# Analog Dialogue

## 本期介绍

25

19

- 2 编者寄语, 新产品简介
- 3 乘法器与调制器
- 5 保护RS-485通信网络不受有害EMC事件影响
- 11 可编程增益TIA最大化光谱系统中的动态范围
- 16 选择电阻以最大程度减少接地负载电流源误差
- 17 精密逐次逼近型ADC基准电压源设计
- 21 完整传感器数据采集解决方案简化工业数据采集系统设计

## 向Jerry Fishman致敬





www.analog.com/zh/analogdialogue

## 编者寄语

#### 本期介绍

#### 乘法器与调制器

调制器与乘法器的关系极为密切,但乘法器的输出是其输入的乘积, 而调制器的输出是一路输入的信号与另一路输入信号符号的乘积。 调制函数可通过放大器建模,该放大器通过其载波输入上的比较器 切换正增益和负增益,或者通过载波输入和其中一个端口之间的乘 法器与限幅放大器建模。(第3页)

#### 保护RS-485通信网络不受有害EMC事件影响

RS-485链路必须能够在恶劣的环境下工作,这些环境下雷击、静电放 电以及其它电磁现象会导致较大的瞬变电压,因此链路必须符合静电 放电、电快速瞬变和电涌等标准。本文描述这些瞬变的类型,并给出 三种不同成本/保护等级的EMC兼容解决方案。(第5页)

#### 可编程增益TIA最大化光谱系统中的动态范围

采用光电二极管或其它电流输出型传感器进行物理属性测量时,所使用的精密仪器通常包括跨导放大器(TIA)和可编程增益级,以便实现最大动态范围。本文描述了采用单级可编程增益TIA实现噪声最小化并保持高带宽和精度的优势与挑战。(第11页)

#### 选择电阻以最大程度减少接地负载电流源误差

运算放大器通常用于产生高质量电流源。在工业应用中,它们广 泛用于提供4mA至20mA电流。改进型Howland电流源非常受欢 迎,因为它可以驱动接地负载。其精度取决于放大器和电阻。本 文介绍如何选择外部电阻以最大程度减少误差。(第16页)

#### 精密逐次逼近型ADC基准电压源设计

高分辨率、逐次逼近型ADC的精度取决于精度、稳定性和其基准电 压源的驱动能力。 基准电压源具有动态负载,因此它必须能够处理 与时间和吞吐速率相关的电流。 通常采用外部基准电压源可获得 最佳性能,因此本文讨论设计挑战与要求。(第17页)

#### 完整传感器数据采集解决方案简化工业数据采集系统设计

可编程逻辑控制器是许多工业自动化和过程控制系统的核心,采用多 个传感器和执行器来测量和控制模拟过程变量,例如压力、温度和流 量。该文章介绍高度集成的ADAS3022如何降低复杂度,从而便于 设计多通道数据采集系统。(第21页)

#### 向Jerry Fishman致敬

2013年3月28日,我们的首席执行官、同事和朋友Jerry Fishman 因心脏病突发安详辞世。Jerry在1971年加盟ADI公司担任产 品营销工程师。他在1991年晋升为总裁兼首席运营官,随后在 1996开始担任首席执行官,在ADI公司度过了42年职业生涯。 (第25页)

Scott Wayne [scott.wayne@analog.com]

### 产品目录: 第47卷 第2期

所有ADI产品数据手册都可在www.analog.com/zh网站查到,只需 在搜索框中输入产品型号即可。

#### 4月

高性能隔离误差 <b>放大器</b>	ADuM3190
用于隔离式电源的数字 <b>控制器</b>	ADP1046A
14位、32通道、50V至200V满量程DAC	AD5535B
双通道、12位nanoDAC+™、2 ppm/°C基准电压源DAC	AD5697R
12/16位nanoDAC+四通道DAC	687/AD5689
双通道10位nanoDAC <sup>®</sup> DAC	
2ppm/°C基准电压源AD5313	R/AD5338R
12/16位nanoDAC+双通道DAC	
2ppm/°C基准电压源DACAD5687	R/AD5689R

#### 5月

 建盘 <b>解码器</b> 和I/O端口扩展器
 rms功率10 MHz至10 GHz检波器
 高端电源逻辑电平控制开关

#### 6月

14位、170 MSPS/250 MSPS、JESD204B流水线式ADC	AD9683
精密差分高CMV <b>放大器</b>	AD8479
高精度低功耗仪表 <b>放大器</b>	AD8422
可变增益18 MHz低功耗 <b>放大器</b>	AD8338
8通道、16位、同步采样 <b>DAS</b>	ADAS3023
RF/IF、30 MHz至6 GHz增益模块ADL55	44/ADL5545
高SPL、模拟输出MEMS麦克风	ADMP411
80 MHz帯宽IF接收器	AD6677
线性低噪声28V、200 mA稳压器	ADP7182
高端负载500 mA四通道信号 <b>开关</b>	ADP1190

## Analog Dialogue

模拟对话杂志(www.analog.com/zh/analogdialogue)是ADI公司于1967年 创办的技术杂志,至今已经连续出版47年,主要讨论有关模拟信号、数字信 号和混合信号处理产品、应用、技术和技巧。模拟对话杂志目前提供两种 版本。在线版每月发行一期;印刷版每年发行四期。作为对在线版中技术 文章的定期回顾和汇集。在线版的内容包括:技术文章;近期应用笔记、电 路笔记、新产品简介、在线研讨会、已发表文章等及时信息;以及"集锦"栏 目,其中包括从ADI网站(www.analog.com/zh)获得重要相关信息的通用 链接网址。感兴趣的读者也可以至*Analog Dialogue*档案库www.analog. com/library/analogdialogue/china/archives.html查阅自1967年第1卷第1 期创刊至今的每期存档,包括三期纪念特刊。如需订阅,请访问www.analog. com/library/analogDialogue/china/subscribe.html。欢迎提出您的宝贵 意见:Facebook; www.facebook.com/analogdialogue, EngineerZone: ez.analog.com/blogs/analogdialogue, 电子邮件: dialogue.editor@analog. com 或编辑 *Scott Wayne*, [scott.wayne@analog.com]。

## 乘法器与调制器

作者: James Bryant

虽然许多有关调制的描述都将其描绘成一种乘法过程,但实际情况 更为复杂。

首先,为清晰起见,若信号Acos(ωt)和未调制的载波cos(ωt)施加于理 想乘法器的两路输入,则我们将得到一个调制器。这是因为两个周期 波形A<sub>s</sub>cos(ω<sub>s</sub>t)和A<sub>c</sub>cos(ω<sub>c</sub>t)施加于乘法器(为便于分析,假定比例因 子为1 V)输入端,产生的输出为:

 $V_o(t) = \frac{1}{2}A_sA_c[\cos((\omega_s + \omega_c)t) + \cos(\omega_s - \omega_c)t))]$ 

若载波A<sub>c</sub>cos(ω<sub>c</sub>t)幅度为1 V (A<sub>c</sub> = 1),则该式进一步简化为:

 $V_{o}(t) = \frac{1}{2}A_{s}[\cos((\omega_{s} + \omega_{c})t) + \cos((\omega_{s} - \omega_{c})t)]$ 

但在大多数情况下,调制器是执行此功能更好的电路。调制器(用来改 变频率的时候也称为混频器)与乘法器密切相关。乘法器的输出是其 输入的瞬时积。调制器的输出是该调制器其中一路输入的信号(称为 信号输入)和另一路输入的信号符号(称为载波输入)的瞬时积。图1显 示了调制函数的两种建模方法:作为放大器使用,通过载波输入上的 比较器输出切换正增益和负增益;或者作为乘法器使用,并在其载波 输入和其中一个端口之间放置一个高增益限幅放大器。两种架构都 可用来形成调制器,但开关放大器架构(用于AD630平衡调制器中) 运行较慢。大多数高速IC调制器含有一个跨导线性乘法器(基于吉尔 伯特单元),并在载波路径上有一个限幅放大器,用来过驱其中一路输 入。该限幅放大器可能具有高增益,允许低电平载波输入——或者具 有低增益和干净的限幅特性,从而要求相对较大的载波输入以正常工 作。详细信息请参考数据手册。



#### 图1. 调制函数的两种建模方法

出于某些原因,我们使用调制器而非乘法器。乘法器的两个端口均为 线性,因此载波输入的任何噪声或调制信号都会与信号输入相乘,降 低输出;同时,大多数情况下可忽略调制器载波输入的幅度变动。二 阶特性会导致载波输入的幅度噪声影响输出,但最好的调制器都会 尽可能减少这种影响,因此不纳入本文的讨论范围。简单的调制器 模型使用由载波驱动的开关。(理想)开路开关具有无限大的电阻和 零热噪声电流,且(理想)闭路开关具有零电阻和零热噪声电压;因 此,虽然调制器的开关并非理想,但相比乘法器而言,调制器依然具 有较低的内部噪声。另外,比起乘法器,设计与制造类似的高性能、高 频率调制器也更为简便。 与模拟乘法器相同,调制器将两路信号相乘;但与模拟乘法器不同 的是,调制器的乘法运算是非线性的。当载波输入的极性为正时,信 号输入乘以+1;而当极性为负时,则乘以-1。换言之,信号乘以载波 频率下的方波。

频率为wct的方波可使用傅里叶序列的奇次谐波表示:

 $K[\cos(\omega_c t) - 1/3\cos(3\omega_c t) + 1/5\cos(5\omega_c t) - 1/7\cos(7\omega_c t) + \cdots]$ 

对该序列求和: [+1, -1/3, +1/5, -1/7 + ...] 其值为π/4。因此, K数值 为4/π, 这样当正直流信号施加到载波输入时, 平衡调制器可作为单 位增益放大器使用。

载波幅度并不重要,只要它足够大,可驱动限幅放大器即可;因此,由 信号A<sub>s</sub>cos(ω<sub>s</sub>t)和载波cos(ω<sub>c</sub>t)驱动的调制器产生的输出即为信号与 载波平方的乘积:

 $2A_s/\pi[\cos(\omega_s + \omega_c)t + \cos(\omega_s - \omega_c)t - 1/3\{\cos(\omega_s + 3\omega_c)t + \cos(\omega_s - 3\omega_c)t\} +$ 

 $1/5 \{ \cos(\omega_s + 5\omega_c)t + \cos(\omega_s - 5\omega_c)t \} -$ 

 $1/7{\cos(\omega_s + 7\omega_c)t + \cos(\omega_s - 7\omega_c)t} + \cdots]$ 

该输出包含下列项的频率之和与频率之差:信号与载波、信号与载波 的所有奇次谐波。理想的完美平衡调制器中不存在偶次谐波乘积。然 而在真实调制器中,载波端口的残余失调会导致低电平偶次谐波乘 积。在许多应用中,低通滤波器(LPF)可滤除高次谐波乘积项。请记 住, cos(A) = cos(-A),因此cos( $\omega_m - N\omega_c$ )t = cos( $N\omega_c - \omega_m$ )t,并且 无需担心"负"频率。滤波处理后,调制器输出可计算如下:

 $2A_s/\pi[cos(\omega_s+\omega_c)t+cos(\omega_s-\omega_c)t]$ 

它和乘法器输出的表达式一致,只是增益稍有不同。在实际系统中, 增益采用放大器或衰减器进行归一化,因此此处无需考虑不同系统 的理论增益。

在简单的应用中,显然使用调制器优于使用乘法器,但如何定义"简 单"?调制器用作混频器时,信号与载波分别为频率等于 $f_1$ 和 $f_c$ 的简 单正弦波,未经滤波处理的输出包含频率和( $f_1 + f_c$ )与频率差( $f_1 - f_c$ ), 以及信号与载波奇次谐波的频率和与频率差( $f_1 + 3f_c$ )、( $f_1 - 3f_c$ )、( $f_1 + 5f_c$ )、( $f_1 - 5f_c$ )、( $f_1 + 7f_c$ )、( $f_1 - 7f_c$ )…。经LPF滤波之后,预计仅得 到基波项( $f_1 + f_c$ )和( $f_1 - f_c$ )。

然而, 若(f<sub>1</sub> + f<sub>2</sub>) > (f<sub>1</sub> – 3f<sub>2</sub>), 将无法使用简单的LPF区分基波与谐 波项, 因为某个谐波项的频率低于某个基波项。这并非属于简单的情 况, 因此需进一步分析。

如果假设信号包含单一频率f<sub>1</sub>,或假设信号更复杂,分布在频段f<sub>1</sub>至 f<sub>2</sub>中,则我们便可分析调制器的输出频谱,如下图所示。假设完美平 衡的调制器不存在信号泄漏、载波泄漏或失真,则输出不含输入项、 载波项和杂散项。输入以黑色表示(或在输出图中以浅灰色表示,哪 怕实际上并不存在)。 图2显示输入——位于 f<sub>1</sub>至f<sub>2</sub>频段内的信号,以及频率为f<sub>6</sub>的载波。 乘法器不含下列奇次载波谐波: 1/3(3f<sub>6</sub>)、1/5(5f<sub>6</sub>)、1/7(7f<sub>6</sub>)…,以 虚线表示。请注意,小数1/3、1/5和1/7表示幅度,而非频率。



图2. 输入频谱,显示信号输入、载波和奇次载波谐波 图3显示乘法器或调制器的输出,以及截止频率为2f。的LPF。



图3. 使用LPF的乘法器或调制器输出频谱

图4显示未经滤波处理的调制器输出(但不含7f。以上的谐波项)。



图4. 未经滤波处理的调制器输出频谱

若信号频带(f<sub>1</sub>至f<sub>2</sub>)位于奈奎斯特频带(直流至f<sub>c</sub>/2)内,则截止频率 高于2f<sub>c</sub>的LPF将使调制器具有与乘法器相同的输出频谱。若信号频 率高于奈奎斯特频率,则情况更复杂。

图5显示信号频带正好低于f。时将发生的情况。依然有可能分离谐波 项和基波项,但此时需使用具有陡峭滚降特性的LPF。



图6显示由于fc位于信号通带内,谐波项叠加( $3f_c - f_1$ ) < ( $f_c + f_1$ ),因此基波项不再能够通过LPF与谐波项分离。所需信号此时必须通过带通滤波器(BPF)进行选择。

所以,虽然调制器在大部分变频应用中优于线性乘法器,但设计实际 系统时必须考虑到它们的谐波项。



图6. 信号超过f。时的输出频谱

#### 参考文献

模拟对话

Brandon, David. "利用多通道DDS实现相位相干FSK调制。"《模 拟对话》第44卷第4期, 2010年。

Gilbert, Barrie. "关于乘法器。"《模拟对话》第42卷第4期, 2008年。

#### **产品页** 混频器和乘法器 乘法器和除法器

调制器和解调器

## 非常见问题

乘法器和调制器 购者自慎

#### 技术指南

MT-079技术指南。模拟乘法器。 MT-080技术指南。混频器和调制器。

#### 作者简介

James Bryant [james@jbryant.eu]从1982年起担任 ADI欧洲地区的应用经理,拥有利兹大学物理与哲 学学位。他还是注册工程师(C.Eng.)、欧洲注册工 程师(Eur.Eng.)、电机工程师协会会员(MIEE)以及 对外广播新闻处(FBIS)会员。除了热情钻研工程学 外,他还是一名无线电爱好者,他的呼叫代号是G4CLF。



# 保护RS-485通信网络不 受有害EMC事件影响

作者: James Scanlon和Koenraad Rutgers

#### 内容提要

在实际工业和仪器仪表(I&I)应用中,RS-485接口链路需要在恶劣电 磁环境下工作。雷击、静电放电和其他电磁现象引起的大瞬变电压可 能损坏通信端口。为了确保这些数据端口能够在最终安装环境中正常 工作,它们必须符合某些电磁兼容性(EMC)法规。

这些要求包括三个主要瞬变抗扰度标准:静电放电、电快速瞬变 和电涌。

许多EMC问题并不简单或明显,因此必须在产生设计开始时予以考虑。如果把这些问题留到设计周期后期去解决,可能导致工程预算和计划超限。

本文介绍各主要瞬变类型,并针对RS-485通信端口的三种不同成本/ 保护级别,提出并演示三种不同的EMC兼容解决方案。

ADI公司和Bourns, Inc.携手合作,共同开发了业界首个EMC兼容 RS-485接口设计工具,提供针对IEC 61000-4-2 ESD、IEC 61000-4-4 EFT和IEC 61000-4-5电涌的四级保护,从而扩展面向系统的解 决方案组合。它根据所需保护级别和可用预算为设计人员提供相应的 设计选项。借助这些设计工具,设计人员可在设计周期之初考虑EMC 问题,从而降低该问题导致的项目延误风险。

#### RS-485标准

工业与仪器仪表(I&I)应用常常需要在距离很远的多个系统之间传 输数据。RS-485电气标准是I&I应用中使用最广泛的物理层规范之 一, I&I应用包括:工业自动化、过程控制、电机控制和运动控制、远 程终端、楼宇自动化(暖通空调HVAC等)、安保系统和再生能源等。 使RS-485成为I&I通信应用理想之选的一些关键特性如下:

- •长距离链路——最长4000英尺
- 可在一对绞线电缆上双向通信
- 差分传输可提高共模噪声抗扰度, 减少噪声辐射
- 可将多个驱动器和接收器连接至同一总线
- 宽共模范围(-7 V至+12 V)允许驱动器与接收器之间存在地电位 差异
- TIA/EIA-485-A允许数据速率达到数十Mbps

TIA/EIA-485-A描述RS-485接口的物理层,通常与Profibus、 Interbus、Modbus或BACnet等更高层协议配合使用,能够在相对 较长的距离内实现稳定的数据传输。

但在实际应用中, 雷击、功率感应、直接接触、电源波动、感应开关和 静电放电可能产生较大瞬变电压, 对RS-485收发器造成损害。设计人 员必须确保设备不仅能在理想条件下工作, 而且能够在实际可能遇到 的恶劣环境下正常工作。为了确保这些设计能够在电气条件恶劣的环 境下工作, 各个政府机构和监管机构实施了EMC法规。如果设计符 合这些法规, 可以让最终用户确信它们在恶劣环境下也能正常工作。

#### 电磁兼容性

电磁环境由辐射和传导两种能量组成,因此EMC包括两个方面:发 射和耐受性。EMC是指电气系统在目标电磁环境下保持良好性能且 不会向该环境引入大量电磁干扰的能力。本文讨论如何提高RS-485 端口的EMC耐受性以防范三种主要EMC瞬变。

国际电工委员会(IEC)是致力于制定和发布所有电气、电子和相关 技术国际标准的全球领先组织。自1996年以来,向欧盟出售或在欧 盟范围内出售的所有电子设备都必须达到IEC 61000-4-x规范定义 的EMC级别。

TheIEC 61000规范定义了一组EMC抗扰度要求,适用于在住宅、商业和轻工业环境中使用的电气和电子设备。这组规范包括以下三类高电压瞬变,电子设计人员必须确保数据通信线路不受它们损害:

- IEC 61000-4-2静电放电(ESD)
- IEC 61000-4-4电快速瞬变(EFT)
- IEC 61000-4-5电涌耐受性

所有这些规范都定义了测试方法,用以评估电子和电气设备对指定现 象的耐受性。下面概要说明各种测试。

#### 静电放电

ESD是指静电荷在不同电位的实体之间的突然传输,由靠近接触或 电场感应引起。其特征是在短时间内产生高电流。IEC 61000-4-2测 试的主要目的是确定系统在工作过程中对系统外部ESD事件的抗扰 度。IEC 61000-4-2描述了两种耦合测试方法,即所谓接触放电和空 气放电。接触放电要求放电枪与受测单元直接接触。在空气放电测试 期间,放电枪的充电电极朝向受测单元移动,直到气隙上发生电弧放 电。放电枪不与受测单元直接接触。空气放电测试的结果和可重复性 会受到多种因素的影响,包括湿度、温度、气压、距离和放电枪逼近受 测单元的速率。这种方法能够更好地反映实际ESD事件,但可重复性 较差。因此,接触放电是首选测试方法。 测试期间,数据端口须经受至少10次正极放电和10次负极放电,脉 冲之间间隔1秒。测试电压的选择取决于系统端环境。规定的最高 测试为4级,要求接触放电电压为±8 kV,空气放电电压为±15 kV。

图1显示了规范所述的8 kV接触放电电流波形。一些关键波形参数 包括小于1 ns的上升时间和大约60 ns的脉冲宽度。这说明脉冲总能 量约为数十mJ。



#### 电快速瞬变

电快速瞬变测试要求将数个极端快速的瞬变脉冲耦合到信号线上, 以代表容性耦合到通信端口的外部开关电路的瞬态干扰,这种干 扰可能包括继电器和开关触点抖动,以及切换感性或容性负载引 起的瞬变,所有这些在工业环境中非常常见。EC 61000-4-4中定 义的EFT测试尝试模拟因为这些类型的事件产生的干扰。

图2显示EFT 50 Ω负载波形。EFT波形用具有50 Ω输出阻抗的发生 器在50 Ω阻抗上产生的电压来描述。输出波形由15 ms的2.5 kHz至 5 kHz突发高压瞬变脉冲组成,以300 ms间隔重复。每个脉冲具有5 ns 的上升时间和50 ns的持续时间,在波形的上升和下降沿的50%点之 间测量。单个EFT脉冲的总能量与ESD脉冲相似。单个脉冲的总能量 典型值为4 mJ。施加于数据端口的电压可以高达2 kV。



图2. IEC 61000-4-4 EFT 50 Ω负载波形

这些快速突发瞬变通过电容耦合钳耦合到通信线路。EFT通过耦合 钳容性耦合到通信线路,而不是直接接触。这同样降低了EFT发生 器的低输出阻抗所引起的负载。耦合钳和电缆之间的耦合电容取决 于电缆直径、屏蔽和绝缘。

#### 电涌瞬变

电涌瞬变由开关或雷电瞬变产生的过压引起。开关瞬变的原因可 以是电源系统切换、电源分配系统的负载变化或短路等各种系统 故障。雷电瞬变的原因可以是附近的雷击将高电流和电压注入电 路中。IEC 61000-4-5定义了用于评估对这些破坏性电涌的抗扰 度的波形、测试方法和测试级别。

波形定义为开路电压和短路电流下波形发生器的输出。标准描述了 两种波形。10/700 μs组合波形用于测试要连接到对称通信线路的 端口,例如电话交换线。1.2/50 μs组合波形发生器用于所有其他情形, 特别是短距离信号连接。RS-485端口主要使用1.2/50 μs波形,本部 分将予以说明。波形发生器的有效输出阻抗为2 Ω,因此电涌瞬变相 关的电流非常高。 图3显示1.2/50 μs电涌瞬变波形。ESD和EFT具有相似的上升时间、 脉冲宽度和能量水平,但电涌脉冲的上升时间为1.25 μs,脉冲宽度 为50 μs。此外,电涌脉冲能量可以达到90 J,比ESD或EFT脉冲的 能量高出三到四个数量级。因此,电涌瞬变被认为是最严重的EMC 瞬变。ESD与EFT相似,因此电路保护的设计可以相似,但电涌则 不然,其能量非常高,因此必须以不同方式处理。这是开发保护措施 以改善数据端口对所有三种瞬变的抗扰度,同时保持高性价比的过 程中会遇到的主要问题之一。

电阻将电涌瞬变耦合到通信线路。图4显示半双工RS-485器件的耦 合网络。并联电阻总和为40Ω。对于半双工器件,每个电阻为80Ω。

电涌测试期间,将5个正脉冲和5个负脉冲施加于数据端口,各脉冲间隔最长时间为1分钟。标准要求,器件在测试期间设置为正常工作状态。



图3. IEC 61000-4-5电涌1.2/50 µs波形



图4. 半双工RS-485器件的耦合/去耦网络

#### 通过/失败标准

将瞬变施加于受测系统时,测试结果按照通过/失败标准分为四类。 下面是通过/失败标准的列表,并举例说明各标准与RS-485收发器 的关系。

- •正常工作;施加瞬变期间或之后不会发生位错误。
- 功能暂时丧失或性能暂时降低,不需要操作员干预;施加瞬变期 间或之后的有限时间内可能发生位错误。

- 功能暂时丧失或性能暂时降低,需要操作员干预,可能发生闩锁 事件,但上电复位后可消除,对器件的功能和性能无永久影响。
- 功能丧失,设备永久损坏;器件未通过测试。

标准A是最希望达到的,标准D是不可接受的。永久损坏会导致系统停机和维修/更换成本。对于任务关键型系统,标准B和标准C也是不可接受的,因为系统在瞬变事件期间必须能无错误运行。

#### 瞬变保护

设计瞬变保护电路时,设计人员必须考虑以下主要事项:

- 这电路必须防止或限制瞬变引起的损坏,并允许系统恢复正常工作,性能影响极小。
- 保护方案应当非常可靠,足以处理系统在实际应用经受到的瞬 变类型和电压水平。
- 3. 瞬变时长是一个重要因素。对于长时间瞬变, 热效应可能会导致 某些保护方案失效。
- 4. 正常条件下,保护电路不得干扰系统运行。
- 5. 如果保护电路因为过应力而失效, 它应以保护系统的方式失效。

图5显示一个典型保护方案,其特征是具有两重保护:主保护和次 级保护。主保护可将大部分瞬变能量从系统转移开,通常位于系统 和环境之间的接口。它旨在将瞬变分流至地,从而消除大部分能量。

次级保护的目的是保护系统各个部件,使其免受主保护允许通过的任何瞬态电压和电流的损坏。它经过优化,确保能够抵御残余瞬变影响,同时允许系统的敏感部分正常工作。主保护和次级保护的设计必须与系统I/O协同工作,从而最大程度地降低对受保护电路的压力,这点很重要。主保护器件与次级保护器件之间一般有一个协调元件,如电阻或非线性过流保护器件等,用以确保二者协同应对瞬变。



图5. 保护方案框图

#### RS-485瞬变抑制网络

就特性而言, EMC瞬态事件在时间上会有变化, 因此保护元件必须 具有动态性能, 而且其动态特性需要与受保护器件的输入/输出极 相匹配, 这样才能实现成功的EMC设计。器件数据手册一般只包含 直流数据, 由于动态击穿和I/V特性可能与直流值存在很大差异, 因 此这些数据没有太多价值。必须进行精心设计并确定特性, 了解受 保护器件的输入/输出级的动态性能, 并且使用保护元件, 才能确保 电路达到EMC标准。

图6所示电路显示了三种不同的完整的EMC兼容解决方案。每个 解决方案都经过独立外部EMC兼容性测试公司的认证,各方案使 用精选的Bourns外部电路保护元件,针对ADI公司具有增强ESD 保护性能的ADM3485E 3.3 V RS-485收发器提供不同的成本/保 护级别。所用的Bourns外部电路保护元件包括瞬态电压抑制器 (CDSOT23-SM712)、瞬态闭锁单元(TBU-CA065-200-WH)、晶 闸管电涌保护器(TISP4240M3BJR-S)和气体放电管(2038-15-SM-RPLF)。

每种解决方案都经过特性测试,确保保护元件的动态I/V性能可以保 护ADM3485ERS-485总线引脚的动态I/V特性,使得ADM3485E 输入/输出级与外部保护元件协同防范瞬变事件。





PROTECTION SCHEME 3. TVS/TBU/GDT

图6. 三个EMC兼容ADM3485E电路(原理示意图,未显示所有连接)

#### 保护方案1

前面说过, EFT和ESD瞬变具有相似的能量水平,而电涌波形的能量水平则高出三到四个数量级。针对ESD和EFT的保护可通过相似 方式实现,但针对高电涌级别的保护解决方案则更为复杂。第一个解 决方案提供四级ESD和EFT保护及二级电涌保护。本文描述的所有 电涌测试都使用1.2/50 µs波形。 此解决方案使用Bourns公司的CDSOT23-SM712瞬变电压抑制器 (TVS)阵列,它包括两个双向TVS二极管,非常适合保护RS-485系 统,过应力极小,同时支持RS-485收发器上的全范围RS-485信号 和共模偏移(-7 V至+12 V)。表1显示针对ESD、EFT和电涌瞬变的 电压保护级别。

表1. 解决方案1保护级别

ESD (-4-2) EFT (-4-4) 电涌 (-4-5)	
级别 电压(接触/空气) 级别 电压 级别 电压	Ē
4 8 kV/15 kV 4 2 kV 2 1 k	V

TVS是基于硅的器件。在正常工作条件下,TVS具有很高的对地阻抗, 理想情况下它是开路。保护方法是将瞬态导致的过压箝位到电压限值。 这是通过PN结的低阻抗雪崩击穿实现的。当产生大于TVS的击穿电 压的瞬态电压时,TVS会将瞬态箝位到小于保护器件的击穿电压的预 定水平。瞬变立即受到箝位(<1ns),瞬态电流从受保护器件转移至地。

重要的是要确保TVS的击穿电压在受保护引脚的正常工作范围之外。CDSOT23-SM712的独有特性是具有+13.3 V和-7.5 V的非对称 击穿电压,与+12 V至-7 V的收发器共模范围相匹配,从而提供最佳 保护,同时最大程度减小对ADM3485E RS-485收发器的过压应力。



图7. CDSOT23-SM712 I/V特性

#### 保护方案2

上一解决方案可提供最高四级ESD和EFT保护,但只能提供二级电 涌保护。为了提高电涌保护级别,保护电路变得更加复杂。以下保护 方案可以提供最高四级电涌保护。

CDSOT23-SM712专门针对RS-485数据端口设计。以下两 个电路基于CDSOT23-SM712构建,提供更高级别的电路保 护。CDSOT23-SM712提供次级保护,而TISP4240M3BJR-S提 供主保护。主从保护器件与过流保护之间的协调通过TBU-CA065-200-WH完成。表2显示使用此保护电路的ESD、EFT和电涌瞬变保 护电压级别。

~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~					
	ESD (-4-2)	EFT	(-4-4)	Surg	e (-4-5)
级别	电压(接触/空气)	级别	电压	级别	电压
4	8 kV/15 kV	4	2 kV	4	4 kV

表2. 解决方案2保护级别

当瞬变能量施加于保护电路时,TVS将会击穿,通过提供低阻抗的接地路径来保护器件。由于电压和电流较高,还必须通过限制通过的电流来保护TVS。这可采用瞬态闭锁单元(TBU)实现,它是一个主动高速过流保护元件。此解决方案中的TBU是Bourns TBU-CA065-200-WH。

TBU可阻挡电流,而不是将其分流至地。作为串联元件,它会对通 过器件的电流做出反应,而不是对接口两端的电压做出反应。TBU 是一个高速过流保护元件,具有预设电流限值和耐高压能力。当发 生过流,TVS由于瞬态事件击穿时,TBU中的电流将升至器件设置 的限流水平。此时,TBU会在不足1μs时间内将受保护电路与电涌断 开。在瞬变的剩余时间内,TBU保持在受保护阻隔状态,只有极小的 电流(<1 mA)通过受保护电路。在正常工作条件下,TBU具有低阻抗, 因此它对正常电路工作的影响很小。在阻隔模式下,它具有很高的阻 抗以阻隔瞬变能量。在瞬态事件后,TBU自动复位至低阻抗状态,允 许系统恢复正常工作。

与所有过流保护技术相同,TBU具有最大击穿电压,因此主保护器件 必须箝位电压,并将瞬变能量重新引导至地。这通常使用气体放电管 或固态晶闸管等技术实现,例如完全集成电涌保护器(TISP)。TISP 充当主保护器件。当超过其预定义保护电压时,它提供瞬态开路低阻 抗接地路径,从而将大部分瞬变能量从系统和其他保护器件转移开。

TISP的非线性电压-电流特性通过转移产生的电流来限制过压。作为晶闸管,TISP具有非连续电压-电流特性,它是由于高电压区和低电压区之间的切换动作而导致的。图8显示了器件的电压-电流特性。在TISP器件切换到低电压状态之前,它具有低阻抗接地路径以分流瞬变能量,雪崩击穿区域则导致了箝位动作。在限制过压的过程中,受保护电路短暂暴露在高压下,因而在切换到低压保护导通状态之前,TISP器件处在击穿区域。TBU将保护下游电路,防止由于这种高电压导致的高电流造成损坏。当转移电流降低到临界值以下时,TISP器件自动复位,以便恢复正常系统运行。

如上所述,所有三个器件与系统I/O协同工作来保护系统免受高电压 和电流瞬变影响。



图8. TISP切换特性和电压限制波形

#### 保护方案3

常常需要四级以上的电涌保护。此保护方案可保护RS-485端口免受 最高6 kV电涌瞬变的影响。它的工作方式类似于保护解决方案2,但 此电路采用气体放电管(GDT)取代TISP来保护TBU,进而保护次 级保护器件TVS。GDT将针对高于前一种保护机制中所述TISP 的过压和过流应力提供保护。此保护方案的GDT是Bourns公司的 2038-15-SM-RPLF。TISP额定电流为220A,而GDT每个导体的 额定电流为5 kA。表3显示此设计提供的保护级别。

表3. 解决方案3保护级别

べい 肝バカ末 がか 次川					
	ESD (-4-2)	EFT (-4-4)		电涌(-4-5)	
级别	电压(接触/空气)	级别	电压	级别	电压
4	8 kV/15 kV	4	2 kV	Х	6 kV

GDT主要用作主保护器件,提供低阻抗接地路径以防止过压瞬变。当 瞬态电压达到GDT火花放电电压时,GDT将从高阻抗关闭状态切换 到电弧模式。在电弧模式下,GDT成为虚拟短路,提供瞬态开路电流 接地路径,将瞬态电流从受保护器件上转移开。

图9显示GDT的典型特性。当GDT两端的电压增大时,放电管中 的气体由于产生的电荷开始电离。这称为辉光区。在此区域中,增 加的电流将产生雪崩效应,将GDT转换为虚拟短路,允许电流通 过器件。在短路事件中,器件两端产生的电压称为弧电压。辉光 区和电弧区之间的转换时间主要取决于器件的物理特性。



图9. GDT特性波形

#### 表4. 三种ADM3485E EMC兼容解决方案

	E	SD (-4-2)	EFT	(-4-4)	电涌(	-4-5)
保护方案	级别	电压(接触/空气)	级别	电压	级别	电压
TVS	4	8 kV/15 kV	4	2 kV	2	1 kV
TVS/TBU/TISP	4	8 kV/15 kV	4	2 kV	4	4 kV
TVS/TBU/GDT	4	8 kV/15 kV	4	2 kV	Х	6 kV

#### 结论

本文说明了处理瞬变抗扰度的三种IEC标准。在实际工业应用 中,RS-485通信端口遇到这些瞬变时可能遭到损坏。EMC问题如 果是在产品设计周期后期才发现,可能需要重新设计,导致计划延迟, 代价巨大。因此,EMC问题应在设计周期开始时就予以考虑,否则 可能后悔莫及,无法实现所需的EMC性能。

在设计面向RS-485网络的EMC兼容解决方案时,主要难题是让外部保护元件的动态性能与RS-485器件输入/输出结构的动态性能相匹配。

本文介绍了适用于RS-485通信端口的三种不同EMC兼容解决方案, 设计人员可按照所需的保护级别选择保护方案。EVAL-CN0313-SDPZ是业界首个EMC兼容RS-485客户设计工具,针对ESD、EFT 和电涌提供最高四级保护。表4总结了不同保护方案提供的保护级别。 虽然这些设计工具不能取代所需的系统级严格评估和专业资质,但 能够让设计人员在设计周期早期降低由于EMC问题导致的项目延 误风险,从而缩短产品设计时间和上市时间。欲了解更多信息,请访 问www.analog.com/RS485emc。

#### 参考文献

ADM3485E Data Sheet.

ADI接口和隔离产品选型。www.analog.com/en/interface-isolation/ products/index.html.

Bourns Telecom Protection Guide. www.bourns.com/data/global/ pdfs/bourns\_circuit\_protection\_selection\_guide.pdf.

CDSOT23-SM712. www.bourns.com/pdfs/CDSOT23-SM712.pdf.

Electromagnetic Compatibility (EMC) Part 4-2: Testing and Measurement Techniques—Electrostatic Discharge Immunity Test (IEC 61000-4-2:2008 (Ed. 2.0)).

Electromagnetic Compatibility (EMC) Part 4-4: Testing and Measurement Techniques—Electrical Fast Transient/Burst Immunity Test (IEC 61000-4-4:2012 (Ed. 3.0)). Electromagnetic Compatibility (EMC) Part 4-5: Testing and Measurement Techniques—Surge Immunity Test (IEC 61000-4-5:2005 (Ed. 2.0)).

EVAL-CN0313-SDPZ. www.analog.com/RS485emc.

GDT First Principles. www.bourns.com/pdfs/bourns\_gdt\_white\_paper.pdf.

AN-960应用笔记。RS-485/RS-422电路实施指南。ADI, 2008 年4月。

TBU-CA065-200-WH. www.bourns.com/data/global/pdfs/ TBU-CA.pdf.

TISP4240M3BJR-S. www.bourns.com/data/global/pdfs/ TISP4xxxM3BJ.pdf.

2038-15-SM-RPLF. www.bourns.com/data/global/pdfs/2038-xx-SM.pdf.

#### 作者简介

James Scanlon [james.scanlon@analog.com]是 ADI公司的高级评估工程师。2001年获得都柏林大学 电子工程专业工程学士学位。2008年获得利默里克大 学VLSI系统工程学硕士学位。James于2001年以设计 评估工程师身份在爱尔兰利默里克加盟ADI公司,从



事激光二极管驱动器的设计评估。他目前在接口和隔离技术部门工 作,主要研究收发器产品系列。

Koenraad Rutgers是Bourns, Inc.高级现场应用工程师。以前负 责管理欧洲和亚洲电信电路保护团队,现在负责半导体部门的新 产品开发。他的主要成就包括将参考设计工作与新产品开发流程 相集成,以及向多家国际一级客户推出电路保护产品。Koenraad 与人合作撰写了两篇IEEE论文并申请了四项专利。

# 可编程增益跨阻放大器 使光谱系统的动态范围 达到最大

作者: Luis Orozco

#### 简介

利用光电二极管或其他电流输出传感器测量物理性质的精密仪器系统,常常包括跨阻放大器(TIA)和可编程增益级以便最大程度地提高动态范围。本文通过实际例子说明实现单级可编程增益TIA以使噪声最低并保持高带宽和高精度的优势与挑战。

跨阻放大器是所有光线测量系统的基本构建模块。许多化学分析仪器,如紫外可见(UV-VIS)或傅里叶变换红外(FT-IR)光谱仪等,要依赖光电二极管来精确识别化学成分。这些系统必须能测量广泛的光强度范围。例如,UV-VIS光谱仪可测量不透明的样品(例如使用过的机油)或透明物质(例如乙醇)。另外,有些物质在某些波长具有很强的吸收带,而在其他波长则几乎透明。仪器设计工程师常常给信号路径增加多个可编程增益以提高动态范围。

#### 光电二极管和光电二极管放大器

讨论光电二极管放大器之前,快速回顾一下光电二极管。当光线照射 其PN结时,光电二极管会产生电压或电流。图1显示的是等效电路。该 模型表示光谱仪所用的典型器件,包括一个光线相关的电流源,它与 一个大分流电阻和一个分流电容并联,该电容的容值范围是50 pF以 下(用于小型器件)到5000 pF以上(用于超大型器件)。



图1. 光电二极管模型

图2显示了典型光电二极管的传递函数。该曲线看起来与普通二极管 非常相似,但随着光电二极管接触到光线,整个曲线会上下移动。图 2b是原点附近传递函数的特写,此处无光线存在。只要偏置电压非零, 光电二极管的输出就不是零。此暗电流通常用10 mV反向偏置来指定。 虽然用大反向偏置操作光电二极管(光导模式)可使响应更快,但用零 偏置操作光电二极管(光伏模式)可消除暗电流。实践中,即使在光伏 模式下,暗电流也不会完全消失,因为放大器的输入失调电压会在光 电二极管引脚上产生小误差。



图2. 典型光电二极管传递函数

在光伏模式下操作光电二极管时,跨阻放大器(TIA)可使偏置电压 接近0V,同时可将光电二极管电流转换为电压。图3所示为TIA的 最基本形式。



图3. 跨阻放大器

#### 直流误差源

对于理想运算放大器,其反相输入端处于虚地,光电二极管所有 电流流经反馈电阻 $R_f$ 。 $R_f$ 的一端处于虚地,因此输出电压等于 $R_f$  ×  $I_d$ 。为使这种近似计算成立,运算放大器的输入偏置电流和输入失 调电压必须很小。此外,小输入失调电压可以降低光电二极管的暗 电流。一个很好的放大器选择是AD8615,室温下其最大漏电流为 1 pA,最大失调电压为100  $\mu$ V。本例中,我们选择 $R_f$ =1 M $\Omega$ ,以 便在最大光输入条件下提供所需的输出电平。

不过,设计一个光电二极管放大器并不像为图3所示电路选择一个运 算放大器那样简单。如果只是将R<sub>f</sub>=1MΩ跨接在运算放大器的反馈 路径上,光电二极管的分流电容会导致运算放大器振荡。为了说明这一 点,表1显示了典型大面积光电二极管的C<sub>s</sub>和R<sub>sh</sub>。表2列出了AD8615 的主要特性,其低输入偏置电流、低失调电压、低噪声和低电容特性 使它非常适合精密光电二极管放大器应用。

表1.	光由	一极	答报	赼
1610	<u></u>	<b>1/X</b>	6 / 704	10

参数	符号	值
分流电容	Cs	150 pF
分流电阻	R <sub>sh</sub>	600 MΩ

|--|

~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~		
值	符号	值
输入电容(差分)	C <sub>diff</sub>	2.5 pF
输入电容(共模)	C <sub>cm</sub>	6.7 pF
总输入电容(针对TIA)	$C_i = C_{diff} + C_{cm}$	9.2 pF
增益带宽积	GBP	24 MHz
电压噪声密度	en	7 nV/√Hz(10 kHz时)
电流噪声密度	In	50 fA/√Hz(1 kHz时)



#### 选择外部元件以保证稳定性

图4a是一个很好的光电二极管放大器模型。该系统的开环传递函数有一个极点在28 Hz,由运算放大器的开环响应引起(参见数据手册),还有一个极点是由反馈电阻以及光电二极管的寄生电阻和电容引起。对于我们选择的元件值,此极点出现在1 kHz处,如公式1所示。

$$f_{p2} = \frac{R_{f} + R_{sh}}{2\pi (C_{sh} + C_{i})R_{f}R_{sh}} = 1 \text{ kHz}$$
(1)

注意, R<sub>sh</sub>比R<sub>f</sub>大两个数量级, 因此公式1可简化为:

$$f_{p2} \approx \frac{1}{2\pi (C_{sh} + C_i)R_f} = 1 \text{ kHz}$$
 (1a)

每个极点导致开环传递函数相移90°,总共相移180°,远低于开环幅 度相移跨过0 dB的频率。如图4b所示,缺少相位裕量几乎必然导致 电路振荡。

为确保稳定工作,可以放一个电容与R<sub>f</sub>并联,从而给传递函数添加一 个零点。此零点可将传递函数跨过0 dB时的斜率从40 dB/十倍频程降 至20 dB/十倍频程,从而产生正相位裕量。设计至少应具有45°相位 裕量才能保证稳定性。相位裕量越高,则响铃振荡越小,但响应时间 会延长。电容添加到开环响应中的零点在闭环响应中变成极点,因此 随着电容提高,放大器的闭环响应会降低。公式2显示如何计算反馈 电容以提供45°相位裕量。

$$C_{f} = \sqrt{\frac{C_{sh} + C_{i}}{2\pi R_{f} f_{u}}}$$
(2)

此 $C_f$ 值决定系统能够工作的最高实际带宽。虽然可以选择更小的 电容以提供更低的相位裕量和更高的带宽,但输出可能会过度振荡。 此外,所有元件都必须留有余地,以便在最差情况下保证稳定性。本 例选择 $C_f$  = 4.7 pF,相应的闭环带宽为34 kHz,这是许多光谱系统 的典型带宽。

图5显示了增加反馈电容后的开环频率响应。相位响应最低点在30° 以下,但这与增益变为0 dB的频率相差数十倍频程,因此放大器仍 将保持稳定。



#### 可编程增益TIA

设计可编程增益光电二极管放大器的一种方法是使用跨阻放大器,其 增益能使输出保持在线性区域内,即便对于亮度最高的光线输入。这 样,可编程增益放大器级就能在低光照条件下增强TIA的输出,对高 强度信号实现接近1的增益,如图6a所示。另一个选择是直接在TIA 中实现可编程增益,消除第二级,如图6b所示。



#### 图6. (a) TIA第一级后接PGA; (b) 可编程增益TIA

#### 计算TIA噪声

跨阻放大器有三个主要噪声源:运算放大器的输入电压噪声、输入电 流噪声和反馈电阻的约翰逊噪声。所有这些噪声源通常都表示为噪声 密度。要将单位转换为Vrms,须求出噪声功率(电压噪声密度的平方),然后对频率积分。一种精确但简单得多的方法是将噪声密度乘以等 效噪声带宽(ENBW)的平方根。可以将放大器的闭环带宽建模为主 要由反馈电阻R<sub>f</sub>和补偿电容C<sub>f</sub>决定的一阶响应。使用稳定性示例中 的规格,求得闭环带宽为;

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi R_f C_f} = \frac{1}{2\pi \times 1 \text{ M}\Omega \times 4.7 \text{ pF}} = 34 \text{ kHz}$$
 (3)

要将3 dB带宽转换为单极点系统中的ENBW, 须乘以π/2:

$$ENBW = f_{3dB} \times \frac{\pi}{2} = 53 \text{ kHz}$$
(4)

知道ENBW后,就可以求出反馈电阻造成的均方根噪声和运算放大器的电流噪声。电阻的约翰逊噪声直接出现在输出端,运算放大器的电流噪声经过反馈电阻后表现为输出电压。

Noise<sub>Rf</sub> = 
$$\sqrt{4kT \times ENBW \times R_f} = \sqrt{4 \times 1.38 \times 10^{-23} \frac{m^2 kg}{s^2 K} \times 298K \times (34 \text{ kHz} \times \frac{\pi}{2}) \times 1 \text{ M}\Omega} = 30 \text{ }\mu\text{V rms}$$
 (5)

Noise<sub>current</sub> = 
$$50 \frac{fA}{\sqrt{Hz}} \times R_f \times \sqrt{ENBW} = 50 \frac{fA}{\sqrt{Hz}} \times 1 M\Omega \times \sqrt{34 \text{ kHz} \times \frac{\pi}{2}} = 12 \mu \text{V rms}$$
 (6)

其中, k是波尔兹曼常数, T是温度(单位K)。

最后一个来源是运算放大器的电压噪声。输出噪声等于输入噪声乘 以噪声增益。考虑跨阻放大器噪声增益的最佳方式是从图7所示的 反相放大器入手。



图7. 反相放大器噪声增益

此电路的噪声增益为:

Noise gain = 
$$1 + \frac{R_f}{R_i}$$
 (7a)

使用图4a所示的光电二极管放大器模型,噪声增益为:

Noise gain = 
$$1 + \frac{Z_f}{Z_i}$$
 (7b)

其中, Z<sub>t</sub>是反馈电阻和电容的并联组合, Z<sub>in</sub>是运算放大器输入电容与 光电二极管的分流电容和分流电阻的并联组合。

此传递函数包含多个极点和零点,手工计算将非常繁琐。然而,使用 上例中的值,我们可以进行粗略的近似估算。在接近DC的频率,电阻 占主导地位,增益接近0dB,因为二极管的分流电阻比反馈电阻大两 个数量级。随着频率提高,电容的阻抗降低,开始成为增益的主导因 素。由于从运算放大器反相引脚到地的总电容远大于反馈电容Cf,因 此增益开始随着频率提高而提高。幸运的是,增益不会无限提高下去, 因为反馈电容和电阻形成的极点会阻止增益提高,最终运算放大器的 带宽会起作用,使增益开始滚降。

图8显示了放大器的噪声增益与频率的关系,以及传递函数中各极点 和零点的位置。



正如电阻噪声密度,图8的输出噪声密度转换为电压噪声Vrms的最 精确方法是求噪声密度的平方,对整个频谱积分,然后计算平方 根。然而,检查响应发现,一种简单得多的方法仅产生很小的误 差。对于大多数系统,第一零点和极点出现的频率相对低于第二极 点。例如,使用表1和表2所示的规格,电路具有下列极点和零点:

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi \times 1 \text{ M}\Omega \times (4.7 \text{ pF} + 150 \text{ pF} + 9.2 \text{ pF})} = 971 \text{ Hz} \quad (8)$$

$$f_{\rm p\,1} = \frac{1}{2\pi \times 1\,{\rm M}\Omega \times (4.7{\rm pF\,})} = 34\,{\rm kHz}$$
 (9)

$$f_{\rm p2} = 24 \,\mathrm{MHz} \times \left(\frac{4.7 \,\mathrm{pF}}{4.7 \,\mathrm{pF} + 150 \,\mathrm{pF} + 9.2 \,\mathrm{pF}}\right) = 688 \,\mathrm{kHz}$$
 (10)

峰值噪声为:

$$N_2 = 7 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \times \left(\frac{4.7 \text{ pF} + 150 \text{ pF} + 9.2 \text{ pF}}{4.7 \text{ pF}}\right) = 244 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$$
(11)

注意,与*f*<sub>p2</sub>相比,*f*<sub>21</sub>和*f*<sub>p1</sub>出现在相对较低的频率。简单地假设输出噪 声等于DC至*f*<sub>p2</sub>的高原噪声(公式11得出的N<sub>2</sub>),这将大大简化输出噪 声所需的数学计算。

在这一假设下,输出噪声等于输入噪声密度乘以高原增益,再乘以 ENBW, 即 $f_{p2} \times \pi/2$ :

Op amp noise 
$$\approx \frac{7 \text{ nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \times \frac{4.7 \text{ pF} + 159.2 \text{ pF}}{4.7 \text{ pF}} \times \sqrt{\frac{\pi}{2} \times 24 \text{ MHz} \times \frac{4.7 \text{ pF}}{4.7 \text{ pF} + 159.2 \text{ pF}}} = 254 \text{ }\mu\text{V rms}$$
 (12)

知道所有三个噪声源的等效输出噪声后,就可以将其合并以求得系统 总输出噪声。这三个噪声源彼此无关且为高斯噪声,因此可以求和方 根(RSS),而不是将其相加。使用RSS合并多项时,如果一项比其他项 大三个数量级左右,结果将以该项为主。

Total noise = 
$$\sqrt{30 \ \mu V^2 + 12 \ \mu V^2 + 254 \ \mu V^2} = 256 \ \mu V \ rms$$
 (13)

图8的响应清楚地表明,运算放大器的噪声带宽远大于信号带宽。额 外带宽没有其他作用,只会产生噪声,因此可以在输出端添加一个低 通滤波器,衰减信号带宽以外的频率上的噪声。添加一个34kHz带宽 的单极点RC滤波器可将电压噪声从254 μVrms降至45 μVrms,总噪 声从256 μVrms降至仅52 μVrms。

#### 可编程增益级贡献的噪声

如果在跨阻放大器之后添加一个PGA,输出端的噪声将是PGA噪声加上TIA噪声乘以额外增益的和。例如,假设应用需要1和10的增益, 使用总输入噪声密度为10 nV/\Hz的PGA,那么PGA造成的输出噪 声将是10 nV/\Hz或100 nV/\Hz。

要计算系统的总噪声,同样可以对TIA的噪声贡献和PGA的噪声贡 献求和方根,如表3所示。本例假设PGA包括一个34kHz滤波器。可 以看到,增益为10时,TIA的噪声贡献乘以PGA增益后出现在PGA 的输出端。

	PGA输入端 噪声	输出噪声G = 1	输出噪声G = 10		
TIA和RC滤波器	52 μV rms	52 μV rms	520 μV rms		
PGA(34 kHz帯宽)	2.3 μV rms	2.3 μV rms	23.1 µV rms		
RSS噪声总和		52 μV rms	524 μV rms		

表3. TIA + PGA架构的系统总噪声

正如我们所预期的, PGA以10倍增益工作与PGA以1倍增益工作相比, 输出噪声略大于10倍。

#### 单增益级的噪声优势

另一种方法是使用具有可编程增益的跨阻放大器,彻底消除PGA级。 图9显示了具有两个可编程跨阻增益(1 MΩ和10 MΩ)的理论电路。各 跨阻电阻需要自己的电容来补偿光电二极管的输入电容。为与上例保 持一致,两种增益设置下的信号带宽仍为34 kHz。这意味着,应选 择一个0.47 pF电容与10 MΩ电阻并联。这种情况下,使用1 MΩ电 阻时的输出电压噪声与公式12相同。使用10 MΩ跨阻增益时,较大 的电阻导致较高的约翰逊噪声、较高的电流噪声(此时的电流噪声乘 以10 MΩ而不是1 MΩ)和较高的噪声增益。同理,三个主要噪声源为:

$$Noise_{Rf} =$$

$$\sqrt{4 \times 1.38 \times 10^{-23} \, \frac{\mathrm{m}^2 \mathrm{kg}}{\mathrm{s}^2 \mathrm{K}} \times 298 \mathrm{K} \times 34 \, \mathrm{kHz} \times \frac{\pi}{2} \times 10 \, \mathrm{M\Omega}}$$
(14)  
= 94 µV rms

Noise<sub>current</sub> = 
$$50 \frac{fA}{\sqrt{Hz}} \times 10 \text{ M}\Omega \times \sqrt{34 \text{ kHz} \times \frac{\pi}{2}} = 115 \text{ }\mu\text{V rms}$$
 (15)

$$f_{\rm p2} = 24 \text{ MHz} \left( \frac{0.47 \text{ pF}}{0.47 \text{ pF} + 150 \text{ pF} + 9.2 \text{ pF}} \right) = 71 \text{ kHz}$$
 (16)

$$N_2 = 7 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \left( \frac{0.47 \text{ pF} + 150 \text{ pF} + 9.2 \text{ pF}}{0.47 \text{ pF}} \right) = 2378 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$$
(17)

Op amp noise = 
$$N_2 \sqrt{\frac{\pi}{2} \times 71 \text{ kHz}} = 792 \text{ }\mu\text{V rms}$$
 (18)

总输出噪声为:

Total noise =  $\sqrt{94 \ \mu V^2 + 115 \ \mu V^2 + 792 \ \mu V^2} = 806 \ \mu V \text{ rms}$  (19)

在输出端添加一个带宽为34kHz的单极点RC滤波器可降低噪声,系统总噪声为460 μVrms。由于增益较高, f<sub>2</sub>2更接近信号带宽,因此降

噪效果不如使用1 MΩ增益那样显著。

表4是两种放大器架构的噪声性能小结。对于10 MΩ的跨阻增益,总 噪声比两级电路低大约12%。

表4. 系统总噪声比较

	输出噪声(可编程TIA)	输出噪声(TIA后接PGA)
增益 = 1	52 µV rms	52 µV rms
増益 = 10	460 µV rms	524 µV rms

#### 可编程增益跨阻放大器

图9显示了一个可编程增益跨阻放大器。这是一个很好的概念设计,但 模拟开关的导通电阻和漏电流会引入误差。导通电阻引起电压和温度 相关的增益误差,漏电流引起失调误差,特别是在高温时。



图9. 可编程跨阻放大器

图10所示电路在每个跨阻分支中使用两个开关,从而避免了上述问题。虽然它需要的开关数量加倍,但左侧开关的导通电阻在反馈环路内,因此输出电压仅取决于通过所选电阻的电流。右侧开关看似输出阻抗,如果放大器驱动ADC驱动器等高阻抗负载,它产生的误差可忽略不计。



图10. 带开尔文开关的可编程增益跨阻放大器

图10电路适用于DC和低频,但在关断状态下,开关上的寄生电容是 另一大难题。这些寄生电容在图10中标记为C<sub>p</sub>,将未使用的反馈路 径连接到输出端,因此会降低整体带宽。图11显示这些电容最终如 何连接到未选择的增益分支,从而将跨阻增益变为选定增益与未选 定增益衰减版本的并联组合。



图11. 包括开关寄生电容的总反馈电容

根据所需的带宽和反馈电阻,寄生电容可能导致放大器的预期行为与 实测行为大不相同。例如,假设图11中的放大器使用与上一电路相同 的1 MΩ和10 MΩ值,相应的电容分别为4.7 pF和0.47 pF,我们选择 10 MΩ增益。如果各开关具有大约0.5 pF的馈通电容,考虑寄生路径, 理想带宽与实际带宽的差异如图12所示。



图12. 包括寄生开关电容的跨阻增益

解决该问题的一种方法是将各开关替换为两个串联开关。这样,寄生 电容将减半,但需要更多元件。图13显示了这种方法。



如果应用需要更高的带宽,第三种方法是利用SPDT开关将每个未 使用的输入端连接到地。虽然各断开开关的寄生电容仍在电路内,但 图14b显示了各寄生电容看起来是如何从运算放大器的输出端连接到 地,或从未使用反馈分支的末端连接到地。从放大器输出端到地的电 容常常导致电路不稳定和响铃振荡,但在这种情况下,总寄生电容仅 有几pF,不会对输出端产生严重影响。从反相输入端到地的寄生电容 会与光电二极管的分流电容和运算放大器自有的输入电容相加,与光 电二极管的大分流电容相比,增加量微乎其微。假设各开关有0.5 pF 的馈通电容,运算放大器输出端将增加2 pF负载,大部分运算放大器 都能毫无困难地驱动。



但是,像任何事情一样,图14所示的方法也有缺点。它更复杂,对 于两个以上的增益可能难以实现。此外,反馈环路中的两个开关会 引入直流误差和失真。根据反馈电阻的值不同,额外带宽可能很重 要,足以保证这种小误差不影响电路工作。例如,对于1 MΩ反馈电 阻,ADG633的导通电阻在室温下产生大约50 ppm的增益误差和 5 μV的失调误差。但是,如果应用要求最高带宽,那么可以说这是一 个缺点。

#### 结论

光电二极管放大器是大多数化学分析和材料鉴别信号链的基本组成 部分。利用可编程增益,工程师可以设计仪器来精确测量非常大的 动态范围。本文说明如何在实现高带宽和低噪声的同时确保稳定性。 设计可编程增益TIA涉及到开关配置、寄生电容、漏电流和失真 等挑战,但选择合适的配置并仔细权衡利弊可以实现出色的性能。

#### 作者简介

Luis Orozco [luis.orozco@analog.com]是ADI公司工业和仪器仪表部系统应用工程师,主要涉足精密仪器仪表、化学分析和环境监测应用。他于2011年2月加入ADI公司



## 选择电阻以最大程度减少接地负 载电流源误差

#### 作者: David Guo

运算放大器通常用于在工业流程控制、科学仪器和医疗设备等各种应用中产生高性能电流源。《模拟对话》1967年第1卷第1期上发表的"单放大器电流源"介绍了几种电流源电路,它们可以提供通过浮动负载或接地负载的恒流。在压力变送器和气体探测器等工业应用中,这些电路广泛应用于提供4-mA至20-mA或0-mA至20-mA的电流。

图1所示的改进型Howland电流源非常受欢迎,因为它可以驱动接 地负载。允许相对较高电流的晶体管可以用MOSFET取代,以便 达到更高的电流。对于低成本、低电流应用,可以去除晶体管,如《模拟 对话》2009年第43卷第3期"差动放大器构成精密电流源的核心" 所述。

这种电流源的精度取决于放大器和电阻。本文介绍如何选择外部电 阻以最大程度减少误差。



图1. 改进型Howland电流源驱动接地负载

通过对改进型Howland电流源进行分析,可以得出传递函数:

$$I_{O} = V_{IN} \times \frac{R_2 R_3 + R_2 R_4 + R_5 R_3}{R_3 (R_2 + R_5) R_L - R_1 R_4 R_L + R_1 R_3 R_5 + R_2 R_3 R_5}$$
(1)

#### 提示1:设置R<sub>2</sub> + R<sub>5</sub> = R<sub>4</sub>

在公式1中,负载电阻影响输出电流,但如果我们设置 $R_1 = R_3 和 R_2 + R_5 = R_4$ ,则方程简化为:

$$I_O = V_{IN} \times \frac{R_4}{R_3 R_5} \tag{2}$$

此处的输出电流只是R<sub>3</sub>、R<sub>4</sub>和R<sub>5</sub>的函数。如果有理想放大器,电阻 容差将决定输出电流的精度。

#### 提示2: 设置R<sub>L</sub> = n × R₅

为减少器件库中的总电阻数, 请设置 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ 。现在, 公式1简化为:

$$I_{O} = V_{IN} \times \frac{R_{5} + 2R_{2}}{R_{5}(R_{L} + 2R_{2})}$$
(3)

如果R5 = RL,则公式进一步简化为:

$$I_O = V_{IN} \times \frac{1}{R_5} \tag{4}$$

此处的输出电流仅取决于电阻R<sub>5</sub>。

某些情况下,输入信号可能需要衰减。例如,在处理10V输入信号且 R<sub>5</sub> = 100 $\Omega$ 的情况下,输出电流为100 mA。要获得20 mA的输出电 流,请设置R<sub>1</sub> = R<sub>3</sub> = 5R<sub>2</sub> = 5R<sub>4</sub>。现在,公式1简化为:

$$I_{O} = V_{IN} \times \frac{5R_{5} + 6R_{2}}{5R_{5}(R_{L} + 6R_{2})}$$

如果 $R_L = 5R_5 = 500 \Omega$ ,则:

$$I_o = V_{IN} \times \frac{1}{5R_5} \tag{5}$$

#### 提示3: R<sub>1</sub>/R<sub>2</sub>/R<sub>3</sub>/R<sub>4</sub>的值较大,可以改进电流精度

大多数情况下,  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ ,  $但R_L \neq R_5$ , 因此输出电流如公 式3所示。例如,  $在R_5 = 100 \Omega \pm R_L = 500 \Omega$ 的情况下, 图2显示电 阻 $R_1$ 与电流精度之间的关系。要达到0.5%的电流精度,  $R_1$ 必须至少 为40 k $\Omega_0$ 。



图2. R1与输出电流精度之间的关系

#### 提示4: 电阻容差影响电流精度

实际电阻从来都不是理想的,每个电阻都具有指定的容差。图 3显示了示例电路,其中 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 100 \text{ k}\Omega$ , $R_5 = 100 \Omega$ ,而且 $R_L = 500 \Omega$ 。在输入电压设置为0.1 V的情况下,输出电流应该为1 mA。表1显示由于不同电阻容差而导致的输出电流误差。为达到0.5%的电流精度,请为 $R_1/R_2/R_3/R_4$ 选择0.01%的容差,为R5选择0.1%的容差,为 $R_L$ 选择5%的容差。0.01%容差的电阻成本昂贵,因此更好的选择是使用集成差动放大器(例如AD8276),它具有更好的电阻匹配,而且更加经济高效。



图3. I<sub>OUT</sub> = 1 mA的示例电路

(continued on Page 20)

# 精密逐次逼近型ADC基准 电压源设计

#### 作者: Alan Walsh

高分辨率、逐次逼近型ADC的整体精度取决于精度、稳定性和其基准 电压源的驱动能力。ADC基准电压输入端的开关电容具有动态负载, 因此基准电压源电路必须能够处理与时间和吞吐速率相关的电流。某 些ADC片上集成基准电压源和基准电压源缓冲器,但这类器件在功 耗或性能方面可能并非最佳——通常使用外部基准电压源电路才可 达到最佳性能。本文探讨基准电压源电路设计中遇到的挑战和要求。

#### 基准电压输入

逐次逼近型ADC的简化原理图见图1。采样间隔期间,容性DAC连接 至ADC输入,并且与输入电压成比例的电荷被存储在电容器中。转换 开始后,DAC从输入端断开。转换算法逐个开关每一位至基准电压或 地。电容上的电荷再分配可导致电流流入或流出基准电压源。动态电 流负载是ADC吞吐速率和控制位检验的内部时钟的函数。最高有效 位(MSB)保持大部分的电荷,需要大部分电流。



图1.16位逐次接近型ADC原理简化图

图2显示16位、1 MSPS、PulSAR<sup>®</sup>逐次逼近型ADC AD7980基准电 压输入端的动态电流负载。通过观察基准电压源和基准电压引脚之间 500 Ω电阻上的电压降,得出测量值。曲线显示电流尖峰高达2.5 mA, 并且在整个转换期间分布着较小的尖峰。



若要支持该电流,同时保持基准电压的无噪声特性,需在尽可能靠 近基准电压输入放置一个高数值、低ESR的储能电容,通常为10μF 或更大。较大的电容会进一步平滑电流负载,并降低基准电压源电路 的负担,但极大的电容会产生稳定性问题。基准电压源必须要能提供 灌满基准电容所需的平均电流,而不会导致基准电压下降过大。在 ADC数据手册中,基准输入电流平均值通常在特定的吞吐速率下指 定。例如,在AD7980数据手册中,将1 MSPS下5 V基准电压源的 平均基准电流指定为330μA典型值。两次转换之间不消耗电流,因 此基准电流随吞吐速率成线性变化,在100kSPS时降至33μA。基 准电压源——或基准电压缓冲器——在最高的目标频率下必须具有 足够低的输出阻抗,以便在ADC输入端保持电压水平,使电压不至 于因为电流而产生太大的压降。

#### 基准电压源输出驱动

图3显示典型的基准电压源电路。基准电压源可集成具有足够驱动 电流的缓冲器,也可采用适当的运算放大器作为缓冲器。为避免转 换误差,特定吞吐速率下所需的平均电流不应使基准电压下降超过 ½ LSB。该误差在突发转换中最为明显,因为此吞吐速率下基准负 载将从零变化到平均基准电流。



图3. 典型精密逐次逼近型ADC基准电压源电路

AD7980为16位ADC,其 $I_{REF}$ =330 $\mu$ A, $V_{REF}$ =5V;使用该ADC 作为确定基准电压源是否具有足够驱动能力的示例,则对于 $^{1}$ LSB 压降,最大允许输出阻抗为:

$$R_{o_{max}} = \frac{V_{half\_lsb}}{I_{REF}} = \frac{\frac{5 \text{ V}}{2^{16+1}}}{330 \,\mu\text{A}} = 0.115 \,\Omega$$

大部分基准电压源不指定输出阻抗,但会指定负载调整率,通常以 ppm/mA表示。将其乘以基准电压并除以1000即可转换为输出阻 抗。例如,ADR435超低噪声XFET<sup>®</sup> 5 V基准电压源指定流出电 流时的最大负载调整率为15 ppm/mA。转换为电阻,可得:

$$R_{o} = \frac{5 \text{ V} \times 15 \text{ ppm/mA}}{1000} = 0.075 \,\Omega$$

因此,就输出阻抗而言,ADR435应该足够了。它可流出的最大电流为 10 mA,足够处理330 µA的平均基准电流。当ADC输入电压超出基 准电压,哪怕只有很短的一段时间,它也会向基准电压源注入电流,因 此基准电压源必须要能吸取一定量的电流。图4显示ADC和基准电压 输入之间的二极管连接,在输入超量程条件下它可造成电流流入基准 电压源。与某些老的基准电压源不同,ADR435能吸收10 mA电流。



图4. AD7980模拟输入结构

由于基准电流的参数要求与吞吐速率成线性关系,较低的吞吐速率 或使用较低吞吐率的ADC(如500 kSPS AD7988-5或100 kSPS AD7988-1,其I<sub>REF</sub> = 250 μA)时,可采用较高输出阻抗(功耗较低) 的基准电压源。通过降低基准电流,可算出最大输出阻抗。请注意,这 些公式仅作参考准则,对选择的基准电压源必须测试硬件驱动能力。

当所选基准电压源的驱动能力不够时,或者首选微功耗基准电压源时, 可使用基准电压缓冲器。可通过将适当的运算放大器配置为单位增益 而实现。运算放大器必须具有低噪声和适当的输出驱动能力,并且要 能够稳定工作在较大容性负载下。它还必须要能提供所需电流。通 常不指定运算放大器的输出阻抗,但一般可通过输出阻抗与频率的 关系图确定,如图5中的AD8031 80 MHz轨到轨运算放大器所示。



图5. AD8031 Rout与频率的关系

位于100kHz以下,则输出阻抗低于0.1Ω;而直流时则低于0.05Ω,因 此就我们1 MSPS下驱动AD7980的示例而言,它是不错的选择。在 宽频率范围内保持低输出阻抗对于驱动基准电压输入而言非常重要。 即便是较大的电容值,储能电容也永远无法消除基准电压输入端消 耗的电流。电流纹波的频率成分是吞吐速率和输入信号带宽的函数。 大储能电容处理与吞吐速率相关的高频电流,而基准电压缓冲器必 须能够在最大输入信号频率(或储能电容阻抗变得足够低,可提供所 需电流的频率)保持低阻抗。基准电压源数据手册中的典型曲线显示 输出阻抗与频率的关系,选择基准电压源时应加以考虑。

AD8031就是一个很好的选择,它在容性负载大于10μF时性能稳定。 其它运算放大器(比如ADA4841)也会在大电容下稳定,因为它们主 要驱动稳定的直流电平,但某些特定的运算放大器必须测试确定加 载特性。在电容之前使用串联电阻以保持稳定并不是个好主意,因 为这会增加输出阻抗。

以一个基准电压源驱动多个ADC时,基准电压缓冲器非常有用,比如 图6中显示的同步采样应用中的情形。



图6. 基准电压源电路驱动多个ADC

所有ADC基准电压输入都有各自的储能电容,尽可能靠近基准电压 输入引脚放置。每条从基准电压输入出发的走线经路由后返回位于 基准电压缓冲器输出端的星型连接,最大程度降低串扰效应。具有 低输出阻抗和高输出电流能力的基准电压缓冲器可驱动许多ADC, 具体取决于电流要求。请注意,缓冲器必须要能在额外电容下稳定, 该额外电容与多个基准电压电容有关。

#### 噪声和温度漂移

一旦确定了驱动能力,必须确保基准电压源电路的噪声不影响ADC性能。为了保持信噪比(SNR)和其它规格,必须将基准电压源噪声贡献限定为ADC噪声的一小部分(比较理想的是20%或更低)。AD7980集成5 V基准电压源,额定SNR为91 dB。转换为rms可得:

$$\frac{5V}{2\sqrt{2}} \times 10^{\frac{-91dB}{20}} = 50 \,\mu V \,\mathrm{rms}$$

因此,基准电压源电路应具有不超过10 μV rms的噪声,以便最大程 度减少对SNR造成的影响。基准电压源和运算放大器的噪声规格通 常可分为两部分:低频(1/f)噪声和宽带噪声。结合这两部分可得到 基准电压源电路的总噪声贡献。图7显示ADR431 2.5 V基准电压源 的典型噪声与频率关系曲线图。



图7. 带补偿网络的ADR431噪声曲线

ADR435补偿其内部运算放大器,驱动大容性负载并避免噪声峰化, 使其非常适合与ADC一同使用。更详尽的叙述可参见数据手册。采 用10 μF电容,其噪声额定值为8 μV p-p 1/f(0.1 Hz至10 Hz),宽带 噪声频谱密度为115 nV/√Hz。估计噪声带宽为3 kHz。若要将1/f噪 声从峰峰值转换为均方根(rms),可除以6.6:

$$\frac{8\,\mu\text{Vp}-\text{p}}{6.6} = 1.2\,\mu\text{V rms}$$

然后,使用10 μF电容下的估计带宽计算宽带噪声贡献。有效带宽由 下式确定:

$$\frac{\pi}{2}$$
 × 3 kHz = 4.7 kHz

使用该有效带宽计算rms宽带噪声:

$$115 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \times \sqrt{4.7 \text{ kHz}} = 7.9 \,\mu\text{V} \text{ rms}$$

总rms噪声是低频噪声和宽带噪声的平方和开根:

 $\sqrt{(1.2 \,\mu V \, rms)^2 + (7.9 \,\mu V \, rms)^2} = 8 \,\mu V \, rms$ 

结果低于10 µV rms,因此不会对ADC的SNR造成太大影响。这些 计算可用来估算基准电压源的噪声贡献,以判断其稳定性,但需要在 工作台上使用真实硬件对数据进行验证。

若缓冲器在基准电压源之后使用,则同样的分析可用于计算噪声贡 献。例如,AD8031具有15 nV/√Hz的噪声频谱密度。由于输出端具 有10 μF电容,其测量带宽下降至大约16 kHz。使用此带宽和噪声密 度,同时忽略1/f噪声,则噪声贡献为2.4 μVrms。对基准电压源缓冲器 噪声和基准电压源噪声进行平方和开根计算,即可得到总噪声的估算 值。通常,基准电压源缓冲器时噪声密度远低于基准电压源噪声密度。 使用基准电压源缓冲器时,可通过在基准电压输出添加一个极低截 止频率的RC滤波器,对来自基准电压源的噪声进行带宽限制,如图 8所示。考虑到基准电压源通常是噪声的主要来源,这样做可能会非常有效。



图8. 带RC滤波的基准电压源

选择基准电压源时的一些其它重要考虑因素包括初始精度和温度漂移。初始精度以%或mV为单位。许多系统允许校准,因此初始精度不如漂移那么重要,而漂移通常以ppm/°C或µV/°C为单位。大多数优秀的基准电压源漂移低于10 ppm/°C,而ADR45xx系列更是将漂移驱动至仅有数ppm/°C。该漂移必须纳入系统误差预算中。

#### 基准电压源故障排除

设计不佳的基准电压源电路可能导致严重的转换错误。最常见的基 准电压源问题是来自ADC的重复或"粘连"代码问题。当基准电压 源输入端噪声足够大,便可能造成ADC作出错误的位判断。哪怕输 入有所改变,它也以同样的代码重复出现多次,或者在较低的有效位 中填充重复的1或0字串,如图9所示。红色圆圈区域中,ADC出现粘 连,重复返回相同的代码。通常满量程附近的问题更严重,因为基准 电压源噪声对较高有效位的判断产生的影响更大。一旦作出错误的位 判断,其余位便填充1或0。



图9. ADC传递函数中的"粘连"代码

导致出现"粘连"位的最常见原因是基准电压源电容的尺寸与位置、基 准电压源/基准电压源缓冲器的驱动能力不足,或是基准电压源/基准 电压源缓冲器选型不当导致过量噪声。 将储能电容放置在ADC的基准电压源输入引脚附近并使用宽走线实 现连接很重要,如图10所示。使用多个过孔将电容连接至接地层,可 获得较低的阻抗路径。若基准电压源具有专用地,则电容应当通过 宽走线连接至该引脚附近。由于电容用作电荷库,它必须足够大,以 限制衰减,并且必须具有低ESR特性。具有X5R电介质的陶瓷电容 是个不错的选择。电容典型值为10 μF至47 μF范围内,但根据ADC 的电流要求,有时也可使用较小数值的电容。



图10. 典型基准电压源电容布局

驱动能力不足是另一个问题,特别是使用低功耗基准电压源或微功耗 基准电压源缓冲器,因为它们通常具有高得多的输出阻抗,随频率而 明显增加。使用吞吐速率较高的ADC时,这个问题尤其明显,因为吞 吐速率较低时,电流要求更高。

(continued from Page 16)

表1. 最差	青况输	出电流	误差(%	()与电	阻容差	(%)

电阻容差/电阻变化	5	1	0.5	0.1	0.05	0.01	0
$R_1/R_2/R_3/R_4$	110.11	10.98	5.07	1.18	0.69	0.30	0.20
<b>R</b> <sub>5</sub>	5.05	1.19	0.70	0.30	0.25	0.21	0.20
R <sub>L</sub>	0.21	0.20	0.20	0.20	0.20	0.20	0.20

#### 结论

在设计改进型Howland电流源时,需要选择外部电阻,使得输出电流 不受负载电阻的影响。电阻容差会影响精度,必须在精度和成本之间 权衡考虑。放大器的失调电压和失调电流也会影响精度。请查阅数据 手册,确定放大器是否满足电路要求。可以使用Multisim进行仿真, 了确这些规格对精度产生的影响。集成差动放大器具有较低的失调 电压、失调电压漂移、增益误差和增益漂移,可以经济高效地利用低 功耗、单位增益差动放大器实现低成本电流源。 来自基准电压源或基准电压源缓冲器的过量噪声与转换器的LSB大小有关,也可能会造成粘连代码,因此基准电压源电路的电压噪声必须保持为LSB电压的一小部分。

#### 结论

本文讨论了如何针对精密逐次逼近型ADC设计基准电压源电路,并 强调了如何判断某些常见问题。文中的计算公式用于估算基准电压 源电路的驱动能力和噪声要求,以便有更高的概率使该电路通过硬 件测试。

#### 参考文献

Kester, Walt. "数据转换器支持电路。" 数据转换手册, 第7 章。ADI公司, 2005年。

Kester, Walt. "哪一种ADC架构适合你们的应用?" 《模拟对话》第39卷第2期, 2005年。

Murnane, Martin and Chris Augusta. AN-931应用笔记。了解 PulSAR ADC支持电路。ADI, 2008年。

Walsh, Alan. "精密SAR模数转换器的前端放大器和RC滤波器 设计。" 《模拟对话》第46卷第4期, 2012年。

#### 作者简介

Alan Walsh [alan.walsh@analog.com]是ADI公司的应用工程师。他于1999年加入ADI公司,就职于美国马萨诸塞州威明顿市的精密转换器应用部门。他拥有都柏林大学电子工程学士学位。



#### 参考文献

Guo, David. "利用低功耗、单位增益差动放大器实现低成本电流 源。" 《模拟对话》第45卷第2期, 2011年。

Loe, James M. "接地负载电流源使用一个运算放大器"。《模 拟对话》,第1卷第3期,1967年。

Miller, Bill. "单放大器电流源"。 《模拟对话》, 第1卷第1期, 1967 年。

Moghimi, Reza. 应用笔记。 差动放大器性能优化方法。 ADI, 2011 年。

Zhao, Neil, Reem Malik, and Wenshuai Liao. "差动放大器构成精 密电流源的核心。" 《模拟对话》第43卷第3期, 2009年。

#### 作者简介

David Guo [david.guo@analog.com]是ADI公司 位于北京的中国应用支持部门的一名现场应用工程 师。获得北京理工大学机电工程硕士学位后,他在 长峰集团工作过两年,担任导航终端硬件工程师。 他于2007年加入ADI公司。



## 完整传感器数据采集解决方 案简化工业数据采集系统设 计

作者: Maithil Pachchigar

#### 简介

可编程逻辑控制器(PLC)是很多工业自动化和过程控制系统的核心, 可监控和控制复杂的系统变量。基于PLC的系统采用多个传感器和 执行器,可测量和控制模拟过程变量,例如压力、温度和流量。PLC 广泛应用于众多不同应用,例如工厂、炼油厂、医疗设备和航空航天 系统,它们需要很高的精度,还要保持稳定的长时间工作。此外,激 烈的市场竞争形势要求必须降低成本和缩短设计时间。

因此,工业设备和关键基础设施的设计人员在满足客户对精度、噪 声、漂移、速度和安全的严格要求方面遇到了严峻的挑战。本文以 PLC应用为例,说明多功能、低成本的高度集成ADAS3022如何通 过更换模拟前端(AFE)级,降低复杂性、解决多通道数据采集系统 设计中遇到的诸多难题。这种高性能器件具有多个输入范围,非常 适合高精度工业、仪器、电力线和医疗数据采集卡应用,可以降低成 本和加快产品面市,同时占用空间很小,易于使用,在1 MSPS速率 下提供真正的16位精度。

#### PLC应用示例

图1显示在工业自动化和过程控制系统中使用PLC的简化信号链。PLC通常包括模拟和数字输入/输出(I/O)模块、中央处理器(CPU)和电源管理电路。

在工业应用中,模拟输入模块可获取和监控恶劣环境中的远程传感器信号,例如存在极端温度和湿度、振动、爆炸化学物品的环境。 典型信号包括具有5 V、10 V、±5 V和±10 V满量程范围的单端电 压或差分电压,或者0 mA至20 mA、4 mA至20 mA、±20 mA范 围的环路电流。当遇到具有严重电磁干扰(EMI)的长电缆时,通常 使用电流环路,因为它们本身具有良好的抗扰度。

模拟输出模块通常控制执行器,例如继电器、电磁阀和阀门等,以形成 完整自动化控制系统。它们通常提供具有5V、10V、±5V和±10V满 量程范围的输出电压,以及4mA至20mA的环路电流输出。

典型模拟I/O模块包括2个、4个、8个或16个通道。为满足严格行业 标准,这些模块需要提供过压、过流和EMI浪涌保护。大多数PLC 包括ADC和CPU之间、CPU和DAC之间的数字隔离。高端PLC 可能还有国际电工委员会(IEC)标准规定的通道间隔离。很多I/O 模块可以对每通道的对单端或差分输入范围、带宽和吞吐率单独 进行软件编程。

在现代PLC中,CPU自动执行多个控制任务,利用实时信息 访问进行智能决策。CPU可能包含高级软件和算法以及Web 连接,用于差错校验诊断和故障检测。常用通信接口包括 RS-232、RS-485、工业以太网、SPI和UART。

#### 分立式数据采集系统方案

工业设计人员可以使用分立式高性能组件,为PLC或类似数据采集系 统构建模拟模块,如图2所示。主要设计考虑因素包括输入信号配置、 整体系统速度、精度和精确性。此处所示的信号链采用ADG1208/ ADG1209低泄漏多路复用器、AD8251快速建立可编程增益仪表 放大器(PGIA)、AD8475高速漏斗放大器、AD7982差分输入18位 PulSAR<sup>®</sup> ADC和ADR4550超低噪声基准电压源。这种解决方案提 供四个不同增益范围,但在±10 V的最大输入信号的情况下,设计人员 必然会担心多路复用器的切换和建立时间,以及其他模拟信号调理问 题。此外,在1 MSPS速率下实现真正的16位性能可能是一个严峻挑 战,即便在使用这些高性能器件时也是如此。



图1. 典型PLC信号链

AD7982具有满量程阶跃的290 ns瞬态响应性能。因此,要在1 MSPS 速率下进行转换的同时保证指定性能,PGIA和漏斗放大器必须在 710 ns时间内建立。但是,AD8251针对10 V阶跃达到16位转换精 度(0.001%)的建立时间为785ns,因此该信号链的保证最大吞吐率 将小于1 MSPS。



图2. 使用分立式元件的模拟输入信号链

#### 集成式解决方案简化数据采集系统设计

16位1 MSPS ADAS3022数据采集系统IC采用专有高压工业工艺技术*i*CMOS<sup>®</sup>制造,集成8通道、低泄漏多路复用器;高阻抗PGIA(具有高共模抑制);高精度低漂移4.096 V基准电压源和缓冲器;16位逐次逼近型ADC。如图3所示。



图3. ADAS3022功能框图

这个完整传感器数据采集解决方案占用的电路板空间仅为分立方案 的三分之一,有助于工程师简化设计,同时减小高级工业数据采集系 统的尺寸,缩短产品面市时间,节省成本。它使得我们无需对输入信 号进行缓冲、电平转换、放大、衰减或其他调理,也消除了我们对共模 抑制、噪声和建立时间的担忧,还解决了与设计高精度16位1 MSPS 数据采集系统相关的诸多难题。它可在1 MSPS速率下(典型 SNR 为91 dB)提供同类最佳的16位精度(典型INL为±0.6 LSB)、低失调 电压、低温度漂移和优化噪声性能,如图4所示。该器件的额定温度 范围为-40°C至+85°C工业温度范围。



图4. ADAS3022的INL和FFT性能

PGIA具有很大的共模输入范围、真正的高阻抗输入(>500 MΩ)和 宽动态范围,这使得它能够处理4 mA至20 mA的环路电流,精确测 量小传感器信号,抑制交流电力线、电机和其他来源的干扰(90 dB 的最小CMR)。

辅助差分输入通道可处理±4.096 V输入信号。它旁路多路复用器 和PGIA级,允许与16位SAR ADC直接接口。片内温度传感器可 以监控本地温度。

这种高集成度可以节省电路板空间,降低整体部件成本,使得 ADAS3022非常适合空间受限的应用,例如自动测试设备、电力 线监控、工业自动化、过程控制、病人监护以及其他工业和仪表 系统,它们都采用±10V的工业信号电平工作。



图5. 采用集成PGA的完整5 V、单电源、8通道数据采集解决方案

图5显示完整的8通道数据采集系统(DAS)。ADAS3022采用±15 V和+5 V模拟和数字电源,以及1.8V至5V逻辑I/O电源。高效率、低纹波 DC-DC升压转换器ADP1613使得DAS能够采用5 V单电源工作。ADP1613使用ADIsimPower™设计工具配置为单端初级原边电感(SEPIC) 拓扑,提供多路复用器和PGIA所需的±15 V双极性电源,而不会影响性能。

表1对ADAS3022和分立信号链的噪声性能进行了比较,并利用每个元件的输入信号幅度、增益、等效噪声带宽(ENBW)和折合到输入端的 (RTI)噪声,计算整个信号链的总噪声。

	ADG1209	AD8251	AD8475	AD7982		总噪声		ADAS3022	<b>4</b> 1 <b>2 1</b>
噪声	RTI	RTI	RTI	RTI	SNR	RTI <sub>Total</sub>	SNR	SNR	输入信号
	(µV rms)	(μV rms)	(µV rms)	(µV rms)	(dB)	(µV rms)	(dB)	(dB)	(V rms)
增益 = 1 (±10 V)	6.56	124	77.5	148	95.5	208	90.6	91.5	7.07
增益 = 2 (±5 V)	6.56	83.7	38.8	74.2	95.5	119	89.5	91.0	3.54
增益 = 4 (±2.5 V)	6.56	68.2	19.4	37.1	95.5	80.3	86.8	89.7	1.77
增益 = 8 (±1.25 V)	6.56	55.8	9.69	18.5	95.5	60.0	83.4	86.8	0.88

表1. ADAS3022和分立信号链的噪声性能

AD8475和AD7982(图2)之间的单极点低通滤波器(LPF)可以衰减 来自AD7982的开关电容输入的反冲,限制高频噪声量。LPF的-3 dB带宽(f\_3dB)为6.1 MHz(R = 20  $\Omega$ , C = 1.3 nF),在1 MSPS速 率下进行转换时,可快速建立输入信号。LPF的ENBW计算方法为:

ENBW =  $\pi/2 \times f_{-3dB}$  = 9.6 MHz.

请注意,此计算方法忽略了来自基准电压源和LPF的噪声,因为它不 会对主要由PGIA决定的总噪声产生很大影响。

以使用±5 V输入范围为例。在此情况下,AD8251的增益设置为2。 漏斗放大器设置的固定增益为0.4,适用于所有四种输入范围。因此 AD7982要处理0.5V至4.5V的差分信号(4 V p-p)。ADG1208的RTI 噪声从Johnson/Nyquist噪声公式得出: $e_n^2 = 4K_BTR_{ON}$ ,其中K<sub>B</sub> =  $1.38 \times 10^{-23}$  J/K,T = 300K, R<sub>ON</sub> = 270 Ω。AD8251的RTI噪声由 数据手册中增益为2时的27 nV/\Hz噪声密度得出。同样,AD8475的 RTI噪声也由10 nV/\Hz噪声密度得出,使用的增益为0.8 (2 × 0.4)。 在这些计算中,ENBW = 9.6 MHz。AD7982的RTI噪声则根据数据 手册中增益为0.8时的95.5 dB SNR计算得到。整个信号链的总RTI 噪声根据分立元件的RTI噪声的方和根(rss)计算。89.5 dB的总SNR 可通过公式SNR = 20 log(V<sub>IN</sub> rms/RTI<sub>Total</sub>)计算。

虽然分立信号链的理论噪声估计值(SNR)和整体性能与ADAS3022 相当,特别是在低增益(G=1和G=2)和低吞吐率(远低于1MSPS)条 件下,但它并非理想解决方案。与分立式解决方案相比,ADAS3022 可以节省大约50%的成本和大约67%的电路板空间,它还可以接收其 他三个输入范围(±0.64 V、±20.48 V、±24.576 V),这是分立式解决 方案无法提供的。

#### 结论

下一代工业PLC模块需要高精度、可靠运行和功能灵活性,所有这些 特性都必须通过外形小巧的低成本产品提供。ADAS3022具有业界 领先的集成度和性能,支持广泛的电压和电流输入,以便处理工业自 动化和过程控制的各种传感器信号。ADAS3022是PLC模拟输入模 块和其他数据采集卡的理想之选,它使得工业制造商能够让他们的系 统具有与众不同的特性,同时满足更加严苛的用户要求。

#### 参考文献

Kessler, Matthew. "利用同步反相SEPIC拓扑结构实现高效率降压/升压转换器。" 《模拟对话》第44卷第2期, 2010年。

Slattery, Colm, Derrick Hartmann, and Li Ke. "PLC评估板简 化工业过程控制系统设计。" 《模拟对话》第43卷第2期, 2009年。

参考电路CN0201。完整的5V单电源8通道多路复用数据采集系统, 集成用于工业级信号的PGIA。

MT-048技术指南。运算放大器噪声关系:1/f噪声、均方根(RMS) 噪声与等效噪声带宽。

#### 作者简介

Maithil Pachchigar [maithil.pachchigar@analog.com] 是位于马萨诸塞州威明顿的ADI高精度转换器业 务部门的应用工程师。他于2010年加入ADI公司, 为工业、仪表、医疗和能源行业的客户提供高精度 ADC产品技术支持。自2005年以来, Maithil一直



在半导体行业工作,并已发表多篇技术文章。他于2006年获得 圣何塞州立大学电气工程硕士学位,并于2010年获得硅谷大学 MBA学位。



作者:名誉编辑Dan Sheingold

Jerry Fishman在1971年加入了ADI设在马萨诸塞州威尔明顿的分部, 担任ADI半导体部(ADS)的营销工程师,这个部门的前身是Nova Devices,一家半导体初创公司。在突发心脏病离世之前,Jerry担 任ADI首席执行官长达17年之久。在这期间,他不断被委以重任: ADS营销总监、ADS总经理、美国执行副总裁、总裁兼首席运营官, 直至首席执行官一职

Jerald G. Fishman纽约长大,在布朗士科学高中念书,1967年获得 纽约市立学院的电子工程理学学士学位,1970年获得东北大学电子工 程理学硕士学位,1972年获得波士顿大学工商管理硕士学位,1976 年获得萨福克大学法学院法学博士学位,2009年获得布朗大学理 学荣誉博士学位。

家庭是Jerry生活的快乐源泉。 他和妻子结婚35年, 儿子、女儿给他 们带来了无限欢乐, 家人打来的每通电话都能让他开心一笑。 从 波士顿搬到纽约后, Jerry成为了波士顿红袜职业棒球队的粉丝, 尽 管他从小在纽约长大。

#### ADI半导体: 做还是不做

Jerry在ADI成立的第六个年头入职,当时公司正进军半导体市场,准 备成立自己的制造厂。Jerry的专业背景与ADI作为半导体生产商的 身份十分契合。 ADI的利润主要靠半导体这项盈利不错的业务来拉动,但这块业务的资本投入很大,平均售价又较低,亟需一位强有力的、直言不讳的 推广者。 Jerry Fishman承担了这项任务。公司创始人Ray Stata非 常看好IC的前景,自己投钱开办Nova Device,盈利效果很快显现出 来,几年后就并入了ADI。

设计出满足客户需求的新奇产品是一回事,但低成本、高质量地进行 生产,说服客户,并在激烈的竞争中完成销售则是另一回事。Jerry有 出类拔萃的商业头脑,非常擅长提出问题,经常问同事和经理(甚至是 其他部门的经理)一些很直接、有时不怎么礼貌的问题(说话很率直,典 型的70年代风格!),他总是坚持信息的准确性。他擅长说服别人,懂 得使用幽默。正因如此,才让他在这些年月中不断超额完成业绩,迅 速受到公司管理层的注意,用出色的表现连连赢得提拔。

Jerry是ADI的第二任首席执行官, 任职期间,他把ADI打造成一个 数十亿美元的大企业,让公司得到客户、竞争对手和投资人的关注和 尊敬。Jerry的巨大贡献还在于他对高层管理团队的培养。 失去他 是我们的重大损失,但他做的团队建设努力也在此时显出效果——新 接班人随时待命。2013年5月,Vincent Roche被任命为首席执行官。 他是ADI的资深成员,与Jerry共事多年。





#### 缅怀Jerry

从在ADI早期, Jerry就让大家都见识到了他的智慧和商业意识,当 然,还有他强悍的个性,这是因为他在纽约皇后区长大,小时候当过 《纽约邮报》的报童,每天坐1个半小时地铁到布朗克斯区的高中上学。 他的经理当时就发现了这块未经雕琢的璞玉,他那善于分析的头脑十 分注重实效,并且深知今天的决策对于未来结果的影响。

能言善辩的《Planet Analog》博主Doug Grant在ADI任职多年,他 这样说:"无论是从私人还是工作的角度,和他站在一起都不会有错。 他既有学识,又有精明,这非常难得,让他整个职业生涯都很成功。 他自己做到最好,也要求同事做到最好。"

ADI前员工Bill Schweber说:"我们行业内有很多个性鲜明、高调、甚 至张扬的领导人,但Jerry却选择了低调行事,他更愿意以内敛的作风 确保车轮灵活运转,让公司这辆大车运行在预期轨道上,但他也知道 何时该冒险,何时该止损。"

Tam Harbert是为《电子商务》杂志撰稿的自由记者,她非常了解Ray Stata的远见与Jerry的强大执行力之间的精妙关系,以及两人的共通 之处。Jerry去世后,Tam在博客中写道:"JerryFishman当人给人感 觉是不容易接近,很难采访。但是《电子商务》杂志已经选他为年度 首席执行官,作为全国编辑,我必须得为他和他的公司写点东西。一 开始我料想不会有什么料,但最后却发现,ADI和Fishman都有很 多故事可以讲。"

Dave Kress还记得Jerry接受一家杂志采访时的情景: "当时要宣传

我们的薄膜技术,编辑问他一些工艺细节,他并没有说'我们用1 mil 的激光焦点,调整胶强,把切口气熔,但不残留会漂移的导电边料。' 他竟然说'我们用显微镜把电阻排成一行,然后一口气全部吹掉。'"

ADI联合创视人兼董事会主席Ray Stata写道:"Jerry的一生都致力 于把ADI发展成一家伟大的公司……他人生最美好的时光都奉献给 了ADI,他对成功的渴望感染着每一个人。Jerry不但赢得了公司内外 的尊敬,成为业内举足轻重的领导人,也赢得了像我这样了解他的人 的尊敬。他坦诚、开放、正直,有独特的幽默感,深受人们的信赖和 尊敬。我们会永远想念他。"

Tam Harbert引用Jerry在2004年的话说:"在技术公司中,转型是主旋律。领导层、技术、市场,都在不断转型。我认为,能否驾驭各种转型最为重要,决定了这家公司是长久屹立不倒,还是会走向衰败。"

ADI总裁兼首席执行官Vincent Roche说: "从私人的角度来说,与 Jerry共事的这些年,他给了我很多鼓励和指导,这是我的荣幸。"

Dan Sheingold说: "我退休后担任公司名誉编辑才两个月左右, Jerry 就离开了我们。我和Jerry在同一家公司共事了40多年,这让我很欣慰, 我也很有幸能看着他从一个年轻而自负的营销工程师成长为一位备受 尊敬的大企业领导人。Jerry,祝你在天堂一切都好。"

## Analog Devices, Inc. Worldwide Headquarters

One Technology Way P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106 U.S.A. Tel: (1 781) 329 4700 Fax: (1 781) 461 3113

#### 亚太区总部

深圳分公司 深圳市福田中心区 益田路与福华三路交汇处 深圳国际商会中心 4205-4210 室 邮编: 518048 电话 : (86 755) 8202 3200 传真 : (86 755) 8202 3222

**北京分公司** 北京市海淀区 上地东路 5-2 号 京蒙高科大厦 5 层 邮编: 100085 电话:(86 10) 5987 1000 传真:(86 10) 6298 3574

**武汉分公司** 湖北省武汉市东湖高新区 珞瑜路 889 号光谷国际广场 写字楼 B 座 2403-2405 室 邮编: 430073 电话: (86 27) 8715 9968 传真: (86 27) 8715 9931

**亚洲技术支持中心** 免费热线电话:4006100006 电子邮箱: china.support@analog.com 技术专栏: www.analog.com/zh/CIC 样品申请: www.analog.com/zh/sample 在线购买: www.analog.com/zh/BOL 在线技术论坛:

©2014 Analog Devices, Inc. All rights reserved. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners. M02000472sc-1-4/14

