



# Analog Dialogue

2018年第51卷第4期

获取工学新动态，激发设计新思路！

- 5 防止开关转换器输出浪涌引发的启动问题
- 18 低EMI/EMC辐射开关转换器简化ADAS设计
- 23 如何用加速度计提高倾角测量精度
- 27 解决模拟输入IEC系统保护问题
- 31 72 V混合式DC-DC转换器使中间总线转换器的尺寸减小达50%
- 36 FPGA的电源管理
- 40 一种面向极端高温环境的高可靠精密数据采集与控制平台
- 46 车辆跟踪系统：任何时间、任何地点、任何方式

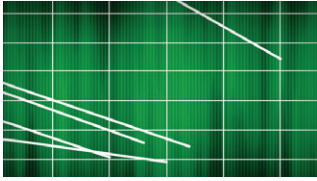
## 14 基于MUSIC的算法利用腕上光电容积脉搏波(PPG)信号提供按需心率估算



请访问 [analog.com/zh/analogdialogue](http://analog.com/zh/analogdialogue)

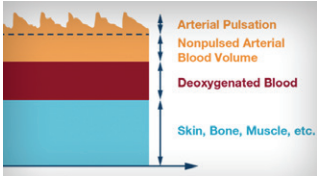


# 本期介绍



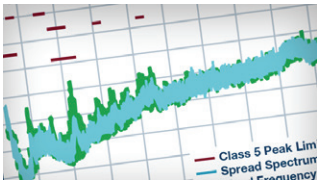
## 5 防止开关转换器输出浪涌引发的启动问题

在要求降低输出噪声的应用中，开关转换器可能会遇到启动延迟，或者由于输出浪涌过大根本无法启动的现象。本文就软启动、正常工作和开关转换器峰值期间的电感与电容的电流和电压提出相关见解。



## 14 基于MUSIC的算法利用腕上光电容积脉搏波(PPG)信号提供按需心率估算

多信号分类(MUSIC)算法是一种基于子空间的方法，使用谐波信号模型，能够高精度地估算频率。当您需要测量频率时(例如，在监测病人时估算心率)，这些见解可能会对您有所帮助。



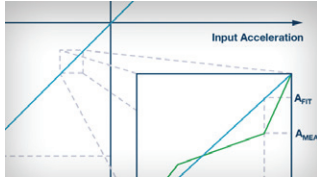
## 18 低EMI/EMC辐射开关转换器简化ADAS设计

当需要低EMI/EMC辐射以确保系统符合各种抗噪声标准时，Silent Switcher®技术至关重要。它可用于许多应用，尤其是ADAS应用。



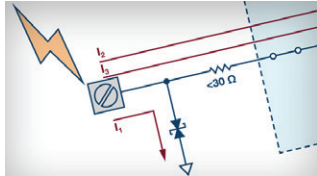
## 21 非常见问题解答——第149期：利用中间电压提高电源转换效率

在本FAQ中，您将了解到对于需要从高输入电压转换到极低输出电压的应用，有不同的解决方案。一个例子是从48 V转换降低至3.3 V，以满足提高能效要求。



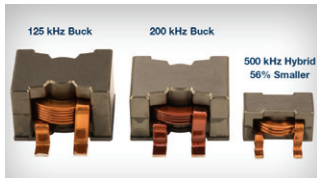
## 23 如何用加速度计提高倾角测量精度

汽车领域现场应用工程师Allen Fan将讨论消除车辆中电动驻车制动系统，改用电子稳定控制系统。该技术将加速度计和陀螺仪集成于一个封装中，可同时满足两种应用需求。



## 27 解决模拟输入IEC系统保护问题

具有VLSI产品布局工程师和设计师背景的David Forde向大家介绍他对IEC系统精密模拟输入和输出保护的见解。尽管现代集成电路(IC)的模拟输入和输出引脚通常采用高压静电放电(ESD)瞬变保护措施，本文的观点仍很重要。



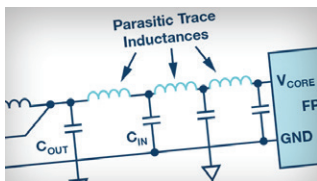
## 31 72 V混合式DC-DC转换器使中间总线转换器的尺寸减小达50%

我们Power by Linear™团队的产品工程师Bruce Haug向大家介绍一种将开关电容转换器与同步降压转换器相结合的新型中间总线控制器设计方法。这种技术先将输入电压减小一半，然后降至目标输出电压，支持非常高的开关频率，因而能提高效率或大幅减小解决方案的尺寸。



## 34 非常见问题解答——第150期：灵活使用放大器的禁用引脚

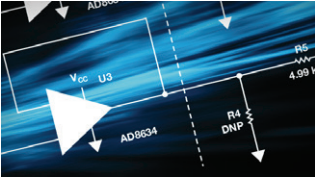
在RAQ中，Thomas Tzscheetzsch讨论了放大器禁用引脚的使用。这可以显著降低电池供电IoT系统的功耗需求。但问题依然存在——这是否会影响设计性能？



## 36 FPGA的电源管理

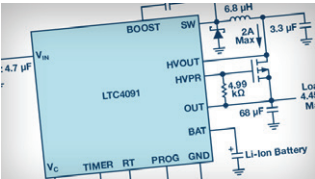
本文将介绍FPGA——对ADI公司来说有点不合常规。不，我们不是新供应商，而我们的FPGA电源管理可能对大家的设计来说是一个很好的解决方案。为FPGA应用设计一个良好的电源管理解决方案并不是轻而易举的工作。关于这个话题的技术讨论已有很多。在本文中，我们提供了一些新见解。

# 本期介绍



## 40 一种面向极端高温环境的高可靠精密数据采集与控制平台

Maithil Pachchigar和Jeff Watson在本文中探讨一种完整的解决方案。他们将介绍一个完整的参考平台，用于实现额定温度可达200°C的精密多通道传感器数据采集和控制系统，包括表征硬件、固件和软件特性。



## 46 车辆跟踪系统：任何时间、任何地点、任何方式

Steve Knoth的文章将阐述采用集成度更高的电源管理解决方案的必要性——可缩小尺寸、为备用电池安全充电并保护IC免受电压瞬变的影响。Steve还将讨论系统备份需求以防电压瞬变。



## 49 非常见问题解答——第151期：高端电流检测

如果问任何一位有经验的电气工程师，在MOSFET栅极前应放置何种器件，您可能会听到“一个大约100 Ω的电阻”。在本FAQ中，Aaron指出答案可能并非这么简单。即使正确，也可能存在一些其他考虑因素。



### Bernhard Siegel, 编辑

2017年3月，前任编辑Jim Surber决定退休，从那时起Bernhard成为了《模拟对话》的编辑。Bernhard从ADI德国慕尼黑办公室开始自己在ADI公司的工作历程，至今已逾25年。

他曾担任过销售、现场应用和产品工程等工程职位，同时还从事过技术支持和市场营销工作。

Bernhard住在德国慕尼黑附近，喜欢与家人共度休闲时光，并加入了铜管乐队和交响乐团，擅于吹长号和尤风宁号。

您可以发送电子邮件至 [bernhard.siegel@analog.com](mailto:bernhard.siegel@analog.com) 联系他。



ANALOG DEVICES 模拟对话

《模拟对话》是ADI公司创办和出版的技术杂志。刊载模拟、数字和混合信号处理产品、应用、技术、软件和系统解决方案设计的相关文章。该杂志于1967年创办，至今已经连续出版50年，它作为在线版每月发行一期，印刷版(“集锦”栏目)每年发行四期。感兴趣的读者也可以至《模拟对话》档案库查阅自第1卷第1期创刊至今的每期存档，包括四期纪念特刊。要访问文章、档案、杂志、设计资源并订阅，请访问《模拟对话》主页 [analog.com/zh/analogdialogue](http://analog.com/zh/analogdialogue)。

# 防止开关转换器输出浪涌引发的启动问题

作者：Fil Paulo Balat, Jefferson Eco, 和James Macasaet

分享至    

## 摘要

在要求降低输出噪声的应用中，由于输出浪涌过大，开关转换器可能会遇到延迟启动的问题，或者可能根本无法启动。输出滤波器设计不当引起的输出浪涌电流及其影响，可以通过增加软启动时间、提高开关频率或减小输出电容来降低。本文介绍一些实用设计考虑事项，以防止输出浪涌过大引发启动问题。

## 简介

许多开关转换器设计是由严苛的输出噪声要求驱动的。对低输出噪声的需求促使设计人员加大输出滤波，例如在输出端使用多个电容。随着输出轨上电容的增加，过大浪涌电流可能会给启动过程造成问题，导致电感饱和或损坏功率开关。

不同于开关控制器，单片开关稳压器的功率开关在芯片内部。这对于负载点开关转换器应用而言是一种理想方法，因为它具有更小的PCB尺寸和更好的栅极驱动电路设计等优点。这意味着，为了避免损坏开关和稳压器芯片本身，过流保护是必须的。双通道、高性能DC-DC单芯片开关稳压器ADP5070就是一个例子，如图1所示。

在输出过载情况下或启动时会有大电流流过内部开关的情况下，为防止电路受损，开关稳压器制造商在单芯片开关稳压器上会采用不同的限流技术。尽管存在限流保护，开关稳压器仍可能无法正常工作，尤其是在启动期间。例如，打嗝模式用作限流保护手段时，在初始上电期间，输出电容仍处于完全放电状态，开关稳压器可能进入打嗝模式，导致启动时间延长或可能根本不启动。除负载外，输出电容可能会引起过大的浪涌电流，导致电感电流升高并达到打嗝模式限流阈值。

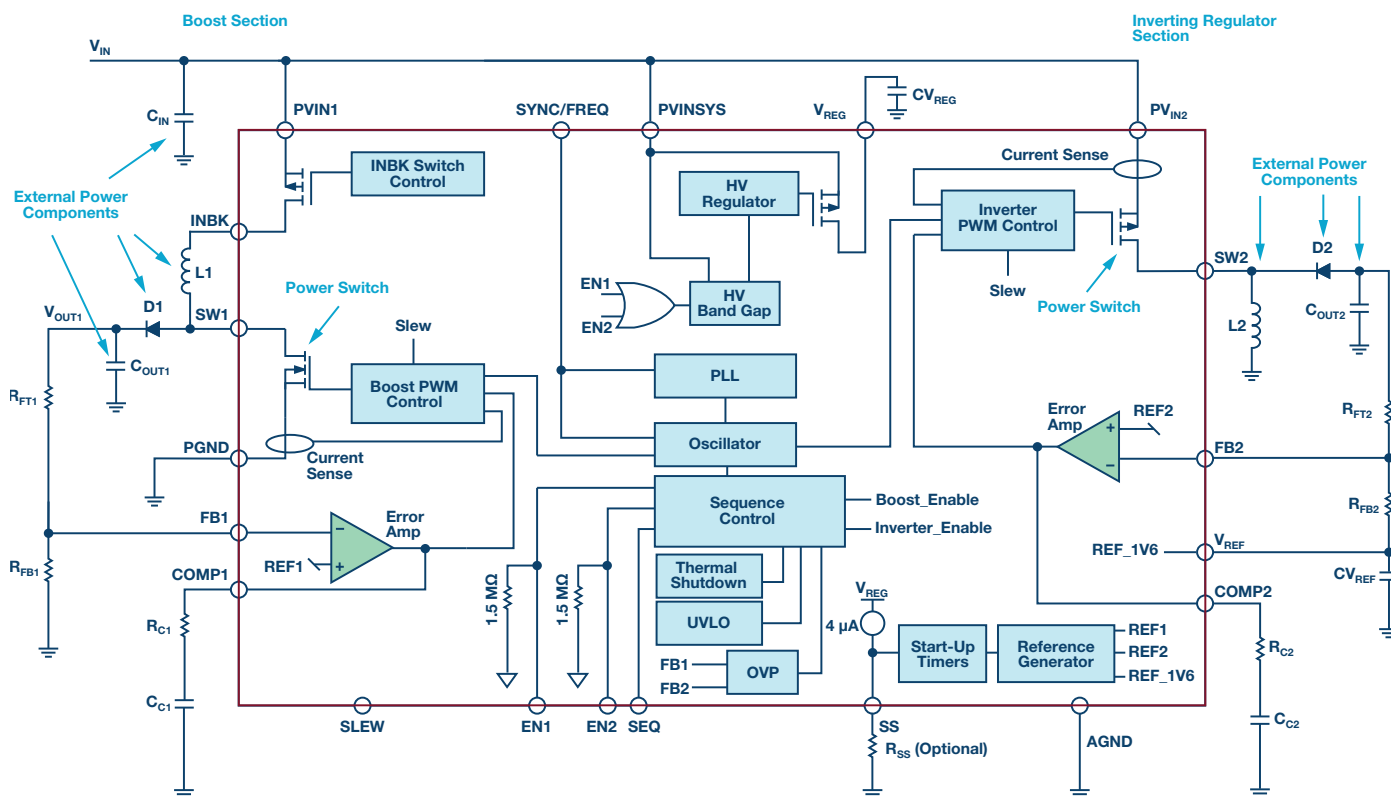


图1. 采用ADP5070稳压器的开关转换器

## 过流保护方案

开关转换器内部集成功率开关，使限流保护成为基本功能。常用限流方案有三种：恒流限流、折返限流和打嗝模式限流。

### 恒流限流

对于恒流限流方案，当发生过载情况时，输出电流保持恒定值( $I_{LIMIT}$ )。因此，输出电压会下降。这种方案通过逐周期限流实现，利用流经功率开关的峰值电感电流信息检测过载状况。

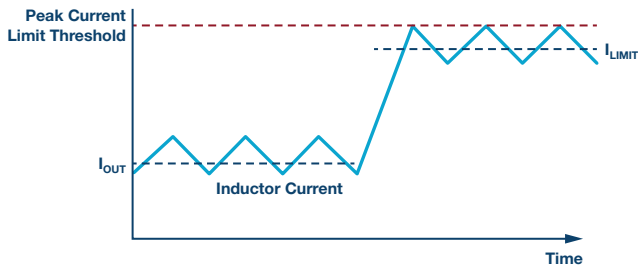


图2. 逐周期恒流限流

图2显示了在峰值限流方案中，一个降压转换器在正常和过载情况下的典型电感电流。在过载状况期间，如 $I_{LIMIT}$ 所示，当检测到的峰值电流大于预定阈值时，开关周期终止。

在恒流限流方案中，输出电流保持在 $I_{LIMIT}$ ，导致稳压器功耗很高。此功耗会导致结温升高，可能超过热限值。

### 折返限流

折返限流方案部分解决了恒流限流的问题，在故障或过载情况下有助于将晶体管保持在安全工作区域。图3比较了恒流和折返限流两种方案的 $V_{OUT}$ 与 $I_{OUT}$ 响应曲线。与恒流限流相反，输出电流( $I_{OUT}$ )的减小降低了功耗，从而降低了开关转换器的热应力。

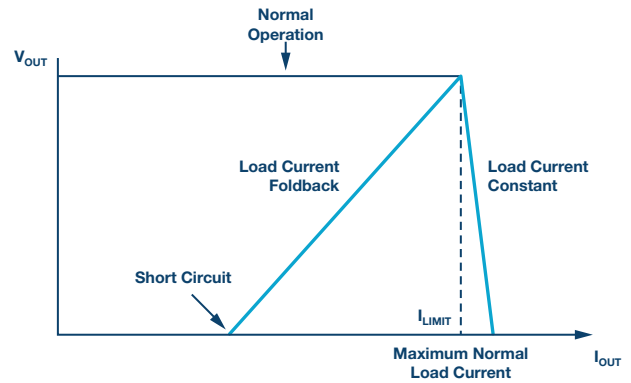


图3. 恒流和折返两种方案的 $V_{OUT}$ 与 $I_{OUT}$ 曲线

该方案的缺点是不能完全自恢复。由于其折返特性，并且取决于负载性质，一旦达到或超过限流阈值，工作点可能落入趋向短路工作点的折返区域。这将需要断电重启器件或重新使能器件，使其恢复正常工作状态。

### 打嗝模式限流

在打嗝模式限流方案中，转换器开关进入一系列突发短脉冲，然后是睡眠时间，“打嗝”名称正是由此而来。一旦发生过载状况，开关转换器即进入打嗝模式，其中的睡眠时间是指开关断开预定时间。睡眠时间结束时，开关转换器将尝试从软启动状态重新启动。如果限流故障已清除，器件将恢复正常工作，否则重新进入打嗝模式。

打嗝模式限流方案克服了上面讨论的两种过流保护的缺点。首先，它解决了散热问题，因为睡眠时间降低了平均负载电流，使转换器得以冷却。其次，一旦过载条件消除，器件便能平稳地自动恢复。

但是，如果启动过程中打嗝模式检测处于激活状态，则可能会出现一些问题。除负载电流外，过大浪涌电流可能会导致电感电流超出限流阈值，从而触发打嗝模式，阻止转换器启动。例如，ADP5071的反相稳压器的负输出配置为-15V输出电压、100 mA输出电流和大约63  $\mu$ F的总输出电容，由3.3V电源供电后不会启动。如图4所示，由于大输出浪涌电流触发限流阈值，负轨处于打嗝模式。电感电流峰值达到1.5A左右，超过了约1.32A的典型限流阈值。



图4. 打嗝模式下的ADP5071反相稳压器

另外，如果由于输出电容较大而引起浪涌过大，转换器的启动时间可能会意外变长，如图5所示。

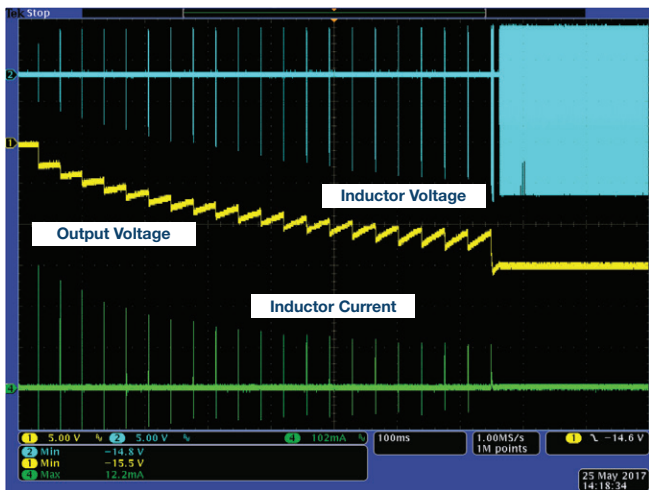


图5. ADP5070反相稳压器延迟启动

## 开关变换器中的电感电流

### 电感平均电流

在非隔离式开关变换器中，电感的位置决定转换器的拓扑结构。输入和输出之间有一个共用参考地，电感位置只有三个可能的不同轨：输入、输出和接地轨。

图6显示了这三种基本开关拓扑结构。当电感位于输出轨时，拓扑结构为降压型。当电感位于输入轨时，拓扑结构为升压型。当电感位于接地轨时，拓扑结构为反相升降压型。

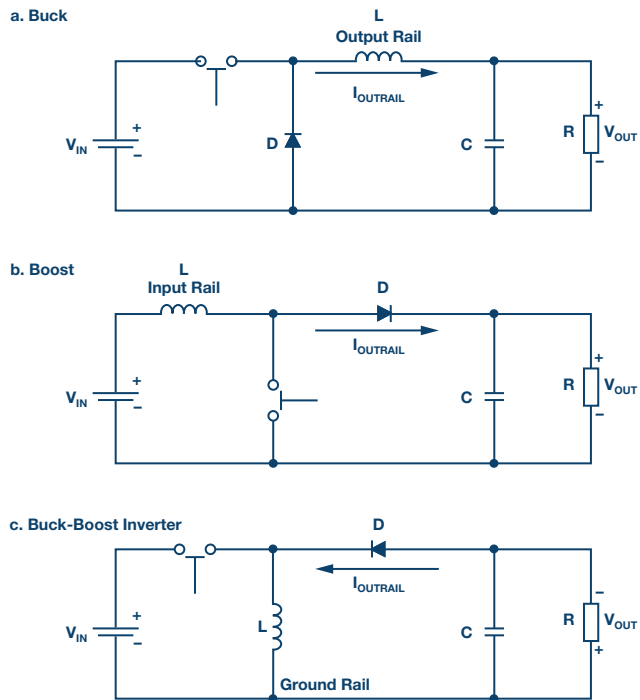


图6. 基本开关拓扑结构

在稳态条件下，由于电容上的平均电流为零，所以输出轨上的平均电流( $I_{OUTRAIL}$ )必定等于输出电流。对于降压拓扑， $I_{L-AVE} = I_{OUT}$ 。但对于升压和反相升降压型拓扑， $I_{D-AVE} = I_{OUT}$ 。

对于升压和反相升降压型拓扑，电流仅在开关关断期间流过二极管。因此在开关断开期间， $I_{D-AVE} = I_{L-AVE}$ 。要计算相对于输出电流的平均电感电流，请参考图7。关断时间内绿色矩形区域是平均二极管电流 $I_{D-AVE}$ ，其高度等于 $I_{L-AVE}$ ，宽度等于 $T_{OFF}$ 。此电流全部到达输出端，因此可以转换成平均宽度为 $T$ 、高度为 $I_{OUT}$ 的矩形区域。

$$I_{L-AVE} \times (T - T_{ON}) = I_{OUT} \times T$$

$$I_{L-AVE} = \frac{I_{OUT}}{(1 - D)} \quad \text{其中, } D = \frac{T_{ON}}{T} \quad (1)$$

表1. 平均电感电流和占空比电感电流峰值

拓扑结构	电感电流	占空比
降压型	$I_{L-AVE} = I_{OUT}$	$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$
升压型	$I_{L-AVE} = \frac{I_{OUT}}{(1-D)}$	$D = \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT}}$
反相升降压型		$D = \frac{ V_{OUT} }{ V_{OUT}  + V_{IN}}$

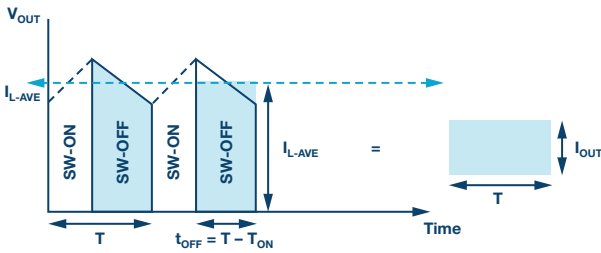


图7. 升压型或反相升降压型的二极管电流

表1是对平均电感电流 $I_{L-AVE}$ 和开关占空比D的总结。基于这些公式，当输入电压处于最小值以提供最大占空比时，并且当输出电流处于最大值时，电感电流将处于最大值。

### 电感电流峰值

图8显示了升降压逆变器在稳态条件和连续导通工作模式下的电感电压和电流波形。对于任何开关拓扑结构，电感电流纹波量( $\Delta I_L$ )都可以根据理想电感公式2得出。

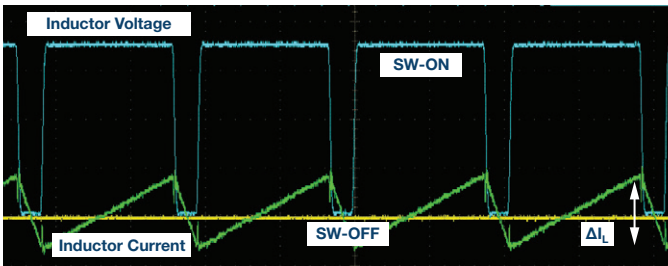


图8. 电感电流的“摆幅”

$$V_L = L \times \frac{dI_L}{dt} \quad (2)$$

在电感电流为三角形且呈现恒定变化率(因此有恒定感应电压)的开关转换器应用中，( $\Delta I_L / \Delta t$ )可以用在电感公式中，重新整理的公式3中就这一项。电感电流纹波由施加到电感的伏秒和电感值决定。

$$\Delta I_L = \frac{V_L \times \Delta t}{L} \quad (3)$$

开关导通时间很容易与占空比和开关频率相联系，如公式4所示。因此，在后面的公式中在开关导通期间使用伏秒乘积要比开关关断期间更方便。

$$t_{ON} = \frac{t_{ON}}{T} \div \frac{1}{T} = \frac{D}{f_{SW}} \quad (4)$$

表2总结了三种不同拓扑结构中的电感电流纹波。公式3中的伏秒乘积项 $t_{ON}$ 被公式4代替， $V_{L-ON}$ 项被电感上的感应电压(取决于拓扑结构)代替。

表2. 电感电流纹波

拓扑结构	电感电流纹波
降压型	$\Delta I_L = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times D}{L \times f_{SW}}$
升压型	$\Delta I_L = \frac{V_{IN} \times D}{L \times f_{SW}}$
升降压型	

回顾图8中的稳态电感电流，可观察到，电感电流平均值恰好位于斜坡的几何中心，或波形摆幅的 $\Delta I_L / 2$ 点处。因此，电感电流峰值等于电感电流均值与电感电流纹波的一半之和，如公式5所示。

$$I_{L-PK} = I_{L-AVE} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (5)$$

### 电容浪涌电流

公式6定义了电容的充电电流或位移电流。它指出，流经一个电容的电流对应于该电容上的电压变化率。

$$I_C = C \times \frac{dV_C}{dt} \quad (6)$$



选择开关转换器的输出电容值时，应考虑电容充电电流。启动时，假定电容电压等于零或没有电荷，输出电容开始充电，汲取的电流取决于总电容和电容电压变化率，直至电容电压达到稳定状态。

开关转换器中输出电压的上升是一个斜率恒定的受控斜坡，因此变化率方程可以简化，如公式7所示。输出电压( $\Delta V$ )的变化对应于稳态输出电压， $\Delta t$ 对应于启动期间输出达到最终值所需的时间，或通常称为软启动时间。

$$I_{CAP} = C_{OUT} \times \frac{\Delta V}{\Delta t} = C_{OUT} \times \frac{V_{OUT}}{t_{SS}} \quad (7)$$

如果输出电容( $C_{OUT}$ )过大或软启动时间较短，则稳压器需要的电流 $I_{CAP}$ 可能太高，导致转换器操作出现问题。这种大电流脉冲量称为浪涌电流。图9显示了输出为15 V、输出电容为10  $\mu\text{F}$ 、软启动时间为4 ms的反相降压-升压转换器启动期间的电容浪涌电流和输出电压。

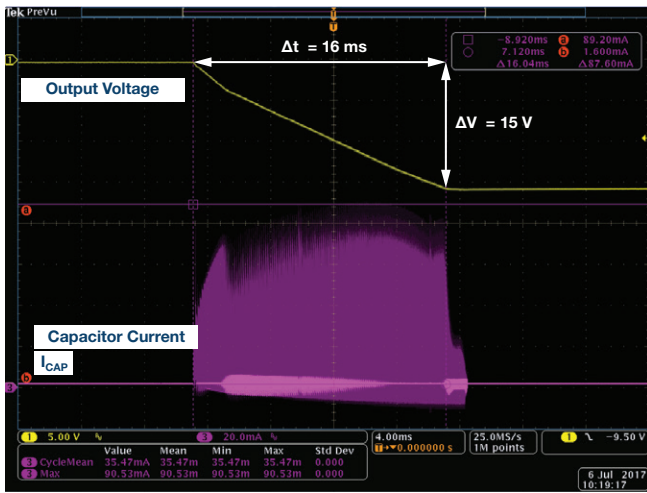


图9. 输出电容浪涌电流

### 启动时的电感电流峰值

图10显示了一个典型升压转换器电路。当晶体管开关闭合时，电流流过电感，但没有电流流过输出轨。在 $C_{OUT}$ 放电阶段，放电电流( $I_{CAP}$ )流向输出端，但没有电流流经反向偏置二极管。当晶体管开关断开时，电流 $I_D$ 流过二极管。

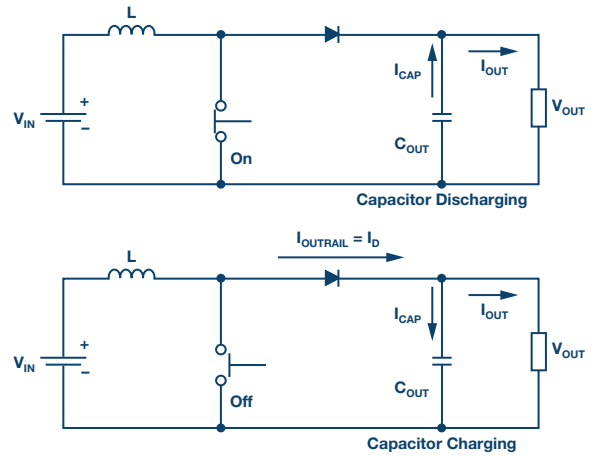


图10. 升压DC-DC转换器电路

根据基尔霍夫电流定律，通过输出轨的电流( $I_D$ )必须等于流过输出电容( $I_{CAP}$ )和输出负载( $I_{OUT}$ )的电流之和。这可以通过公式8表示。

$$I_{OUTRAIL} = I_D = I_{CAP} + I_{OUT} \quad (8)$$

此公式适用于每个充电阶段或电容两端的电压上升时。因此，它也适用于开关转换器的启动过程，当输出电容的初始状态为放电时，或当输出电压尚未处于稳态值时。

启动期间的电感电流峰值可使用公式5进行定义，其中包括输出电容引起的浪涌电流影响。公式8将被应用于表1中的 $I_{L-AVE}$ 公式，用 $I_{OUT} + I_{CAP}$ 代替 $I_{OUT}$ 。表3总结了启动过程中的电感电流峰值公式。

表3. 启动时的电感电流峰值

拓扑结构	电感电流纹波
降压型	$I_{L-PK} = \left( C_{OUT} \times \frac{V_{OUT}}{t_{SS}} \right) + I_{OUT} + \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times D}{2 \times L \times f_{SW}}$
升压型	$I_{L-PK} = \frac{\left( C_{OUT} \times \frac{V_{OUT}}{t_{SS}} \right) + I_{OUT}}{(1 - D)} + \frac{V_{IN} \times D}{2 \times L \times f_{SW}}$
升降压型	

对于三种拓扑结构中的任何一种，电感电流峰值都与 $I_{OUT}$ 成正比。就输出电流而言，输出电容必须按照满载条件进行设计。

大多数应用要求在一定输入电压范围内工作。因此，针对输入电压，就电感电流的直流和交流分量电压的大小而言，降压拓扑结构与其他两种拓扑结构之间存在差异。通过图11可以更好地明白这一点。对于降压拓扑，随着输入电压升高，交流分量电压升高。平均电流等于输出电流，所以直流分量电压保持不变。因此在最大输入电压下，电感电流峰值最大。

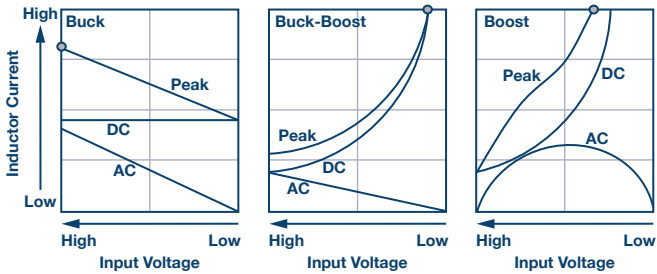


图11. 电感电流与输入电压的关系

对于升压型和升降压型，随着输入电压升高，交流分量电压升高，但由于占空比对平均电流的影响，直流分量电压下降，如表1所示。直流分量电压占主导地位，因此电感峰值电流在最小输入电压时处于额定最大值。就输入电压而言，对于降压拓扑，输出电容的设计必须在最大输入电压下完成，升降压型，则应使用最小输入电压进行设计。

## 降低浪涌影响

### 输出电容滤波器

如前面部分所述，输出端电容过大会引起高浪涌电流，导致电感电流峰值在启动期间达到限流阈值。因此，在保持良好的转换器启动性能的同时，必须使用合适的电容来实现最小输出电压纹波。

对于降压转换器， $C_{OUT}$ 和峰峰值电压纹波之间的关系由公式9定义。

$$C_{OUT} = \frac{\Delta I_L}{8 \times f_{SW} \times V_{OUT_{ripp_{pk-pk}}}}$$

其中:

$$\Delta I_L = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times D}{f_{SW} \times L}$$

对于升压和反相降压-升压转换器， $C_{OUT}$ 和峰峰值纹波之间的关系由公式10定义。

$$C_{OUT} = \frac{I_{OUT} \times D}{f_{SW} \times V_{OUT_{ripp_{pk-pk}}}}$$

请注意，这些公式忽略了寄生元件对电容和电感的影响。根据转换器的额定规格，这可以帮助设计者限制输出端增加的电容。关键考虑是让滤波水平和输出浪涌电流实现良好平衡。

## 二级LC滤波器

在某些情况下，输出电压上会出现开关瞬变，如图12所示。如果幅度显著，这对输出负载将是一个问题。开关尖峰主要由输出轨上的电流(对于升压型和升降压型是二极管电流)的开关转换引起。PCB铜线上的杂散电感可能会将其放大。由于尖峰频率比转换器开关频率高得多，所以仅通过输出滤波电容无法减小峰峰值纹波，需要进行额外的滤波。

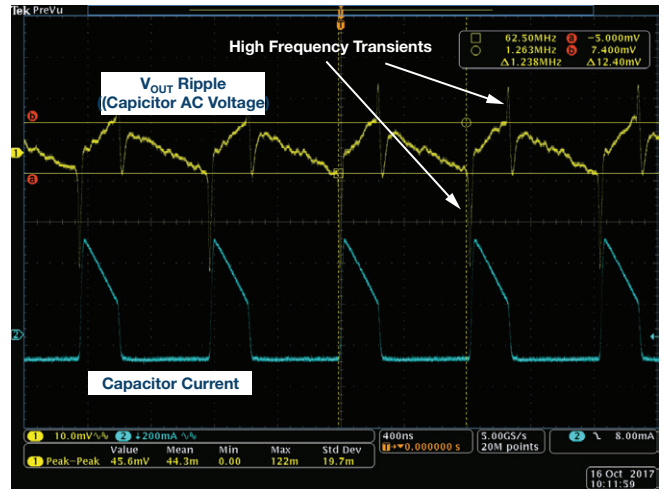


图12. 输出电压纹波和开关瞬变

图12中的蓝色线表示升压转换器中电感的周期性开关动作，黄线表示输出电压纹波。当电感电流开关转换时，纹波电压内可观察到高频瞬变。

analog.com上有一篇很好的文章介绍了如何通过二级LC滤波器来降低高频瞬态，其标题为“为开关电源设计二级输出滤波器”，作者是Kevin Tompsett。

## 纹波测量

获取输出电压纹波时，正确的测量方法也很重要。不正确的测量设置可能导致高压纹波读数不准确，从而可能造成输出电容过度设计。很容易犯把过多电容放在输出端的错误，以期降低电压纹波，而没有意识到这样做的坏处。

Aldrick Limjoco撰写的题为“测量开关稳压器中的输出纹波和开关瞬变”的应用笔记对此应该有所帮助。详情参见参考文献。

## 软启动特性

对于升压型和反相降压-升压型，电感电流直流分量电压的增加产生的影响更大。在较低输入电压时，占空比的增加导致电感电流均值大幅增加，如表3公式中的(1-D)因子所示，图11也显示了这一现象。这意味着必须显著降低输出电容的浪涌电流。通过增加公式7中的软启动时间( $t_{SS}$ )可实现这一点。

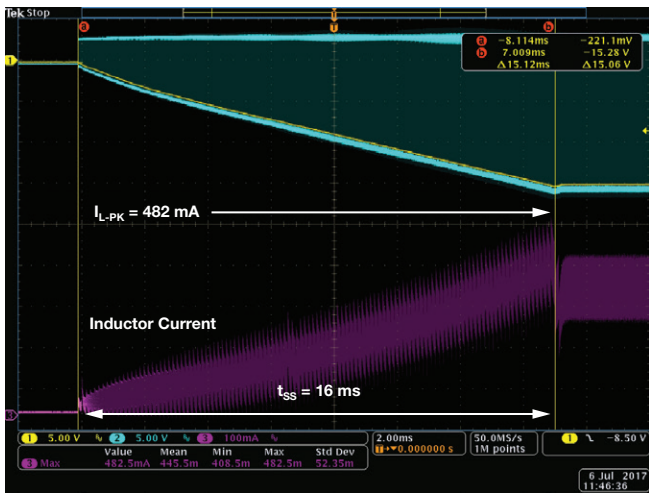
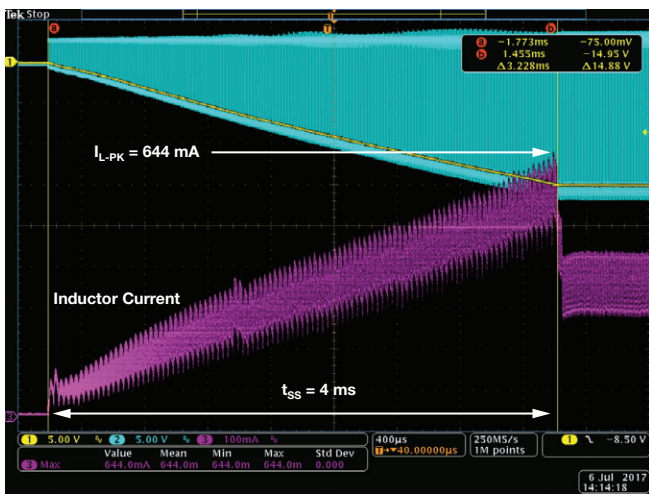


图13. 电感电流与软启动时间的关系

大多数开关稳压器( $t_{SS}$ )具有软启动特性, 这是为了让设计人员能够调整启动期间的输出电压上升时间。改变单个电阻的值常常是调整软启动时间的便利方法。图13显示了升降压型变器的启动波形。软启动时间从4 ms变到16 ms时, 可以看到电感电流峰值显著下降25%。

### 提高开关频率

图14显示了改变开关频率( $f_{sw}$ )对电感电流的影响。假定占空比D和输出电流保持不变, 则电感电流的交流分量电压或 $\Delta I_L/2$ 受 $f_{sw}$ 变化

的影响, 而直流分量电压不受影响。因此, 当开关频率较高时, 与之成反比电感电流峰值会较低。

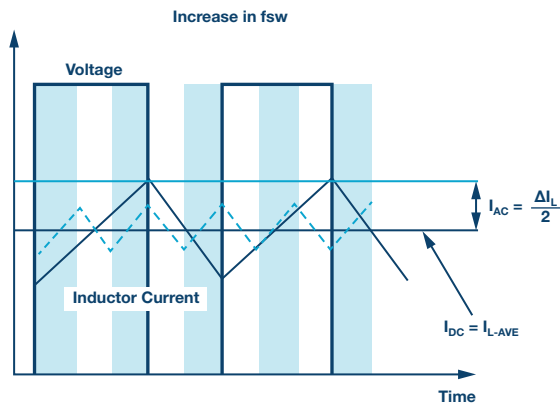


图14. 影响电感电流峰值的因素

### ADP5070 : 示例

#### 输出电容可以有多大 ?

ADP5070是一款单芯片、双通道、升压和反相升降压型稳压器, 通过打嗝模式限流方案提供过流保护。有些客户忘记考虑在输出端放置太多电容的弊端, 特别是在高占空比工作条件下或在最小输入电压下。这通常会导致反相输出端发生启动问题, 因为反相降压-升压调节器设计的限流阈值低于升压调节器。

图15可用来帮助应用工程师确定ADP5070输出端允许多大的电容, 以避免启动问题。它使用电感峰值电流与输出电流的直接关系(包括表3公式中的浪涌), 显示了不同输入和输出电压组合下的最大 $C_{OUT}$ 与最大 $I_{OUT}$ 的关系曲线。利用公式9或公式10考虑最佳 $V_{OUT}$ 纹波性能, 将有助于设计输出电容限值。

两张图均基于调节器的最短 $t_{SS}$ 和限流阈值计算。所选外部元件的电流处理能力比调节器高得多。换言之, 如果 $t_{SS}$ 增加, 这些图中的数值肯定会变大。

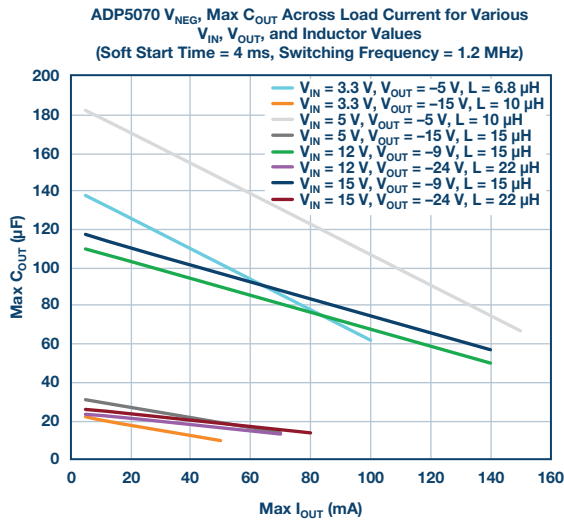
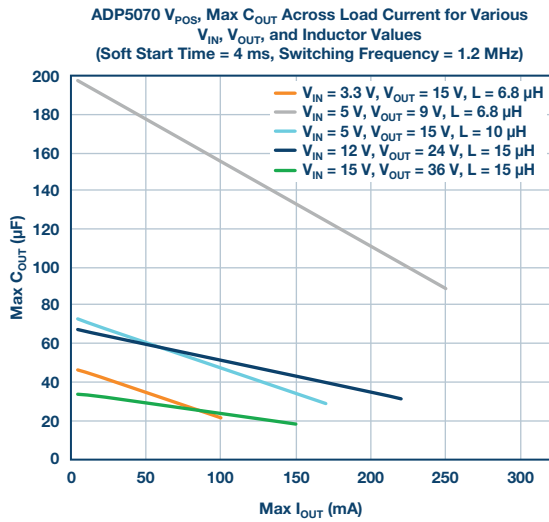


图15. 最大 $C_{OUT}$ 与最大负载电流的关系

对于需要更高输出负载电流的应用，应考虑ADP5071。对于升压和反相降压-升压调节器，ADP5071设计的限流阈值均高于ADP5070。

### 计算结果与测量数据

图16显示了反相调节器的电感感应电压和电流的启动波形，而图17显示了利用表3中公式计算出的电感电流数据和实测基准数据。

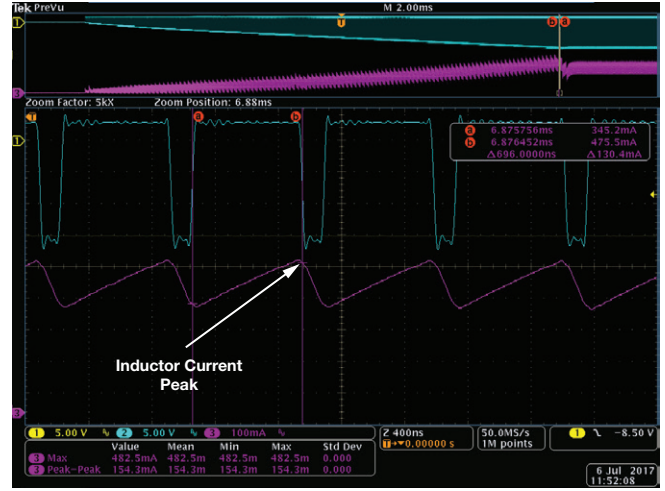


图16. 启动时的电感电流和感应电压

### Input Parameters:

$V_{IN}$	3.3 V	$V_{OUT}$	-15 V
$f_{SW}$	1.2 MHz	$I_{OUT}$	50 mA
$L$	15 $\mu$ H	$V_{DIODE}$	0.5 V
		$C_{OUT}$	10 $\mu$ F

$t_{SS} = 3.22ms$				
Data	DUTY (%)	$I_{CAP}$ (mA)	$I_{L-PK}$ (mA)	$I_{L-PP}$ (mA)
Computed	82.4	46.6	625.8	151.2
Measured	84.1	46.8	644	161.4

$t_{SS} = 15.14ms$				
Data	DUTY (%)	$I_{CAP}$ (mA)	$I_{L-PK}$ (mA)	$I_{L-PP}$ (mA)
Computed	82.4	9.9	416.9	151.2
Measured	83.5	7.6	481.6	149.7

$t_{SS} = 30.32ms$				
Data	DUTY (%)	$I_{CAP}$ (mA)	$I_{L-PK}$ (mA)	$I_{L-PP}$ (mA)
Computed	82.4	4.9	388.6	151.2
Measured	84.3	5.2	465.6	147.4

图17. 电感电流：计算值与测量值

数据表明，如果 $t_{SS}$ 增加，浪涌电流会大大降低，从而降低电感峰值电流。当 $t_{SS}$ 为4 ms时，反相调节器已经达到0.6A的限流阈值，并有发生启动问题的趋势。补救办法是将 $t_{SS}$ 增加到16 ms，以提供足够的电感峰值电流裕量。

## 结论

本文已阐明，仔细设计输出滤波电容对于开关转换器设计十分重要。深入了解影响启动期间电感峰值电流的因素有助于避免启动问题。升压和反相降压-升压转换器更容易出现这些问题，特别是那些使用打嗝模式限流方案的转换器。

电感峰值电流和输出浪涌电流之间的直接关系已给出。当设计输出电容时，对照限流阈值考虑电感峰值电流将很有帮助。对于相同的输出条件，通过增加软启动时间或转换器开关频率可以降低输出浪涌电流。

使用ADI公司的ADP5070/ADP5071/[ADP5073](#)/[ADP5074](#)/[ADP5075](#)系列单芯片开关稳压器设计DC-DC开关转换器时，本文可作为参考资料。

## 参考文献

R.B.Erickson和D.Maksimovic。《电源电子基础》，第二版。Springer，2001年。

Gustav Kirchhoff。“基尔霍夫电流定律”。电子教程。

Aldrick S. Limjoco。[应用笔记AN-1144 “测量开关稳压器的输出纹波和开关瞬变”](#)。ADI公司，2013年1月。

Kevin Tompsett。“设计开关电源中使用的二级输出滤波器”。ADI公司，2016年2月。

Fil Paulo S. Balat [fil.balat@analog.com]担任ADI应用工程师，负责电源管理、DC-DC产品，拥有17年的开关电源设计经验。他丰富的经验还涉及用于移动电话充电器的反激式准谐振交流直流转换器。Fil毕业于菲律宾卡加延德奥罗泽维尔大学，获电子工程学士学位。



Fil Paulo Balat

Jeferson Eco [jeferson.eco@analog.com]于2011年加入ADI菲律宾公司，目前担任应用开发工程师一职。他毕业于菲律宾纳加市卡马里内斯苏尔职业技术学院，获得电子工程学士学位。



Jeferson Eco

该作者的其他文章：  
[铁氧体磁珠揭秘](#)  
第50卷，第1期

James Jasper Macasaet [james.macasaet@analog.com]于2013年4月毕业于菲律宾马尼拉圣托马斯大学，获电子工程学士学位，目前在利默里克大学继续攻读工程硕士学位。他目前担任ADI公司菲律宾马尼拉地区系统应用开发工程师，专注于通过一系列混合信号产品(如DAC和ADC)对ADI高性能电源管理产品进行特性分析。他曾就单电源系统中的双电源精密DAC供电问题与他人合作撰写过应用笔记。



James Macasaet

# 基于MUSIC的算法利用腕上光电容积脉搏波(PPG)信号提供按需心率估算

作者：Feroohar Feroozan

分享至    

想象未来几十年后的世界，您的孙子们可能不知道医院这个词，所有健康信息都是通过传感器远程记录和监测。想象您的家里配备了不同的传感器来测量空气质量、温度、噪声、光照和气压，并且根据您的个人健康信息，系统调整相关环境参数以优化您的家居环境。在实现美好未来的道路上，ADI公司处于一个独特的有利位置，通过提供相互补充的传感器、软件和算法来增加其在数字健康市场的份额。

心率(HR)监测是许多现有可穿戴产品和临床设备的关键特性。这些设备一般测量光电容积脉搏波(PPG)信号，为获得该信号，须利用LED照射人体皮肤，然后用光电二极管测量血流引起的反射光强度变化。PPG信号形态与动脉血压(ABP)波形相似，这使得该信号成为受科学界欢迎的非侵入性心率监测工具。PPG信号的周期性性与心脏节律相对应。因此，可以根据PPG信号估算心率。然而，受血液灌

流不良、环境光线以及最重要的运动伪像(MA)的影响，心率估算性能会降低。业界已提出许多信号处理技术来消除MA噪声，包括ADI公司的运动抑制和频率跟踪算法，通过使用一个靠近PPG传感器放置的三轴加速度传感器来实现。当没有运动时，最好能有一个按需算法来向跟踪算法提供快速且更精确的心率估算。本文改造了多信号分类(MUSIC)频率估计算法，以利用ADI医疗健康手表平台，根据手腕上的PPG信号实现高精度按需心率估算，图1所示为其框图。该图的细节将在后面的内容中说明。

## ADI医疗健康手表提供的PPG信号概述

当LED发光时，血液和组织会吸收不同数量的光子，导致光电检测器检测到不同的结果。光电检测器测量血液脉动的变化并输出一个电流，该电流随后经放大和滤波以供进一步分析。

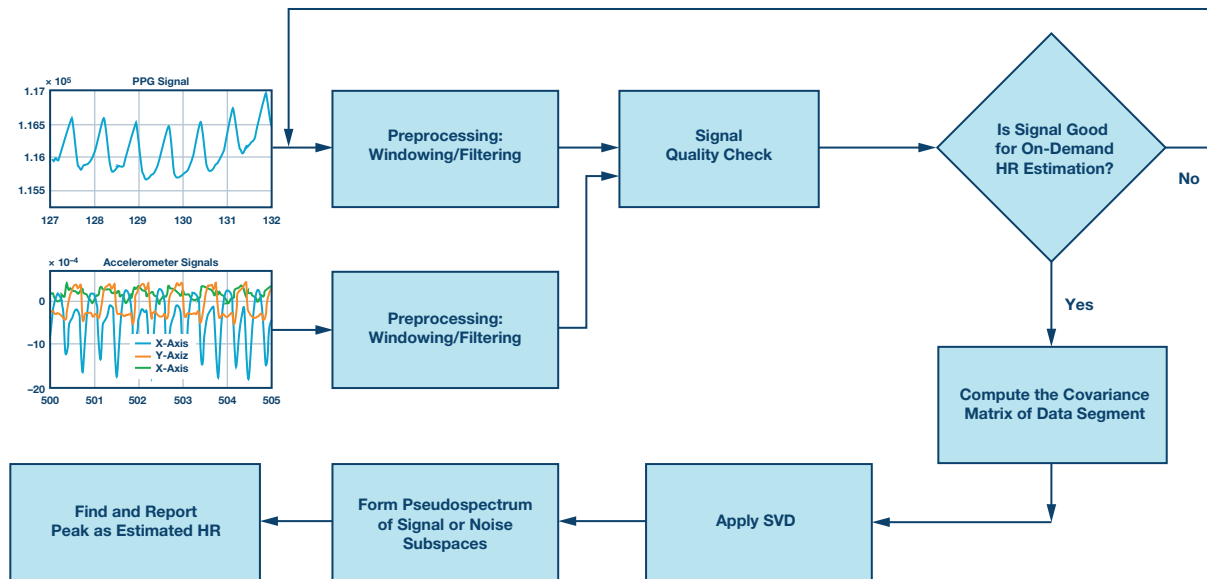


图1. 利用腕上PPG信号的基于MUSIC的按需心率估计算法。

图2a显示了一个由交流(ac)和直流(dc)分量组成的一般PPG信号。PPG波形的直流分量检测组织、骨骼和肌肉反射的光信号,以及动脉和静脉血液的平均血容量。交流分量则表示心动周期的收缩期和舒张期之间发生的血容量变化,交流分量的基频取决于心率。图2b是来自ADPD107手表的PPG信号,这在之前的《模拟对话》文章中已介绍过。ADI多感知手表的目标是测量人体手腕上的多项生命体征。ADI手表有PPG、心电图(ECG)、皮肤电活动(EDA)、加速度(ACC)和温度传感器。本文仅关注PPG和ACC传感器。

现在我们仔细看看PPG和ABP波形的相似之处。ABP波形是由于左心室射出血液造成的。主压力沿全身血管网流动并到达多个部位,动脉阻力和顺应性的显著变化引起反射。第一个部位是胸主动脉和腹主动脉之间的接合处,其引起第一次反射,通常称为收缩晚期波。第二个反射部位是腹主动脉和髂总动脉之间的接合处。主波被再次反射回来,产生一个很小的下降,称为重搏切迹,这可以在第一次和第二次反射之间观察到。还有其他较小的反射,这些反射在PPG信号中被平滑掉<sup>2</sup>。本文的重点是心率估计,其仅取决于PPG信号的周期性,此算法不考虑PPG的确切形态。

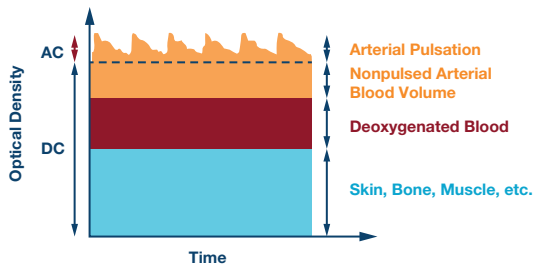


图2a. 含交流和直流部分的典型PPG信号

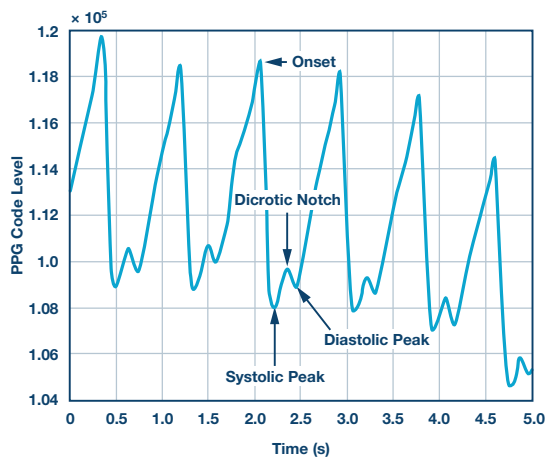


图2b. ADI医疗保健手表PPG信号

## PPG信号预处理

PPG信号易受周边组织的不良血液灌注和运动伪像的影响是众所周知的<sup>1</sup>。为将这些因素的影响降至最小,以免干扰随后的PPG分析和心率估计,须有一个预处理阶段。需要一个带通滤波器来消除PPG信号的高频成分(如电源)和低频成分(如毛细血管密度和静脉血容量的变化、温度变化等等)。图3a显示了滤波之后的PPG信号。使用一组信号质量指标来找到适合于按需算法的PPG信号第一个窗口。第一次检查涉及ACC数据和PPG信号,以确定是否能检测到一段无运动的数据,然后衡量其他信号质量指标。如果三个方向上存在高于ACC数据绝对值的特定阈值的运动,则按需算法会拒绝根据这样的数据窗口进行估计。下一信号质量检查是基于数据段特征的某种自相关。图3b显示了经滤波的PPG信号的一个自相关例子。可接受信号段的自相关表现出如下特性:具有至少一个局部峰值,并且对应于最高可能心率的峰值不超过某一数量;局部峰值从高到低递减,间隔时间递增;以及其他一些特性。仅计算与有意义的心率(位于30 bpm到220 bpm范围内)相对应的间隔时间的自相关。

当有足够的数据段连续通过质量检查时,算法的第二阶段就会使用基于MUSIC的算法算出准确的心率。

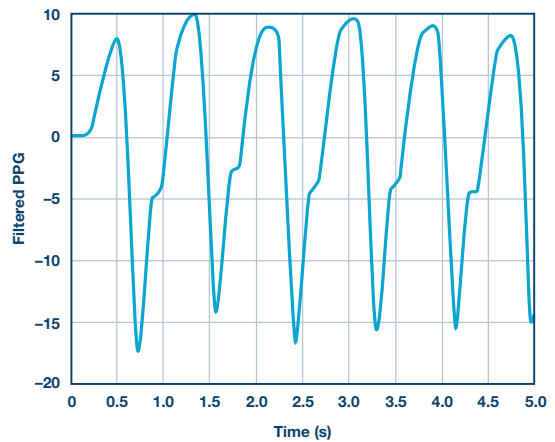


图3a. 经过带通滤波的图1b中PPG信号

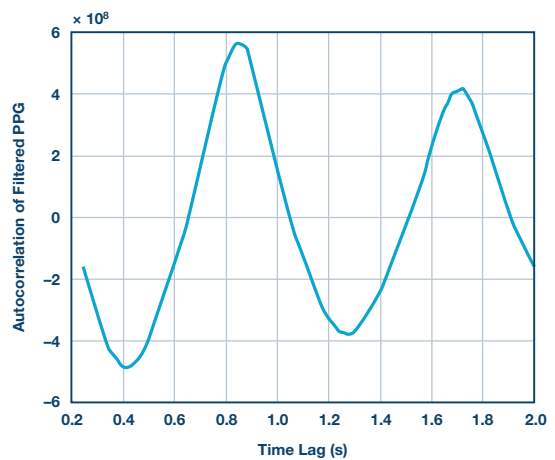


图3b. 图2a中信号图的自相关

## 基于MUSIC的按需心率估计算法

MUSIC是一种基于子空间的方法，使用谐波信号模型，可以高精度地估算频率<sup>3</sup>。对于受到噪声破坏的PPG信号，傅立叶变换(FT)可能表现不佳，因为我们需要的是高分辨率心率估计算法。此外，FT将时域噪声均匀分布到整个频域中，限制了估算的确定性。使用FT很难在较大峰值附近观察到较小峰值<sup>4</sup>。因此，在本研究中，我们使用基于MUSIC的算法进行心率的频率估计。MUSIC背后的关键思想是噪声子空间与信号子空间正交，所以噪声子空间的零点会指示信号频率。下面的步骤是这种心率估计算法的总结：

- ▶ 从数据中删除平均和线性趋势
- ▶ 计算数据的协方差矩阵
- ▶ 对协方差矩阵应用奇异值分解(SVD)
- ▶ 计算信号子空间阶数
- ▶ 形成信号或噪声子空间的伪谱
- ▶ 找出MUSIC伪谱的峰值作为心率估计值

MUSIC必须应用奇异值分解，并且必须在整个频率范围内搜索频谱峰值。我们来看一些数学算式，以使上述步骤更清晰。假设经滤波的PPG信号有一个长度为 $m$ 的窗口，表示为 $x_m$ 且 $m \leq L$ (其中 $L$ 为给定窗口中经滤波PPG信号的总样本数)。那么，第一步是形成样本协方差矩阵，如下所示：

$$\hat{R} = \frac{1}{L-M} \sum_{m=1}^M x_m x_m^T$$

然后对样本协方差矩阵应用SVD，如下所示：

$$\hat{R} = U \Lambda V = U_s \Lambda U_s^T + U_n \Lambda U_n^T$$

其中， $U$ 为协方差矩阵的左特征向量， $\Lambda$ 为特征值的对角矩阵， $V$ 为右特征向量。下标 $s$ 和 $n$ 分别代表信号和噪声子空间。正如之前提到的，使用信号已经通过信号质量检查阶段的先备知识，对基于MUSIC的算法进行修改以用于心率估计，因此预处理步骤之后，信号中唯一存在的频率成分是心率频率。接下来形成信号和噪声子空间，假设模型阶数只包含一个单音，如下所示：

$$U_s = U(1:p, :); U_n = U(p+1:end, :)$$

其中 $p = 2$ 为模型数。仅考虑有意义心率限值内的频率。这会大大减少计算量，使嵌入式算法的实时实现成为可能。搜索频率向量定义为：

$$a(k) = [1, e^{-1 \times \frac{2\pi j(k-1)}{L}}, e^{-2 \times \frac{2\pi j(k-1)}{L}}, e^{-3 \times \frac{2\pi j(k-1)}{L}}, \dots, e^{-(m-1) \times \frac{2\pi j(k-1)}{L}}]^T$$

其中， $k$ 为心率目标频率范围内的频点， $L$ 为 $x_m(t)$ 中数据的窗口长度。然后，下面的伪谱使用噪声子空间特征向量找出MUSIC的峰值，如下所示。

$$\Phi(k) = \frac{1}{a^H U_n U_n^H a}$$

这里使用伪谱一词，是因为它表明所研究信号中存在正弦分量，但它不是一个真正的功率谱密度。图4显示了基于MUSIC的算法处理5秒数据窗口得到的示例结果，在1.96 Hz处有一个很陡的峰值，换算为心率是117.6 bpm。

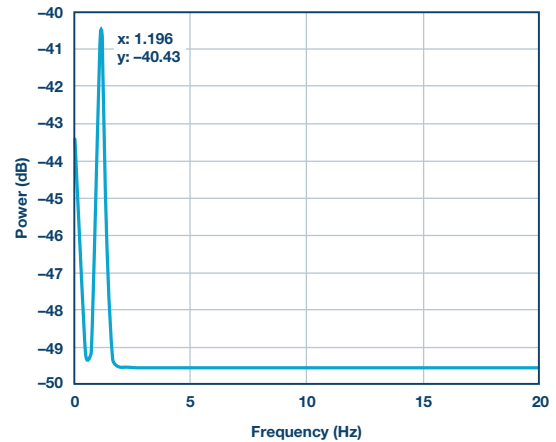


图4. 使用PPG数据的基于MUSIC估计的一个示例

## 基于MUSIC的按需心率估计算法的结果

我们已经在包含1289个测试案例(data1)的数据集上测试了该算法的性能，并且在数据开始时，测试对象被要求静止。表1给出了基于MUSIC算法的结果，并指出估计的心率是否在参考(ECG)的2 bpm和5 bpm精度范围内，以及估计时间的第50百分位数(中值)和第75百分位数。表1中的第二行显示了对于一个包含298个测试案例(data2)的数据集，存在周期性运动(如步行、慢跑、跑步)时该算法的性能。通过检测运动，如果任一数据被视为不可靠而遭到拒绝，或者是认为不受运动影响而精确估算得到心率，则认为该算法是成功的。在内存使用方面，假设缓冲区大小为500(即100 Hz时为5秒)，对于目标频率范围(30 bpm至220 bpm)，所需总内存约为3.4 kB，每次调用花费2.83周期。

表1. 基于MUSIC的按需心率估计算法的性能数值

指标	2 bpm精度	5 bpm精度	第50百分位数	第75百分位数
精度(data1)	93.7%	95.2%	5.00 sec	5.00 秒
精度(data2)	93.4%	94.1%	5.00 sec	5.00 秒



## 结语

基于MUSIC的按需算法是ADI公司医疗保健业务部门生命体征监测小组提出的众多算法之一。在我们医疗健康手表中使用的按需算法与这里讨论的基于MUSIC的方法不同，前者的计算成本较低。ADI公司为传感器(嵌入式)和边缘节点提供软件和算法功能，使其从数据中获取有价值的信息，仅将最重要的数据发送到云端，让我们的客户和合作伙伴可以在本地做出决策。我们选择应用的标准是，其成果对于我们的客户来说非常重要，并且我们拥有独特的测量专业技术。本文只是对ADI公司研发的算法的简单介绍。凭借我们在传感器设计方面的现有专业知识，以及我们在生物医学算法开发(包括嵌入式和云计算)方面的努力，ADI公司将拥有独特的优势来为全球医疗健康市场提供最先进的算法和软件。

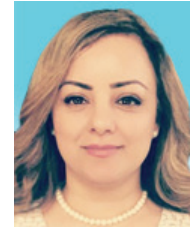
## 参考文献

- <sup>1</sup> Tamura, Toshiyo Tamura, Yuka Maeda, Masaki Sekine和Masaki Yoshida。 “可穿戴光电容积脉搏波传感器——过去和现在” 。 *Electronics* , 第3卷第2期, 2014年。
- <sup>2</sup> R. Couceiro, P. Carvalho, R.P.Paiya, J. Henriques, I. Quintal, M. Antunes, J. Muehlsteff, C. Eickholt, C. Brinkmeyer, M. Kelm和C. Meyer。 “根据手指光电血管容积图的多高斯拟合评估心血管功能” 。 *Physiological Measurement* , 第36卷第9期, 2015年。
- <sup>3</sup> Petre Stoica和Randolph L. Moses。 *信号频谱分析*。 Pearson Prentice Hall, 2005年。
- <sup>4</sup> Steven W. Smith。 *面向科学家和工程师的数字信号处理指南*。 California Technical Publishing, 1997年。

## 致谢

作者感谢ADI公司的Sefa Demirtas、Bob Adams和Tony Aki对此算法的开发所提供的帮助和宝贵意见。

Foroohar Foroozan [foroohar.foroozan@analog.com]是信号处理科学家。Foroohar于2015年8月加入ADI公司，领导医疗健康业务部面向生命体征和家用监测系统的多伦多算法团队。同时，她就护理点超声成像系统与ADI成像团队展开合作。加入ADI之前，她担任加拿大Geotech Ltd.的研发科学家，致力于新一代机载电磁地球物理测量系统的智能滤波。她是Sunnybrook Research Institute博士后，在2012年至2013年期间致力于脑血管病图的3D、超高分辨率超声成像，正在申请PCT专利。她于2011年获得加拿大多伦多约克大学-拉松德工学院计算机科学博士学位。她对生物医学系统中的信号处理和算法感兴趣，主要致力于生命体征系统和生物医学成像。她是安大略省专业工程师协会(P.Eng)成员和IEEE高级成员。



Foroohar Foroozan

# 低EMI/EMC开关转换器简化ADAS设计

作者：Tony Armstrong

分享至    

## 背景知识

ADAS是高级驾驶员辅助系统的英文缩写，它在当今许多新型汽车和卡车中很常见。此类系统通常有助于安全驾驶；当检测到周围物体(例如不遵守交通规则的行为人、骑车人，甚至有其他车辆位于不安全的行驶轨迹上)构成风险时，系统可以向驾驶员提供警报！此外，这些系统通常提供自适应巡航控制、盲点检测、车道偏离警告、驾驶员困倦监控、自动制动、牵引控制和夜视等动态特性。因此，消费者对安全性日益增强的重视、对驾驶舒适性的要求以及政府安全法规的不断增加，是未来十年后半时期汽车ADAS的主要增长动力。

这种增长对行业来说并不是没有挑战，包括价格压力、通货膨胀、复杂性和系统测试的困难性。此外，欧洲汽车行业是最具创新性的汽车市场之一，这点不足为奇，ADAS的市场渗透率和客户接受度均有重大突破。不过，美国和日本汽车制造商也不甘落后。最终目标是实现无需人类在方向盘后面干预的自动驾驶！

## 系统难题

一般来说，ADAS集成了一些微处理器来收集车内众多传感器提供的所有输入，然后进行处理，以便可以将其方便易懂地呈现给驾驶员。此外，这些系统通常由车辆主电池直接供电，其标称电压为9 V至18 V，但由于系统内部的电压瞬变，电压可能高达42 V，而在冷启动期间，电压可能低至3.4 V。因此，这些系统中的任何DC-DC转换器都必须至少能够处理3.4 V至42 V的宽输入电压范围。另外，许多双电池系统(例如卡车中常见的双电池系统)需要更宽的输入范围，上限推高至65 V。因此，一些ADAS制造商将其系统设计为覆盖3.4 V至65 V的输入范围，使其可用于汽车或卡车中，同时在制造过程中获得规模经济的好处。

大部分ADAS使用5 V和3.3 V电源轨为其各种模拟和数字IC器件供电。相应地，此类系统的制造商更喜欢使用单个转换器来同时解决单电瓶和双电瓶配置。此外，该系统通常安装在车辆空间中散热均受限制的部分中，这会给予用于散热目的的散热器带来限制。虽然采用高压DC-DC转换器直接从电池产生5 V和3.3 V电源轨是司空见惯的，但在如今的ADAS中，开关稳压器也必须达到2 MHz或更高的开关频率，而非以前的500 kHz以下开关频率。这一变化背后的关键驱动力是需要更小尺寸的解决方案，同时也要保持在AM频段之上，以避免任何潜在的干扰。

另外，好像设计人员的任务还不够复杂一样，他们还必须确保ADAS符合车内各种抗噪标准。在汽车环境中，开关稳压器正在取代那些重视低发热和高效率的区域中的线性稳压器。而且，开关稳压器通常是输入电源总线上的第一个有源部件，因此对整个转换器电路的EMI性能有着重要影响。

EMI发射有两类：传导和辐射。传导发射位于连接到产品的电线和走线上。由于该噪声局限于设计中的特定端子或连接器，因此在开发过程中借助良好的布局或滤波器设计，通常可以相对容易地保证符合传导辐射要求。

不过，辐射发射完全是另一回事。电路板上任何承载电流的东西都会辐射电磁场。电路板上的每一条走线都是一根天线，每个铜层都是一个谐振器。除了纯正弦波或直流电压以外，任何其他东西都会在整个信号频谱上产生噪声。即使精心设计，在系统进行测试之前，电源设计人员也并不真正知道辐射发射会有多糟糕——而辐射发射测试只有在设计基本完成之后才能正式进行。

常常使用滤波器来衰减特定频率或一定频率范围的信号强度，从而降低EMI。通过空间传播(辐射)的这部分能量可通过添加金属和磁屏蔽来衰减。位于PCB走线(传导)的能量部分可通过添加铁氧体

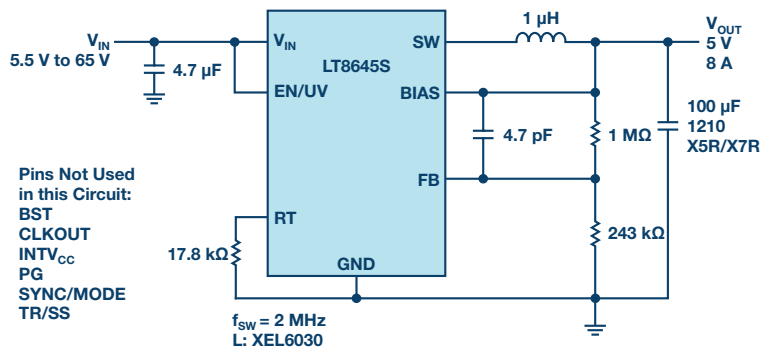


图1. 提供5 V、8 A、2 MHz输出的LT8645S原理图

磁珠和其他滤波器来抑制。EMI无法消除，但可以衰减到其他通信和数字器件能够接受的水平。此外，多家监管机构通过实施相关标准来确保产品合规。

现代输入滤波器采用表面安装技术拥有比通孔器件更好的性能。但是，这种改善跟不上开关稳压器工作频率增加的步伐。更高的效率、较短的开关时间和更快的开关跃迁，导致谐波含量更高。所有其他参数(如开关容量和转换时间)保持不变时，开关频率每增加一倍，EMI就会恶化6 dB。如果开关频率增加10倍，宽带EMI就会像辐射增加20 dB的一阶高通滤波器一样。

有经验的PCB设计人员会将热环路变小，并让屏蔽接地层尽可能靠近有源层。尽管如此，器件引脚排列、封装结构、散热设计要求以及在去耦元件中储存充足能量所需的封装尺寸，都要求某一最小尺寸的热环路。更复杂的是，在典型平面印刷电路板中，走线之间高于30 MHz的磁性或变压器式耦合会削弱所有滤波器的作用，因为谐波频率越高，不良磁耦合就越显著。

### 低EMI辐射的高电压DC-DC转换器

鉴于上文所述的应用限制，ADI公司Power by Linear™部门开发出LT8645S——一款支持高输入电压、单芯片、低EMI辐射的同步降压转换器。其输入电压范围为3.4 V至65 V，因而既适合汽车应用，也适合卡车应用，包括ADAS，后者必须胜任冷启动和启停场景下的调

节，最低输入电压低至3.4V，电源切断瞬变超过60V。如图1所示，该器件采用单通道设计，提供5V、8A输出。开关频率为2 MHz时，其同步整流拓扑可实现高达94%的效率，而在空载待机条件下，突发工作模式(Burst Mode®)保持静态电流低于2.5 μA，因此非常适合始终开启的系统使用。

LT8645S的开关频率可以在200 kHz到2.2 MHz范围内进行编程，并且在整个频率范围内都支持同步。其独特的Silent Switcher® 2架构集成了内部输入电容以及内部BST和INTV<sub>CC</sub>电容，以缩小解决方案尺寸。结合严格受控的开关边沿和集成接地层的内部结构，并用铜柱代替键合线，LT8645S的设计大大降低了EMI辐射。此外，其Silent Switcher 2设计还能在任何印刷电路板(PCB，包括2层PCB)上提供鲁棒的EMI性能。而且，与其他类似转换器相比，它对PCB布局的敏感度要低得多。这是因为，LT8645S的内部双路输入、BST和INTV<sub>CC</sub>电容将热环路面积减至最小，使性能达到新的水平。它仍然需要两个外部输入电容，但不再严格要求把这些电容放在尽可能靠近输入引脚的位置。结合内部电容(其使热环路面积最小)，BT衬底的集成接地层使EMI性能显著提高(见图2)。多层BT衬底还使I/O引脚能够使用与QFN封装完全相同的图案，同时支持实现大型接地焊盘。这种层压式QFN(LQFN)封装比标准QFN更柔韧且更灵活，其焊点可靠性在板级温度循环期间表现出好得多的性能，使得客户在以前只能使用含铅器件的情况下可以使用LQFN。

在整个负载范围内，LT8645S可以轻松符合汽车CISPR25、Class 5 峰值EMI限制。还可以使用扩频频率调制进一步降低EMI水平(图2)。LT8645S内置高效率顶部和底部功率开关，并将必要的升压二极管、振荡器以及控制和逻辑电路集成到单个芯片中。低纹波突发工作模式可在低输出电流下保持高效率，同时使输出纹波低于10 mV p-p。最后，LT8645S采用小尺寸散热增强型4 mm×6 mm、32引脚LQFN封装。

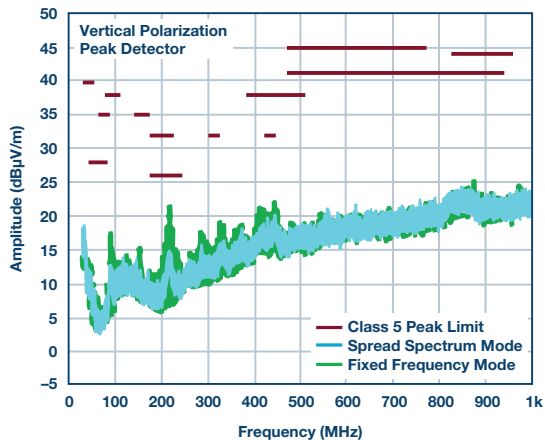


图2. LT8645S辐射EMI性能图

## 结论

ADAS在汽车和卡车市场中的推广不会很快结束。同样清楚的是，找到合适的功率转换器件以满足所有必要的性能指标，从而不干扰ADAS，不是一项简单的任务。幸运的是，此类汽车系统的设计人员现在可以获得ADI公司Silent Switcher 2 DC-DC转换器提供的强大性能和能力。这些器件不仅大大简化了电源设计人员的工作，同时还提供其所需要全部性能，而不要求复杂的布局或设计技术。

Tony Armstrong [tony.armstrong@analog.com]是电源产品营销总监，于2000年5月加入公司。他负责电源转换和管理产品方面从概念到停产的所有事情。加入ADI公司之前，Tony在Siliconix Inc.、Semtech Corp.、Fairchild Semiconductors和Intel Corp.欧洲公司担任过营销、销售和运营方面的不同职位。他于1981年毕业于英格兰曼彻斯特大学，获得应用数学(荣誉)学士学位。



Tony Armstrong

该作者的其他文章：

即使电池单元老化，也能最大化汽车电池包的运行时间

第51卷，第4期

# 非常见问题解答——第149期：利用中间电压提高功率转换效率

作者：Frederik Dostal

分享至    

## 问：

如何提高高电压输入、低电压输出的电源转换器的效率？



## 答：

对于需要从高输入电压转换到极低输出电压的应用，有不同的解决方案。一个有趣的例子是从48V转换到3.3V。这样的规格不仅在信息技术市场的服务器应用中很常见，在电信应用中同样常见。

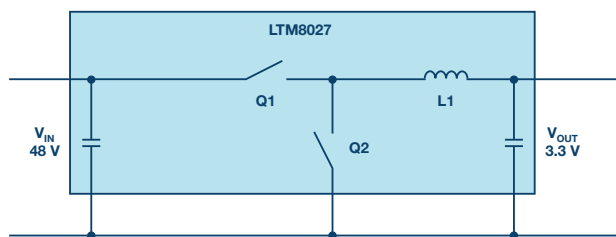


图1. 通过单一转换步骤将电压从48 V降至3.3 V。

如果将一个降压转换器(降压器)用于此单一转换步骤，如图1所示，会出现小占空比的问题。占空比反映导通时间(当主开关导通时)和断开时间(当主开关断开时)之间的关系。降压转换器的占空比由以下公式定义：

$$Duty\ Cycle = \frac{Output\ Voltage}{Input\ Voltage}$$

当输入电压为48 V而输出电压为3.3 V时，占空比约为7%。

这意味着在1 MHz(每个开关周期为1000 ns)的开关频率下，Q1开关的导通时间仅有70 ns。然后，Q1开关断开930 ns，Q2导通。对于这样的电路，必须选择允许最小导通时间为70 ns或更短的开关稳压器。如果选择这样一种器件，又会有另一个挑战。通常，当以非常小的占空比运行时，降压调节器的高功率转换效率会降低。这是因为可用来在电感中存储能量的时间非常短。电感器需要在较长的关断时间内供电。这通常会导致电路中的峰值电流非常高。为了降低这些电流，L1的电感需要相对较大。这是由于在导通时间内，一个大电压差会施加于图1中的L1两端。

在这个例子中，导通时间内电感两端的电压约为44.7 V，开关节点一侧的电压为48 V，输出端电压为3.3 V。电感电流通过以下公式计算：

$$i_L = \frac{1}{L} \int u_L dt$$

如果电感两端有高电压，则固定电感中的电流会在固定时间内上升。为了减小电感峰值电流，需要选择较高的电感值。然而，更高的电感值会增加功率损耗。在这些电压条件下，ADI公司的高效率LTM8027  $\mu$ Module<sup>®</sup>稳压器在4 A输出电流时仅实现80%的功率效率。

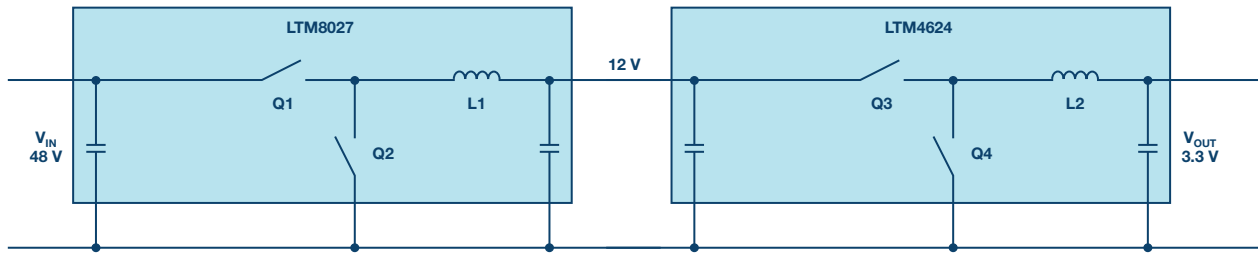


图2. 电压分两步从48 V降至3.3 V, 包括一个12 V中间电压。

目前, 非常常见且更高效的提高功率效率的电路解决方案是产生一个中间电压。图2显示了一个使用两个高效率降压调节器的级联设置。第一步是将48 V电压转换为12 V, 然后在第二转换步骤中将该电压转换为3.3 V。当从48 V降至12 V时, LTM8027  $\mu$ Module稳压器的总转换效率超过92%。第二转换步骤利用LTM4624将12 V降至3.3V, 转换效率为90%。这种方案的总功率转换效率为83%, 比图1中的直接转换效率高3%。

这可能相当令人惊讶, 因为3.3 V输出上的所有功率都需要通过两个独立的开关稳压器电路。图1所示电路的效率较低, 原因是占空比较短, 导致电感峰值电流较高。

比较单步降压架构与中间总线架构时, 除功率效率外, 还有很多其他方面需要考虑。但是, 本文只打算讨论功率源转换效率的重要方面。这个基本问题的另一种解决方案是采用新型混合降压控制器LTC7821。它将电荷泵动作与降压调节结合在一起。这使得占空比达到 $2 \times V_{IN}/V_{OUT}$ , 因此可以在非常高的功率转换效率下实现非常高的降压比。

中间电压的产生对于提高特定电源的总转换效率可能相当有用。为了提高图1中极小占空比下的转换效率, 业界进行了大量开发工作。例如, 可以使用非常快速的GaN开关来降低开关损耗, 从而提高功率转换效率。然而, 这种解决方案的成本目前还高于级联解决方案(例如图2所示)。

Frederik Dostal [frederik.dostal@analog.com]就读于德国爱尔兰根大学微电子学专业。他于2001年加入电源管理业务部门, 曾担任各种应用工程师职位, 并在亚利桑那州凤凰城工作了4年, 负责开关模式电源。Frederik于2009年加入ADI公司, 担任欧洲分公司的电源管理技术专家。



Frederik Dostal

Also by this Author:  
[Synchronous Rectification on the Secondary Side](#)  
 Volume 51, Number 4

# 如何用加速度计提高倾角测量精度

作者：Allen Fan

分享至    

## 倾角测量的典型应用

本文旨在探讨如何用组合器件一类的加速度计提高倾角测量的精度。在乘用车上，电动驻车制动器(EPB)被用于使汽车在平坦的分级道路上保持静止。这是通过用一个单轴或双轴加速度计测量倾角来实现的。一般做法是将一个X轴/Y轴或Z轴低 $g$ 加速度计装在EPB控制单元中一个专门的模块中。现在，越来越多的汽车配有ESC(电子稳定控制)功能，在单个芯片中集成了组合式低 $g$ 加速度计和陀螺仪。这样做是为了防止汽车侧滑和翻车；如今，ESC功能已经成为世界各国或地区法律的强制要求。如果通过组合器件(单芯片、组合式加速度计和陀螺仪)实现倾角测量，则不必在车上安装一个独立的EPB模块，结果可以大幅降低汽车的成本。由于组合器件通常用于ESC，所以并未针对倾角检测优化，并且通过组合器件测量倾角时，测量精度有时无法达到要求。由于组合器件是XY轴或XYZ轴，所以通常用X轴进行倾角测量，EPB模块中的部分传统型低- $g$ 加速度计使用的是Z轴，因为它是垂直安装在发动机舱里的。检测轴应该与重力垂直，才能取得更高的精度——我们稍后会讨论这一点。

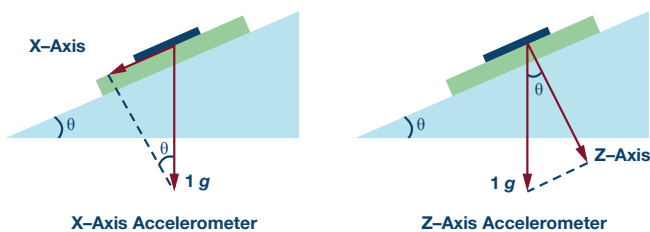


图1. X轴和Z轴加速度计的安装示意图。

对于汽车中的倾角测量，评估精度是非常重要的。不妨想像，您的车停在绝对平坦的地面，因此，加速度计计算的倾角应该是 $0^\circ$ 。如果您的车停在斜坡上，就应该精确地检测出倾角，以便正确地激活刹车系统。

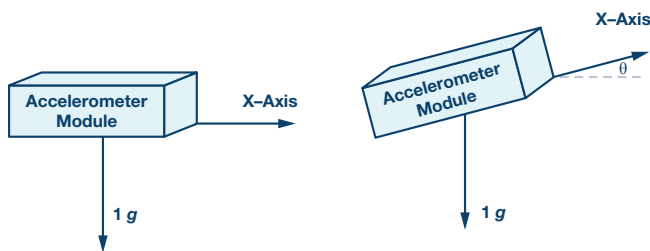


图2. X轴检测倾角测量示意图。

$$A_{OUT} = 1g \times \sin \theta$$

因此

$$\theta = \sin^{-1}(A_{OUT}/g)$$

其中：

$A_{OUT}$ 为加速度计的输出，单位为 $g$ 。

$\theta$ 为斜坡的倾角，单位为度。

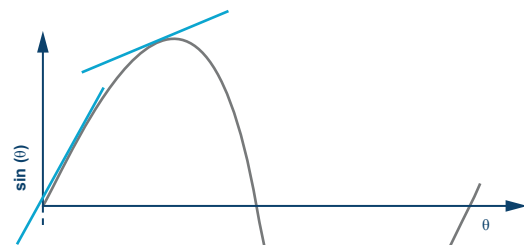


图3.  $\sin \theta$ 对 $\theta$ 随 $\theta$ 增大而下降的灵敏度。

由于 $\sin \theta$ 是一个非线性函数，所以， $A_{OUT}$ 与 $\theta$ 之间的关系是非线性的，在接近零时其线性度处于最佳状态，即其此时具有最佳的测量精度。随着 $\theta$ 的增大，测量精度下降。这正是检测轴应与重力垂直的原因，因为道路坡度将接近零。

对于汽车倾角测量，不必在全斜坡坡度的条件下考虑系统。现实世界中，道路上的绝大多数斜坡坡度不会超过 $30^\circ$ 。我们只需要分析在 $\pm 30^\circ$ 的范围内分析贡献因素的精度即可。

影响系统级测量精度的贡献因素有多个：

- ▶ 灵敏度误差和初始绝对失调
- ▶ 非线性度
- ▶ 与初始绝对失调的总失调变化
- ▶ 噪声

## 灵敏度误差和初始绝对失调

### 灵敏度误差

灵敏度是对输入-输出测得的传递函数的斜率，通常为+1 g和-1 g。灵敏度误差为器件间的灵敏度偏差。例如，有些加速度计的最大灵敏度为3%。

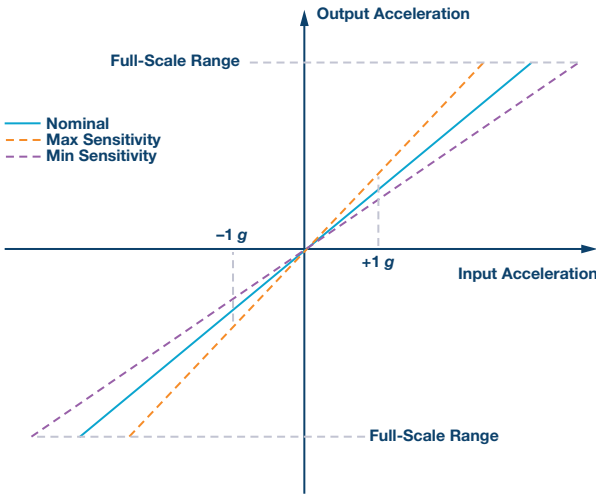


图4. 输入-输出加速度灵敏度误差。

### 初始绝对失调

范围内的失调约为25°C；例如，在模块制造完成后立即测量的值为25°C ± 5°C。初始绝对失调表示大量器件的实测偏移值的标准差。

### 两点校准

对于倾角测量应用，两个主要的误差来自失调误差和灵敏度误差。这两种误差会导致不可接受的检测结果，因此不得忽略。如果我们希望消除这些部分误差，则应对加速度输出进行校准。一般地，要对倾角测量的失调和灵敏度进行一次校准。若要考虑失调和灵敏度误差，则加速度计输入与输出的关系为：

$$A_{\text{输出}} = A_{\text{失调}} + \text{增益} \times A_{\text{实际}}$$

其中：

$A_{\text{输出}}$ 为失调误差，单位为g。

增益为加速度计的增益，理想值为1。

$A_{\text{实际}}$ 为施加于加速度计的实际加速度，单位为g。

有两种基本校准技术；其中一种是单点校准。这种校准的具体做法是在加速度计上施加一个0 g场，然后测量输出。这类校准只能用于校准失调误差，不能校准增益误差。然后，从实际输出值中减去0 g场里的输出结果，消除失调误差。这种校准方法非常简单，但精度不足，因为仍然存在灵敏度误差。另一种方法是1 g翻转校准，在+1 g和-1 g时采用两点校准，并在每个+1 g和-1 g场内按照以下公式测量加速度输出：

$$\begin{aligned} A_{+1g} &= A_{\text{失调}} + \text{增益} \times A_{\text{实际}} \\ A_{-1g} &= A_{\text{失调}} - \text{增益} \times A_{\text{实际}} \end{aligned}$$

其中，失调 $A_{\text{失调}}$ 的单位为g。

以这两点信息为基础，可以按照以下方法解出失调和增益：

$$A_{\text{失调}} = 0.5 \times (A_{+1g} + A_{-1g})$$

$$\text{增益} = 0.5 \times \frac{A_{+1g} - A_{-1g}}{2}$$

其中，+1 g和-1 g测量值、 $A_{+1g}$ 和 $A_{-1g}$ 均以g为单位。

经过这一次校准以后，可以用该等式计算实际加速度，每次都会消除失调误差和灵敏度误差。

$$A_{\text{ACTUAL}} = \frac{A_{\text{OUT}} - A_{\text{OFFSET}}}{\text{Gain}}$$

$A_{\text{ACTUAL}}$	$A_{\text{实际}}$
$A_{\text{OUT}} - A_{\text{OFFSET}}$	$A_{\text{输出}} - A_{\text{失调}}$
Gain	增益

其中， $A_{\text{失调}}$ 和 $A_{\text{输出}}$ 以g为单位。

### 非线性度

器件的非线性度为测得加速度( $A_{\text{MEA}}$ )与理想线性输出加速度( $A_{\text{FIT}}$ )之间的最大偏差。加速度测量数据集应包括加速度计的满量程范围。其测量方式为 $\text{Max}(|A_{\text{MEA}} - A_{\text{FIT}}|)$ 。

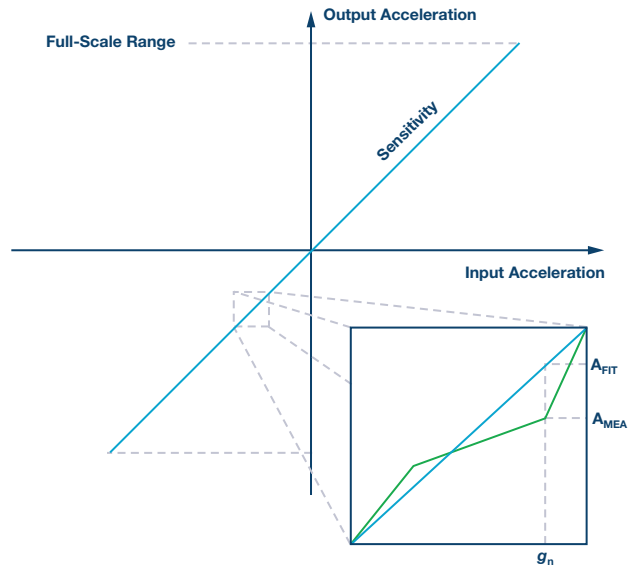


图5. 器件非线性度。

其中：

$A_{\text{MEA}}$ 为给定 $g_n$ 下的测得加速度。

$A_{\text{FIT}}$ 为给定 $g_n$ 下的预测加速度。

多数加速度计或组合器件在给定输入加速度计范围内均存在非线性——例如，30 mg ± 2 g的范围。对于倾角测量应用，输入坡道斜率在±30°以内，这意味着输出加速度范围在±500 mg(±1 g × sin 30°)以内，所以应重新评估该范围内的非线性度。由于非线性度在整个输入范围内是非线性的，所以，很难准确地量化评估这部分误差。然



而，由于该器件的数据手册通常都很保守，线性度为30 mg，输入范围为±2 g，用10 mg计算±500 mg范围内的误差更合理些。

### 与初始绝对失调的总失调变化

与初始绝对失调的总失调变化为温度、应力和老化效应导致的失调的最大偏差。该偏差是相对于给定器件的初始绝对失调进行测量的。这是精度总误差的主要贡献因素。

在温度、应力、老化等所有这些因素中，变化与温度在总失调变化中占比很大。一般地，变化与温度曲线是一种二阶曲线，通常为旋转抛物线。为了消除这部分误差，可以在系统级执行三点校准。对于给定器件，可按下列步骤校准输出失调随温度的变化值。

#### 第1步：

使器件的输出响应以某个 $\Delta N_0$ 值偏移。温度校准流程的第一步是消除环境温度下的失调。

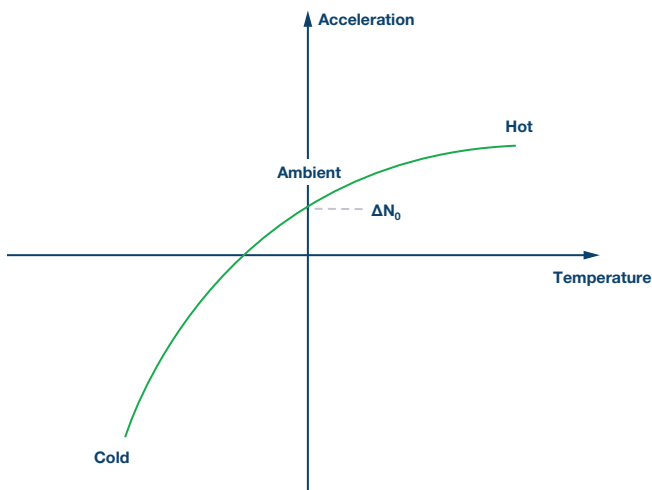


图6. 第1步：消除环境温度下的失调。

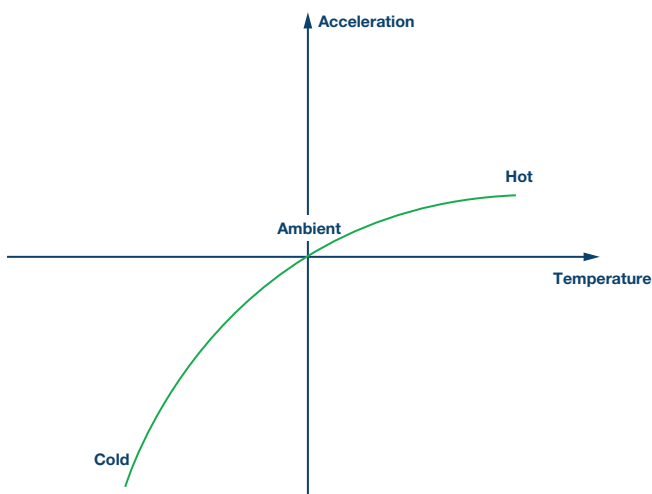


图7. 第2步：在消除环境温度下的失调之后。

#### 第2步：

接下来，在高温下测试器件，用获得的新信息生成失调校正线性公式。

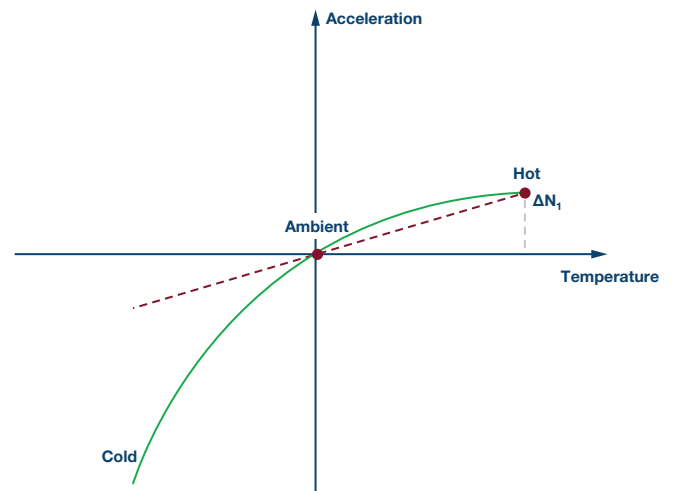


图8. 第3步：消除高温下的抛物线旋转分量。

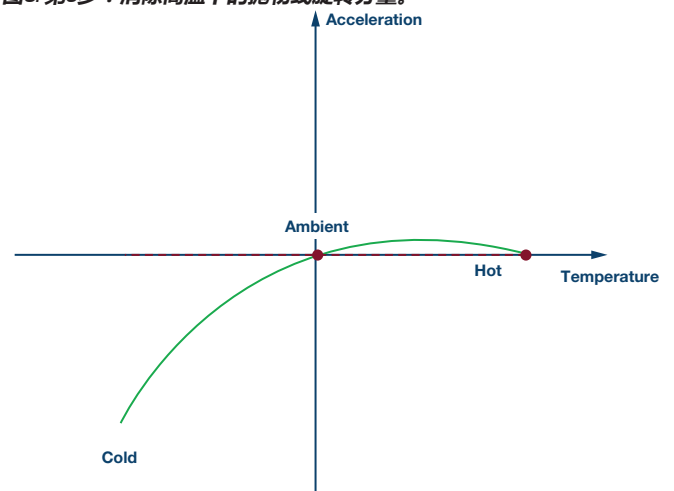


图9. 第4步：在消除高温下的抛物线旋转分量之后。

#### 第3步：

给现有公式添加一个二阶分量，校正失调剩余部分。设二阶曲线遵循以下公式：

$$A_{\text{温度}} = at^2 + bt + c$$

这是二阶抛物线公式，已经通过第1步和第2步消除了旋转分量。

在该公式中，该二阶抛物线有三个解：

$$(\text{温度}_{\text{低}}, \Delta N_2), (\text{温度}_{\text{环境}}, 0), (\text{温度}_{\text{高}}, 0)$$

然后，我们可以得到温度系数a、b、c。

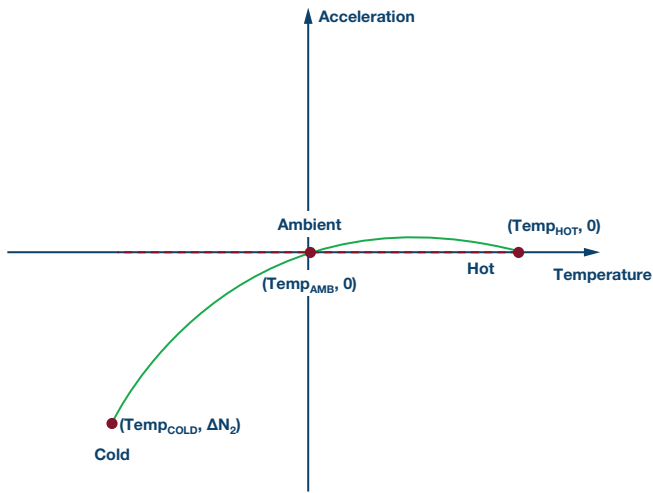


图10. 第5步：添加二阶分量，消除剩余失调。

有关 $\Delta N_0$ 、 $\Delta N_1$ 、 $\Delta N_2$ 、 $a$ 、 $b$ 、 $c$ 的所有温度系数信息应该存储在系统非易失性存储器中，同时需要一个板载温度传感器。系统会在每次上电后例行校准加速度计，确保消除失调随温度的变化值。

### 噪声

基于单个数据样本测量倾角不一定可靠。即使加速度计的噪声为零，倾角测量也是在汽车启动时测量的，所以，需要减小发动机、过往车辆或乘客在车上来回移动导致的任何振动。最好的办法是在不降至最低数据速率要求的条件下，在尽量长的时间内做数据平均。数据平均算法会减少rms噪声。

假如我们对噪声采样，结果可得到每个样本的方差

$$\text{Var}(z) = E[z^2] = \sigma^2$$

求一个随机变量的均值，获得以下方差，

$$\text{Var}\left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n z_i\right) = \frac{1}{n^2} \text{Var}\left(\sum_{i=1}^n z_i\right) = \frac{1}{n^2} \sum_{i=1}^n \text{Var}(z_i)$$

由于噪声方差保持于 $\sigma^2$ 不变，

$$N_{AVG} = \text{Var}\left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n z_i\right) = \frac{1}{n^2} n \sigma^2 = \frac{1}{n} \sigma^2$$

以上推导显示，对同一未校正噪声的 $n$ 次实现求均值可使噪声功率减少 $n$ 倍，并使rms噪声减少 $\sqrt{n}$ 。

由于随机噪声受高斯分布影响，所以，rms噪声等于高斯分布的标准差。 $6\sigma$ 以内的最小分布为97%。

例如，如果以1 kSPS的采样率对每100 ms的数据求均值，则最大rms噪声 = 0.4 mg，即是说如果以 $6\sigma$ 作为与平均值的距离，则此时的峰值噪声仅为2.4 mg。

用于与rms值相乘的因数取决于器件要执行的任务的统计需求。例如，如果选择6作为因数(峰峰值噪声为 $6 \times \text{RMS\_Noise}$ )，则算法在器件生命周期内要运行的次数会影响超过最差情况 $6 \times \text{RMS\_Noise}$ 的概率。可总结如下：

$$E = M \times r$$

$E$  为在生命周期内超过最差情况的预期次数， $M$  为生命周期内的运行次数， $r$  为超过最差情况的概率。基于此，我们可以通过乘以rms噪声评估出一个合理的因数。

### 小结

以ADI公司的ADXC1500/ADXC1501(组合式陀螺仪和2轴/3轴加速度计)为例，所有误差贡献项均列于表1中，包括校准和不校准两种情况。我们可以假设，总失调变化为二次曲线，并且其在温度范围内的变化占总失调变化的80%。另外，以6为因数乘以最大rms噪声。

一个陀螺仪和一个三轴加速度计的单芯片集成方案可以实现多种新型应用，尤其是在汽车安全系统和工业自动化应用领域。为了设计更加可靠、高精度的汽车安全系统，例如，稳定的电子控制系统(ESC)和侧翻检测系统，尽量减少系统误差至关重要。汽车中已安装这些传统型底盘控制系统，包括防抱死制动系统、牵引控制和偏航控制系统。

表1. 校准前后的误差贡献

误差贡献	校准前	校准后	校准方法
灵敏度误差	30 mg	0 mg	两点校准
初始绝对失调	15 mg	0 mg	两点校准
非线性度	10 mg ± 500 mg	10 mg ± 500 mg	无
总失调变化	50 mg	10 mg	三点校准
噪声	24 mg	2.4 mg	100×均值
总误差	129 mg	22.4 mg	
精度	7.4° (最差情况)	1.28° (最差情况)	单位：度

### 致谢

借此机会向我的两位同事Matthew Hazel和Brian Larivee致谢，感谢他们在我撰写本文的过程中为我提供了诸多启发。

Allen Fan [allen.fan@analog.com]是ADI公司中国汽车销售团队的一名现场应用工程师。负责雷达、IMU、动力系统和信息娱乐产品在中国的支持和推广工作。他毕业于山东大学，获得数学学士学位。



Allen Fan

# 解决模拟输入IEC系统保护问题

作者：David Forde

分享至    

## 简介

与系统模拟输入和输出节点交互作用的外置高压瞬变可能破坏系统中未采用充分保护措施集成电路(IC)。现代IC的模拟输入和输出引脚通常采用了高压静电放电(ESD)瞬变保护措施。人体模型(HBM)、机器模型(MM)和充电器件模型(CDM)是用来测量器件承受ESD事件的能力的器件级标准。这些测试旨在确保器件能承受器件制造和PCB装配流程中的静电压力，通常在受控环境中实施。

工作于恶劣电磁环境中的系统在输入或输出节点上需要承受高压瞬变——并且在从器件级标准转向系统级标准以实现高压瞬变鲁棒性时，传输到IC引脚的能量水平存在显著差异。因此，直接与这些系统输入/输出节点连接的IC也必须采用充分的保护措施，以承受系统级高压瞬变。如果在系统设计中未能及早考虑这种保护机制，结果可能导致系统保护不足、产品发布推迟、系统性能下降等问题。本文旨在描述如何保护敏感的模拟输入和输出节点，使其免受这些IEC标准瞬变的影响。

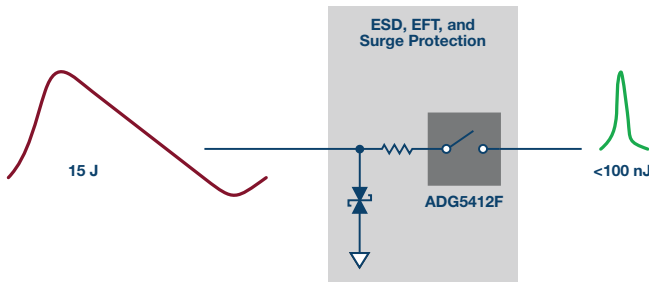


图1. 面向精密模拟输入的IEC系统保护。

## IEC 61000

IEC 61000是有关EMC鲁棒性的系统级标准。该标准中涉及高压瞬变的三个部分为IEC 61000-4-2、IEC 61000-4-4和IEC 61000-4-5。这些是针对静电放电(ESD)、电快速瞬变(EFT)和浪涌的系统级标准。这些标准定义了施加这些瞬变影响的情况下用于评估电子电气设备抗扰度的波形、测试方法和测试级别。

IEC 61000-4-2测试的主要目的是确定系统在运行过程中对系统外部的ESD事件的免疫能力——例如，如果系统输入/输出接触到带电人体、电缆、工具时。IEC 61000-4-2规定要使用两种耦合方法测试：接触放电和气隙放电。

IEC 61000-4-4 EFT测试涉及将快速的瞬变脉冲群耦合到信号线上，以表征与外部开关电路关联的瞬变干扰，这类电路能够以容性方式耦合至信号线。这种测试反映了开关触点抖动，或者因为感性或容性负载切换而产生的瞬变，而所有这些在工业环境中都很常见。

浪涌瞬变通常由开关操作造成的过压情况或雷击造成。开关瞬变的起因可能是电力系统切换、配电系统中的负载变化或各种系统故障(例如安装时与接地系统形成短路和电弧故障)。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。

## 瞬变电压抑制器

### TVS的基本参数：

瞬变电压抑制器(TVS)可以用于抑制电压浪涌。用于箝位高压瞬变，使大电流绕敏感电路。TVS的基本参数为：

- ▶ 工作峰值反向电压：低于该值时不会发生显著导电现象的电压
- ▶ 击穿电压：等于该值时会发生规定导电现象的电压
- ▶ 最大箝位电压：器件上传导规定的最大电流的最大电压

在系统输入或输出上使用TVS器件时要考虑多个因素。ESD或EFT事件会产生超快时间(1 ns至5 ns)的瞬变波形，在TVS器件箝位击穿电压之前，在系统输入上导致初始过冲电压。浪涌事件具有不同的瞬变波形，上升时间缓慢(1.2 μs)，脉冲持续时间长(50 μs)；并且在该事件下，将在击穿电压下开始箝位电压，但可能一直增大至TVS最大箝位电压。另外，TVS必须高于可能由接线错误、断电或用户错误导致的任何容许直流过压，以保护系统，使其免受该直流过压事件的影响。所有三种情况都有可能下游电路的输入上导致具有潜在破坏作用的过压。

## 模拟输入保护电路

为了全面保护系统输入/输出节点，必须对系统进行直流过压和高压瞬变保护。在系统输入节点用一个鲁棒的精密型过压保护(OVP)开关，加上TVS，可以保护灵敏的下游电路(例如，模数转换器或放大器输入/输出)，因为这样可以阻断过压、抑制未被TVS分流到地的剩余电流。

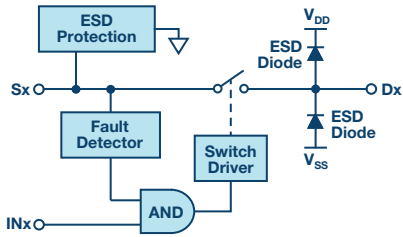


图2. OVP开关功能框图。

图2显示了一个典型过压保护开关的功能框图；注意，该开关的ESD保护二极管未以其输入节点上的电源电压为基准。相反，它有一个ESD保护单元，在超过器件最大承受电压时激活，使器件能承受并阻断超过其电源电压的电压。由于模拟系统通常只要求开关的外向引脚采用IEC保护，所以，ESD保护二极管依然保留在内向引脚上(标志为开关输出端或漏极端)。这些二极管能带来额外的好处，因为它们起到辅助保护器件的作用。在持续时间较短、上升时间快的高压瞬变(如ESD或EFT)过程中，由于瞬变电压会被箝位，所以电压不会到达下游电路。在持续时间较长、上升时间慢的高压瞬变(如浪涌)过程中，在开关过压保护功能被激活、开关断开、使故障完全与下游电路分离之前，内部保护二极管会箝位开关的输出电压。

图3显示了一个与外部接口的系统输入端的工作区域。最左边的区域(绿色)表示正常工作区间，输入电压位于电源电压范围以内。左起第二个区域(蓝色)表示输入端可能存在持续直流或长时间交流过压的范围，原因是断电、接线错误或短路。另外，图中最右侧(紫色)是过压开关内部ESD保护二极管的触发电压。选择的TVS击穿

电压(橙色)必须小于过压保护开关的最大承受电压并且大于任何已知的可能持续直流或长时间交流过压，以免无意中触发TVS。

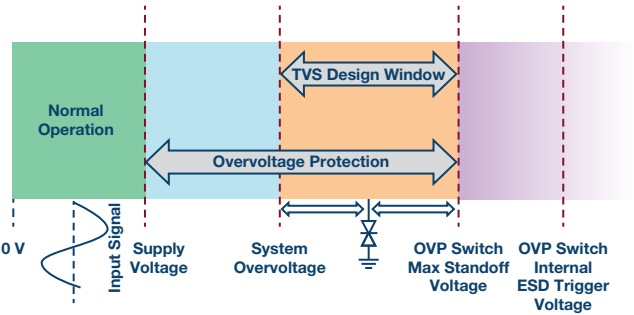


图3. 系统工作区域。

图4中的保护电路可以承受最高8 kV IEC ESD(接触放电)、16 kV IEC ESD(空气放电)、4 kV EFT和4 kV浪涌。ADG5412F(来自ADI公司的±5 V)过压保护和检测、四通道单刀双掷开关)可以承受ESD、EFT和浪涌瞬变导致的过压，过压保护电路与漏极上的保护二极管共同保护和隔离下游电路。表1展示的是ADG5412F在TVS击穿电压与电阻的各种组合下可以承受的高压瞬变电平。

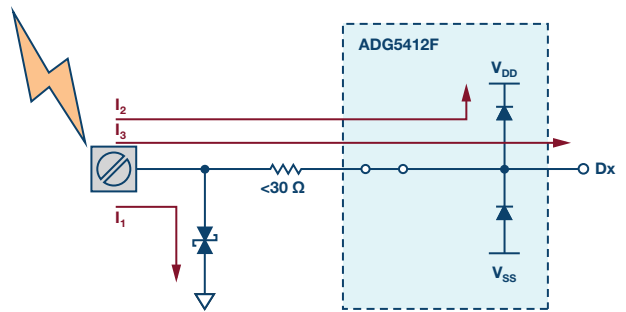


图4. 保护电路。

保护网络由一个TVS和一个可选的低值电阻构成。电阻用于实现高电平ESD和EFT保护，因为它可以防止过压开关的内部ESD保护单元在TVS箝位输入节点上的电压之前激活。

表1. 测试结果(未在0 Ω电阻与33 V TVS及45 V TVS组合条件下进行IEC空气放电测试)

保护	保护IEC 61000-4-2 ESD接触放电	IEC 61000-4-2 ESD接触放电IEC 61000-4-2 ESD空气放电	IEC 61000-4-4 EFT	IEC 61000-4-4 EFT IEC 61000-4-5浪涌
33 V TVS和0 Ω电阻	5 kV		3 kV	4 kV
33 V TVS和10 Ω电阻	8 kV	16 kV	4 kV	4 kV
45 V TVS和0 Ω电阻	4 kV		2 kV	4 kV
45 V TVS和15 Ω电阻	8 kV	16 kV	4 kV	4 kV
54 V TVS和30 Ω电阻	8 kV	16 kV	4 kV	4 kV

图4也展示了高压瞬变事件过程中的各种电流路径。大部分电流通过TVS器件分流到地(路径1)。路径2展示的是通过ADG5412F输出节点上的内部ESD消耗的电流,同时,输出电压被箝位于比电源电压高0.7 V的水平。最后,路径3中的电流是下游器件必须承受的剩余电流水平。有关该保护电路的更多详情,请参阅ADI公司应用笔记AN-1436。

### IEC ESD保护

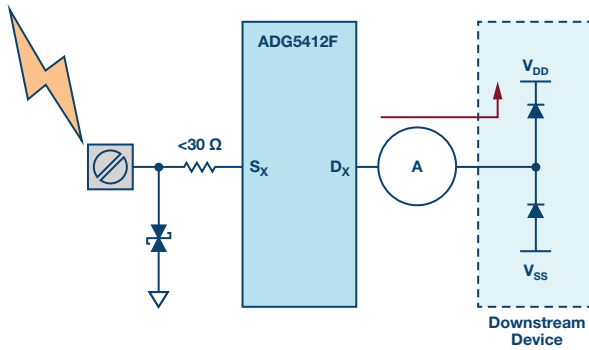


图5. 测试电路

图6和图7所示为在8 kV接触放电和16 kV空气放电IEC ESD事件在图5所示测试电路上的测试结果。如前所述,在TVS器件将电压箝位于54V左右之前,源引脚上有一个初始过压。在此过压过程中,开关漏极上的电压被箝位于比电源电压高0.7V的水平。漏极电流测量结果展示的是流入下游器件二极管中的电流。脉冲峰值电流约为680 mA,电流持续时间约为60 ns。相比之下,1 kV HBM ESD电击的峰值电流为660 mA,持续时间为500 ns。我们因此可以得出结论认为,在采用这种保护电路的条件下,HBM ESD额定值为1 kV的下游器件应该能承受8 kV接触放电和16 kV空气放电IEC ESD事件。

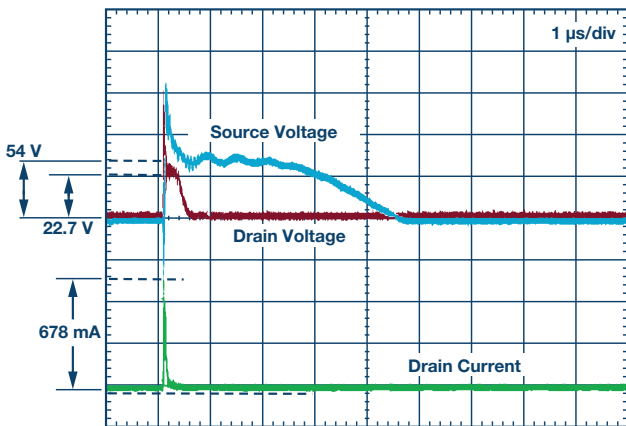


图6. 8 kV事件期间的漏极电压和漏极输出电流。

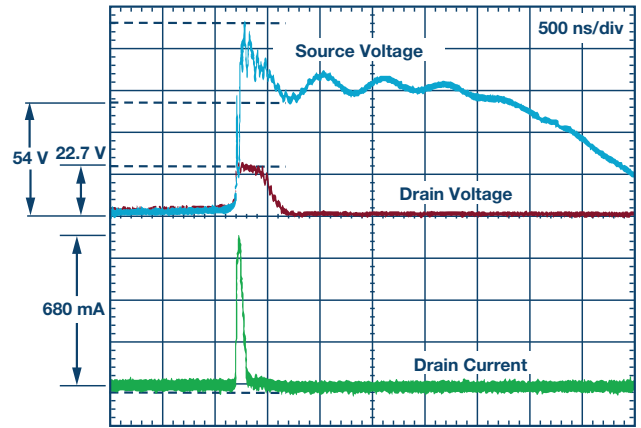


图7. 16 kV空气放电事件期间的漏极电压和漏极输出电流。

### EFT保护

图8是在4 kV EFT事件的一个脉冲的测量结果。与ESD瞬变过程中发生的情况类似,在TVS器件将电压箝位于54V左右之前,源引脚上有一个初始过压。在此过压过程中,开关漏极上的电压再次被箝位于比电源电压高0.7V的水平。在这种情况下,流入下游器件中的脉冲峰值电流仅为420 mA,电流持续时间仅约为90 ns。同样与HBM ESD事件相比,750 kV HBM ESD的电压的峰值电流为500 mA,持续时间为500 ns。因此,在4 kV EFT事件期间,能量被传输至下游器件的引脚上,该能量少于750 kV HBM ESD事件下的能量。

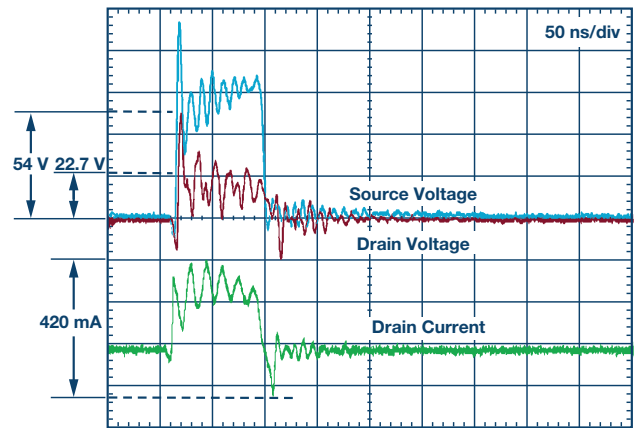


图8. 单次脉冲的EFT电流。

### 浪涌保护

图9中是将4 kV浪涌瞬变施加到保护电路输入节点上的测量结果。如前所述,源电压可能增大并超过TVS击穿电压,一直达到

最大箝位电压。该电路中的过压保护开关的反应时间约为500 ns，并且在这前500 ns的时间内，器件漏极上的电压被箝位于比电源电压高0.7 V的水平。在此期间以及约500 ns后，流至下游器件的峰值电流仅为608 mA，开关关闭并使下游电路与故障隔离。同样，这里的能量少于1 kV HBM ESD事件期间传输的能量。

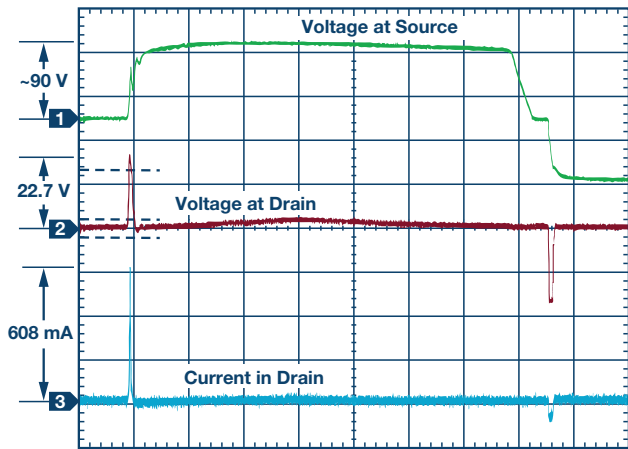


图9. 浪涌事件期间OVP工作原理。

## 结论

本文描述了如何依据IEC 61000-4-2、IEC 61000-4-4和IEC 61000-4-5标准的规定，对集成电路模拟输入和输出进行高压瞬变保护。

本文说明了如何设计系统输入输出保护电路，同时为用户带来如下好处：

- ▶ 简化保护设计
- ▶ 加速产品上市
- ▶ 提高保护电路性能，减少分立元件数量
- ▶ 减小信号路径中的串联电阻阻值
- ▶ 由于TVS设计窗口很宽，TVS选择更方便
- ▶ 达到下列标准的系统-级保护
  - IEC 61000-4-2 16 kV空气放电
  - IEC 61000-4-2 8 kV接触放电
  - IEC 61000-4-4 4 kV
  - IEC 61000-4-5 4 kV
- ▶ 交流和持续直流过压保护高达±55 V
- ▶ 掉电保护可达±55V

## 附录

### ADI过压保护和检测产品：±55 V OVP

产品型号	配置	HBM ESD电平(kV)	技术规格					电压特性( $V_{NOM}$ )				封装		
			$R_{ON}$ 典型值( $\Omega$ )	$R_{ON}$ 平坦度( $\Omega$ )	泄露电流典型值(nA)	QINJ典型值(pC)	带宽(MHz)	单通道		双通道				
								12	36	±15	±20	TSSOP	LFCSOP	
ADG5412F/ ADG5413F	SPST 4	5.5	10	0.6	0.3	680	270						EP	
ADG5412BF/ ADG5413BF	SPST 4	3	10	0.6	0.3	680	270							
ADG5436F	SPDT 2	6	10	0.6	0.3	654	108							
ADG5243F	SPDT 3	3.5	270	7	0.3	0.8	350							
ADG5404F	4:1/多路复用	5	10	0.6	0.3	680	108							
ADG5208F/ ADG5209F	8:1/差分 4:1/多路复用	3.5	250	6.5	0.3	0.4	190/290							
ADG5248F/ ADG5249F	8:1/差分 4:1/多路复用	3.5	250	6.5	0.3	0.8	190/320							
ADG5462F	通道保护器×4	4	10	0.6	0.3	N/A	318							

David Forde [david.forde@analog.com]于2006年毕业于卡罗理工学院，获集成电路设计专业理学学士学位，毕业后即加盟ADI公司，任布局工程师。2011年，他毕业于利默里克大学，获VLSI系统专业工程硕士学位；2015年，他加盟仪器仪表与精密技术事业部，任应用工程师，为模拟开关和多路复用产品系列提供支持。



David Forde

# 72 V混合式DC-DC转换器使中间总线转换器的尺寸减小达50%

作者：Bruce Haug

分享至    

## 背景知识

多数中间总线转换器(IBC)通过大型变压器实现从输入端到输出端的隔离。它们一般还需要一个电感用于输出滤波。这类转换器通常用于数据通信、电信以及医疗分布式供电架构。这些IBC的供应商数量众多，通常采用行业标准 $1/16$ 、 $1/8$ 和 $1/4$ 砖墙式封装。对于一个典型的IBC，其额定输入电压为48 V或54 V，输出中间电压范围为5 V至12 V，输出功率为几百瓦特到数千瓦特不等。中间总线电压用作负载点调节器的输入，负载点调节器则用于驱动FPGA、微处理器、ASIC、I/O和其他低压下游器件。

然而，在许多新型应用中，比如48 V直接转换应用，IBC中没有必要进行隔离，因为上游48 V或54 V输入已经与危险的市电隔离。在许多应用中，要使用非隔离IBC，就需要采用一个热插拔前端器件。结果，许多新型应用在设计时即集成了非隔离IBC，这样不但可以大幅降低解决方案的尺寸和成本，同时还能提高转换效率和设计灵活性。典型的分布式供电架构如图1所示。

既然有些分布式供电架构支持非隔离转换，我们就可以考虑在这种应用中采用单级降压转换器。该转换器的输入电压范围为36 V至72 V，输出电压范围为5 V至12 V。来自ADI公司的LTC3891可以用于这种场合，当工作于150 kHz的较低开关频率时，其效率可达97%左右。当LTC3891工作于较高频率时，其效率会下降，因为当输入电压为较高的48 V时MOSFET开关损耗将增加。

## 新方法

新的创新型控制器设计方法将一个开关电容转换器与一个同步降压转换器结合起来。开关电容电路将输入电压降低2倍，然后馈入同步降压转换器。这种技术先将输入电压减小一半，然后降至目标输出电压，支持高得多的开关频率，因而能提高效率或大幅减小解决方案的尺寸。其他优势包括更低的开关损耗、更低的MOSFET电压应力，因为开关电容前端转换器具有内在的软开关特性，可降低EMI。图2所示为该组合是如何形成混合降压同步控制器的。

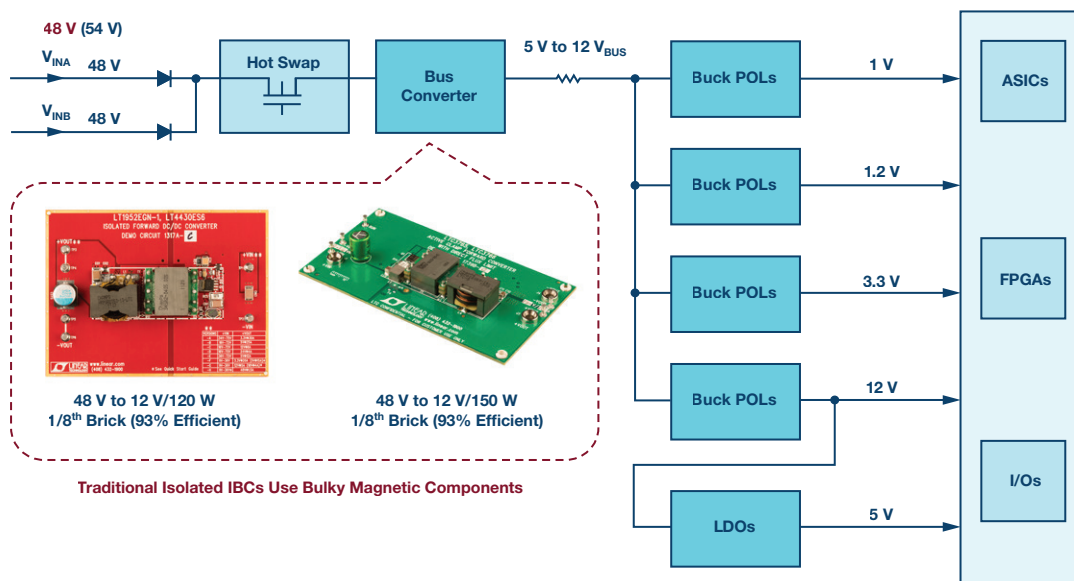


图1. 典型分布式供电架构。

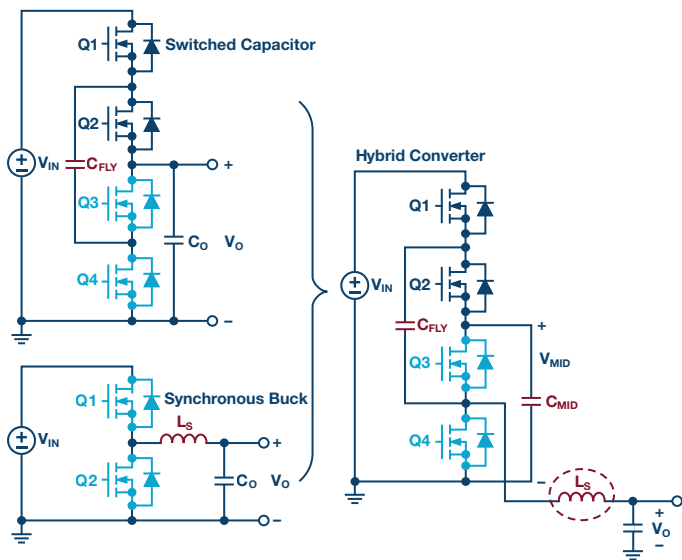


图2. 一个开关电容和一个同步降压转换器组合成一个LTC7821混合转换器。

### 新型高效率转换器

LTC7821将一个开关电容电路与一个同步降压转换器结合起来，与传统降压转换器替代方案相比，最高可使DC-DC转换器解决方案

的尺寸减小50%。这一性能提升得益于其能够在不影响效率的前提下将开关频率提高至3倍。换句话说，在相同频率下工作时，基于LTC7821的解决方案效率可提高3%。此外，该器件采用软开关前端，具备低电磁干扰(EMI)优势，非常适合配电、数据通信和电信以及新兴48 V汽车系统中的新一代非隔离式中间总线应用。

LTC7821在10V至72V(绝对最大值为80 V)输入电压范围内工作，可产生数十安培的输出电流，具体取决于外部元件的选择。外部MOSFET的开关频率是固定的，可在200 kHz至1.5 MHz范围内设定。在典型的48 V至12 V/20 A应用中，LTC7821在500kHz开关频率下的效率可达97%。若要在传统的同步降压转换器中达到这一效率，唯一的办法就是将工作频率降低至三分之一，而这样做就必须使用更大的磁性元件和输出滤波元件。LTC7821配有强大的1 Ω N沟道MOSFET栅极驱动器，最大限度提高效率的同时可以并行驱动多个MOSFET以实现更高功率的应用。此外，该器件采用电流模式控制架构，因此可将多个LTC7821以并行、多相配置运行，从而在无热点的情况下，凭借出色的均流控制和低输出电压纹波支持高功率的应用。

LTC7821实现了多项保护功能，在广泛的各类应用中均能保持强劲性能。基于LTC7821的设计还可在启动时对电容进行预平衡，从而消除开关电容电路中经常出现的浪涌电流。LTC7821还能监视系统

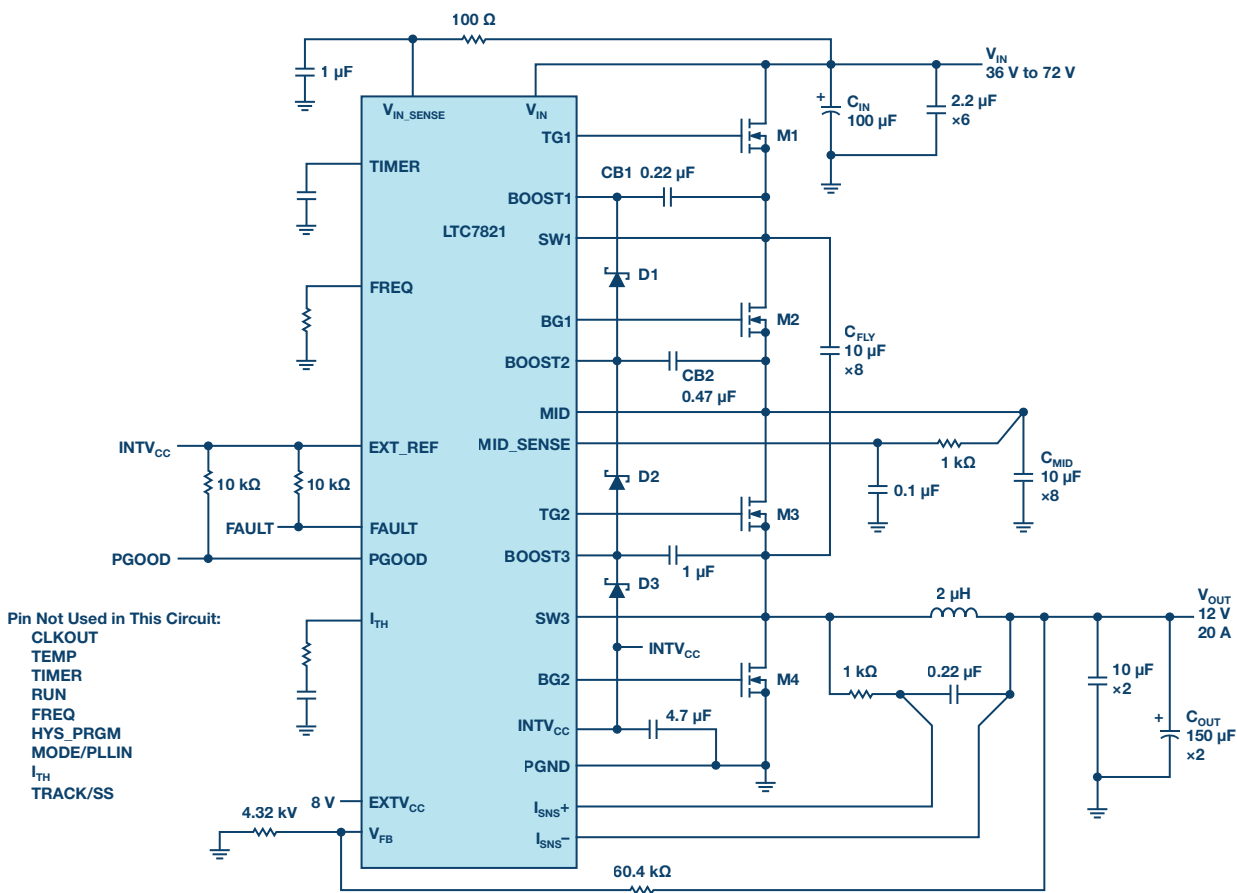


图3. LTC7821原理图(36 V<sub>IN</sub>至72 V<sub>IN</sub>/12 V/20 A输出)。



电压、电流，和温度故障并使用检测电阻实现过流保护。发生故障时，它会停止开关操作并将FAULT引脚拉低。此外，可以使用板载定时器设置适当的重启/重试时间。LTC7821的EXTV<sub>CC</sub>引脚可接入转换器的较低电压输出或其他可用电源(最高40V)进行供电，从而降低功耗并提高效率。其他特性包括：整个温度范围内±1%的输出电压精度；用于多相工作模式的时钟输出；电源良好输出指示；短路保护；输出电压单调启动；可选外部基准电压源；欠压闭锁；以及内部电荷平衡电路。图3为LTC7821在将36V至72V输入转换为12V/20A输出时的原理图。

图4所示效率曲线是三类不同转换器在同一应用中的表现对比，该应用的作用是将48V<sub>IN</sub>转换为12V<sub>OUT</sub>/20A，具体如下：

- ▶ 工作频率为125 kHz的单级降压，采用6V栅极驱动电压(蓝色曲线)
- ▶ 工作频率为200 kHz的单级降压，采用9V栅极驱动电压(红色曲线)
- ▶ 工作频率为500 kHz的LTC7821混合式降压同步控制器，采用6V栅极驱动电压(绿色曲线)

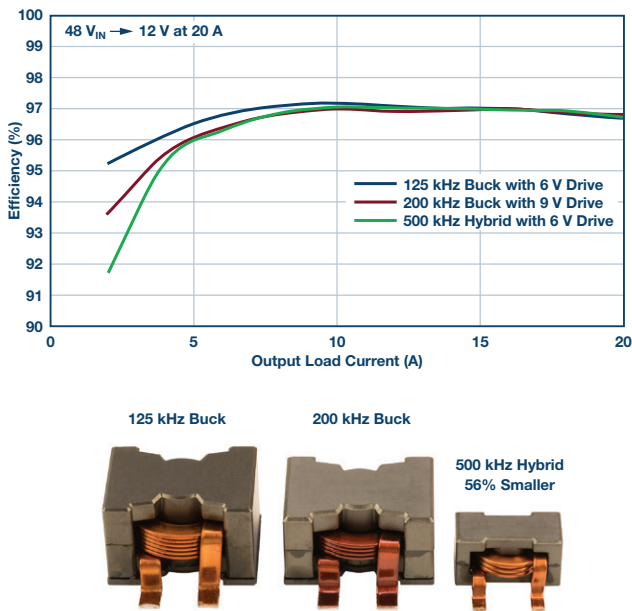


图4. 效率对比与变压器尺寸缩减情况。

基于LTC7821的电路工作于最高为其他转换器三倍的频率时，其效率与其他解决方案相同。在此较高工作频率下，电感尺寸可减小56%，整个解决方案的尺寸最多可减小50%。

## 电容预平衡

在施加输入电压时或者转换器被使能时，开关电容转换器通常会承受很高的浪涌电流，可能使电源损坏。LTC7821集成了一种专有机制，可在转换器PWM信号被使能之前对所有开关电容进行预充电。从而将上电过程中的浪涌电流降至最低。另外，LTC7821还有一个可编程的故障保护窗口，可进一步确保功率转换器的可靠工作。这些特性使输出电压实现平滑软启动，就如任何其他常规型电流模式降压转换器一样。详情请参考LTC7821数据手册。

## 主控制环路

电容平衡阶段一结束，正常工作立即开始。MOSFET的M1和M3在时钟将RS锁存器置位时开启，在主电流比较器ICMP复位RS锁存器复位时关闭。然后，MOSFET的M2和M4开启。负责复位RS的ICMP处的电感峰值电流由I<sub>TH</sub>引脚上的电压控制，该电压是误差放大器EA的输出。V<sub>FB</sub>引脚接收电压反馈信号，EA将该信号与内部基准电压源进行比较。当负载电流增加时，结果会导致V<sub>FB</sub>相对于0.8V的基准电压源略微下降，结果又会导致I<sub>TH</sub>电压增加，直到电感的平均电流与新的负载电流匹配为止。MOSFET的M1和M3关闭后，MOSFET的M2和M4开启，直到下一个周期开始。在M1/M3和M2/M4切换过程中，电容C<sub>FLY</sub>将交替与C<sub>MID</sub>串联或并联。MID处的电压约等于V<sub>IN</sub>/2。可见，这种转换器的工作方式与常规型电流模式降压转换器一样，只是逐周期限流较快、较准确且支持均流选项。

## 结论

在一个用于将输入电压减半的开关电容电路之后装一个同步降压转换器(混合型转换器)，与传统降压转换器替代方案相比，最高可使DC-DC转换器解决方案的尺寸减小50%。这一性能提升得益于其能够在不影响效率的前提下将开关频率提高至3倍。也可以将转换器的工作效率提高3%，此时其尺寸与现有解决方案相当。这种新型混合式转换器架构还具有其他优势，包括有利于降低EMI和MOSFET应力的软开关特性。需要高功率时，可以轻松将多个转换器并联起来，实现有源精准均流。

Bruce Haug [bruce.haug@analog.com]于1980年毕业于圣何塞州立大学，获电气工程学士学位。2006年4月，加盟Linear Technology(现为ADI公司的一部分)，担任产品营销工程师。此前，Bruce曾在Cherokee International、Digital Power和福特宇航供职。他还热衷于参与体育活动。



Bruce Haug

# 非常见问题解答——第150期灵活使用放大器的禁用引脚

作者：Thomas Tzscheetzsch

分享至    

问：

我可以使用放大器的禁用引脚来节省功耗而不影响性能吗？



答：

在物联网时代，电池供电应用日益兴盛。本文将说明我们并非一定要在节省功耗和精度之间进行取舍。

有些运算放大器有禁用引脚，如果使用得当，可以节省高达99%的功耗，同时不影响精度。禁用引脚主要用于静态工作(待机模式)。在这种模式下，所有IC都切换到低功耗状态，不需要使用器件来处理信号。这使功耗降低了若干个数量级。

如果运算放大器需要用作ADC的缓冲放大器，如图1所示，它必须处于工作状态才能执行其功能。但是，如果通过禁用引脚将放大器切换到关断模式，仍然可以保持低功耗。通常，只要ADC不需要向其采样和保持功能块读入任何新数值，就可以使用关断模式。

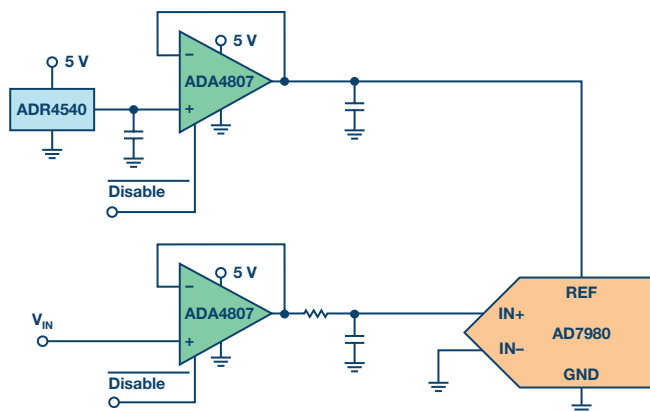


图1. 具有ADC驱动器和基准电压缓冲器的ADC输入级的典型原理图。

实现这个功能最简单的方法是通过转换开始命令。在标准ADC中，首先将输入(采样保持)电容充电到要测量的值。这部分在信号发送至ADC进行转换之前完成。然后将输入电容隔离并连接到转换器级的输入端，即转换开始。随后转换完成，并设置已完成信号，具体取决于转换器类型。现在真正的问题来了：运算放大器何时必须处于工作状态？放大器必须比转换开始信号提前工作足够长的时间，才能确保内部输入电容取得与待测信号相同的值。时间长短取决于输入电容的大小、待测电压的大小以及运算放大器驱动容性负载的速率等因素。

ADC(AD7980)的数据手册给出串联400  $\Omega$  阻抗时，输入电容值为30pF。但是，运算放大器可不是那么简单。参数表中列出容性负载为15pF，但也有可能更高，参见相应的曲线图(图2)。同时需要考虑2.7nF和20  $\Omega$  时使用低通滤波器的情况。

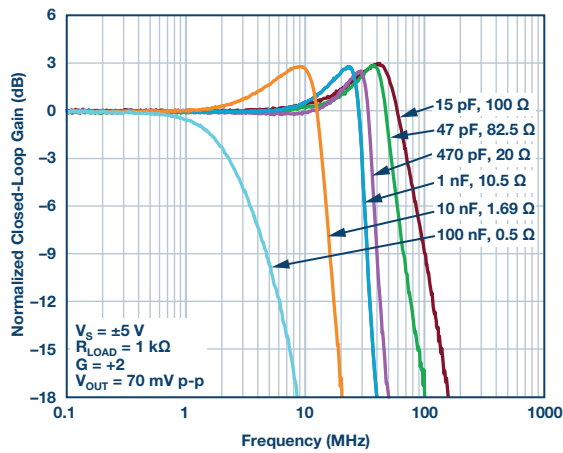


图2. ADA4807的频率响应。

此曲线图表明模块可以驱动足够高的容性负载。禁用后，放大器需要大约500ns以达到满量程输出电平，本例中最大值为5V或4.096V。

为了安全起见，我们假设放大器在转换开始前750ns开启。将1kSPS至1MSPS的预估数据进行比较。

1kSPS时，可能节省功耗99.83%(总功耗0.02mW)，1MSPS时节省92.41%(总功耗10.75mW)。这只是ADC驱动器节省的功耗；基准电压缓冲器也可以节省功耗。

本例旨在说明现代器件具备的能力。在最短采样时间为500ns时，SINAD偏差小于0.5dB。对于驱动器，还需关注速度更快的相关器件并灵活地使用它们。我们只考虑了用作缓冲器的应用(增益=1)。对于反相或其他放大器，功耗节省也会随具体情况有所不同。需要通过测量来进一步分析。

Thomas Tzscheetzsch [thomas.tzscheetzsch@analog.com]于2010年加入ADI公司，担任高级现场应用工程师。2010年至2012年，他负责支持德国中部地区的客户群，自2012年以来，他任职于关键客户团队，为关键客户提供支持服务。2017年重组后，他负责中欧国家IHC市场的FAE团队，担任FAE经理。

在职业生涯的最初阶段，他于1992年至1998年在一家机械制造公司任电子工程师，担任部门负责人。在哥廷根应用科学大学完成电气工程学习后，他任职于Max Planck研究院从事太阳能系统研究工作，担任硬件设计工程师。2004年至2010年，他任职于ADI公司产品经销商的现场应用工程师。



Thomas Tzscheetzsch

# FPGA的电源管理

作者：Frederik Dostal

分享至    

为FPGA应用设计优秀电源管理解决方案不是一项简单的任务，相关技术讨论有很多。本文一方面旨在找到正确解决方案并选择最合适的电源管理产品，另一方面则是如何优化实际解决方案以用于FPGA。

## 找到合适的电源解决方案

寻找为FPGA供电的最佳解决方案并不简单。许多供应商以适合为FPGA供电的名义推销某些产品。为FPGA供电的DC-DC转换器选择有何特定要求？其实并不多。一般而言，所有电源转换器都可用来为FPGA供电。推荐某些产品通常是基于以下事实：许多FPGA应用需要多个电压轨，例如用于FPGA内核和I/O，还可能需要额外的电压轨来用于DDR存储器。将多个DC-DC转换器全部集成到单个稳压器芯片中的PMIC(电源管理集成电路)常常是首选。

一种为特定FPGA寻找优秀供电解决方案的流行方法是使用许多FPGA供应商都提供的已有电源管理参考设计。这对于优化设计来说是一个很好的入门方式。但此类设计往往需要修改，因为FPGA系统通常需要额外的电压轨和负载，这些也需要供电。在参考设计上增加一些东西常常也是必要的。还有一件事需要考虑，那就是FPGA的输入电源不是固定的。输入电压在很大程度上取决于实际的逻辑电平以及FPGA所实现的设计。完成对电源管理参考设计的修改之后，它看起来将与最初的参考设计不同。可能有人会辩称，最好的解决方案是根本不用电源管理参考设计，而是直接将所需的电压轨和电流输入到电源管理选型与优化工具中，例如ADI公司的LTpowerCAD等。



图1. 通过LTpowerCAD工具选择合适的DC-DC转换器来为FPGA供电。

LTpowerCAD可用于为各个电压轨提供电源解决方案。它还提供一系列参考设计，以让设计人员快速入门。LTpowerCAD可以从ADI公司网站免费下载。

一旦选择了电源架构和各个电压转换器，就需要选择合适的无源元件来设计电源。做这件事时，需要牢记FPGA的特殊负载要求。

它们分别是：

- ▶ 各项电流需求
- ▶ 电压轨时序控制
- ▶ 电压轨单调上升
- ▶ 快速电源瞬变
- ▶ 电压精度

### 各项电流需求

FPGA的实际电流消耗在很大程度上取决于使用情况。不同的时钟和不同的FPGA内容需要不同的功率。因此，在FPGA系统的设计过程中，典型FPGA设计的最终电源规格必然会发生变化。FPGA制造商提供的功率估算工具有助于计算解决方案所需的功率等级。在构建实际硬件之前，获得这些信息会非常有用。但是，为了利用此类功率估算工具获得有意义的结果，FPGA的设计必须最终确定，或者至少接近最终完成。

通常情况下，工程师设计电源时考虑的是最大FPGA电流。如果最终发现实际FPGA设计需要的功率更少，设计人员就会缩减电源。

### 电压轨时序控制

许多FPGA要求不同电源电压轨以特定顺序上电。内核电压的供应往往需要早于I/O电压的供应，否则一些FPGA会被损坏。为了避免这种情况，电源需要按正确的顺序上电。使用标准DC-DC转换器上的使能引脚，可以轻松实现简单的上电时序控制。然而，器件关断通常也需要时序控制。仅执行使能引脚时序控制，很难取得良好的结果。更好的解决办法是使用具有高级集成时序控制功能的PMIC，例如ADP5014。图2中用红色表示的特殊电路模块支持调整上电和关断时序。

图3显示了利用此器件实现的时序控制。通过ADP5014上的延迟(DL)引脚可以轻松调整上电和关断时序的时间延迟。

如果使用多个单独的电源，增加时序控制芯片便可实现所需的上电/关断顺序。一个例子是LTC2924，它既能控制DC-DC转换器的使能引脚来打开和关闭电源，也能驱动高端N沟道MOSFET来将FPGA与某个电压轨连接和断开。

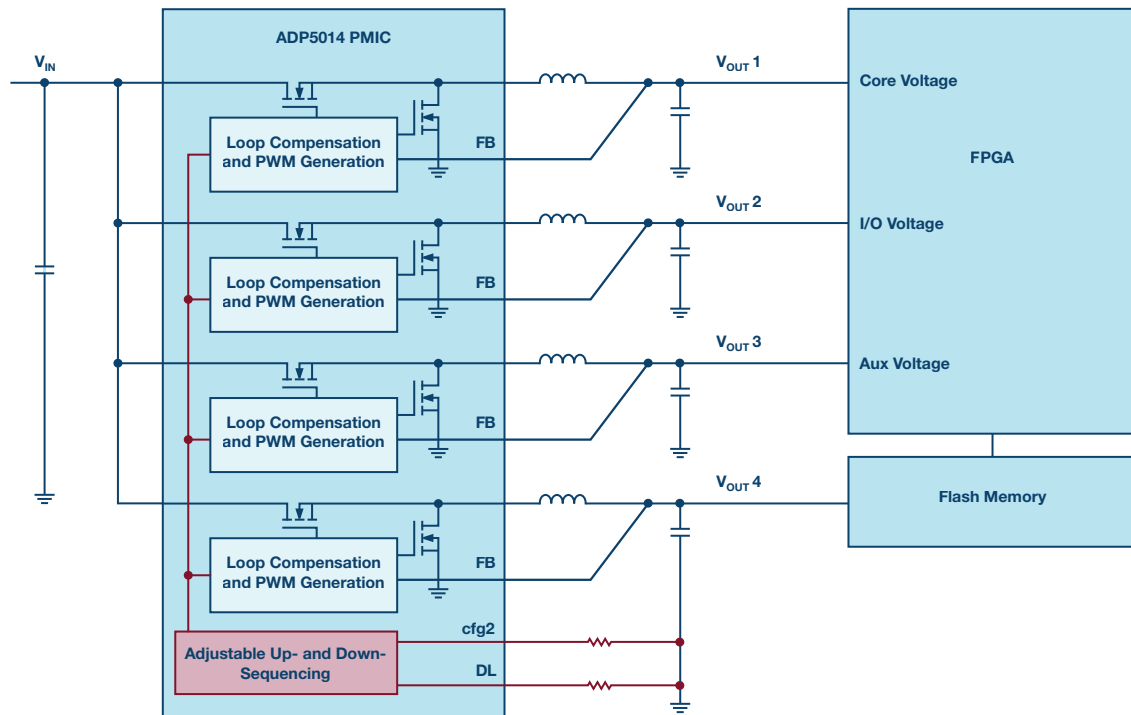


图2. ADP5014 PMIC集成了对灵活控制上电/关断时序的支持。

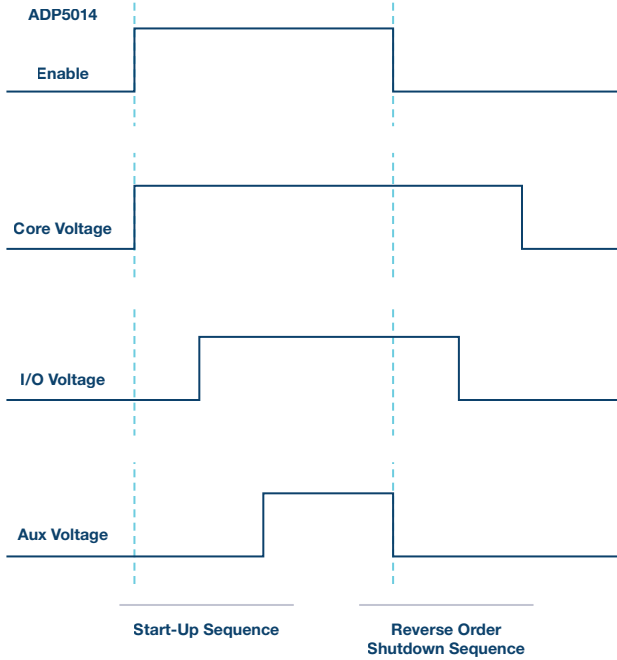


图3. 多个FPGA电源电压的启动和关断顺序。

### 电压轨单调上升

除了电压时序之外，启动过程中还可能要求电压单调上升。这意味着电压仅线性上升，如图4中的电压A所示。此图中的电压B是电压非单调上升的例子。在启动过程中，当电压上升到一定电平时负载开始拉大电流，就会发生这种情况。防止这种情况的一种办法是延长电源的软启动时间，并选择能够快速提供大量电流的电源转换器。

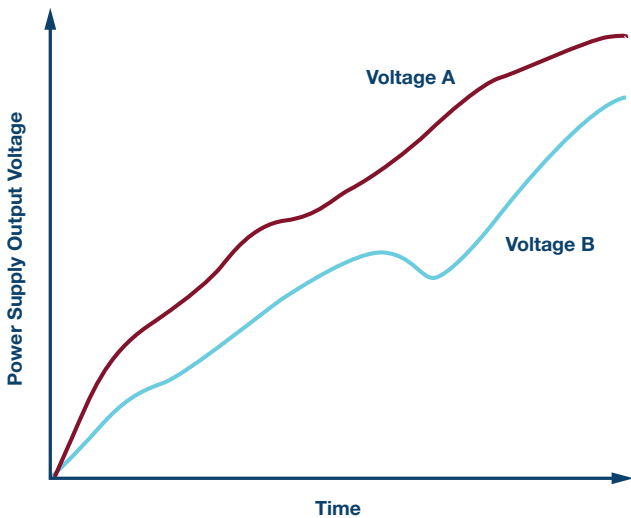


图4. 电压A单调上升，电压B非单调上升。

### 快速电源瞬变

FPGA的另一个特点是它会非常迅速地开始抽取大量电流。这会在电源上造成很高的负载瞬变。出于这个原因，许多FPGA需要大量的输入电压去耦。陶瓷电容非常靠近地用在器件的V<sub>CORE</sub>和GND引脚之间。高达1 mF的值非常常见。如此高电容有助于降低对电源提供非常高峰值电流的需求。但是，许多开关稳压器和LDO规定了最大输出电容。FPGA的输入电容要求可能超过电源允许的最大输出电容。

电源不喜欢非常大的输出电容，因为在启动期间，开关稳压器的输出电容看来像是短路的。对此问题有一个解决办法。较长的软启动时间可以让大电容组上的电压稳定地升高，电源不会进入短路限流模式。

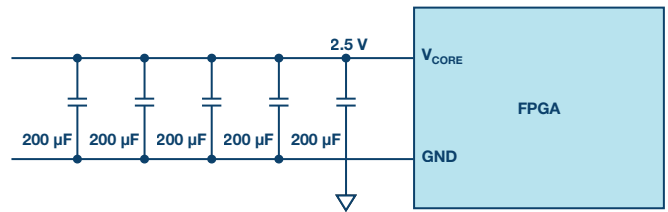


图5. 很多FPGA的输入电容要求。

一些电源转换器不喜欢过大输出电容的另一个原因是该电容值会成为调节环路的一部分。集成环路补偿的转换器不允许输出电容过大，以防止稳压器的环路不稳定。在高端反馈电阻上使用前馈电容常常可以影响控制环路，如图6所示。

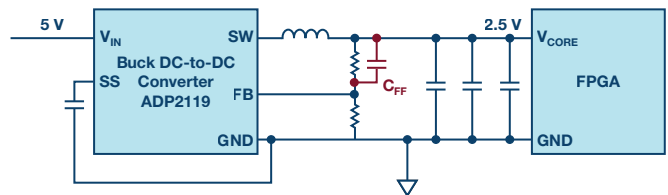


图6. 当没有环路补偿引脚可用时，利用前馈电容可以调节控制环路。

针对电源的负载瞬变和启动行为，开发工具链(包括LTpowerCAD，尤其是LTspice)非常有帮助。该工具可以很好的建模和仿真，从而有效实现FPGA的大输入电容与电源的输出电容的去耦。图6展示了这一概念。虽然POL(负载端)电源的位置往往靠近负载，但在电源和FPGA输入电容之间常常存在一些PCB走线。当电路板上有多彼此相邻的FPGA输入电容时，离电源最远的那些电容对电源传递函数的影响较小，因为它们之间不仅存在一些电阻，还存在寄生走

线电感。这些寄生电感允许FPGA的输入电容大于电源输出电容的最大限值，即使所有电容都连接到电路板上的同一节点也无妨。在LTspice中，可以将寄生走线电感添加到原理图中，并且可以模拟这些影响。当电路建模中包含足够的寄生元件时，仿真结果接近实际结果。

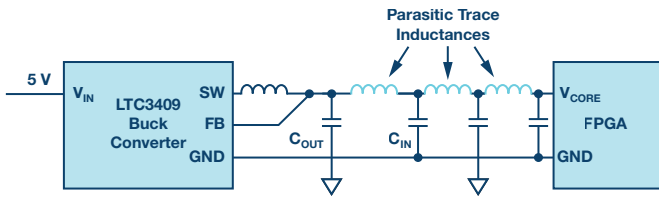


图7. 电源输出电容与FPGA输入电容之间的寄生去耦。

## 电压精度

TFPGA电源的电压精度通常要求非常高。3%的变化容差带是相当常见的。例如，为使0.85 V的Stratix V内核电压轨保持在3%的电压精度窗口内，要求全部容差带仅为25.5 mV。这个小窗口包括负载瞬变后的电压变化以及直流精度。同样，对于此类严格要求，包括LTpowerCAD和LTspice在内的可用电源工具链在电源设计过程中非常重要。

最后一点建议是关于FPGA输入电容的选择。为了快速提供大电流，通常选择陶瓷电容。此类电容很适合这种用途，但需要小心选择，使其真实电容值不随直流偏置电压而下降。一些陶瓷电容，尤其是Y5U型，当直流偏置电压接近其最大额定直流电压时，其真实电容值会降低到只有标称值的20%。

Frederik Dostal [frederik.dostal@analog.com] 曾就读于德国埃尔朗根-纽伦堡大学微电子学专业。他于2001年开始工作，涉足电源管理业务，曾担任多种应用工程师职位，并在亚利桑那州凤凰城工作了4年，负责开关模式电源。Frederik于2009年加入ADI公司，担任欧洲分公司的电源管理技术专家。



Frederik Dostal

该作者的其他文章：  
[利用中间电压提高电源转换效率](#)  
第52卷，第1期

# 一种面向极端高温环境的高可靠精密数据采集与控制平台

作者：Jeff Watson和Maithil Pachchigar

分享至    

## 简介

在许多恶劣环境系统中，一个不断增长的趋势是高精密电子器件离高温区域越来越近。这一趋势背后有多个推动因素，在能源勘探、航空航天、汽车、重工业和其他终端应用中都有体现。1例如，在能源勘探领域，环境温度增幅为深度的函数，相关设备的典型工作温度为175°C及以上。受尺寸和功率限制，有源冷却不太实际，热对流非常有限。在其他系统中，需要把传感器和信号调理节点置于高温区域附近，比如发动机、刹车系统或高功率能源转换电子器件，以提高系统的整体可靠性或降低成本。

从历史上来看，工程师要为这些应用设计出可靠的高性能电子器件是非常困难的事，因为市场上缺少制造商为这些工作条件生产指定的组件。幸运的是，近年来出现了越来越多的(IC和无源)组件，制造商指定的工作温度高达175°C及以上。另外，最近的参考设计也偏重于性能，将部分这些组件在信号链子系统中结合起来，实现精密数据采集，以使系统设计师能更快地采用相关技术(如CN-0365)，并帮助他们降低设计风险、缩短上市时间。但在此之前，在高温精密数据采集方面，距离特性良好、广泛可用的全功能平台还存在一些差距。

在本文中，我们将介绍一种新型高温精密数据采集与处理平台，其工作温度高达200°C。该平台包括一个高温电路组件，以及一个数据采集前端和微控制器、优化的固件、数据采集与分析软件、源代码、设计文件、材料清单和测试报告。该平台适合参考设计、快速原型制作和高温仪器仪表系统实验室测试。电路组件的尺寸和结构均经过特别设计，可兼容石油天然气仪器仪表的尺寸要求，但也可作为其他高温应用的基础。

## 硬件架构概述

油气勘探中使用的仪器仪表(也称为井下工具)与许多精密数据采集与控制平台类似，但对性能和可靠性有着具体的要求，可以作为本参考平台的案例进行研究。在该应用中，系统来自各类传感器的信号采样，以收集与周围地质构造相关的信息。这些传感器可能是电极、线圈、压电传感器或其他传感器。加速度计、磁力计和陀螺仪可以提供有关钻柱的倾角和转速信息。这些传感器中有一些的带宽要求极低，其他传感器则能提供音频频率范围内或以上的信息。需要使用多个采集通道，还必须在高温(一般为175°C及以上)下维持高精度。另外，这些仪器仪表中很大一部分采用电池供电，或者可用电能有限，因此，必须具有低功耗和多个工作模式的特点，以实现功耗优化。

在有关电子系统的要求以外，井下应用还存在机械上的限制，可能决定着电子组件的尺寸，也可能会影响组件的封装和选择。对于后一个问题，我们将在后面各节里详细讨论，目前要注意的是，这一段的电路组件一般对电路板宽度有限制。必须将电子组件放在钻探作业中使用的管状压力容器里，因此其长宽比具有狭长的特点。这种形状上的特点限制了可用组件的尺寸和密度，也可能限制组件布局和信号路由的分割方式，结果可能对高精度电子器件的性能造成影响，因此，要特别注意布局和其他封装设计细节。图2所示为一种典型尺寸、装在一个管状压力容器里的电路组件(透明，顶部)，装上电路板后管状压力容器的横截面(底部)。

本文讨论的可靠参考设计平台基于CN-0365模拟前端参考设计，其目的是为基于高温低功耗微控制器的精密数据采集和控制解决方案奠定基础，使其符合众多井下仪器仪表和其他高温电子器件的要求。基于AD7981模数SAR转换器，该参考设计展现了一种全功能



的系统，带2个高速同步采样通道和8个额外的多路复用通道，可满足广泛的井下工具的数据采集需求(共10个通道)。该模拟前端通过SPI端口接入来自联盟合作伙伴Vorago Technologies和Petromar Technologies的VA10800 ARM® Cortex®-M0。该设计是不断壮大的ADI高温应用产品和解决方案生态系统里的最新成员。

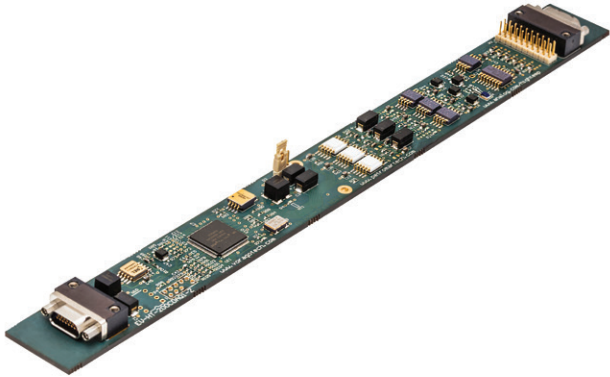


图1 高温参考平台。

采集后，可以在本地处理数据，也可通过UART或可选的RS-485通信接口传输出去。电路板上的其他配套组件(包括内存、时钟、电源和无源器件)均为各自供应商指定的、支持高工作温度的器件，经验证，这些组件能在200°C或以上的温度下可靠地工作。图1和图2所示为该高温参考平台的实际电路板图和高层次功能框图。图2所示电路板展示的是井下电路板布局和尺寸，约长11.4英寸、宽1.1英寸。

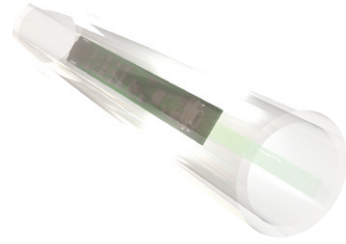


图2. 井下电子组件尺寸。

CN-0365应用笔记中全面地介绍了该平台精密数据采集通道的设计问题。<sup>3</sup>该设计是这个平台上的三个ADC输入的基础，不过，为了满足电路板尺寸要求，使平台能在最高200°C的温度下可靠地工作，主要在无源元件选择方面进行了一些调整和优化。参考采集通道电路如图4所示。有2个能在高采样速率下工作的数字多路复用通道，每一个都含有一个完整的数据采集通道(与CN-0365类似)。还有一个模拟多路复用通道，其在输入之前添加了一个ADG798多路复用器，并针对低吞吐量输入进行了优化。R1和R3为U1的同相输入提供1.25 V偏置电压，防止其在断开时或者取消选择多路复用器时，浮动至模拟输入的供电轨。可以更改R8和R9，以提高U1的增益。R4、R7和C1是抗混叠滤波器，但也可以将它们重新配置为衰减器或交替滤波器配置。R5、R6和C4构成ADC驱动器与ADC输入之间的RC滤波器，该滤波器的作用是限制到达ADC输入的带外噪声量，并衰减来自ADC输入开关电容的反冲电压。<sup>4</sup>

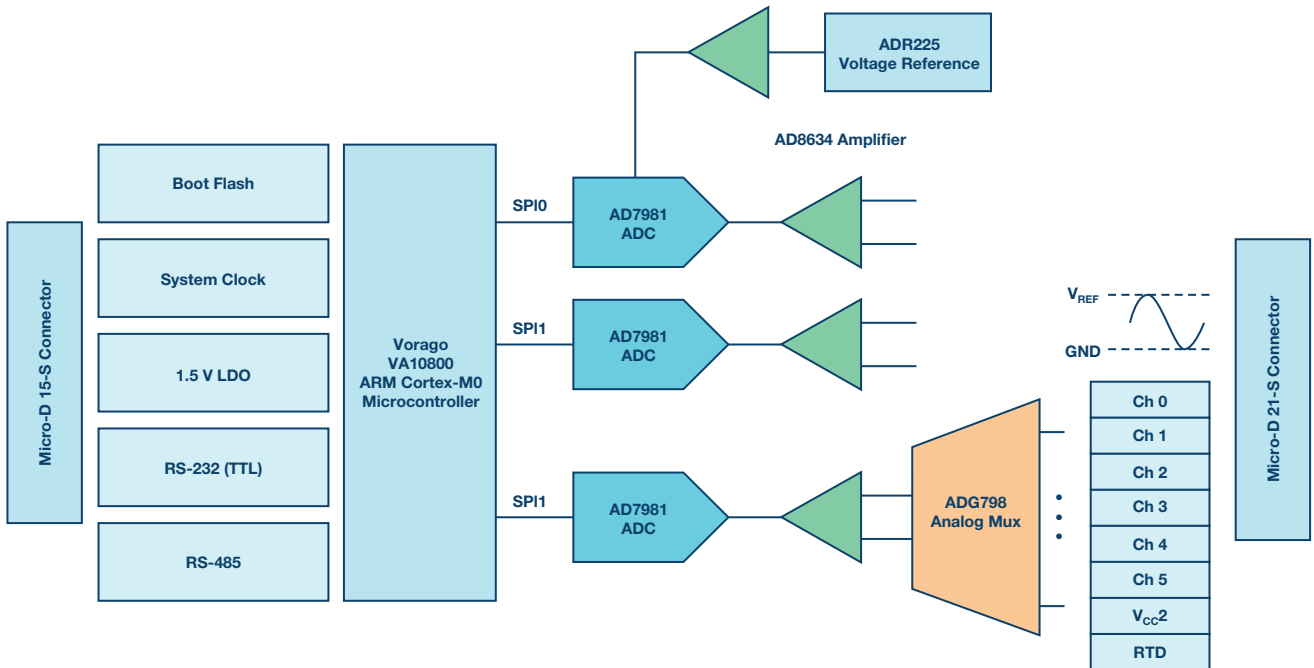


图3. 高温参考平台功能框图。

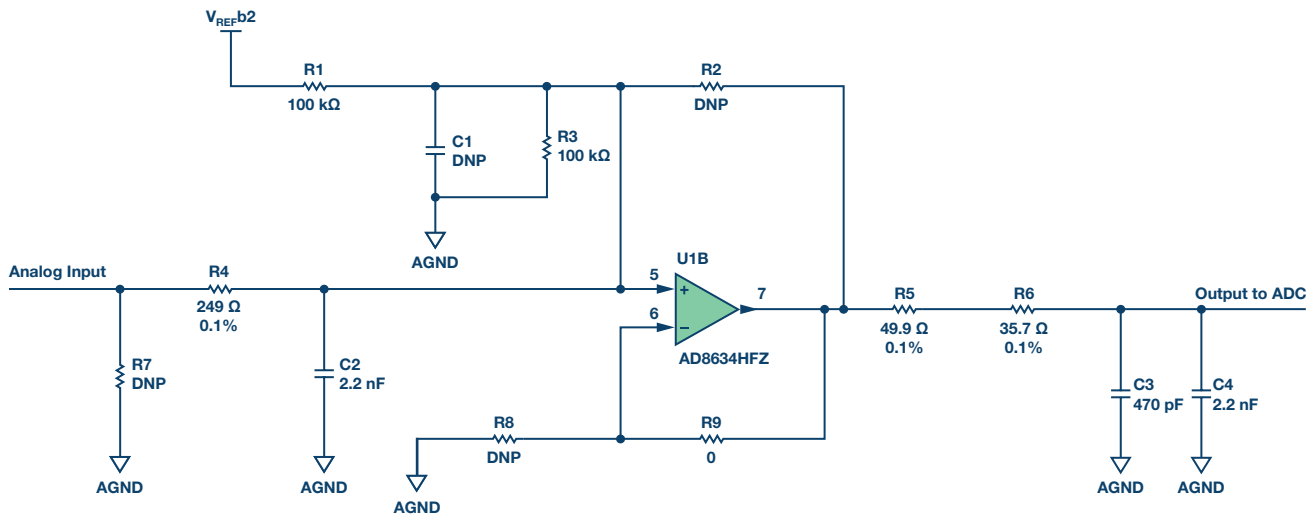


图4. ADC驱动器配置。

设计该平台就是为了利用AD7981 ADC的多个关键特性。这款16位、600 kSPS转换器能提高超过85 dB的典型SINAD以及±0.6 LSB的典型INL，其中，基准电压源为2.5V且无丢码。采用5 V基准电压源时，可以实现90 dB以上的SINAD，但在本平台中，为了维持与较低电压系统的兼容性，我们没有选择这一规格。由于ADC内核在转换周期之间会自动进入省电状态，因此，ADC的功耗会随吞吐量自动线性变化。在使用低采样速率的转换器时，这样做可以实现节能。

## 软件概述

### 固件

平台的固件基于FreeRTOS操作系统制成，可以方便地集成任务，如数据处理和其他通信。我们对代码进行了优化，以便非多路复用通道0和1能高效地完成快速ADC转换，多路复用通道2到9的转换耗时低至10 μs。转换结果可以在本地处理，也可以2 Mbps的速率从UART通道中传输出去。转换结果缓冲器的大小为16 kB(8k次采样结果)，既可在多个通道之间共享，也可专门供一个通道使用。该固件以开源格式提供，最终用户可以对其进行定制，还可将其作为最终应用的基础。

### 数据采集与分析软件

图5所示为数据采集与分析软件，基于.NET接口设计，电源组件通过一个USB-UART-TTL电平转换器。借助定义明确的协议，可以与硬件(包括控制和数据流)进行通信。数据可以在突发模式下采集数据，也可连续采集。另外纳入了数据分析功能，以在时域和频域分析与验证SNR、THD和SINAD(如FFT)。也可将数据记录到文件(如导出到Excel)，以便存储起来或者在其他应用中进行处理。就如固件一样，我们免费提供了数据采集软件的源代码，最终用户可以定制。

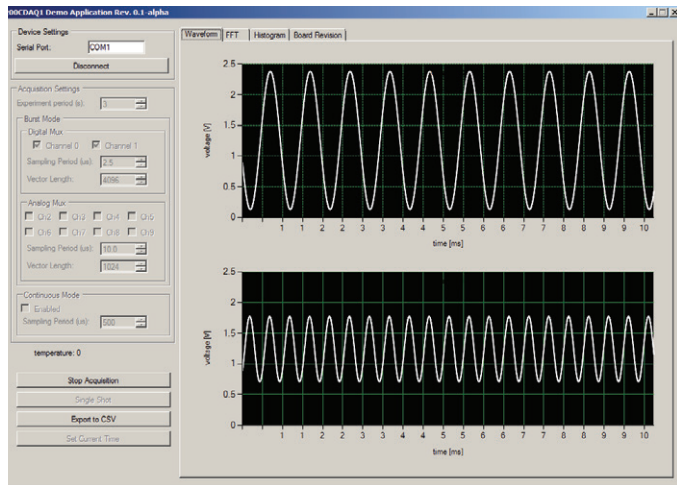


图5. 数据采集与分析软件。

## 高温构造

本参考平台采用适合在200°C条件下工作的组件和其他材料制成。平台上使用的所有组件均为各自制造商指定的高温工作组件(另有说明时除外)，并且全球经销商网络已经开始大量供货。全部BOM、PCB布局图和装配图纸都随参考设计包免费提供。

## 电容

用C0G或NP0电介质电容进行小容值的滤波器和去耦。这些电介质电容的温度系数表现极其平坦，一般而言，其对屈曲应力的耐受性更好。<sup>5</sup>为使RC滤波器具有高Q、低温度系数，并且在变化电压下具有稳定的电气特性，建议使用C0G或NP0型电容。我们用小尺寸0805或以上陶瓷器件减小了组件与PCB之间的CTE失配。出于大量存储需要，我们选择了高温钽电容，并在尺寸与ESR之间进行了平衡。

## 电阻

设计主体部分采用薄膜SMT电阻(汽车级PATT系列),市场上货源充足。另外,根据设计需要,针对特定值和尺寸选择了部分薄膜SMT电阻。

## 连接器

电路板连接着一个额定温度为200°C的Micro-D,后者常用于高可靠性行业。为了减少信号串扰,我们对连接器外壳进行了特别处理,将其接地至组件中的PCB。对于要求最高信号完整性和最低串扰的应用,则要采用高温专业连接器(或者无连接器)和同轴或屏蔽平衡输入,以减少串扰。

## PCB设计和布局

在井下应用中宜选择狭长形的PCB,因为这些应用里的电路板必须符合钻孔和耐压壳限制要求。选择的电路板材料是一种耐高温无卤聚酰亚胺。指定电路板厚度为0.093英寸而非0.062英寸的标准厚度,因为这样可以增加刚度和平坦度。

采用镍金表面处理,其中镍提供一个壁垒,可防止金属间增生,金则为接头焊接提供一个良好的表面。

对于选择的0.093英寸电路板厚度,典型的四层堆叠中有一个约13密耳的铜隔离层和一个60密耳的大内核。如果是六层结构,则隔离层一般厚9.5密耳和28密耳。为此,我们采用了六层设计,这样就可以在每个信号层设置一个接地层,从而改善噪声性能。

电源和数字通信信号馈入一个连接器,模拟信号则馈入反向连接器。这样就可以在数字域与模拟域之间实现良好的隔离和信号流。地的分割设在电路板中间,电源滤波则设于分隔处附近。尽量减少与分隔层相交的数字控制线路,采用串联端接以减少数字噪声耦合。用铜网络接线在一个点把数字和模拟接地层焊接起来,为驱动源提供一个低阻抗回路。

多路复用器控制信号与模拟部分长度相同,但其敷设路径与关键模拟信号路径隔开。在实践中,这些多路复用控制线路会与采集数据测量同步改变,从而最大限度地减少了串扰效应。

## 焊接

选择Sn95/Sb05是为了在200°C的工作温度下提供足够高的熔点(>230°C),同时还考虑了良好的操作性和装配工厂的现有加工能力。

## 电路板安装

我们在这块电路板上提供安装柱是出于方便考虑,其仅适用于基准测试或实验室环境,不适合强冲击和强震动环境。如果要用于强冲击和强震动环境,可以先用环氧树脂把组件固定在电路板上。对于IDC接头等脆弱组件,可以采用密封方式或者从装配件中移除。在井下或其他恶劣环境中,典型安装方式是采用导轨安

装系统,用柔性抗冲击安装垫圈把整个电路板固定起来。也可以把装配件完全密封起来并装入安装硬件中,然后把安装硬件固定到底盘或外壳上。

有关相关器件的更多信息,请参阅《面向高温电子应用的低功耗数据采集解决方案》一文。<sup>2</sup>

## 性能测试结果

我们对多块电路板进行了广泛的测试,以评估其在工作温度范围内的典型性能;同时还在200°C环境温度下浸泡了200小时,以便测定装配工艺和电路板的可靠性。

交流和直流信号链性能是基于SAR ADC的精密数据采集系统的一项关键精度指标。当ADC以600 kSPS的速率运行并且工作温度为200°C时,鲁棒的比率式平台的串扰性能可达-100 dB以上,最大失调漂移达±60 mV。对于交流测试,用一个1 kHz的低失真音作为输入信号,并用+5V<sub>DC</sub>-2.5V<sub>DC</sub>模拟电源为电路板供电。图6所示为该信号音在400 kSPS下的FFT及频谱分析计算结果。在200°C下,SNR优于84 dB,THD达-96 dB。图7所示为SNR和SINAD,图8所示为采用同一输入音时,非多路复用通道在工作温度范围内的THD。

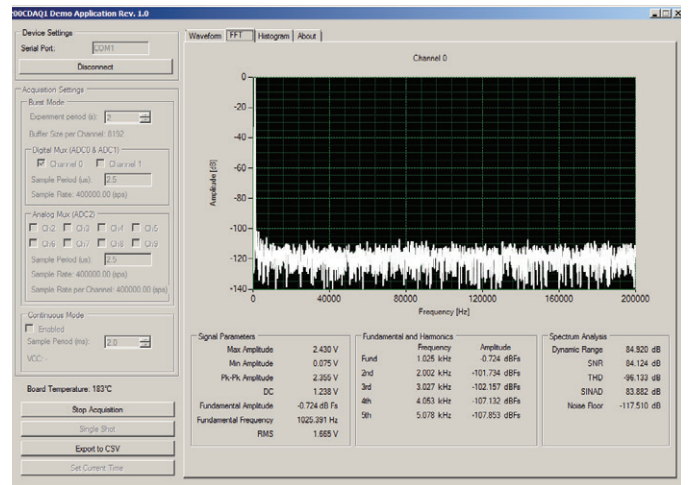


图6. 200°C下的FFT及频谱分析结果。

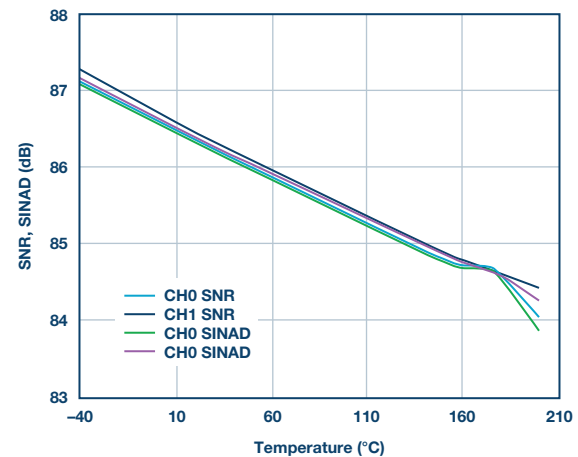


图7. 工作温度范围内的SNR和SINAD。

有关额外参数的测试结果请参阅[参考平台](#)，其额定参数指标符合200°C工作温度要求。

### 应用示例

油气勘探、航空航天和重工业领域的多种应用通过加速度计实现定向和震动检测。搭载模拟输入的加速度计具有最高的精度，而且非常灵活，能根据应用需要调节传感器输出。

ADXL206是一款完整的精密型低功耗双轴iMEMS®加速度计，可用于高温环境。其范围为±5 g，带宽范围为0.5 Hz至2.5 kHz。ADXL206的输出以 $\frac{1}{2}V_{CC}$ 为中心，与 $V_{CC}$ 成比率。如果ADXL206和EV-HT-200CDAQ1共用 $V_{CC}$ (在连接器上提供)，则可以用多路复用器S7通道上的 $V_{CC}$ 基准电压源清零直流失调和电源漂移。图10为一个示例电路。必须按 $\frac{1}{2}$ 的比例因子对ADXL206的信号范围(0 V至5 V)进行调节，使其与精密数据采集系统0 V至2.5 V的范围相符合。具体方法是，先缓冲输出，然后使用数据采集系统内部的衰减器。C2和C3设定ADXL206的带宽；图9中的例子所示带宽为33 Hz。低带宽应用可以使用多路复用器输入；要实现最高的带宽和精度，可以使用两个非多路复用输入通道。

### 小结

本文介绍了一种新的、高度集成的鲁棒型精密数据采集参考平台，EV-HT-200CDAQ1，该平台经过测定，其参数指标符合200°C工作温度要求。借助该平台，高温电子系统设计师可以在原型制作和评估中使用最先进的组件，从而缩短开发时间和上市时间。有关该平台的更多信息(包括整个设计包和软件)，请点击[此处](#)。

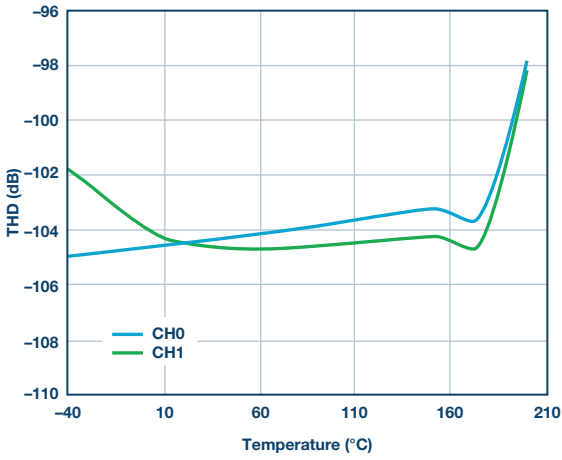


图8. 工作温度范围内的THD。

我们测量了模拟和数字供电轨在工作温度范围内的功耗，结果如图9所示。室温下的总功耗为155 mW，200°C下则增至225 mW。3.3 V供电轨上的功耗由以全时钟速率运行的微控制器和一个精密振荡器为主。我们为转换器设定的突发采样速率为每秒8192个样本。

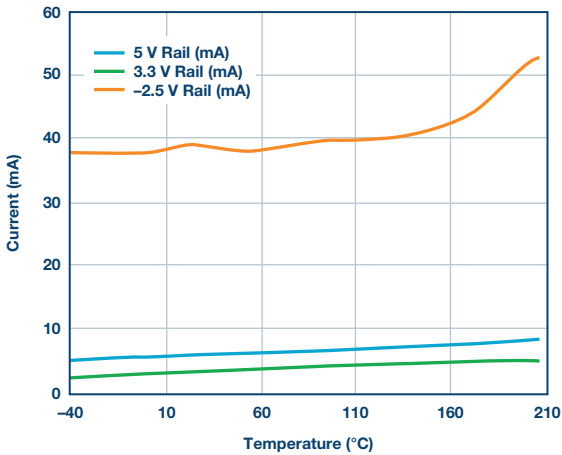


图9. 2.5 V、3 V和5 V供电轨的功耗

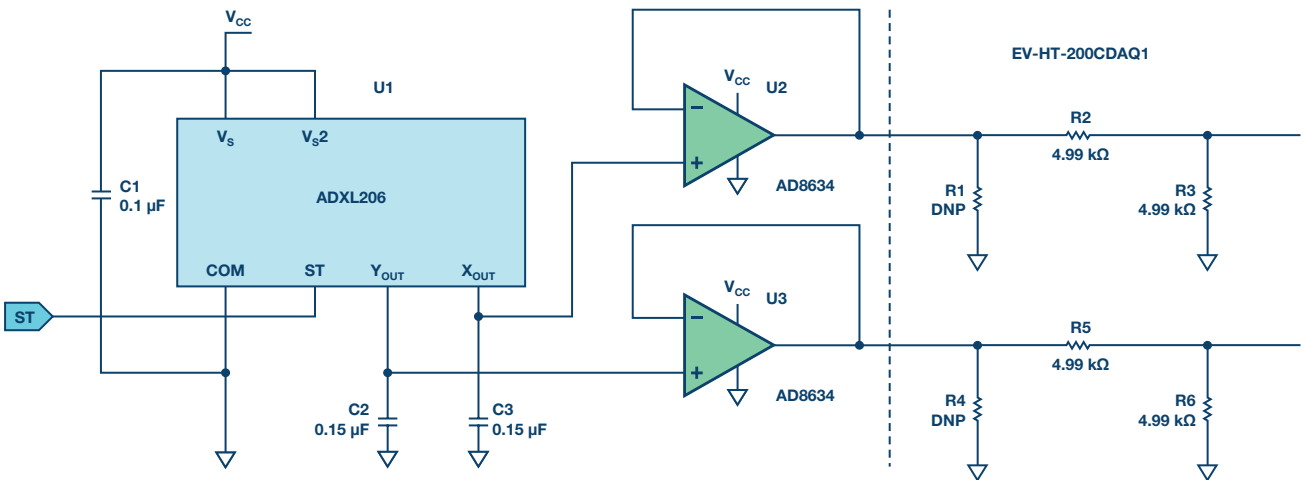


图10. 高温加速度计与EV-HT-200CDAQ1的接口。

## 参考文献

- <sup>1</sup> Jeff Watson和Gustavo Castro, “高温电子设备对设计和可靠性带来挑战”, 模拟对话, 第46卷第4期, 2012年4月。
- <sup>2</sup> Jeff Watson和Maithil Pachchigar, “面向高温应用的低功耗数据采集解决方案”, 模拟对话, 第49卷第3期, 2015年8月。
- <sup>3</sup> CN-0365: 面向高温环境的16位、600 kSPS、低功耗数据采集系统, ADI公司, 2015年6月。
- <sup>4</sup> Alan Walsh, “面向精密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12月。
- <sup>5</sup> John L. Evans、James R. Thompson、Mark Christopher、Peter Jacobsen和R. Wayne Johnson, “不断变化的汽车环境: 高温电子设备”, 《IEEE电源电子会刊》, 第27卷第3期, 2004年7月。

Jeff Watson [jeff.watson@analog.com]是ADI公司仪器仪表市场部战略营销经理, 主要负责精密电子测试和测量以及高温应用。加入ADI公司之前, 他是地下石油和天然气仪器仪表行业以及非公路用车仪器仪表/控制行业的一名设计工程师。他拥有宾州州立大学的电气工程学士和硕士学位。



Jeff Watson

该作者的其他文章：  
[用于高温电子应用的低功耗数据采集解决方案](#)  
第49卷, 第3期

Maithil Pachchigar [maithil.pachchigar@analog.com]是ADI公司麻萨诸塞州威明顿市仪器仪表与精密技术业务部门的应用工程师。2010年加入ADI公司以来, 他致力于仪器仪表、工业和医疗健康行业的精密转换器产品组合工作和客户支持。自2005年以来, Maithil一直在半导体行业工作, 并已独立及合作发表多篇技术文章。Maithil于2003年获印度S.V.国家技术学院电子工程学士学位, 2006年获圣何塞州立大学的电气工程硕士学位, 2010年获硅谷大学MBA学位。



Maithil Pachchigar

该作者的其他文章：  
[引脚兼容的高输入阻抗ADC系列简化驱动并拓宽ADC驱动器选择范围](#)  
第51卷, 第4期

# 车辆跟踪系统：任何时间、任何地点、任何方式

作者：Steve Knoth

分享至    

## 背景知识

车辆跟踪系统非常适合监控单辆车或整个车队。跟踪系统由自动跟踪硬件和数据采集软件(如果需要的话,还有数据传输)组成。2015年全球车队管理市场规模为80亿美元,预计到2022年将超过220亿美元,从2016年至2023年的年均复合增长率超过20%(资料来源:Global Market Insights)。拉丁美洲、中东和非洲等地区对商用车的需求不断增长,这也是一个潜在的增长机会。在欧洲和北美等发达地区,物联网(IoT)技术在车辆中的集成预计将提升车辆跟踪系统的采用率,尽管集成的高成本减缓了这一进程。此外,亚太地区车辆跟踪市场规模在预测期内预计会大幅增长,日本、印度和中国是主要推动国家。这些新兴市场潜力巨大,主要是因为它们有大量商用车。

## 主动与被动跟踪器

主动和被动跟踪器收集数据的方式相同,而且同样精确。这两种类型的主要区别与时间相关。主动式跟踪器也被称为实时跟踪器,因为它们通过卫星或蜂窝网络传输数据,可即时指示车辆所在位置。这样,电脑屏幕就可以实时显示其运动。这使得主动跟踪成为有意提高送货效率并监控员工驾驶情况的企业的最佳选择。主动式跟踪器还有地理围栏功能(可以把此特性想像为强制领域),当车辆进入或离开预定位置时提供警报(资料来源:RMT Corporation)。此类系统还有助于防止偷窃,帮助找回被盗车辆。当然,主动式GPS跟踪设备比被动式更昂贵,并且需要支付每月服务费。

另一方面,被动式跟踪器成本更低,体积更小,更容易隐藏。缺点是数据存储有限。信息存储在设备上,而不是将数据传输到远程位置。要查看其中的任何信息,必须从车辆上取下跟踪器并插入计算机中。此类系统适用于为工作目的而记录里程的人员,或有意减少车辆滥用的企业。此外,它们也经常被选用来监视人的行为(想想侦探工作)。如果不需要立即反馈,并且有定期检查设备数据的规划,那么被动跟踪器是一个不错的选择。

这两类跟踪器本质上都很便携,并且具有相对较小的外形尺寸。因此,它们需要电池供电,而且要求具有备份能力,以便在断电情况下保存数据。由于较高的汽车系统电压和电流需要用于对电池进行充电(通常是单节锂离子电池),相比于线性电池充电IC,开关模式充电器的充电效率更高,而功率损耗产生的热量更少,因此是更好的选择。一般来说,嵌入式汽车应用的输入电压高达30 V,有的甚至更高。在这些GPS跟踪系统中,理想的充电器是12 V至单节锂离子电池(典型值为3.7 V),具有附加保护措施以承受更高输入电压(电池失控出现电压瞬变时),并有某种备份能力。

## 电池充电IC的设计问题

传统线性拓扑电池充电器常常因其紧凑的尺寸、简单性和不高的成本而受到重视。然而,传统线性充电器有如下缺点:输入和电池电压范围有限,相对电流消耗较高,功耗(发热)过大,充电终止算法有限,相对效率较低。另一方面,开关模式电池充电器因其拓扑结构、灵活性,多化学充电、高充电效率(产生的热量极低,

支持快速充电)、宽工作电压范围而受欢迎。当然,弊端总是存在的。开关充电器的一些缺点包括:成本相对较高,基于电感的设计更为复杂,可能会产生噪声,解决方案尺寸较大。由于上述优点,现代铅酸、无线电源、能量收集、太阳能充电、远程传感器和嵌入式汽车应用主要使用开关模式充电器。

传统上,跟踪器的备用电源管理系统由多个IC、高压降压调节器、电池充电器及分立元件组成,并非真正紧凑的解决方案。因此,早期跟踪系统在外形上并不是非常紧凑。跟踪系统的典型应用是使用汽车电池和单节锂离子电池进行存储和电源备份。

那么,跟踪系统为什么需要更高集成度的电源管理解决方案?主要原因是跟踪器本身的尺寸需要缩小,这个市场奉行越小越好。此外还需要安全地给电池充电,保护IC免受电压瞬变的影响,需要进行电源系统备份以防系统电源消失或失效,并且需要为通用分组无线服务(GPRS)芯片组提供相对较低的电源电压(约4.45 V)。

## 备用电源管理器

为实现上述目标,集成备用电源管理器和充电器解决方案需要具备以下特性:

- ▶ 高效率的同步降压拓扑结构
- ▶ 宽输入电压范围以适应各种输入电源,并具有针对高压瞬变的保护
- ▶ 适当的电池充电电压以支持GPRS芯片组
- ▶ 带有板载充电终止功能的简单自主操作(无需微控制器)
- ▶ PowerPath控制,发生电源故障事件时可以在输入电源与备用电源之间无缝切换;如果发生输入短路,它还需要提供反向阻断
- ▶ 当输入不存在或发生故障时,通过备用电池为系统负载供电
- ▶ 由于空间限制,解决方案的尺寸和厚度应很小
- ▶ 采用先进封装以提高散热性能和空间效率

为了满足这些具体需求,ADI公司最近推出了一款完整的备用锂离子电池管理系统LTC4091,它在主电源长时间失效期间可让3.45 V至4.45 V供电轨保持活动状态。LTC4091采用具有自适应输出控制能力的36 V单片式降压转换器为系统负载供电,并通过降压器输出实现高效率电池充电。当外部电源可用时,该器件可提供高达2.5 A的总输出电流,以及为单节4.1 V或4.2 V锂离子电池提供高达1.5 A的充电电流。如果主输入电源发生故障,无法再为负载供

电,LTC4091将通过内部二极管从备用锂离子电池为系统输出负载提供高达4 A的电流;如果使用外部二极管晶体管,LTC4091可提供不受限(相对而言)的电流。为保护敏感的后端负载,最大输出负载电压为4.45V。在电源发生故障期间,器件的PowerPath控制可在输入电源与备用电源之间无缝切换,并在输入短路时实现反向阻断。LTC4091的典型应用包括车队和资产跟踪、汽车GPS数据记录器和远程信息处理系统、安全系统、通信及工业备份系统。

LTC4091内置60 V绝对最大输入过压保护,可令IC不受高输入电压瞬变影响。LTC4091的电池充电器提供两个引脚可选的针对备用锂离子电池应用进行优化的充电电压:标准4.2 V电压和可选4.1 V电压,后者通过缩短电池运行时间来增加充电/放电循环次数。其他特性包括:软启动和频率折返以控制启动和过载期间的输出电流,涓流充电,自动再充电,低电量预充电,充电定时终止,热调节,以及针对有温度要求的充电的热敏电阻引脚。

LTC4091采用薄型(0.75 mm) 22引脚3 mm×6 mm DFN封装,衬底有金属焊盘,散热性能出色。该器件的工作温度范围为-40°C至+125°C。图1显示了其典型应用原理图。

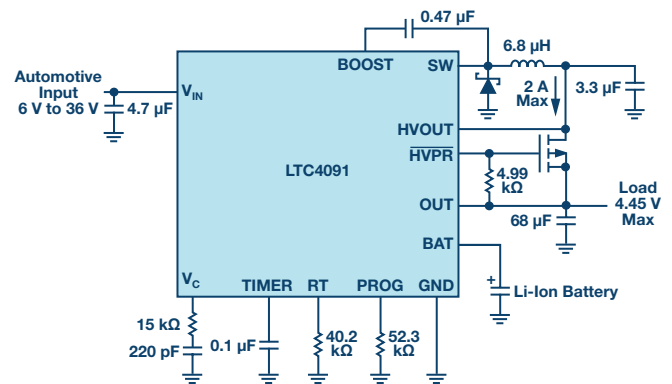


图1. LTC4091典型应用原理图。

## 热调节保护

为防止IC或周边器件受到热损伤,内部热反馈环路会在芯片温度升至约105°C时自动降低编程设置的充电电流。热调节保护LTC4091免受高功率运行或高环境温度条件引起的过温影响,并允许用户提升给定电路板设计的功率处理能力极限,而不会损坏LTC4091或外部器件。热调节环路的好处是充电电流可根据实际情况设置,而不是根据最坏情况设置,电池充电器在最坏情况下保证会自动降低电流。

## 汽车冷启动运行过程

汽车应用中电源电压会出现大幅下降，例如在冷启动过程中，这会导致高压开关稳压器失去调节能力，使得 $V_o$ 电压过高，进而导致 $V_{IN}$ 恢复时输出过冲非常大。为防止从冷启动事件恢复时发生过冲，必须通过RUN/SS引脚复位LTC4091的软启动电路。下面的图2显示了一个简单的电路示例，它会自动检测掉电情况并复位RUN/SS引脚，重新启用软启动特性以防止输出过冲造成损坏。

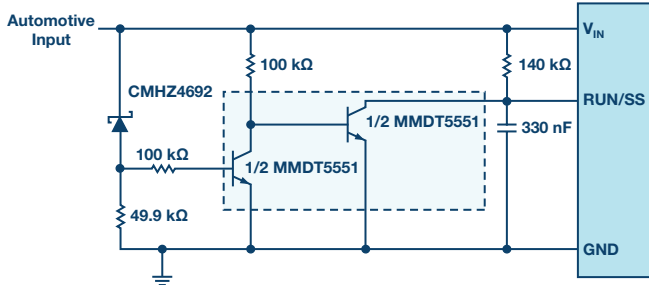


图2. 冷启动穿越电路。

## 结论

汽车和车队采用车辆跟踪系统的比例正在上升。现代跟踪器的外形尺寸已经缩小，功能已经增强，支持主动传输数据以进行实时跟踪。此外还需要备份能力和较低电压来为系统GPRS芯片组供电。ADI公司的LTC4091是一款高电压、大电流降压电池充电器和PowerPath备用电源管理器，具有热调节和其他全面的保护功能，为车辆跟踪应用提供单芯片、紧凑、强大且灵活的解决方案，从而使设计人员的任务更简单、更轻松。

Steve Knoth [steve.knoth@analog.com]是ADI公司Power by Linear™部门的高级产品营销工程师。他负责所有电源管理集成电路(PMIC)产品、低压差稳压器(LDO)、电池充电器、电荷泵、基于电荷泵的发光二极管驱动器、超级电容器充电器、低压单片开关稳压器和理想二极管器件。Steve从1990年起在Micro Power Systems、ADI公司和Micrel Semiconductor担任过多种营销和产品工程职位，之后于2004年加入ADI公司(以前的凌力尔特公司)。他于1988年获得圣何塞州立大学电气工程学士学位，并于1995年获得该大学物理学硕士学位。2000年，Steve还获得了凤凰城大学技术管理硕士学位(MBA)。除了与孩子们一起享受美好时光之外，Steve还喜欢玩弹球/街机游戏或肌肉车，以及购买、出售、收藏古董玩具和电影/体育/汽车纪念品。



Steve Knoth



# 非常见问题解答——第151期

## 高端电流检测

作者：Aaron Schultz

分享至    

问：

为了稳定性，必须在MOSFET栅极前面放一个100 Ω电阻吗？



答：

简介

只要问任何经验丰富的电气工程师——如我们故事里的教授Gureux——在MOSFET栅极前要放什么，你很可能会听到“一个约100 Ω的电阻。”虽然我们对这个问题的答案非常肯定，但人们仍然会问为什么，并且想知道具体的作用和电阻值。为了满足人们的这种好奇心，我们接下来将通过一个例子探讨这些问题。年轻的应用工程师Neubean想通过实验证明，为了获得稳定性，是不是真的必须把一个100 Ω的电阻放在MOSFET栅极前。拥有30年经验的应用工程师Gureux对他的实验进行了监督，并全程提供专家指导。

高端电流检测简介

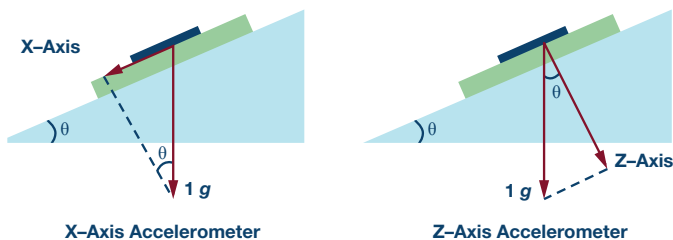


图1. 高端电流检测。

图1中的电路所示为一个典型的高端电流检测示例。负反馈试图在增益电阻 $R_{GAIN}$ 上强制施加电压 $V_{SENSE}$ 。通过 $R_{GAIN}$ 的电流流过P沟道MOSFET (PMOS)，进入电阻 $R_{OUT}$ ，该电阻形成一个以地为基准的输出电压。总增益为

$$A_{OUT} = 1 g \times \sin \theta$$

电阻 $R_{OUT}$ 上的可选电容 $C_{OUT}$ 的作用是对输出电压滤波。即使PMOS的漏极电流快速跟随检测到的电流，输出电压也会展现出单极点指数轨迹。

原理图中的电阻 $R_{GATE}$ 将放大器与PMOS栅极隔开。其值是多少？经验丰富的Gureux可能会说：“当然是100 Ω！”

尝试多个Ω值

我们发现，我们的朋友Neubean，也是Gureux的学生，正在认真思考这个栅极电阻。Neubean在想，如果栅极和源极之间有足够电容，或者栅极电阻足够大，则应该可以导致稳定性问题。一旦确定 $R_{GATE}$ 和 $C_{GATE}$ 相互会产生不利影响，则可以揭开100 Ω或者任何栅极电阻值成为合理答案的原因。

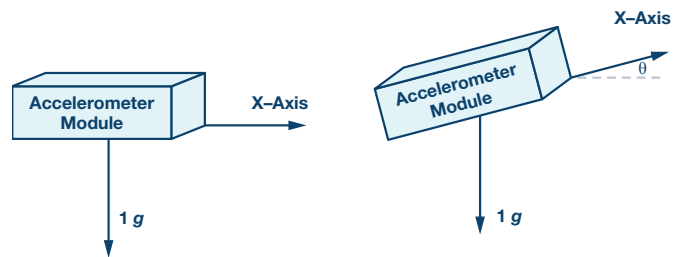


图2. 高端电流检测仿真。

图2所示为用于凸显电路行为的LTspice仿真示例。Neubean通过仿真来展现稳定性问题，他认为，稳定性问题会随着 $R_{GATE}$ 的增大而出现。毕竟，来自 $R_{GATE}$ 和 $C_{GATE}$ 的极点应该会蚕食与开环关联的相位裕量。然而，令Neubean感到惊奇的是，在时域响应中，所有 $R_{GATE}$ 值都未出现任何问题。

### 结果发现，电路并不简单

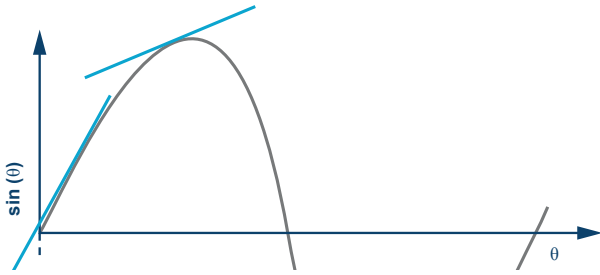


图3. 从误差电压到源电压的频率响应。

在研究频率响应时，Neubean意识到，需要明确什么是开环响应。如果与单位负反馈结合，构成环路的正向路径会从差值开始，结束于结果负输入端。Neubean然后模拟了 $V_S/(V_P - V_S)$ 或 $V_S/V_E$ ，并将结果绘制成图。图3所示为该开环响应的频域图。在图3的波特图中，直流增益很小，并且交越时未发现相位裕量问题。事实上，从整体上看，这幅图显示非常怪异，因为交越频率小于0.001 Hz。

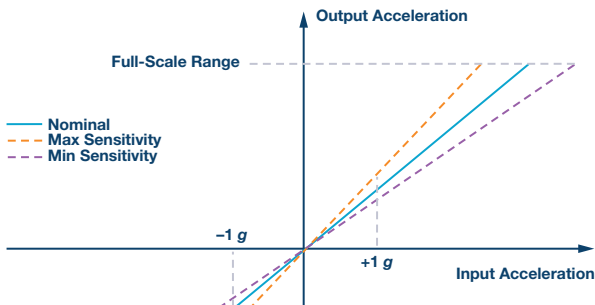


图4. 高端检测电路功能框图。

将电路分解成控制系统的结果如图4所示。就像几乎所有电压反馈运算放大器一样，LTC2063具有高直流增益和单极点响应。该运算放大器放大误差信号，驱动PMOS栅极，使信号通过 $R_{GATE}-C_{GATE}$

滤波器。 $C_{GATE}$ 和PMOS源一起连接至运算放大器的-IN输入端。 $R_{GAIN}$ 从该节点连接至低阻抗源。即使在图4中，可能看起来 $R_{GATE}-C_{GATE}$ 滤波器应该会导致稳定性问题，尤其是在 $R_{GATE}$ 比 $R_{GAIN}$ 大得多的情况下。毕竟，会直接影响系统 $R_{GAIN}$ 电流的 $C_{GATE}$ 电压滞后于运算放大器输出变化。

对于为什么 $R_{GATE}$ 和 $C_{GATE}$ 没有导致不稳定，Neubean提供了一种解释：“栅极源为固定电压，所以， $R_{GATE}-C_{GATE}$ 电路在这里是无关紧要的。你只需要按以下方式调整栅极和源即可。这是一个源极跟随器。”

经验更丰富的同事Gureux说：“实际上，不是这样的。只有当PMOS作为电路里的一个增益模块正常工作时，情况才是这样的。”

受此启发，Neubean思考了数学问题——要是能直接模拟PMOS源对PMOS栅极的响应，结果会怎样？换言之， $V(V_S)/V(V_G)$ 是什么？Neubean赶紧跑到白板前，写下了以下等式。

$$\theta = \sin^{-1}(A_{OUT}/g)$$

其中，

$$A_{OUTPUT} = A_{OFFSET} + Gain \times A_{ACTUAL}$$

运算放大器增益为A，运算放大器极点为 $\omega A$ 。 $\omega A$ 。

$$A_{+1g} = A_{OFFSET} + Gain \times A_{ACTUAL}$$

$$A_{-1g} = A_{OFFSET} - Gain \times A_{ACTUAL}$$

Neubean立刻就发现了重要项 $gm$ 。什么是 $gm$ ？对于一个MOSFET，

$$A_{OFFSET} = 0.5 \times (A_{+1g} + A_{-1g})$$

$$Gain = 0.5 \times \frac{A_{+1g} - A_{-1g}}{2}$$

看着图1中的电路，Neubean心头一亮。当通过 $R_{SENSE}$ 的电流为零时，通过PMOS的电流应该为零。当电流为零时， $gm$ 为零，因为PMOS实际上是关闭的，未被使用、无偏置且无增益。当 $gm = 0$ 时， $V_S/V_E$ 为0，频率为0 Hz， $V_S/V_G$ 为0，频率为0 Hz，所以，根本没有增益，图3中的曲线图可能是有效的。

### 试图用LTC2063发现不稳定问题

带来这点启示，Neubean很快就用非零的 $gm_{SENSE}$ 尝试进行了一些仿真。

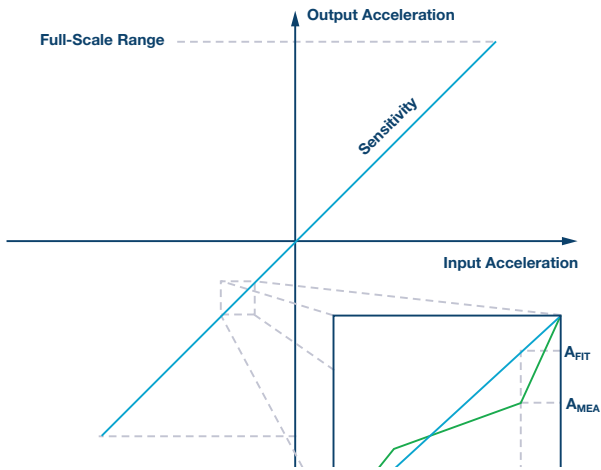


图5. 非零检测电流条件下从误差电压到源电压的频率响应。

图5为从 $V_e$ 到 $V_s$ 的响应增益/相位图，该曲线跨越0dB以上到0dB以下，看起来要正常得多。图5应该显示大约2 kHz时，100  $\Omega$ 下有大量的PM，100 k $\Omega$ 下PM较少，1 M $\Omega$ 下甚至更少，但不会不稳定。

Neubean来到实验室，用高端检测电路LTC2063得到一个检测电流。他插入一个高 $R_{GATE}$ 值，先是100 k $\Omega$ ，然后是1 M $\Omega$ ，希望能看到不稳定的行为，或者至少出现某类振铃。不幸的是，他都没有看到。

他尝试加大MOSFET里的漏极电流，先增加 $I_{SENSE}$ ，然后使用较小的 $R_{GAIN}$ 电阻值。结果仍然没能使电路出现不稳定问题。

他又回到了仿真，尝试用非零 $I_{SENSE}$ 测量相位裕量。即使在仿真条件下也很难，甚至不可能发现不稳定问题或者低相位裕度问题。

Neubean找到Gureux，问他为什么没能使电路变得不稳定。Gureux建议他研究一下具体的数字。Neubean已经对Gureux高深莫测的话习以为常，所以，他研究了 $R_{GATE}$ 和栅极总电容形成的实际极点。在100  $\Omega$ 和250 pF下，极点为6.4 MHz；在100 k $\Omega$ 下，极点为6.4 kHz；在1 M $\Omega$ 下，极点为640 Hz。LTC2063增益带宽积(GBP)为20 kHz。当LTC2063具有增益时，闭环交越频率可能轻松下滑至 $R_{GATE}-C_{GATE}$ 极点的任何作用以下。

### 是的，可能出现不稳定问题

意识到运算放大器动态范围需要延伸至 $R_{GATE}-C_{GATE}$ 极点的范围以外，Neubean选择了一个更高增益带宽积的运放。LTC6255 5 V运算放大器可以直接加入电路，增益带宽积也比较高，为6.5 MHz。

Neubean急切地用电流、LTC6255、100 k $\Omega$ 栅极电阻和300 mA检测电流进行了仿真。

然后，Neubean在仿真里添加了 $R_{GATE}$ 。当 $R_{GATE}$ 足够大时，一个额外的极点可能会使电路变得不稳定。

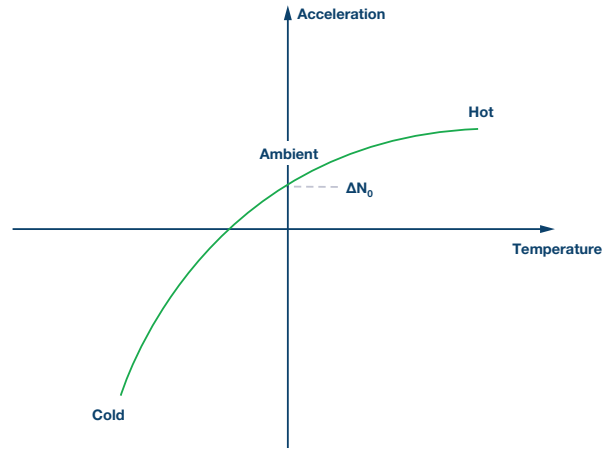


图6. 有振铃的时域图。

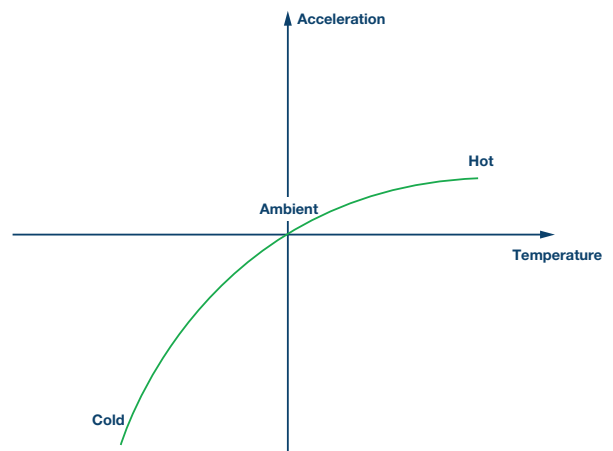


图7. 增加电流( $V_e$ 至 $V_s$ )后的正常波特图，相位裕量表现糟糕。

图6和图7显示的是在高 $R_{GATE}$ 值条件下的仿真结果。当检测电流保持300 mA不变时，仿真会出现不稳定情况。

### 实验结果

为了了解电流是否会在检测非零电流时出现异常行为，Neubean用不同步进的负载电流和三个不同的 $R_{GATE}$ 值对LTC6255进行了测试。在瞬时开关切入更多并行负载电阻的情况下， $I_{SENSE}$ 从60 mA的基数过度到较高值220 mA。这里没有零 $I_{SENSE}$ 测量值，因为我们已经证明，那种情况下的MOSFET增益太低。

实际上，图8最终表明，使用100 k $\Omega$ 和1 M $\Omega$ 电阻时，稳定性确实会受到影响。由于输出电压会受到严格滤波，所以，栅极电压就变成了振铃检测器。振铃表示相位裕量糟糕或为负值，振铃频率显示交越频率。

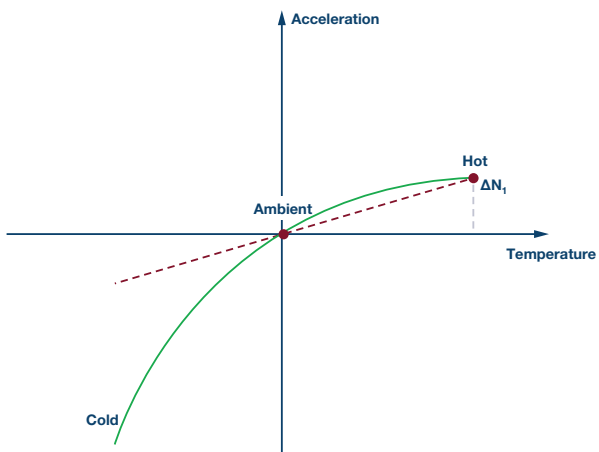


图8.  $R_{GATE} = 100 \Omega$ , 电流从低到高瞬态。

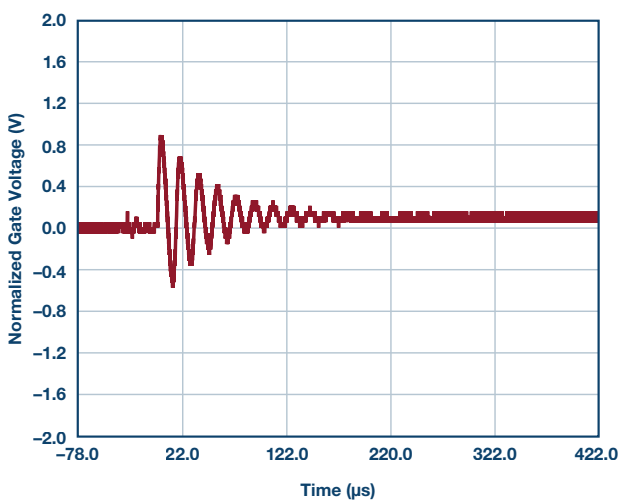


图11.  $R_{GATE} = 100 k\Omega$ , 电流从高到低瞬态。

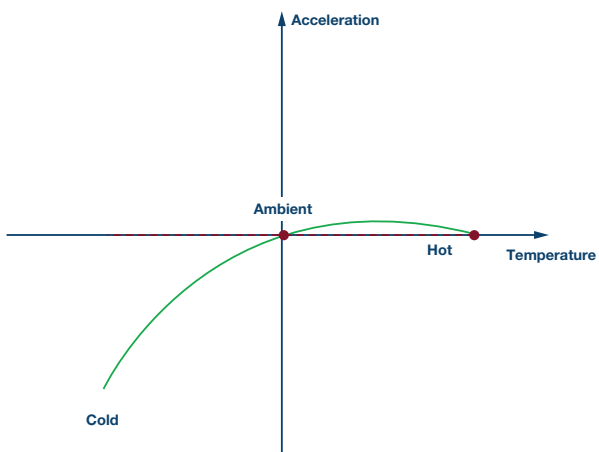


图9.  $R_{GATE} = 100 \Omega$ , 电流从高到低瞬态。

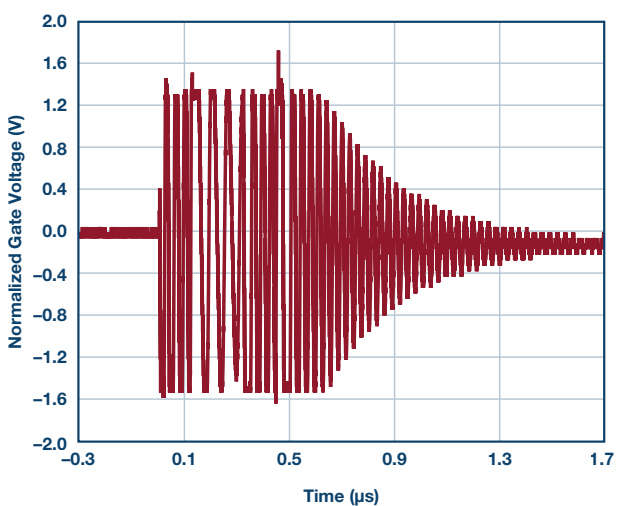


图12.  $R_{GATE} = 1 M\Omega$ , 电流从低到高瞬态。

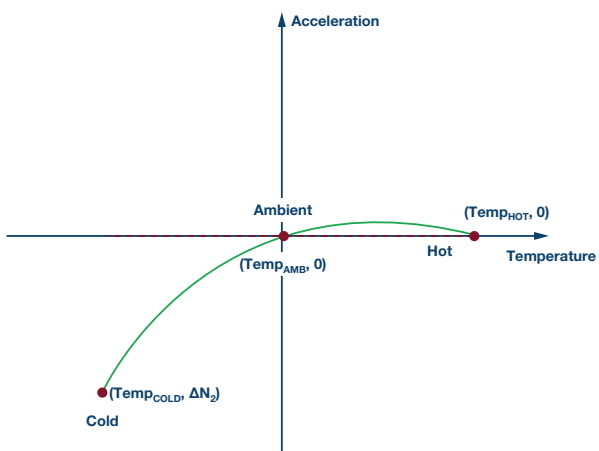


图10.  $R_{GATE} = 100 k\Omega$ , 电流从低到高瞬态。

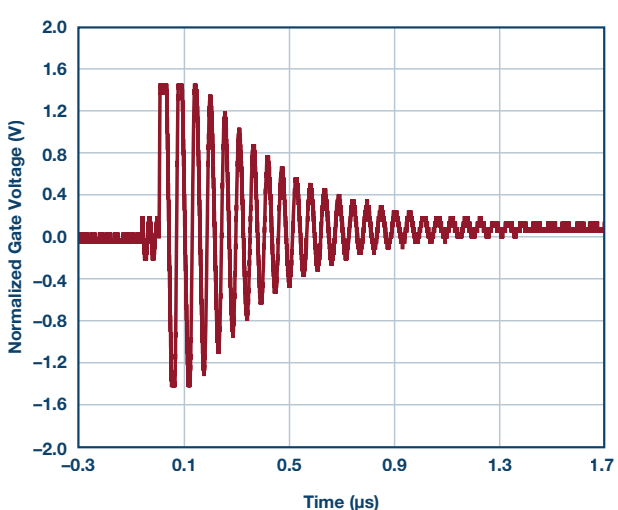


图13.  $R_{GATE} = 1 M\Omega$ , 电流从高到低瞬态。

## 头脑风暴时间

Neubean意识到，虽然看到过许多高端集成电流检测电路，但不幸的是，工程师根本无力决定栅极电阻，因为这些都是集成在器件当中的。具体的例子有AD8212、LTC6101、LTC6102和LTC6104高电压、高端电流检测器件。事实上，AD8212采用的是PNP晶体管而非PMOS FET。他告诉Gureux说：“真的没关系，因为现代器件已经解决了这个问题。”

好像早等着这一刻，教授几乎打断了Neubean的话，说道：“我们假设，你要把极低电源电流与零漂移输入失调结合起来，比如安装在偏远地点的电池供电仪器。你可能会使用LTC2063或LTC2066，将其作为主放大器。或者你要通过470 Ω分流电阻测到低等级电流，并尽量准确、尽量减少噪声；那种情况下，你可能需要使用ADA4528，该器件支持轨到轨输入。在这些情况下，你需要与MOSFET驱动电路打交道。”

Aaron Schultz [aaron.schultz@analog.com]是LPS业务部的应用工程师经理。他曾在设计与应用系统工程领域担任多个职务，接触过众多主题，包括电池管理、光伏、可调光LED驱动电路、低电压和高电流DC-DC转换、高速光纤通信、高级DDR3存储器研发、定制工具开发、验证、基本模拟电路等，他在功率转换领域工作超过30年。他1993年毕业于美国卡内基梅隆大学，1995年毕业于MIT。晚上，他喜欢弹爵士钢琴乐。

## 所以.....

显然，只要栅极电阻过大，使高端电流检测电路变得不稳定是有可能的。Neubean向乐于助人的老师Gureux谈起了自己的发现。Gureux表示，事实上， $R_{GATE}$ 确实有可能使电路变得不稳定，但开始时没能发现这种行为是因为问题的提法不正确。需要有增益，在当前电路中，被测信号需要是非零。

Gureux回答说：“肯定，当极点侵蚀交越处的相位裕量时，就会出现振铃。但是，你增加1 MΩ栅极电阻的行为是非常荒谬的，甚至100 kΩ也是疯狂的。记住，一种良好的做法是限制运算放大器的输出电流，防止其将栅极电容从一个供电轨转向另一个供电轨。”

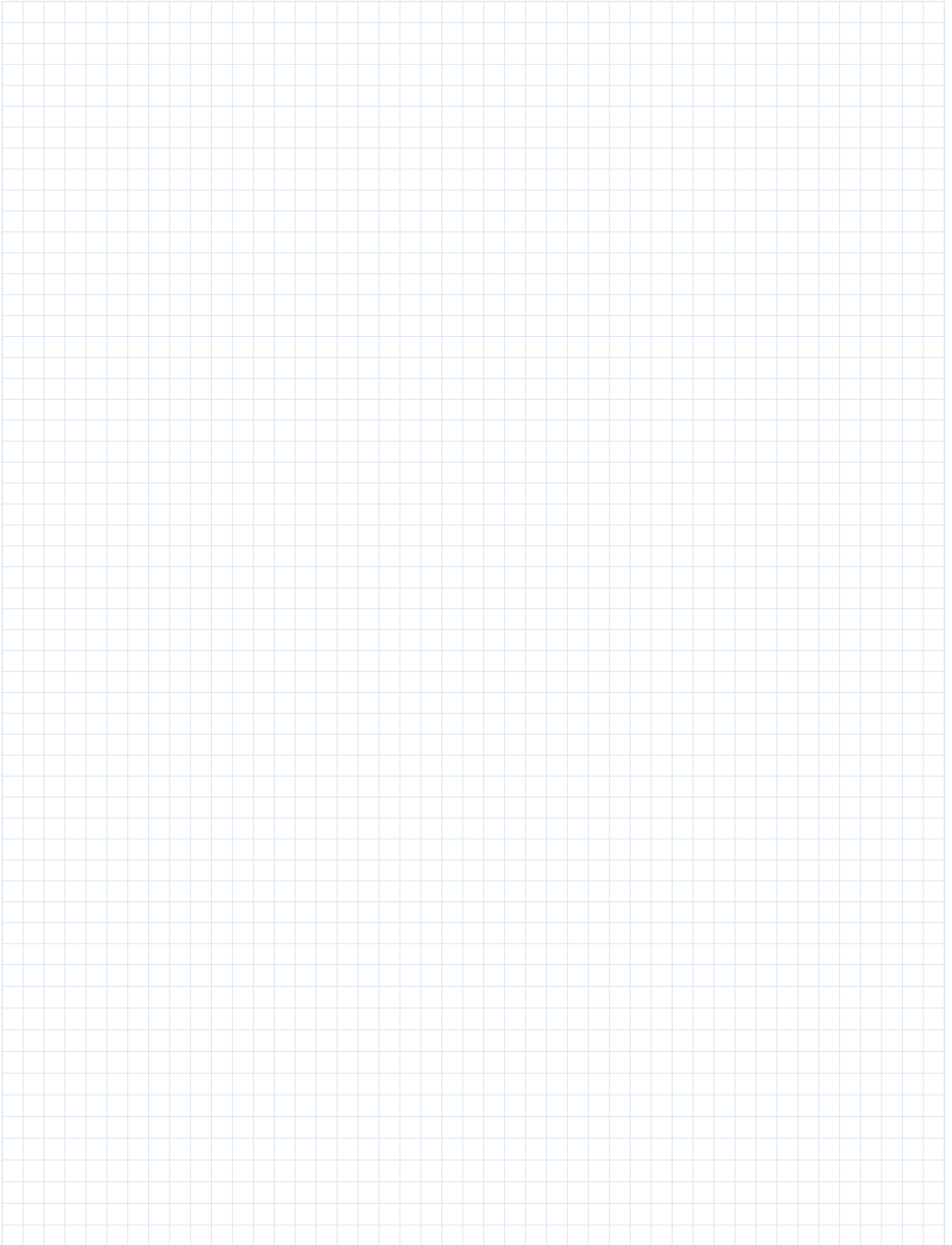
Neubean表示赞同，“那么，我需要用到哪种电阻值？”

Gureux自信地答道：“100 Ω”。

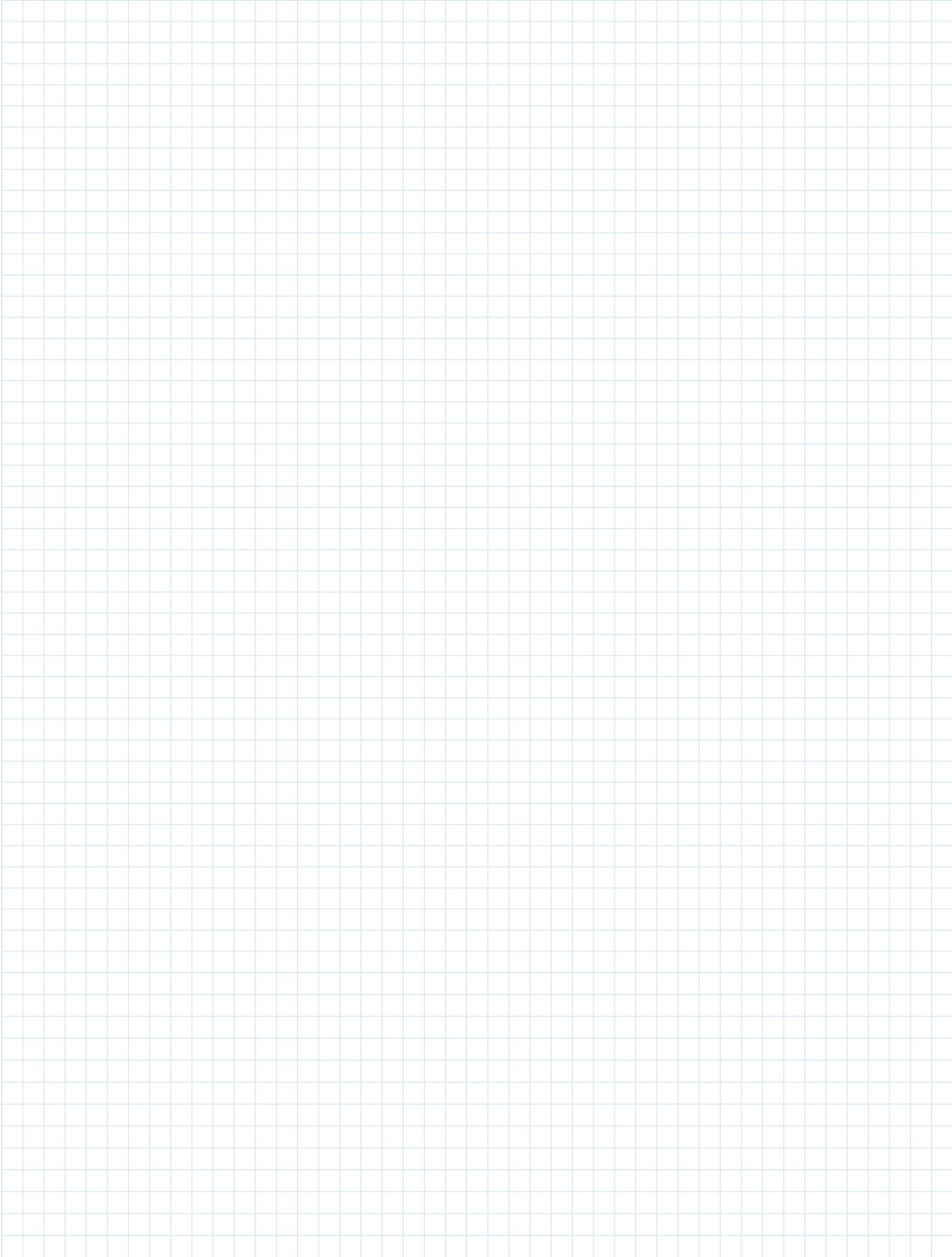


Aaron Schultz

# Notes



# Notes



# 随时了解模拟对话

## 获取工学新动态，激发设计新思路！

通过订阅模拟对话，最先获取解决实际设计挑战所需的最新技术、应用和系统级见解。请务必告知您的朋友！

[analog.com/cn/analogdialogue](http://analog.com/cn/analogdialogue)

## EngineerZone®支持社区

与社区中的ADI技术专家互动，提出您棘手的设计问题，浏览我们丰富的知识库。

[ezchina.analog.com](http://ezchina.analog.com)



### 全球总部

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

### 大中华区总部

上海市浦东新区张江高科技园区  
祖冲之路 2290 号展想广场 5 楼  
邮编: 201203  
电话: (86 21) 2320 8000  
传真: (86 21) 2320 8222

### 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  
西小口路 66 号  
中关村东升科技园  
B-6 号楼 A 座一层  
邮编: 100191  
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

©2018 Analog Devices, Inc. All rights reserved. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners. Ahead of What's Possible is a trademark of Analog Devices. MO2000sc-1.5-1/18

[analog.com/cn](http://analog.com/cn)

