具有±2.5V峰值输入和输出摆幅；RDAC2寄存器和RDAC3寄存器分别设置低通、高通和带通截止频率及中心频率。为了保持电路的最佳Q值，RDAC2寄存器和RDAC3寄存器利用相同的数据进行编程(像组合电位计一样)。

带通滤波器的传递函数为：

$$\frac{V_{BP}}{V_i} = \frac{A_o \times \frac{\omega_o}{Q} S}{S^2 + \frac{\omega_o}{Q} S + \omega_o^2}$$

其中：

$A_o$ 为增益。

$V_i$ 是电压输入。

$V_{BP}$ 是带通滤波器电压。

对于 $R_{WB2}(D2) = R_{WB3}(D3)$ ,  $R1 = R2$  且  $C1 = C2$ ,

$$\omega_o = \frac{1}{R_{WB2} \times C1}$$

其中,  $R_{WBx}$ 是W端和B端之间相对于RDACx寄存器的电阻(x为1至4)。

$$A_o = \frac{R_{WB1}}{R_{WA1}}$$

其中,  $R_{WAx}$ 是W端和A端之间相对于RDACx寄存器的电阻(x为1至4)。

$$Q = \frac{R_{WA4}}{R_{WB4}} \times \frac{R_{WB1}}{R1}$$

图24显示在带通输出端测得的滤波器响应，它是RDAC2寄存器和RDAC3寄存器设置的函数。这些设置产生的中心频率范围为2 kHz至20 kHz。

带通输出端的滤波器增益响应如图24所示。中心频率为2 kHz时，增益可在RDAC1决定的-20 dB至+20 dB范围内调整。电路Q由RDAC4和RDAC1调整。适合该应用的运算放大器为ADA4077-2、AD8604、OP279和AD824。

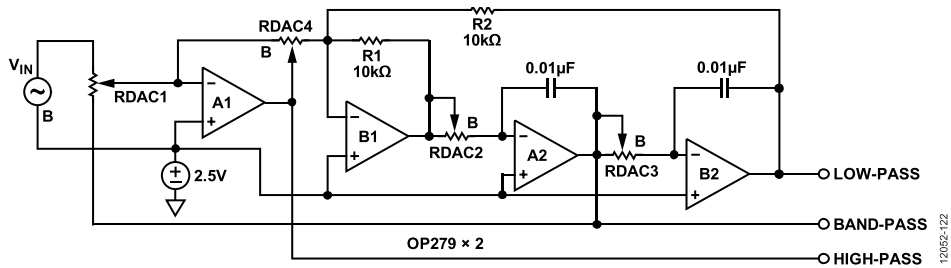


图24. 可编程状态可变滤波器



## 其它用例

### 利用升压输出实现可编程电压源

对于需要高电流调整的应用，如激光二极管驱动器或可调谐激光器，可以考虑使用升压源(见图25)。

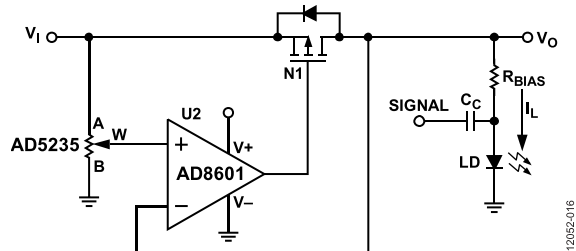


图25. 可编程升压源

此电路中，运算放大器的反相输入端迫使 $V_o$ 等于数字电位计设置的游标电压。然后，电源通过P沟道N-Ch FET P1提供负载电流(见图25)。N1必须能处理 $(V_i - V_o) \times I_L$ 的功率。

采用5V电源时，此电路最大可提供100mA电流。对于精密应用，数字电位计A端可以使用ADR421或ADR03等基准电压源。

## 高压DAC

AD7376可以配置为最高30V的高电压DAC。电路如图26所示。输出为：

$$V_o(D) = \frac{D}{128} \left[ 1.2V \times \left( 1 + \frac{R2}{R1} \right) \right]$$

其中， $D$ 为十进制码，范围为0至127。

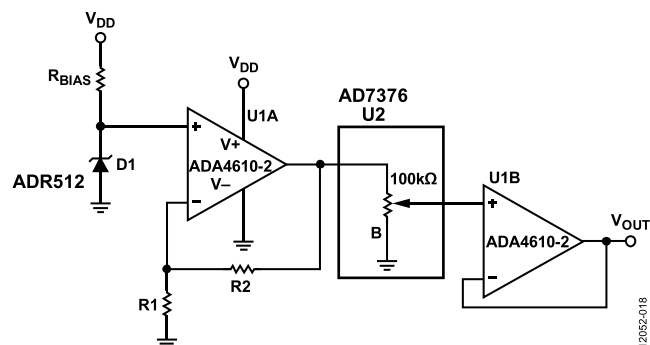


图26. 高电压DAC

## 可编程振荡器

在经典文氏桥振荡器中，文氏网络( $R||C$ 、 $R'C'$ )提供正反馈，而 $R1$ 和 $R2$ (分割为 $R2A$ 和 $R2B$ )提供负反馈(见图27)。

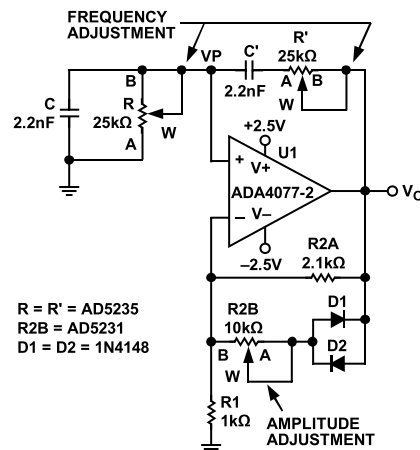


图27. 带幅度控制的可编程振荡器

在谐振频率 $f_o$ ，总相移为0，正反馈导致电路振荡。当 $R=R'$ 、 $C=C'$ 且 $R2 = R2A/(R2B + R_{DIODE})$ 时(其中 $R_{DIODE}$ 是两个二极管 $D1$ 和 $D2$ 的电阻)，振荡频率为：

$$\omega_o = \frac{1}{R \times C}$$

或：

$$f_o = \frac{1}{2\pi \times R \times C}$$

其中 $R$ 等于 $R_{WA}$ ，因此：

$$R_{WA}(D) = \frac{1024 - D}{1024} \times R_{AB} + R_W$$

谐振时，使 $R2/R1 = 2$ ，结果可平移电桥。在实际操作中， $R2/R1$ 应设置为稍大于2，以确保振荡可以开始。另一方面，二极管 $D1$ 和 $D2$ 的交替开启使得 $R2/R1$ 小于2，可暂时稳定振荡。一旦设置好频率，即可通过 $R2B$ 调谐振荡幅度，因为：

$$\frac{2}{3}V_o = I_D R2B + V_D$$

其中：

$I_D$ 为流过二极管的电流。

$V_D$ 为二极管上的压降。

$V_o$ 、 $I_D$ 和 $V_D$ 是彼此相关的变量。通过正确选择 $R2B$ ，可达到均衡，以使 $V_o$ 收敛。 $R2B$ 可以与一个分立电阻串联以提高幅度，但总电阻不得过大以致输出饱和。

# AN-1291

## 恒定偏置电流保持电阻设置

对于考虑EEMEM电位计但无法为设计提供额外成本和编程预算的用户来说，可以考虑用电源不断偏置AD5227，以保留电阻设置，如图28所示。

AD5227专门针对低功耗应用而设计，即使在电池供电系统中也可支持功率转换。如图29所示，用3.4 V 450 mA/时的锂离子手机电池对类似的低功耗数字电位计进行偏置。测量结果表明，器件的功耗可忽略不计。不断偏置电位计是一种现实可行的方法，因为多数便携式设备并不要求用可拆卸电池以实现充电。尽管在电池需要更换时，AD5227会丢失电阻，但这种事件出现几率极小，因此，对于多数应用来说，造成的不便也是相当小的。

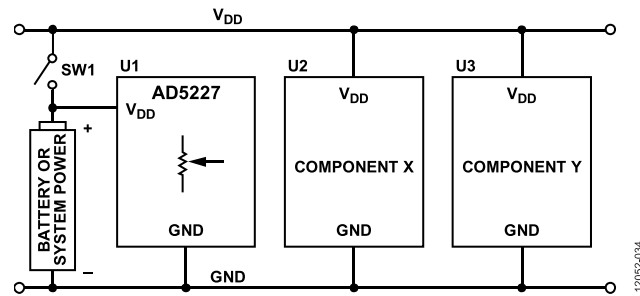


图28. 恒定偏置AD5227以保留电阻

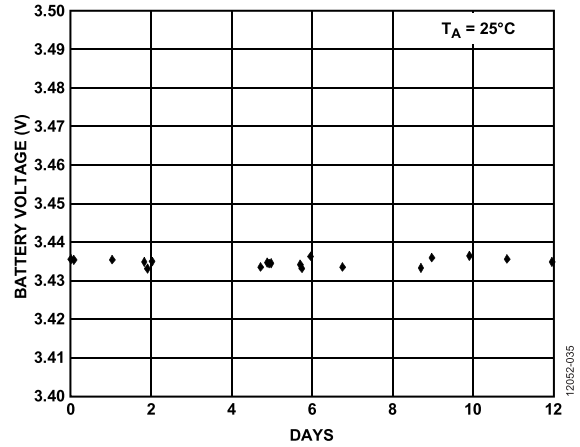


图29. 电池消耗测量

I<sup>2</sup>C指最初由Philips Semiconductors(现为NXP Semiconductors)开发的一种通信协议。