
模拟应用期刊

2014 年第 4 季度



德州仪器 2014 年版权所有

目录

引言	3
工业	
JFET 输入运算放大器中的失真和源阻抗	4
工业数据采集、地震测量和高保真度音频领域中的低失真模拟电路设计人员都明白，许多运算放大器（运放）在被配置为非反相放大器时会产生较大的失真。本文评估了两款 JFET 输入运放针对高源阻抗和低源阻抗的失真特性。一种可限制共模电容的新型制造工艺为那些需要在宽源阻抗范围内实现低失真的场合提供了更多的器件选项。	
用于高精度 DAC 的 SPICE 模型	7
完整的系统级验证必须由设计人员根据以往的经验通过预算、抽查、建模、目视检查和修改，以手动的方式完成。本文针对工业自动化系统中的 0 mA 至 20 mA DAC 应用提供了一项系统模型案例研究。讨论的内容包括工作原理、仿真设置和结果以及处理规格变化的方法。	
具有低功耗的隔离式检测系统	11
许多新式应用都需要隔离，而所需的隔离等级受终端设备的类型以及负责设备认证工作的监管机构的影响。本文阐述了如何通过谨慎地选择具有高精度、隔离式前端和优化功耗规格指标的器件来极大地优化隔离式检测系统的性能和效率。	
利用一个标准的 PFC 控制器来设计转换模式无桥 PFC	14
本文着重讨论了低成本 TM 无桥 PFC 的设计考虑因素，旨在说明标准的 PFC 控制器可用以极大地降低总体电路成本，同时保持无桥 PFC 电路的固有优势。与传统 TM PFC 的实验对比有力地证明：利用 TM 无桥 PFC 可实现效率的改善。	
通信	
用于 FPGA 的电源排序	19
可以运用多种电源排序解决方案来满足 FPGA 供应商所规定的要求。本文详细说明了四种可根据系统所要求的精细程度来实现的电源排序解决方案。	
TI 全球技术支持	22

如需查阅《模拟应用期刊》
(Analog Applications Journal)
的过往期刊，敬请访问以下网址：
www.ti.com.cn/aaaj
通过下面的网址订阅 AAJ：
www.ti.com.cn/subscribe-aaaj

引言

《模拟应用期刊》(AAJ) 是一份登载精选模拟技术文章的期刊，由德州仪器公司按季出版。这些以设计工程师、工程经理、系统设计人员和技师为对象而撰写的“指导性”文章可让读者对 TI 的模拟产品可用于应对各种不同的设计问题和要求的原因有一个基本的了解。读者将从中获得与下列应用有关的辅导信息以及实际的工程设计和详细的数学解答：

- 汽车
- 工业
- 通信
- 企业系统
- 个人电子产品

AAJ 发表的文章当中包含了许多有益的提示和经验法则，可为包括工程设计新手、刚刚开始接触模拟设计的工程师和高级模拟工程师在内的广大读者提供指导。在适用的场合，读者还将找到所需的软件例程和程序结构，并且了解和学习设计工具。这些前瞻性的文章针对当前及未来的产品解决方案提供了有价值的见解。不过，这份长期出版的精选文摘还针对许多涉及了作为当今产品之基础的传统技术和解决方案的文章为读者提供了档案查阅服务。这意味着 AAJ 可以作为一种适用于众多模拟产品、应用和设计工具的关联搜索工具。

JFET 输入运算放大器中的失真和源阻抗

作者: John Caldwell
模拟应用工程师

工业数据采集、地震测量和高保真度音频领域中的低失真模拟电路设计人员都明白，许多运算放大器（运放）在被配置为非反相放大器时会产生较大的失真。在非反相配置中，输入信号在两个输入端上均表现为一种共模信号。运放在两个输入端上执行的减法运算是有限的，并且呈现轻微的非线性，因而在运放输出端上产生了少量的额外失真。该效应通常被称为共模失真。^[1]

当输入信号源具有高输出阻抗时，有些运放会表现出更加严重的共模失真，这一点并没有被人们普遍认识到。我们使用 TL072（一款 JFET 输入通用型运放）来比较一下针对两种源阻抗的输出失真。图 1 示出了当源阻抗为 20Ω 和 10kΩ 时 TL072 的输出失真。在源阻抗为 10kΩ 的场合中，总谐波失真与噪声之和 (THD + N) 大幅增加，有可能超过因附加源电阻器而产生的 THD + N。

这是 TL072 等老式 JFET 输入运放的典型运行方式，并限制了其在诸如 Sallen-Key 有源滤波器等众多电路中的可用性。^[2] 在那个时候，当用作运放的输入器件时，JFET 提供了一些胜过双极型晶体管的优势。例如，电流噪声的降低使得 JFET 输入运放能够在高阻抗应用中使用。此外，JFET 还可以采用现有的双极型半导体工艺来制造，从而令其拥有了一项超越 MOSFET 的重大优势。

图 2 示出了在结隔离工艺中于 p 型衬底上采用离子注入法制造的 p 沟道 JFET 的横截面。^[3] 沟道是通过把 p 型杂质植入一个 n 型区形成的。然后，在沟道的顶上植入一个 n 型区（n 型顶栅）并连接至位于沟道下方的区以形成栅极。

p 型衬底和 n 型栅极之间的结起一个反向偏置二极管的作用。这允许 JFET 具有极低的输入电流，同时在栅极与衬底之间产生一个寄生电容 (C_{GSS})。

在 p 型和 n 型半导体材料的交界面上出现了一种扩散过程，在该过程中电子和空穴穿越界面进行迁移，而把带电离子遗留在各自所在的那一侧。迁移的载荷子与来自对面对立的载荷子重新组合并被消除，从而产生了一个

图 1: TL072 运放的 THD + N 测量

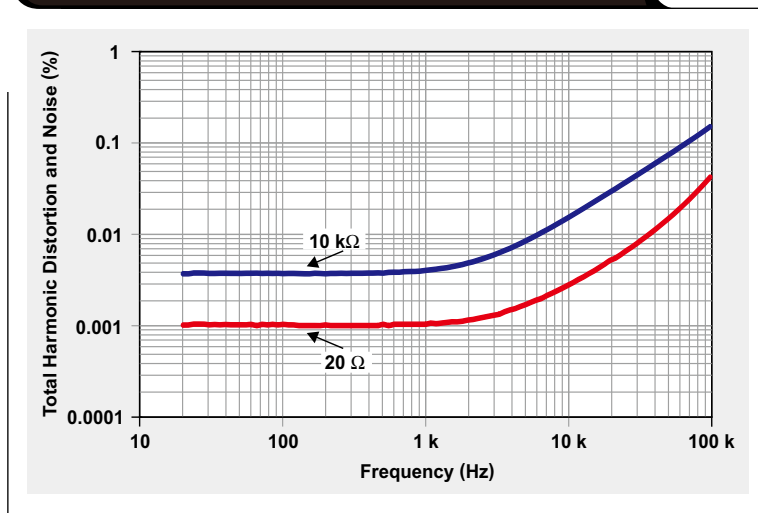
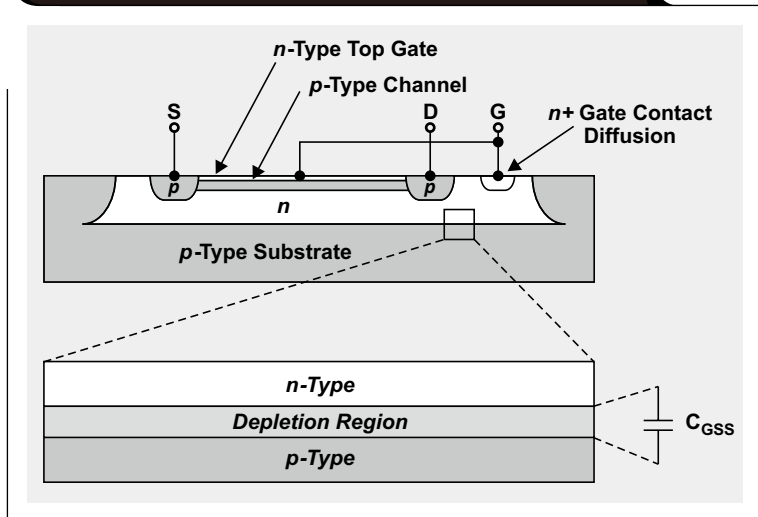


图 2: 离子注入型 p 沟道 JFET 结构



没有移动载荷子的区域。该区域被称为耗尽区，因为移动载荷子已被耗尽。在该区域中，半导体材料的作用相当于绝缘体。最终的结构类似于一个电容器，n 型区和 p 型区为导电电极，耗尽区充当电介质。由于栅极和衬底之间的接触面积很大，因此栅极至衬底电容 C_{GSS} 通常远远大于栅极至源极和栅极至漏极电容。^[3] 于是，输入 JFET 的 C_{GSS} 是此类运放之输入共模电容的主要来源。

和所有的电容器一样，p-n 结的电容取决于其电极的面积以及电极的相隔距离。虽然 p-n 结的面积是固定的，但耗尽区的宽度则并不固定。其取决于横跨耗尽区的电场的方向和强度。

在初始扩散期间，扩散载荷子所遗留的离子产生了一个阻碍进一步扩散的电场。这被称为 p-n 结的内置电压。给 p-n 结施加一个外部电压具有扩大或压缩耗尽区宽度以及改变 p-n 结电容的作用。JFET 的栅极至衬底电容的变化与栅极至衬底电压之间存在着函数关系，依据的公式如下：

$$C_{GSS} = \frac{C_{GSS0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{GSS}}{\psi_0}}} \quad (1)$$

在 (1) 式中， C_{GSS0} 为 0V 时的结电容， V_{GSS} 为栅极至衬底电压。另外， ψ_0 为 p-n 结的内置电压，通常为 0.7 V 左右。在大多数运放中，衬底保持在负电源电压 (V_{EE})。因此，当共模电压变化时，(1) 式中的 V_{GSS} 项改变，从而将增加或减小栅极至衬底电容 C_{GSS} 。

在图 3 中，增添了输入共模电容 C_{CM1} 和 C_{CM2} ，用以表示输入 JFET 的 C_{GSS} 。

非反相输入的输入共模电容 C_{CM1} 必须利用一个来自输入电压源 V_S 的小电流 I_S 进行充电和放电。如果输入电容并非一个常数，而是取决于输入电压，那么从电压源吸收的充电电流与输入电压信号的变化率之间不再成线性关系：

$$C_{CM1} \frac{dV_S}{dt} \rightarrow I_S = \frac{C_{GSS0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{IN} - V_{EE}}{\psi_0}}} \times \frac{dV_S}{dt} \quad (2)$$

该运行方式类似于分立陶瓷电容器的电压系数。^{[4] [5]} 电容随施加电压而发生的变化使电容器中的电流产生失真。从电压源吸收的该失真电流将由于 R_S 两端的电压降而在运放的输入端上产生一个失真信号。

$$V_{IN} = V_S - I_S R_S \quad (3)$$

可以通过在运放的反馈环路中布设一个与源阻抗相等的电阻来抵消该失真。这种做法在运放的反相输入端上产生一个相等的失真。由于该失真如今为两个输入端所共有，因此其可利用运放的共模抑制予以去除。不幸的是，反馈路径中的电阻将引起额外的噪声，而且当其非常大的时候还会引发稳定性问题。^[6]

图 3：JFET 输入运放的可变共模电容

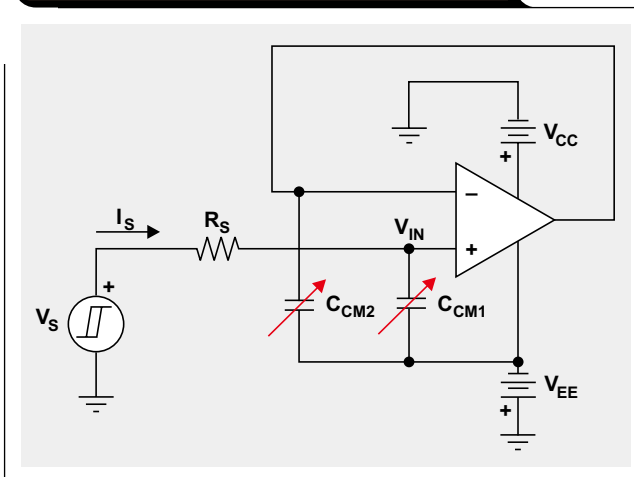
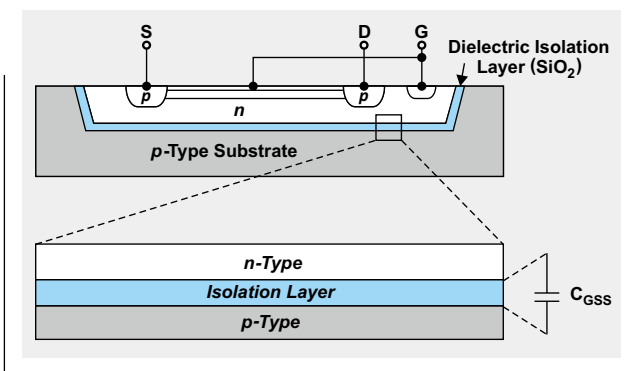


图 4：DI 工艺中的隔离层



理想的情况是，为了在高源阻抗条件下运作时保持低失真，必需把输入共模电容稳定至一个恒定值。一种实现方法是采用电介质隔离 (DI) 工艺来制造运放。如图 4 所示，DI 使用一层介电材料（比如：二氧化硅 [SiO_2]）将器件与衬底及其他相邻结构隔离开来。引入此类工艺的最初目的是通过减小片上晶体管集电极上的电容来改善其速度性能。^[3]电介质隔离的另一个好处是 JFET 的栅极至衬底电容不再随着输入共模电压而变化。栅极至衬底电容的数值由器件的尺寸和隔离层的宽度决定，其完全不受所施加的电场的影响。此外，该隔离层还可阻止载荷子穿越 p-n 界面进行扩散而形成一个耗尽区。虽然在隔离势垒的两端仍然存在一个电场，但是其对于硅材料中移动载荷子的作用并不足以影响总电容。

在图 5 中，利用网络分析仪对两款运放的共模电容进行了非常精确的测量。TL072 运放是采用标准的结隔离工艺制造的。在测量范围内，其输入共模电容从 +10 V 时的

4.87 pF 变为 -10 V 时的 7.10 pF，总的变化量为 2.23 pF。不出所料，由于栅极至衬底电压减小，因此输入共模电容随着负共模电压的增加而增大。

另一方面，OPA1642 是采用 DI 工艺制造的。其输入共模电容得到了极大的稳定，在整个测量范围内的变化幅度仅为 30 fF。

输入共模电容稳定性的改善在失真测量中立刻显现出来。图 6 示出了对于 20 Ω 和 10k Ω 的源阻抗，采用增益 = +1 配置的 OPA1642 的实测 THD + N。与 TL072 不同的是，源阻抗的增加并未影响 OPA1642 的失真。

对于 JFET 输入运放的需求如今仍然普遍存在，因为其将继续提供低噪声、低偏置电流和卓越 AC/DC 性能的独特组合。在其制造中引入 DI 工艺以及输入电容的最终稳定化使得新式 JFET 输入运放能够实现极低的失真，而丝毫不受源阻抗的影响。

参考文献

1. 作者：Self, D., 《小信号音频设计中的运放 - 第二部分：双极型和 JFET 输入运放中的失真》，EETimes, 2011 年 6 月 22 日。参见：www.eetimes.com
2. 作者：Caldwell, J., 《用于两路扬声器的模拟有源跨接电路，” TI Reference Design, 德州仪器, 2014 年。参见：www.ti.com/4q14-tipd134
3. 作者：Gray, P、Meyer, R., 《模拟集成电路的分析与设计》，纽约：约翰·威利父子出版公司, 1984 年, pp. 1~7, 123~126。
4. 作者：Caldwell, J., 《源自高 K 值陶瓷电容器的信号失真》，EDN, 2013 年 6 月 16 日。参见：www.edn.com
5. 作者：Caldwell, J., 《更多地了解高 K 值 MLCC 的失真机理》，EDN, 2013 年 12 月 22 日。参见：www.edn.com
6. 作者：Caldwell, J., 《缓冲器反馈中的电阻器：问问为什么！》，Precision Hub 博客, 德州仪器, 2014 年 6 月 15 日。参见：http://e2e.ti.com/blogs_/b/precisionhub/archive/2014/07/15/resistors-in-the-feedback-of-a-buffer-ask-why.aspx

图 5：两款 JFET 运放的共模电容

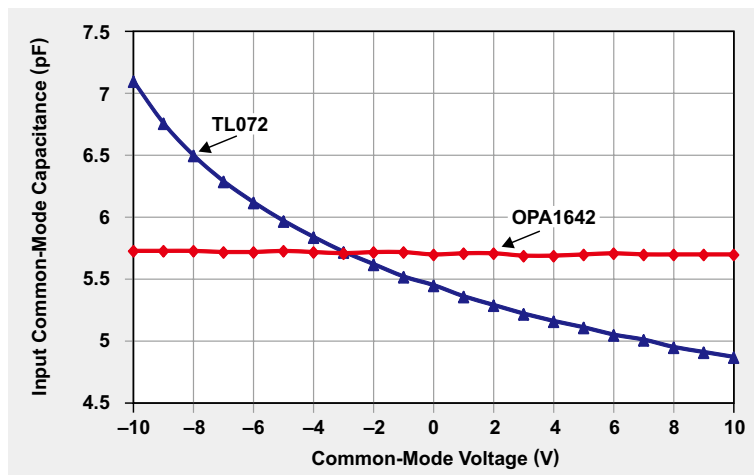
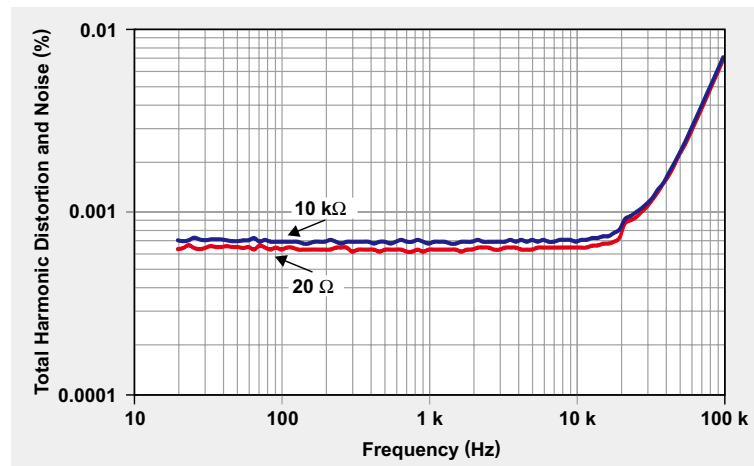


图 6：OPA1642 运放的 THD + N 测量结果



相关网址

- www.ti.com/4q14-opa827
- www.ti.com/4q14-opa1642
- www.ti.com/4q14-opa141
- www.ti.com/4q14-opa140

订阅 AAJ:

www.ti.com.cn/subscribe-aaaj

用于高精度 DAC 的 SPICE 模型

作者: Rahul Prakash

电气设计工程师

挑战 – 完整的系统验证

在着手实施一项设计之前预测其性能是每一位设计工程师所面临的挑战。IC 设计人员手握大量的工具和模型，即使是在制造之前也可用来进行其设计的仿真。然而，当考虑整个系统设计时，我们发现拥有准确模型的组件却非常之少。

这意味着，完整的系统级验证必须由设计人员根据以往的经验通过预算、抽查、建模、目视检查和修改，以手动的方式完成。不幸的是，这给设计中出现误差和漏洞埋下了隐患。在某些场合中，为了实现预期的功能和性能，需要多种版本的电路板。

构建模块 – 高精度 DAC 模型

用于高精度 DAC（例如：由德州仪器提供的 DAC8411 系列）的最新 TINA-TI™ 软件模型可实现完整的系统级验证。DAC8411 系列包括 8 位至 16 位单通道、电压输出数模转换器 (DAC)。用于该系列的 SPICE 模型可提供两种变体。第一种是一个具有输出缓冲器的并行 n 位宽接口，其可兼容所有的 TINA 版本（图 1）。

第二种是一个具有输出缓冲器的串行外设接口 (SPI)，其可兼容专业版的 TINA-TI 软件（图 2）。

这两种变体皆可用于对始自 DAC 输出缓冲器的模拟信号链路进行仿真。具有输出缓冲器的 SPI 模型可全面模拟完整的 DAC 功能。其可用于对始自 DAC 输入的数字信号链路进行仿真。

用于 DAC 的输出缓冲器模型包括常见的 DC 参数（例如：端点误差和各自的温度系数、静态电流）以及 AC 参数（如电容式负载稳定性、转换速率、稳定时间和上电短时脉冲干扰等等）。比如：针对 DAC8411 增益 (Gerr) 和偏移 (Offs) 误差的仿真结果示于图 3。请注意，增益误差是全标度范围的一个百分数，而偏移误差的单位则是微伏 (μV)。

图 4 示出了在一个 1/4 标度至 3/4 标度的代码阶跃 (code step) 情况下，于 DAC 上完成的瞬态仿真。如该图所示，对于此项分析而言，仿真曲线图与产品手册中提供的曲线图之间具有高度的相关性

图 1: FPD-Link III 的典型接口

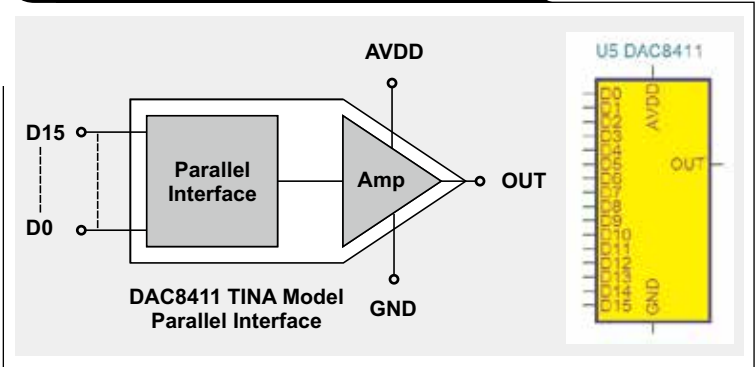


图 2: DAC 串行接口模型

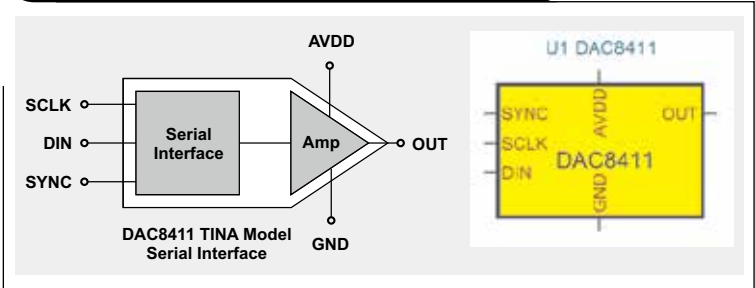
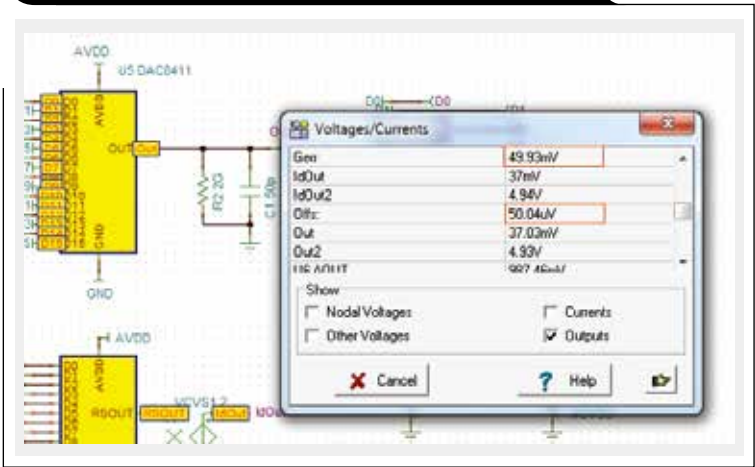


图 3: 增益和偏移误差 DC 仿真



另外，这些模型还允许设计人员输入某些参数的特定值，如 DAC 增益和偏移误差。在运行用于估计系统性能的“假设分析” (what-if) 仿真时，这一点是特别有用的。

把它们整合起来 – 完整的系统模型

案例研究：0 mA 至 20 mA DAC

最常见的 DAC 应用之一是在工业自动化系统（也被称为一种三线式系统）中生成一个 0 mA 至 20 mA 信号。实现该系统的方法有多种，从采用 DAC、运算放大器和无源组件的全分立型实施方案，到使用诸如 DAC8760 等器件的全集成型实施方案均在其列。

针对此项练习，我们采用一款全分立型实施方案以及用于 DAC8411 和 OPA192 的 TINA 模型来设计一个基本的 0 mA 至 20 mA 系统（图 5）。

工作原理

该实施方案采用了用于 DAC8411 的模型、两个 OPA192 运算放大器（OP1 和 OP2）、两个 MOS 晶体管（T1 和 T2）和四个电阻器（R1、R2、R3 和 RLOAD）。该系统产生一个流入 RLOAD 的输出负载电流，此电流与一个 16 位输入数字代码成正比。对于本设计，OP1 和 OP2 需要处理轨至轨输入。

为了解该基本系统，我们将假设 OP1 和 OP2 是理想运算放大器。不过，后面的部分则采用 OPA192 TINA 模型来对完整的系统进行仿真。DAC8411 模型把 16 位 DAC 代码转换为一个成比例的模拟输出电压 (VDAC)，其数值在 0 V 至 5 V 的范围内。该电压随后被施加在运算放大器 (OP2) 的正输入端。OP2 的负输入也被驱动至 DAC 输出电压 (VDAC)，从而使一个电流流过电阻器 R4 (VDAC/R4)。运算放大器 (OP2) 通过控制 MOSFET (T2) 的栅极电压来确保该电流。此电流通过电阻器 R1 从电源 (V2) 抽取。这就完成了本设计的第一阶段，在该阶段中生成了一个与代码成正比的电流。

运算放大器 (OP1) 在 R1 和 R2 的两端保持相等的电压降。由于在本设计中 R2 的阻值比 R1 小 100 倍，因此为了获得相等的电压降，流过 R2 的电流就必须比流经 R1 的电流大 100 倍。该电流可采用公式 $(VDAC/R4) \times (R1/R2)$ 来表达。

图 4：显示半标度稳定时间的瞬态仿真

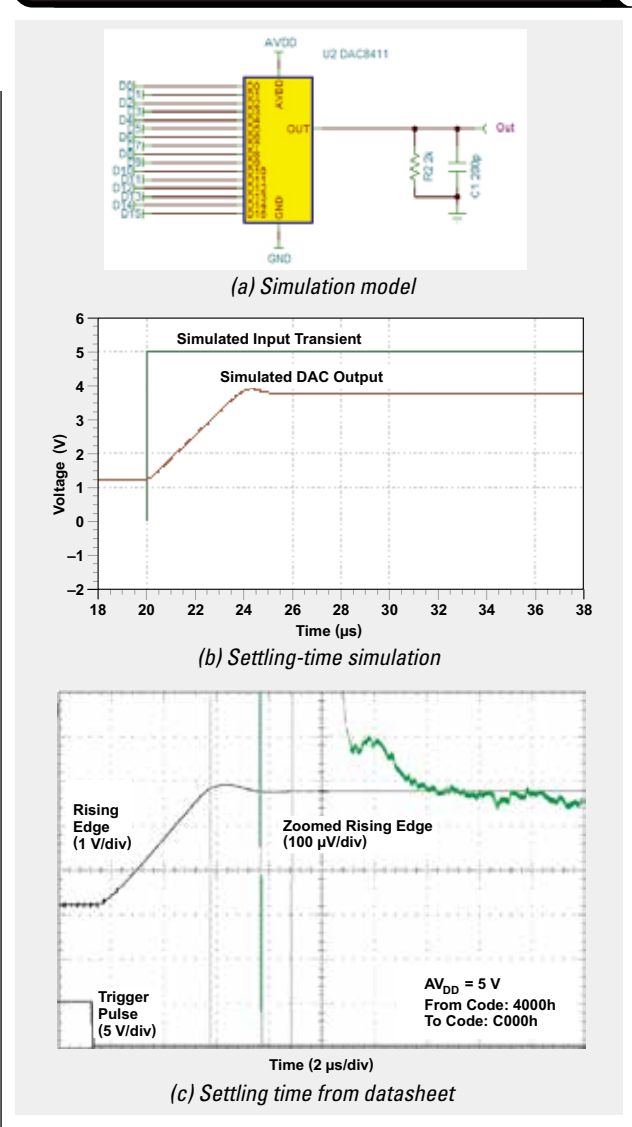


图 5：DAC 0 mA 至 20 mA 系统模型

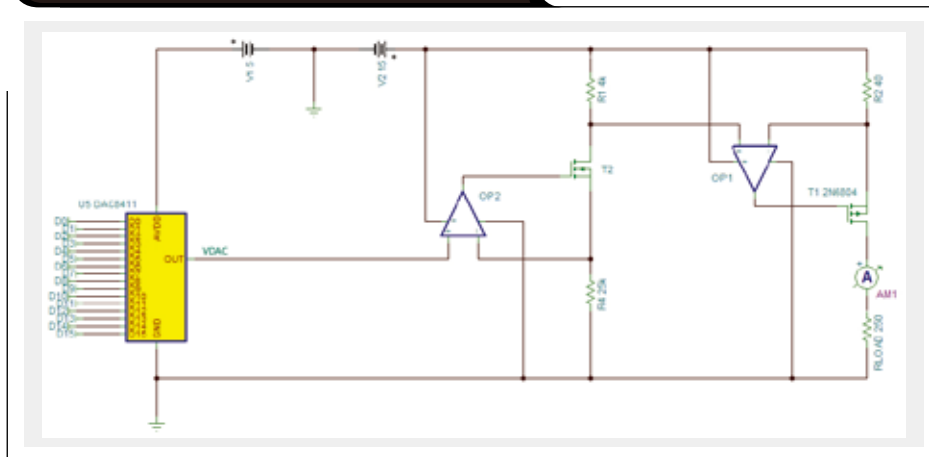
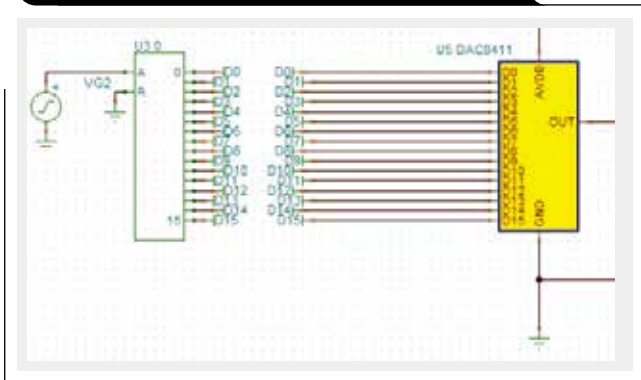


图 6: 用于 0 mA 至 20 mA DAC 系统的输入接口试验台



运算放大器 (OP1) 通过控制 MOSFET T1 的栅极电压来确保该电流。T1 的漏极通过一个安培计 (AM1) 连接至 250 Ω 的负载电阻器 (RLOAD)。

仿真设置和结果

图 6 所示的试验台配置采用一个理想的 16 位模数转换器 (ADC) 将一个 0 V 至 1 V 模拟信号 (VG2) 转换为用于系统的 16 位代码。VG2 的直流 (DC) 特性扫描分析可产生用于系统的完整 16 位代码。最终的输出电流示于图 7。

图 8 示出了同一个电路的瞬态分析。DAC 代码从零标度切换至全标度，并绘制了最终输出电流的曲线图。

实际系统的非理想性

过去，0 mA 至 20 mA 系统的仿真是把 DAC8411 和 OPA192 参数作为典型值来建模的。与任何的集成型芯片一样，产品手册中列出的参数具有一个典型值，而某些参数还具有一个最大 / 最小值。设置此类边界值的意图是保证这些参数在规定的温度范围、电源电压和工艺变化情况下具有某种性能水平。因此，针对规格中的这些变化来实施系统的仿真是很有益处的。

用于 DAC 的最新 TINA-TI 软件模型使得设计人员能够修改一些关键的参数并运行“假设分析”仿真。为了阐明这一特性，我们选择了一种实例仿真，在该仿真中 DAC 偏移电压从典型值变为最大值。在模型中该规格由图 9 中所示的 OFFS 参数捕获。

图 7: 输出电流直流特性扫描分析的 DAC 系统仿真

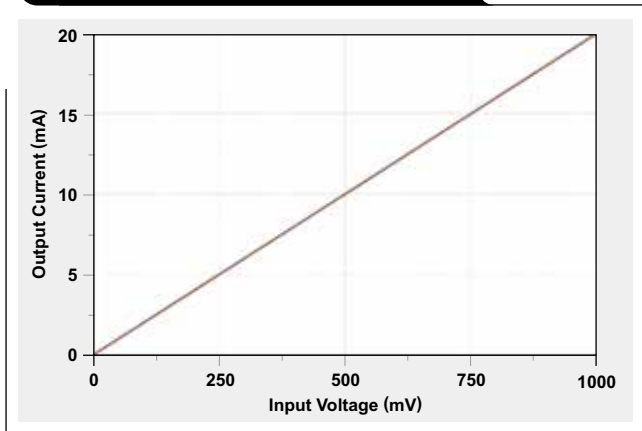


图 8: 输出电流瞬变的 DAC 系统仿真

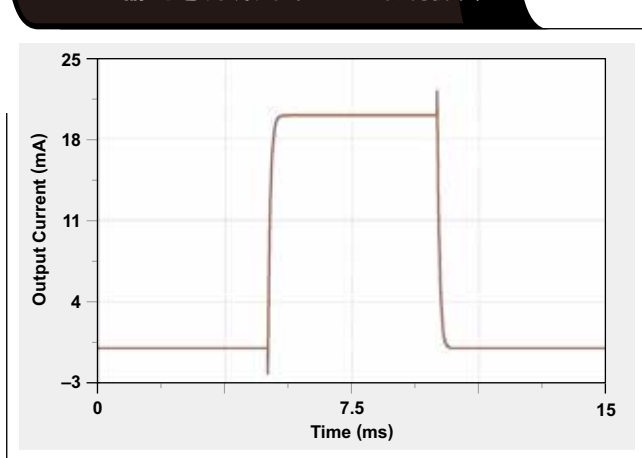


图 9: DAC 模型，用户可调的 DAC 偏移电压

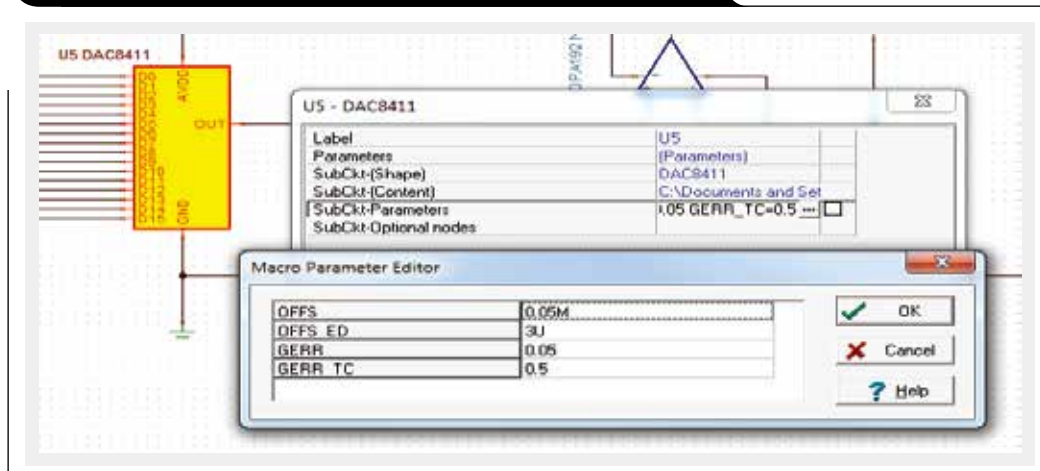


图 10 示出了针对两个 DAC 偏移电压值的系统 DC 性能（图 5 中所示模型的系统输出电流）。

请注意，图中的绿色曲线是最坏情况偏移电压 (3 mV) 的仿真结果，红色曲线表示的是偏移电压设定在 0.05 mV 典型值时的情形。为简单起见，对图 10 中示出的输出电流进行了放大以显示输出中的偏移。这种特殊的仿真可用于预测系统针对最坏情况 DAC 偏移电压的响应。

结论

本文所述的 DAC 模型可实现完整的系统验证。然而，准确度的水平和能够验证的系统参数则取决于模型的准确度以及仿真工具的功能。以图 5 中所示的系统为例，验证的级别取决于 DAC 模型、运算放大器、MOSFET 和分立型组件以及 TINA 仿真器的功能。仿真器的功能可通过采用专业版本的仿真软件加以改进。这样，系统验证全面性的限制因素就剩下了组件模型的准确度。

参考文献

由德州仪器提供的基于 SPICE 的模拟仿真程序。参见：

www.ti.com/tool/tina-ti

DAC8411 模型。参见：

www.ti.com/product/DAC8411/toolssoftware

OPA192 模型。参见：

www.ti.com/product/OPA192/toolssoftware

相关网址

www.ti.com/4q14-DAC8411

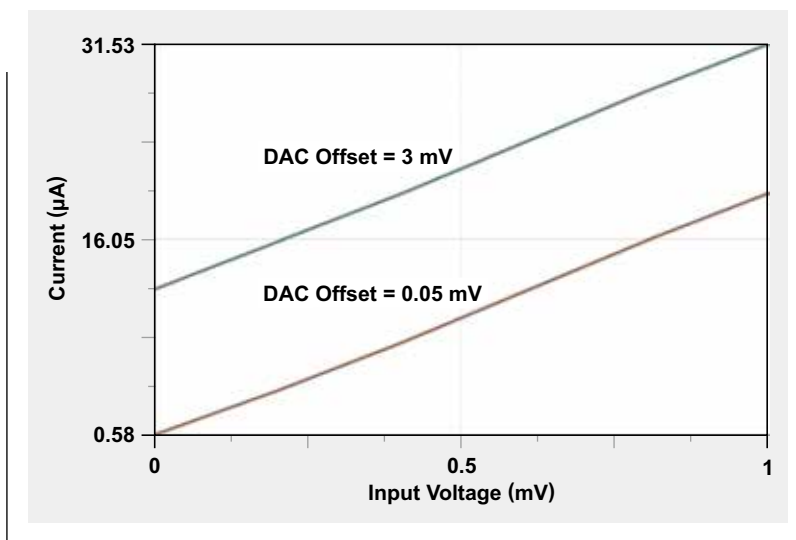
www.ti.com/4q14-DAC8760

www.ti.com/4q14-OPA192

订阅 AAJ：

www.ti.com.cn/subscribe-aaj

图 10：针对输出电流直流特性扫描分析和用户调节偏移误差的 DAC 系统仿真



具有低功耗的隔离式检测系统

作者: Jose Duenas

应用工程师

Tom Hendrick

应用工程师

电流分流监视器 (CSM) IC 成为工业应用中的一种支柱产品已有多年。CSM 专为单向或双向电流监视而设计, 其在高侧或低侧电流分流应用中使用时可提供卓越的性能。然而, 许多新式应用则要求提供一定级别的绝缘, 以保护末端用户免遭危险电压的伤害。

特定电路所需的绝缘等级主要受终端设备的类型以及终端设备即将部署之场所的影响。例如: 终端设备是一个将要安装在屋顶上的太阳能逆变器, 还是作为工业机器人所使用的伺服电机驱动器的一部分? 另外, 终端设备在世界上所处的地区也起着某种作用。在美国, 保险商实验室 (UL) 维护着针对各种不同终端设备的安全标准。对加拿大而言, 相应的机构则是加拿大标准协会 (CSA)。而欧洲则设有国际电工委员会 (IEC) 和德国电气、电子和信息技术协会 (被称为 VDE)。

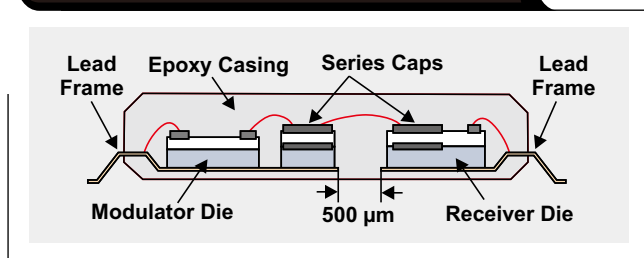
有四种主要的绝缘类别。第一种是功能性的, 其不提供针对触电的保护。顾名思义, 功能性绝缘是专为实现某种电路或器件的正确运作而提供的。把这想成是横穿印刷电路板 (从一个分流电阻器到监视器件的输入端子) 的走线的最小间隔。

第二种绝缘等级是基本型。基本绝缘关乎一个隔离器件 (例如: 光耦合器或数字隔离器) 提供一级保护以避免遭受隔离势垒两端之触电危害的能力。

下一种类别是补充绝缘或双重绝缘。这是在基本绝缘之外施加一个独立的绝缘层, 以确保能够在基本绝缘失效的情况下提供针对触电的保护。这类似于在输入线束之上增设一段热缩套管。第四种类别是加强绝缘。加强绝缘是单一绝缘系统, 其可提供与双重绝缘相同的触电保护等级。

我们来举一个典型的绝缘实例, AMC1305 是一款高精度、增量-累加 ($\Delta\Sigma$) 型调制器, 其利用一个具有强抗磁干扰能力的电容式隔离势垒将输出与输入电路分离开。该势垒经认证可提供高达 $7000 V_{PK}$ 的强化绝缘, 符合 VDE V 0884-10、UL1577 和 CSA 标准的要求。如图 1 所示, 该器件的隔离势垒是采用两个串联电容器构成的, 各通过一个 $13.5 \mu m$ (总共为 $27 \mu m$) 厚的二氧化

图 1: 双电容器隔离势垒实例



化硅 (SiO_2) 层而拥有了相当于基本绝缘的绝缘等级。抗浪涌能力额定在 $\pm 10,000 V$, 而工作电压分别为 $1500 VDC$ 和 $1000V_{RMS}$ 。

与提供一个模拟输出的传统 CSM 器件不同, AMC1305 提供了一个数字位流。差分模拟输入是一个为二阶 $\Delta\Sigma$ 调制器级馈电的开关电容器电路, 该调制器级负责把输入信号数字化为一个 1 位输出流。转换器的隔离输出 (DOUT) 提供一个“1”和“0” (其同步至一个位于 CLKIN 引脚上的外部提供时钟源) 数字位流。输出位流可直接馈送至 MSP430™ 微控制器 (MCU) 的 SD-24B 模块, 或者 C2000™ Delfino™ TMS320F2837x MCU 的 $\Sigma\Delta$ 滤波器模块 (SDFM)。

除了规定所需的绝缘等级之外, 应用的类型还决定了需要监视多少个电流和电压。在许多场合中, 对多相系统的变量进行了监视。最常见的多相系统类型之一为三相式。通常, 在三相系统中可以测量三个电流和三个电压, 有时测量第四个电压, 这主要是在可提供至中性点或地的连接场合。

当多相系统中测量的变量具有低共模电压 (相对于一个公共参考点) 时, 检测电路的供电将得到极大的简化。这可能就是采用阻性分压器来执行低侧电流测量和电压测量时的情况。然而, 许多系统要求测量可以具有显著不同之共模分量的电流和电压。在此类场合中, 需要采用隔离式电源, 设计的复杂性略有增加。

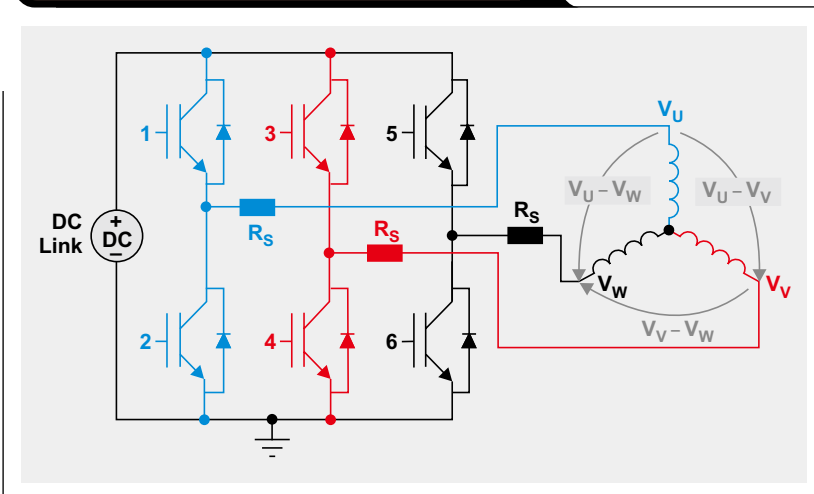
考虑一下图 2 中所描绘的系统。可以监视的电路功能有七个：三个线路电流、三个相间电压和一个公共端至地电压。为简单起见，图中仅描绘了三个电流分流器 (R_s)，并未示出用于电压测量的分压器电路。

分流电阻器的共模电压可以接近全 DC 链电压，或者接近地电位，这取决于哪个功率晶体管（用数字 1~6 标记的元件）处于导通状态。

为了利用采用隔离式 $\Delta \Sigma$ 调制器的设计，7 个监视电路各需要一个用于 $\Delta \Sigma$ 调制器之高侧的单独隔离式电源。“高侧”这个术语常常用来指电流隔离势垒的模拟输入侧。

例如，在一个具有 48 V DC 链电压的系统中，作为设计所需电源的一种方法，可以把利用一个降压偏置开关稳压器从 48 VDC 电源产生 3.3 VDC 作为开始（图 3）。图 4 示出了第二级电路如何同时利用一个

图 2：具有电流分流器 (R_s) 的多相系统实例



小型隔离变压器和一个变压器驱动器以从 3.3 VDC 电源产生一个隔离式 5 VDC 电源。

图 3：降压型开关稳压器设计

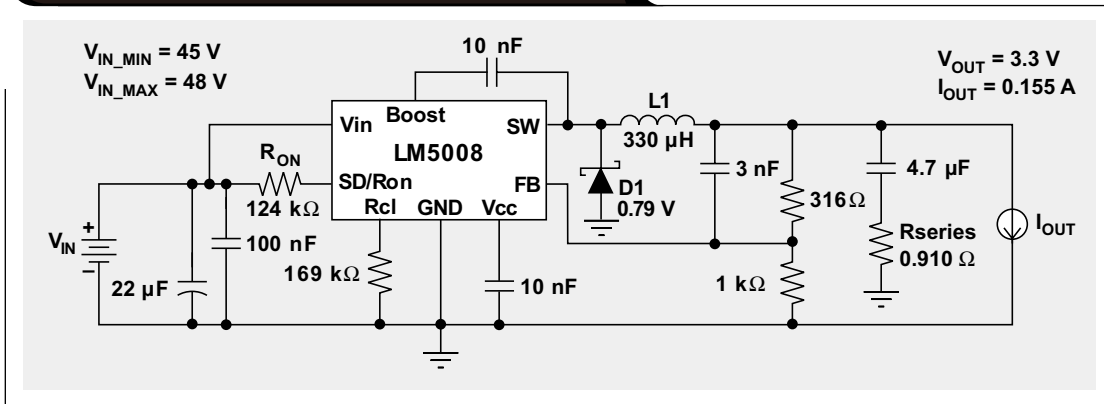


图 4：采用 3.3 VDC 产生隔离式 5 VDC 电源

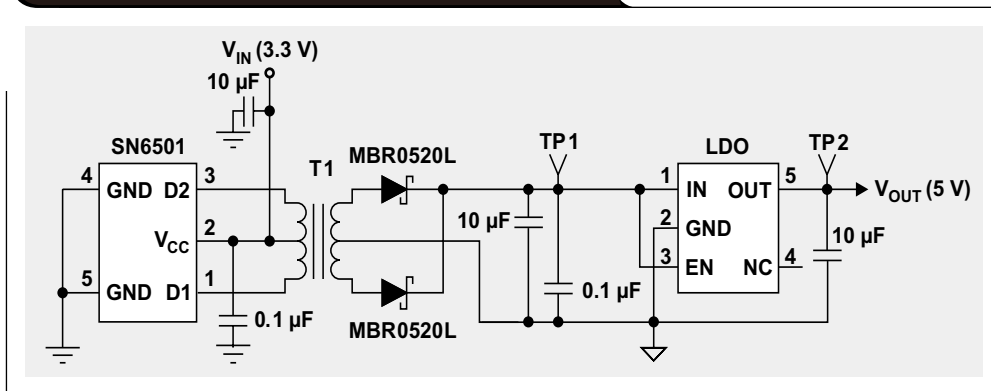


表 1: 基于隔离式 $\Delta\Sigma$ 调制器的两款采集系统的比较

ISOLATED DELTA-SIGMA MODULATOR	IAVDD (max) (mA)	UNITS PER SYSTEM	SUM OF CURRENTS REQUIRED IN THE 5-VDC BUSES (mA)	EFFICIENCY OF THE 3.3-VDC TO 5-VDC STAGE (%)	POWER REQUIRED ON THE 3.3-V BUS (W)	CURRENT REQUIRED FROM THE 3.3-V BUS (A)*	POWER DRAWN FROM THE 48-VDC BUS (W)
AMC1305	7	7	49	54	0.45	0.155	0.69
Alternative Device	36	7	252	74	1.7	0.57	2.27

* An additional 10% to 12% margin has been added to the current requirement.

表 1 对比了两种方案。在第一种方案中，7 个 AMC1305 组件用于监视。图 3 和图 4 示出的电路可满足采用 7 个 AMC1305 器件之设计的电源要求。第二种方案采用了一款用于 $\Delta\Sigma$ 调制器的替代器件，并在 48V 至 3.3V 电源部分使用了不同的组件。

通过采用替代器件的方案我们可以看出：采用 7 个各在其模拟输入侧（高侧）上具有较高功耗的器件意味着什么。

TI 的隔离式 $\Delta\Sigma$ 调制器系列包括某些具有 ± 250 mV 规定输入范围的组件和其他一些规定输入范围为 ± 50 mV 的组件。相比于具有较高输入范围的器件，输入范围较低的器件可使系统设计人员将检测电流分流器中的功率耗散减少 80%。

采用低功耗、隔离式检测解决方案可实现更高效的采集系统（从能源的角度来看）和更好的性能。就采集系统的性能而言，较高的功耗所产生的最大影响会表现在增益误差漂移和偏移误差漂移。在正常操作期间，具有较高功耗的隔离式 $\Delta\Sigma$ 调制器肯定会遭遇较高的内部温升。而且，对于具有负责提供三倍以上功率的电源管理电路的系统来说，隔离式 $\Delta\Sigma$ 调制器的环境温度必然较高。在具有较高功耗的系统中，较高的内部温度与环境温度的共同作用将导致解决方案的误差较多和信噪比 (SNR) 较差。

AMC1305 提供的同类最佳的漂移性能可降低温度相关性，并在较宽的温度范围内实现较高的系统性能。另

外，与性能最为接近的同类竞争产品相比，增益误差漂移的降低幅度高达 58%，而偏移漂移则锐减了 74%。

结论

许多新式应用都需要隔离。所需的特定隔离等级受所关注之终端设备的类型以及负责设备认证工作的监管机构的影响。

虽然功耗作为一项关键的设计准则有时被人们所忽视，但是通过谨慎地选择具有高精度、隔离式前端和优化功耗规格指标的器件（例如：TI 的 AMC1305 产品系列），将能够极大地改善隔离式检测系统的性能和效率。

相关网址

www.ti.com/4q14-AMC1305L25
www.ti.com/4q14-AMC1305M25
www.ti.com/4q14-AMC1305M05

C2000™ Delfino™ MCU
www.ti.com/delfino

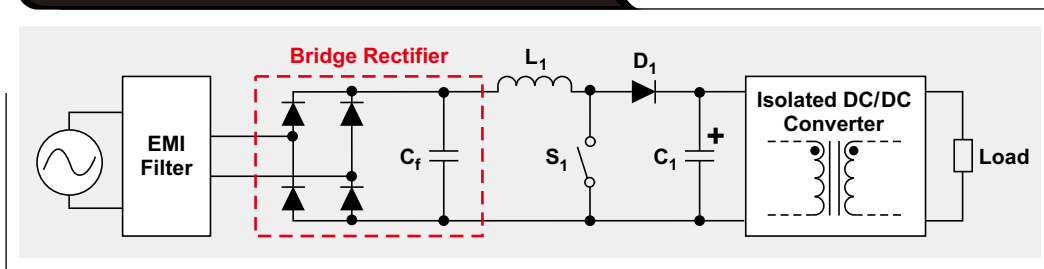
订阅 AAJ:
www.ti.com.cn/subscribe-aaaj

利用一个标准的 PFC 控制器来设计转换模式、无桥 PFC

作者: Sheng-Yang Yu

应用工程师, 电源设计服务

图 1: 具有高功率因数要求的传统两级电源系统



引言

本文提供了采用一个标准的低成本功率因数校正 (PFC) 控制器来构建高效率转换模式 (TM) 无桥 PFC 电源的相关设计信息。在美国西北能源效率联盟 (Northwest Energy Efficiency Alliance) 的 80 PLUS® 计划^[1]的推动之下, 计算机电源制造商们急于探究改善转换器效率的方法。图 1 示出了一个具有高功率因数要求的标准电源系统。

经过整流的输入电压被提升至一个高于最大输入的电平, 以确保在整个输入范围内实现高功率因数。在升压 PFC 之后, 一个隔离式 DC/DC 转换器通过一个安全隔离变压器对增高电压进行降压。对于一个具有 400 W 输出功率的两级电源, 在满负载和 120 VAC/60Hz 输入条件下, 桥式整流二极管中的功率耗散有可能升至高达 6 W。仅仅是因为桥式整流二极管产生的功率耗散就导致效率下降了 1.5%。因此, 用无桥 PFC^[2] (整流器与升压转换器的组合) 取代传统的 PFC 可改善转换器效率。不过, 相比于标准的模拟 PFC 控制器, 无桥 PFC 控制的复杂性导致其控制器的成本较为昂贵。此外, 无桥 PFC MOSFET 上的寄生电容所产生的电磁干扰 (EMI) 也高于传统 PFC。^[3]

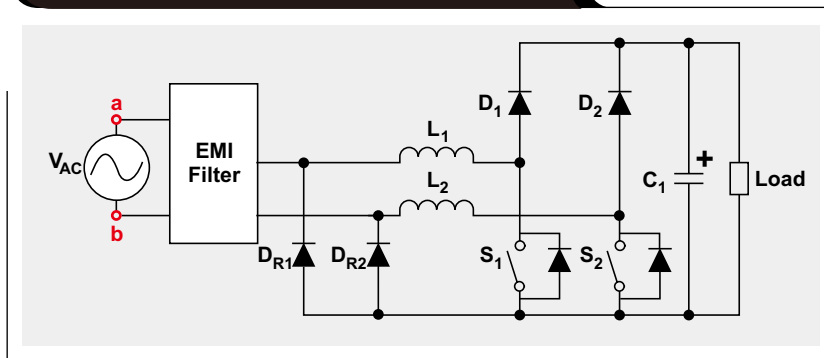
上述问题极大地增加了无桥 PFC 电路的成本。图 2 示出了一种采用回程二极管 (return diode)^[4] 的替代型无桥 PFC。

图 2 中的慢恢复型回程二极管 D_{R1} 和 D_{R2} 减轻了 EMI 问题。而且, 同一个脉宽调制 (PWM) 信号可用于驱动两个 MOSFET, 这极大地降低了控制的复杂性和控制器的成本。

本文着重讨论将低成本的标准模拟 PFC 控制器用于具有回程二极管的 TM 无桥 PFC 的设计考虑因素。利用 UCC28051 TM-PFC 控制器; 一个 TM 无桥 PFC 和一个 TM 传统 PFC 制作了二个用于性能评估的 370 W 参考板。实验结果显示: 在 120 VAC 条件下, 采用 TM 无桥 PFC 原型可实现 97% 以上的效率, 比采用 TM 传统 PFC 原型时大约高出了 1%。

另外, 诸如 TI C2000™ 实时微控制器 [5] 等数字控制器也被广泛地用于控制无桥 PFC。

图 2: 采用回程二极管的无桥 PFC



电路工作原理和设计考虑因素

电路工作原理

图 3 所示的 TM 无桥 PFC 的电路工作原理与升压型转换器很相似。当 $V_{AC} > 0$ (或 $V_a - V_b > 0$) 时, 主电流流过第一个升压转换器组件 (L_1 、 S_1 、 D_1 、 C_1) 和负载, 然后经由 D_{R2} 返回电源。当 $V_{AC} < 0$ (或 $V_a - V_b < 0$) 时, 主电流流过第二个升压转换器组件 (L_2 、 S_2 、 D_2 、 C_2) 和负载, 然后经由 D_{R1} 返回电源。回程二极管允许两个开关 S_1 和 S_2 同时接通或关断, 以保持升压转换器正常工作。

设计考虑因素

标准的 TM-PFC 控制器依赖电流检测和零电流侦测 (ZCD) 电路的感测结果作为驱动信号接通 / 关断的触发器。电流检测电路用于侦测电感器电流的峰值以关掉开关。ZCD 电路负责侦测电感器电流的零电流点以接通开关。

标准 TM-PFC 控制器的另一个特征是其开关频率范围要比昂贵的数字控制器窄得多。正确地设计 PFC 电感器是很重要的, 因为它们决定了开关频率。当把一个标准的 TM-PFC 控制器应用于 TM 无桥 PFC 时有三个主要的考虑因素: 电流检测电路设计、ZCD 设计和 PFC 电感器设计。

电流检测设计

对于无桥 PFC 电流检测来说, 用于峰值电流检测电路的功率电阻器 (图 4a 中的 R_{CS1} 和 R_{CS2}) 不再是首选。这主要是因为将要检测两根开关引线 (switch leg)。如果每个开关与一个电流检测电阻器相串联, 那么就需要额外的电路以确保控制器从期望的开关引线接收电流检测信号。由于这些电路通常需要较高的电流检测电阻, 因此伴随着电流检测电阻器的使用将出现功率损耗的增加。因为二极管电压降的缘故, R_{CS1} 和 R_{CS2} 需要较高的电阻。

如图 4b 所示, 建议使用电流变压器取代电流检测器来进行电流检测。采用电流变压器的电流检测电路中的二极管可确保能够检测来自期望开关引线的峰值电流, 并最大限度地减少电流检测电路中的功率损耗。

图 3: 采用回程二极管的无桥 PFC 的工作原理

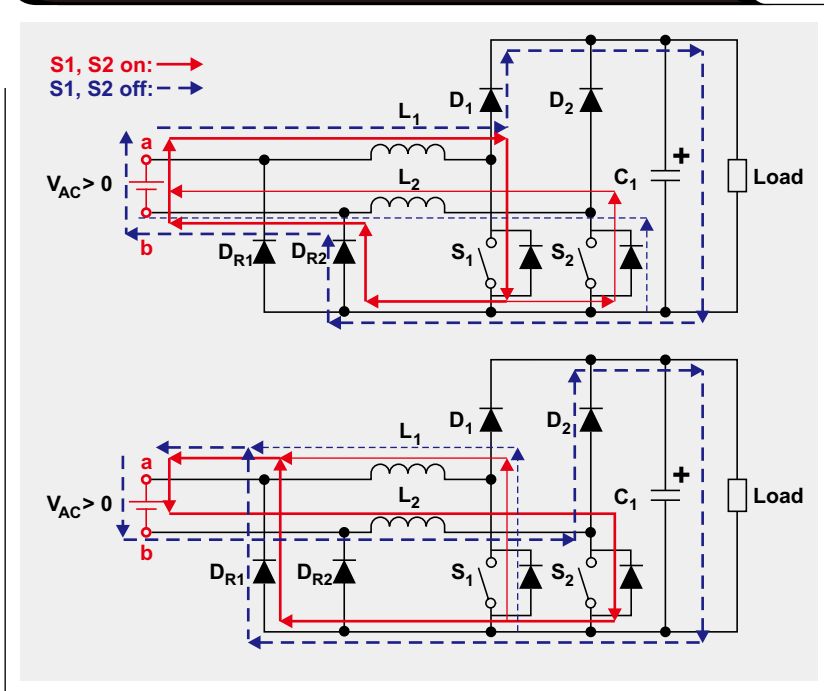
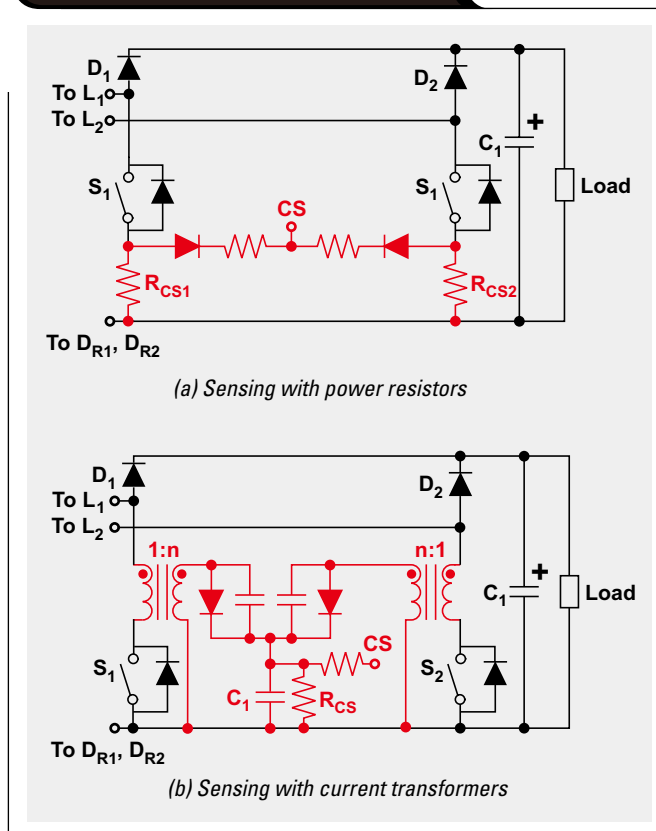


图 4: 电流检测电路



零电流侦测设计

在标准的 TM 升压 PFC 中，ZCD 是通过检测来自 PFC 电感器的一个辅助绕组的电压信号实现的（图 5a）。该 ZCD 电路运用了电感器的伏特-秒特性。当升压二极管 D_1 导通时，正电压出现在 IC 的 ZCD 引脚。而且，借助正确的 L_1 匝数比设计， V_{ZCD} 可大于 V_{REF} 。一旦电感器电流减小至零，电感器的电压将改变其极性。此时 ZCD 电压从正 ($V_{ZCD} > V_{REF}$) 变为负 ($V_{ZCD} < V_{REF}$)。内部比较器将检测到这种电压极性瞬变，并把驱动信号拉至高电平以接通 S_1 。

当采用 TM 无桥 PFC 时，所有的零电流事件都必须检测到。有可能必需把 TM 升压 PFC 的 ZCD 电路应用到 TM 无桥 PFC 中的两个电感器，并引入隔离二极管。然而，隔离二极管的使用会延长 V_{ZCD} 的下降持续时间并使 ZCD 引脚对噪声敏感，这将导致错误的触发和保护动作。如果不使用电感器辅助绕组，而代之以一个串接式 RC 电路（图 5b），则可提供一种简单的可选检测方案。

当 S_1 和 S_2 均关断时，仍然有一个开关（一般是 MOSFET）通过其体二极管传导电流。于是，在两根开关引线之间产生了一个电压差。ZCD 电路中的电容器被充电，并导致 $V_{ZCD} > V_{REF}$ 。当电感器电流变至零时该电压差变为零，从而使得 $V_{ZCD} < V_{REF}$ 并触发接通过程。简而言之，该电路运用电容器的充电/放电来实现 ZCD。

PFC 电感器设计

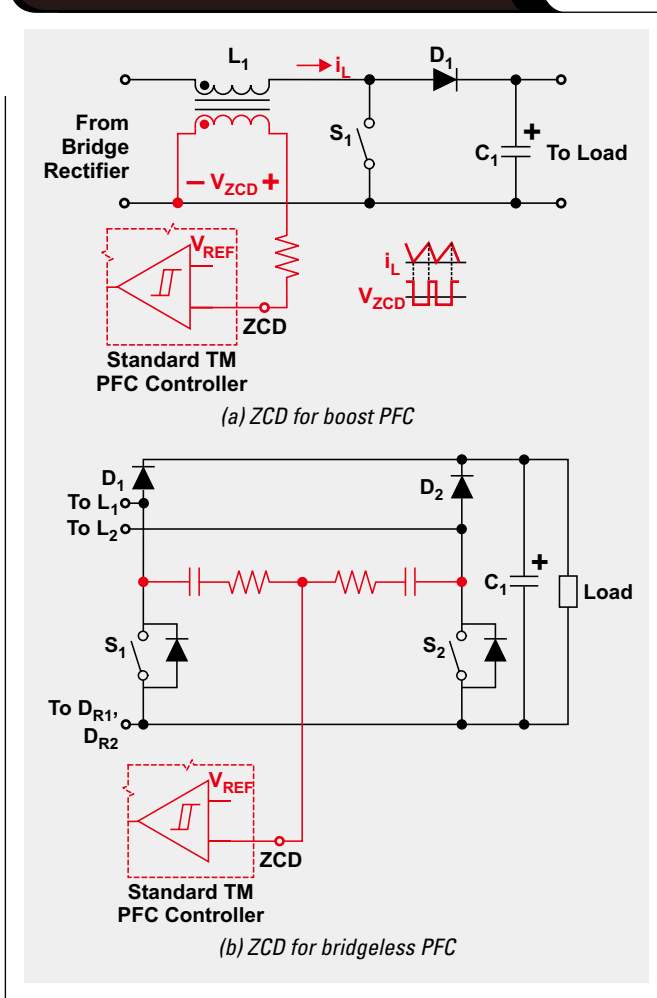
与连续导通模式 (CCM) PFC 电路不同，TM PFC 在一个 AC 周期中需要各种不同的开关频率，以确保电感器电流在下一个开关周期开始之前被放电至零。一般来说，模拟 TM-PFC 控制器的工作频率范围比数字控制器窄。因此，在大多数场合中，为了确保开关频率处在 IC 的限值范围之内，为 TM 无桥 PFC 中的升压电感器选择正确的电感值就变成了一项重要的任务。电感值是可以计算的。

$$L_1 = \frac{V_{in_min}(rms)}{2I_{in}(rms) \left[\text{at } V_{in_min}(rms) \right]} \times t_{on_max} \tag{1}$$

$$= \frac{V_{in_min}(rms)}{2I_{in}(rms) \left[\text{at } V_{in_min}(rms) \right]} \times \frac{V_{out} - \sqrt{2} \times V_{in_min}(rms)}{V_{out} \times f_{sw_min}}$$

式中的 t_{on_max} 是开关 S_1 和 S_2 在最小输入电压 (V_{in_min}) 条件下的最大导通时间， f_{sw_min} 是在 V_{in_min} 条件下的最小开关频率。输入电流的 rms 值 ($I_{in}(rms)$) 可利用 $I_{in}(rms) = P_{out} / (V_{in}(rms) \times \eta)$ 来确定，其中的 η 为 PFC 效率。

图 5：零电流侦测电路



一旦确定了电感，即可以求得固定输入 AC 电压下转换器在一个 AC 开关周期中的开关频率。

$$f_i = \frac{D_i}{t_{on}} = \frac{V_{out} - \sqrt{2} \times V_{in}(rms) \times \sin(\omega_{AC} x_i)}{V_{out} \times t_{on}} \tag{2}$$

式中的 D_i 为第 i 个开关动作中的占空比， $\omega_{AC} = 2\pi f_{AC}$ 和 f_{AC} 是 AC 开关频率。第 i 个开关动作的开始时间为 x_i ，因此当 $x_1 = 0$ 时，就可以确定 x_{i+1} 。

$$x_{i+1} = \sum_{j=1}^i \frac{t_{on}}{D_j} \tag{3}$$

现在，设想一个具有 380 V 输出电压、390 W 输出功率和 90 VAC 至 264 VAC 通用 AC 输入的 TM 无桥 PFC。当把 f_{sw_min} 设定为 65 kHz 且假设 η 为 96% 时，利用 (1) 式可计算出电感值为 104 μ H。现在，借助电感计算值来应用 (2) 式和 (3) 式。图 6 示出了在 120 VAC 和 240

VAC 条件下的开关频率变化。结果显示：由于高电流操作期间的开关频率均低于控制器的频率限值，因此就该设计而言 ($f_{sw_max} \cong 400$ kHz)，在低线路电压输入和高线路电压输入情况下皆能确保一个很高的功率因数。

电路实现方案和实验验证

制作了两个 380 W、TM-PFC 参考板（传统升压和无桥）以比较性能。对于升压开关，把一个具有 $R_{DS(on)} = 140$ m Ω 的 N 沟道 MOSFET 用于升压 PFC，并将具有 $R_{DS(on)} = 199$ m Ω 的 N 沟道 MOSFET 用于无桥 PFC。两个参考板均使用了 UCC28051 TM-PFC 控制器和具有 PQ3220 铁氧体磁芯的电感器。请注意，对于升压 PFC 参考板，两个 260 μ H 电感器采取并联连接以共享升压电感器上的磁通密度和功率损耗。在无桥 PFC 参考板中，把两个 100 μ H 电感器用作升压转换器。传统升压 PFC 中的整流器和无桥 PFC 中的回程二极管采用了相同的低成本桥式整流二极管。无桥 PFC 参考板运用了采用电流变压器和一个 RC 连接式 ZCD 电路的电流检测方法。

图 7 示出了 TM 无桥 PFC 的电感器电流波形。请注意，当一个电感器处理开关操作时，另一个电感器传导负电流。这是因为升压电感器的电感在 50/60 Hz 频率下是非常低的。所以，部分返回电流通过升压电感器（而不是回程二极管）流回到电源。

图 6: TM 无桥 PFC 在半个 AC 周期中的开关频率

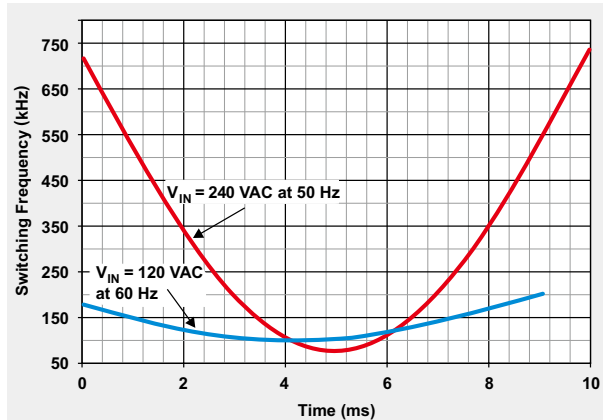


图 7: TM 无桥 PFC 在 350 W 输出时的电感器电流

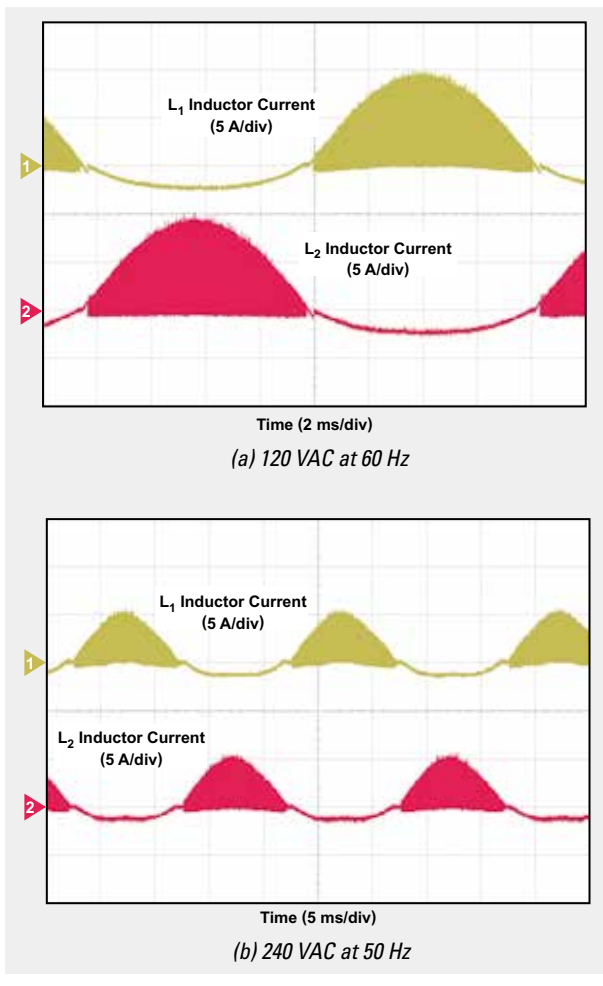


图 8 比较了这两款原型的效率。在轻负载到中等负载的范围内，我们发现：相比于升压 PFC，TM 无桥 PFC 的效率提升了大约 1%。原型的功率因数测量结果示于图 9。在 120 VAC 和 240 VAC 条件下均获得了高功率因数，从而验证了先前的分析。

结论

低成本 TM 无桥 PFC 的设计考虑因素表明：标准的 PFC 控制器可用以极大地降低总体电路成本，同时保持无桥 PFC 电路的固有优势。与传统 TM PFC 的实验对比有力地证明：利用 TM 无桥 PFC 可实现效率的改善。

参考文献

1. 《80 PLUS 认证电源和制造商》。参见：
www.plugloadsolutions.com
2. 作者：L. Huber、Y. Jang 和 M. M. Jovanovic，《无桥 PFC 升压整流器的性能评估》，Power Electronics, IEEE Transactions, vol. 23, pp. 1381~1390, 2008 年。
3. 作者：B. Lu、R. Brown 和 M. Soldano，《采用一种周期控制方法的无桥 PFC 实现方案》，Proc. APEC 2005, pp. 812~817, Vol. 2。
4. 作者：A. F. d. Souza 和 I. Barbi，《具有减低的传导和换相损耗的高功率因数整流器》，Proc. INTELEC 1999, p. 5。
5. 《Piccolo™ MCU 高电压数字电源开发套件》，德州仪器，2011 年。参见：http://www.ti.com/webemail/pdf_redirects/sprrt605_pdf_redirect.shtml
6. 作者：X. Liu 和 Z. Wang，《UCC28070 实现无桥功率因数 (PFC) 前置稳压器设计》，Application Report (SLUA517)，德州仪器，2009 年 7 月。参见：http://www.ti.com/webemail/pdf_redirects/slua517_pdf_redirect.shtml

相关网址

www.ti.com/4q14-ucc28051

参考设计

具有通用 AC 输入和 28 V 输出的 350 W PSU:

www.ti.com/4q14-pmp953

采用转换模式无桥 PFC 和 LLC-SRS 的 310 W PSU:

www.ti.com/4q14-pmp9640

订阅 AAJ:

www.ti.com.cn/subscribe-aaaj

图 8: 参考板的转换器效率

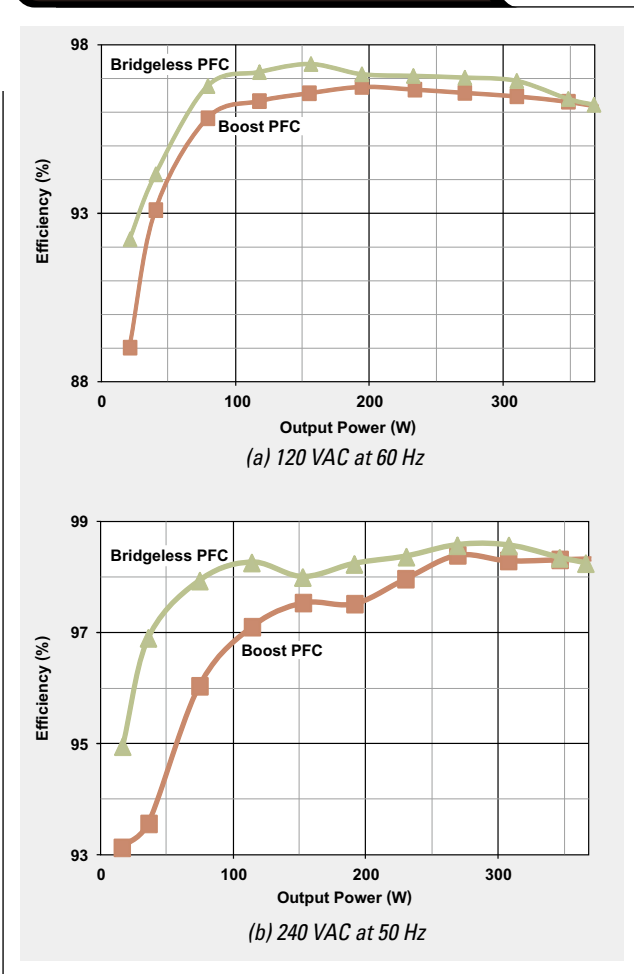
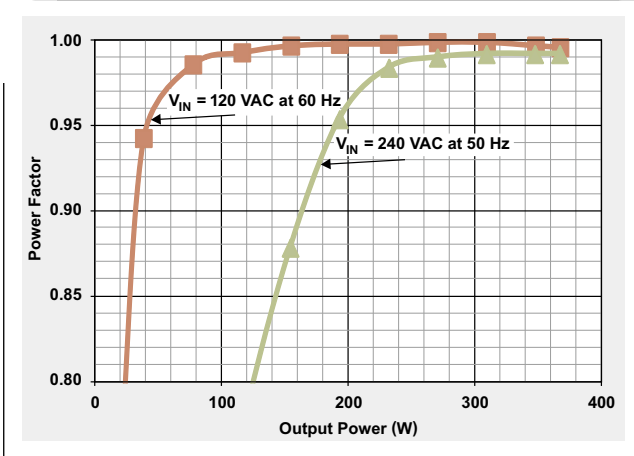


图 9: TM 无桥 PFC 的功率因数



用于 FPGA 的电源排序

作者: Sami Sirhan

模拟系统工程师

Sureena Gupta

应用工程师

引言

当采用现场可编程门阵列 (FPGA) 进行设计时, 电源排序是需要考虑的一个重要的方面。通常情况下, FPGA 供应商都规定了电源排序要求, 因为一个 FPGA 所需要的电源轨数量会从 3 个到 10 个以上不等。

通过遵循推荐的电源序列, 可以避免在启动期间吸取过大的电流, 这反过来又可防止器件受损。对一个系统中的电源进行排序可采用多种方法来完成。本文将详细说明可根据系统所要求的复杂程度来实现的电源排序解决方案。

本文中所讨论的电源排序解决方案为:

1. 把 PGOOD 引脚级联至使能引脚;
2. 采用一个复位 IC 来实现排序;
3. 模拟上电 / 断电排序器;
4. 具有 PMBus 接口的数字系统健康状况监视器。

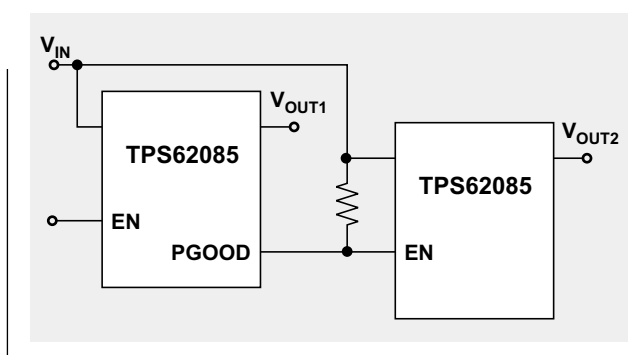
方法一: 把PGOOD 引脚级联至使能引脚

实现排序的一种基本的成本效益型方法是把一个电源的良好 (PG) 引脚级联至相继的下一个电源的使能 (EN) 引脚 (图 1)。

第二个电源在 PG 门限得到满足 (通常是在电源达到其终值的 90% 之时) 时开始接通。这种方法的优点是成本低, 但是无法轻松地控制定时。在 EN 引脚上增设一个电容器会在电路级之间引入定时延迟。然而, 此方法在温度变化和反复电源循环期间是不可靠的。

而且, 这种方法并不支持断电排序。

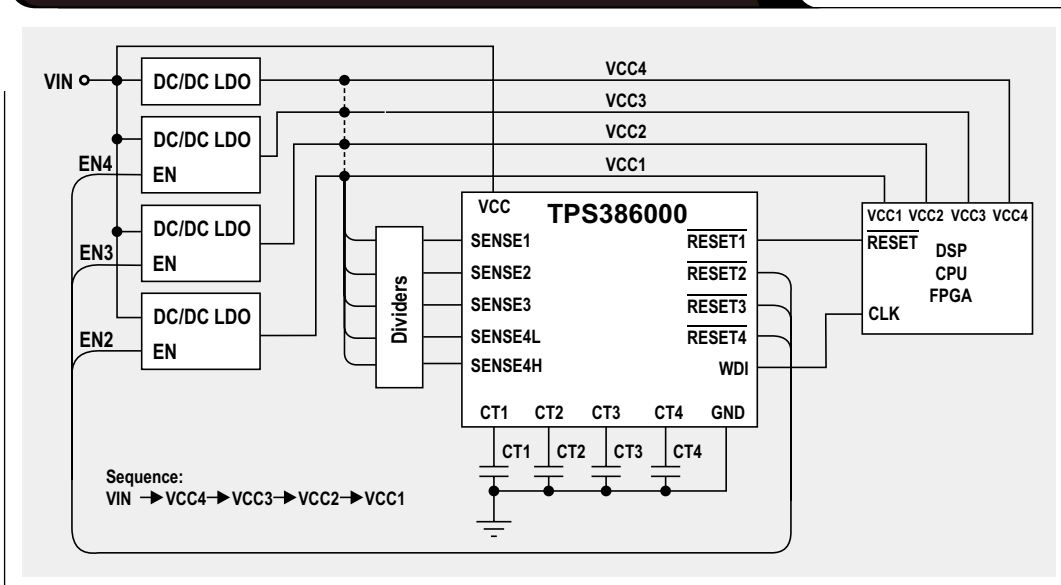
图1 反向降压-升压转换器



方法二: 采用一个复位 IC 来实现排序

另一种可以考虑的用于上电排序的简单选项是采用一个具有时间延迟的复位 IC。当采用此选项时, 复位 IC 以严格的门限限值来监视电源轨。一旦电源轨处于其终值的 3% (或更小) 以内, 复位 IC 将进入由解决方案定义的等待周期, 然后再执行下一个电源轨的上电操作。该等待周期可以采用 EEPROM 编程到复位 IC 中, 也可利用外部电容器来设定。图 2 示出了一款典型的多通道复位 IC。采用复位 IC 来实现上电排序的优点是解决方案处于受监视的状态。

图 2: 采用一个多输出复位 IC 来实现上电排序



必须在确认每个电源轨都处在稳压范围之内之后再释放下一个电源轨，而且无需在电源转换器上提供一个 PGOOD 引脚。采用复位 IC 的电源排序解决方案的缺点是其并不实施断电排序。

方法三：模拟上电 / 断电排序器

实施上电排序会比实施断电排序更加容易。为了实现上电和断电排序，人们推出了能够相对于上电序列进行断电序列的逆转（序列 1）乃至混合（序列 2）的简单模拟排序器（图 3）。在上电时，所有的标记均保持在低电平，直到 EN 被拉至高电平为止。在 EN 被置为有效之后，每个标记于一个内部定时器计时结束后顺序地变至漏极开路状态（需要上拉电阻器）。断电序列与上电序列相同，但次序正好相反。

级联多个排序器

可以把排序器级联在一起以支持多个电源轨，并在使能信号之间提供固定和可调的延迟时间。在图 4 中，两个排序器级联在一起以实现 6 个有序的电轨。上电时，AND 门确保第二个排序器在其接收到一个 EN 信号且 C 电源轨被触发之前不被触发。断电时，AND 门确保第二个排序器承受 EN 下降沿，而不考虑 C 输出。OR 门确保第一个排序器由 EN 上升沿来触发。断电时，OR 门确保第一个排序器不能承受 EN 下降沿，直到 D 电源轨下降为止。这保证了上电和断电排序，但并未提供一个受监视的序列。

受监视的上电 / 断电排序

如图 5 所示，通过简单地在 FlagX 输出和 PG 引脚之间增设几个 AND 门，就能给图 4 中的电路添加受监视的排序功能。在该例中，PS2 仅在 PS1 超过其终值的 90% 的情况下使能。这种方法可提供一种低成本、受监视的排序解决方案。

方法四：具有 PMBus 接口的数字系统健康状况监视器

如果系统需要最大的灵活性，那么可兼容 PMBus/I²C 标准的数字系统健康状况监视器（比如：UCD90120A）是一种不错的解决方案。通过允许设计人员配置电源斜坡上升 / 下降时间、接通 / 关断延迟、序列相关性、甚至包括电压和电流监视，此类解决方案可为任何排序需求提供最大的控制。

图 3：一个模拟上电 / 断电排序器的实施方案

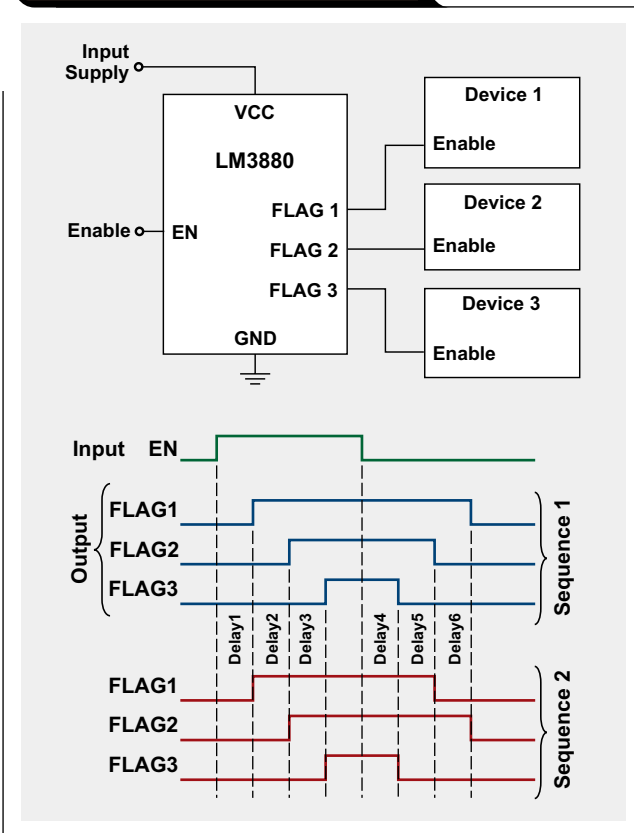


图 4：级联多个模拟排序器

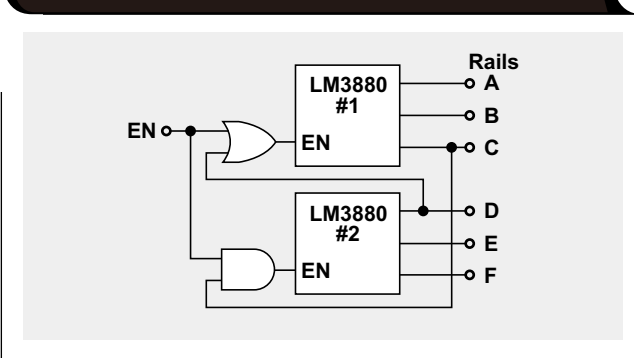


图 5：给基于时间的简单排序器增添受监视的排序功能

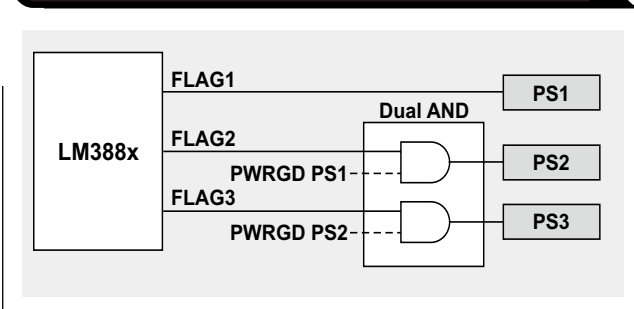
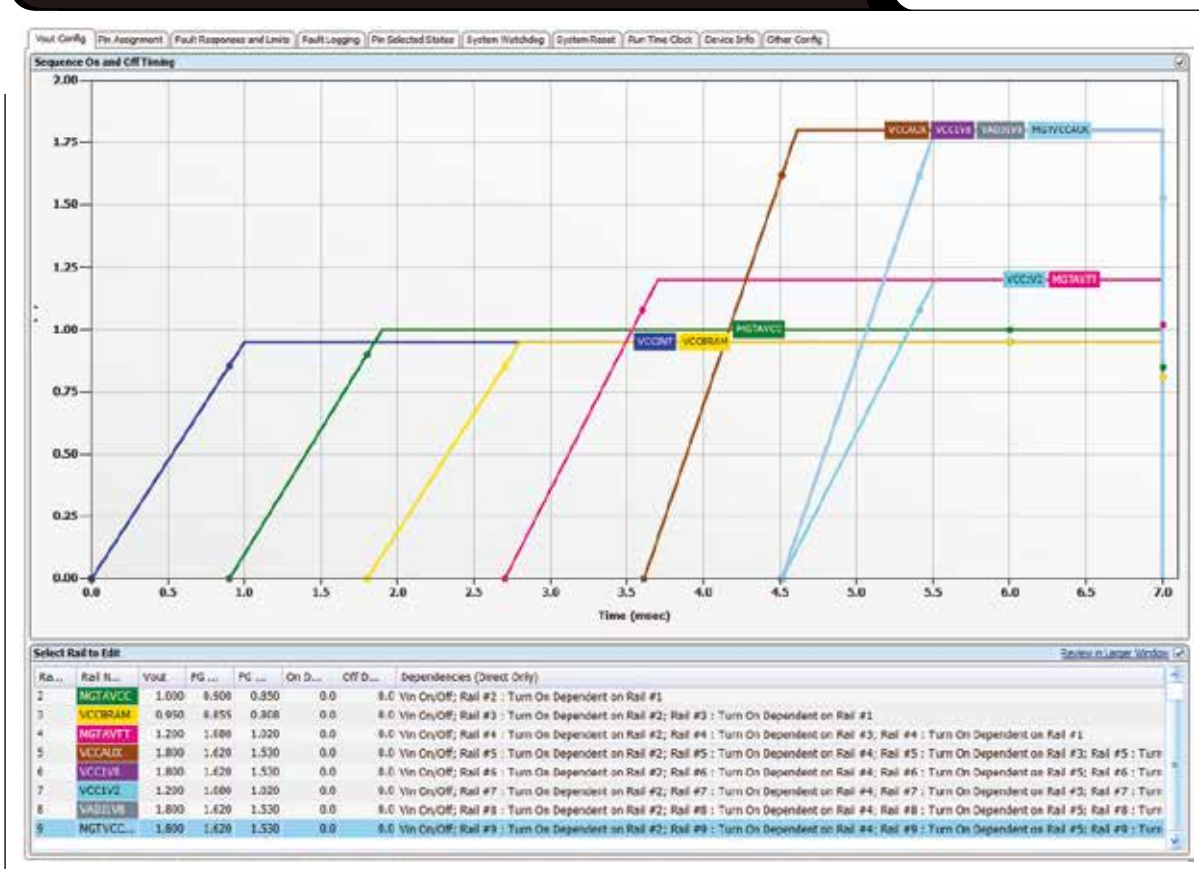


图 6: 采用 UCD90120A GUI 的上电排序示例



数字系统健康状况监视器配有一个图形用户界面 (GUI)，其可用于设置上电和断电排序以及其他的系统参数（图 6）。另外，有些数字系统健康状况监视器还具有非易失性误差和峰值记录功能，可在发生欠压事件的场合中帮助完成系统故障分析。

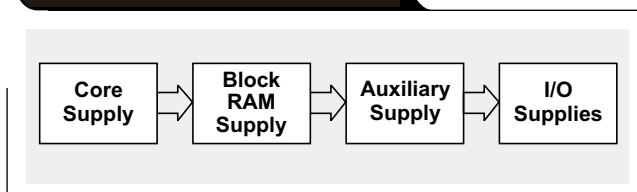
FPGA 排序要求实例

诸如 Xilinx 或 Altera 等 FPGA 供应商在其产品手册中提供了推荐或要求的上电序列，这些产品手册可以很容易地在线查阅。不同的供应商之间、同一家供应商的不同 FPGA 系列之间的排序要求存在差异。另外，在产品手册中还罗列了针对电源斜坡上升和关断的定时要求。推荐的断电序列通常是上电序列的倒序。图 7 示出了上电排序的一个实例。

结论

可以运用多种电源排序解决方案来满足 FPGA 供应商所规定的要求。除了上电和断电排序之外，系统要求可能还包括电源监视，但是针对 FPGA 的最优电源解决方案将取决于系统的复杂性与规格参数。

图 7: FPGA 电源逻辑序列实例



相关网址

- www.ti.com/4q14-LM3880
- www.ti.com/4q14-TPS62085
- www.ti.com/4q14-TPS386000
- www.ti.com/4q14-UCD90120A

订阅 AAJ:

www.ti.com.cn/subscribe-aaaj

TI Designs 参考设计库提供完整的设计方案，由资深工程师团队精心创建，支持汽车、工业、医疗、消费等广泛应用的设计。在这里，您能找到包括原理图、物料清单、设计文件及测试报告的全面设计方案。登陆TI Designs，找寻更多适合您的参考设计！简单设计，从TI起步。

马上登录 ti.com.cn/tidesigns 查询最适合您的设计文档。



WEBENCH® 设计中心: 易于使用且可提供定制结果的设计工具。
PowerLab™ 参考设计库, 包含了近千个适用于所有应用的参考设计。
电源在线培训课程

www.ti.com.cn/webench
www.ti.com.cn/powerlab
www.ti.com.cn/powertraining

WEBENCH® Designer My Designs

Clocks	Filters	传感器
电源	FPGA/μP	LED

输入您的供电要求:

直流 交流

最小 最大

输入电压 14.0 V 22.0 V

输出 3.3 V 2.0 A

环境温度 30 °C

多负载 单输出

Power Architect **开始设计**

WEBENCH® Designer My Designs

最小 最大

输入电压 14.0 V 22.0 V

输出 3.3 V 2.0 A

环境温度 30 °C

SIMPLE SWITCHER®

开始设计 ▶

德州仪器在线技术支持社区

www.deyisupport.com

中国产品信息中心 免费热线:

800-820-8682

TI新浪微博



weibo.com/tisemi

热门产品

DAC8760	用于 4-20mA 电流回路应用的单通道、16 位、可编程电流/电压输出 DAC
DAC7760	单通道、12 位可编程电流输出和电压输出 DAC
ADS1247	极低噪声、精密 24 位 模数转换器
ADS1120	具有串行外设接口的低功耗、低噪声、16 位 ADC
ISO7242	四通道 2/2 25Mbps 数字隔离器
ISO7631FM	4kV _{PK} 低功耗三通道、150Mbps 数字隔离器
TPS54062	4.7V 至 60V 输入、50mA 同步降压转换器
TLK105L	工业温度、单端口 10/100Mbps 以太网物理层
SN65HVD255	CAN 收发器具有快速循环次数, 可用于高度已加载网络

了解更多, 请搜索以下产品型号:

DAC8760



重要声明

德州仪器及其下属子公司 (TI) 有权根据 JESD46 最新标准, 对所提供的半导体产品和服务进行修改、增强、改进或其它更改, 并有权根据 JESD48 最新标准终止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是最新且完整的。所有半导体产品 (本文也指“组件”) 的销售都遵循在确认订单时 TI 的销售条款与条件。

TI 确保其销售的组件性能符合产品销售时 TI 半导体产品销售条件与条款的适用规范。TI 仅在认为有必要时才采用测试或其它质量控制技术。除非相关法律有强制规定, 否则 TI 没有必要对每种组件的所有参数进行测试。

TI 没有义务承担应用帮助或客户产品设计。客户应对其使用 TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充足的设计与操作安全保障措施。

TI 不对任何 TI 专利权、版权、屏蔽作品权或使用了 TI 组件或服务的任何产品组合、机器或流程相关的其他 TI 知识产权中授予的直接或隐含权限做出任何担保或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从 TI 获得使用这些产品或服务的许可、担保或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其他知识产权方面的许可, 或 TI 的专利权以及 TI 其他知识产权的许可。

如需复制 TI 产品手册或数据表中 TI 信息的重要部分, 不得对内容进行任何篡改, 且须带有相关授权、条件、限制和声明。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任或义务。复制第三方的信息可能需要遵从其他限制条件。

经销 TI 组件或服务时, 如果经销商对该组件或服务参数的陈述与 TI 标明的参数之间存在差异或存在虚假成分, 则相关 TI 组件或服务的所有明示或暗含的保修将作废, 且此行为被视为不正当的欺诈性商业行为。TI 不对任何此类虚假陈述承担任何责任或义务。

客户认可并同意, 尽管任何应用相关信息或支持可能仍由 TI 提供, 但其将自行负责符合与其产品及在其应用中使用 TI 组件相关的所有法律、法规和安全方面的要求。客户声明并同意, 他们具备制定与实施安全措施所需的所有专业技术和知识, 可预见故障的危险、监测故障及其后果、降低可能造成人身伤害的故障的发生机率并采取适当的补救措施。客户将全额赔偿因在此类安全攸关的应用中使用任何 TI 组件而对 TI 及其代理造成的任何损失。

在某些情况下, TI 可能进行特别促销推进安全应用的发展。TI 的目标是利用此类组件帮助客户设计和创立其特有的可满足相关功能安全标准和要求的终端产品解决方案。尽管如此, 此类组件仍然受这些条款约束。

TI 组件未获得用于 FDA 三级 (或类似生命攸关的医疗设备) 的授权许可, 除非各方授权官员已经达成了专门管控此类使用的特别协议。

只有那些 TI 特别注明属于军用等级或“增强型塑料”的 TI 组件才是专门设计用于军事/航空应用或环境的产品。客户认可并同意, 如将不带有该标识的 TI 组件用于军事或航空航天应用, 则风险由客户自行承担, 客户自行负责满足与此类使用相关的所有法律和法规要求。

TI 特别标示了符合 ISO/TS16949 要求的特定组件, 这类组件主要用于汽车。在任何情况下, TI 均不因使用非指定产品而无法达到 ISO/TS16949 的要求而承担任何责任。

产品

音频	www.ti.com/audio
放大器	amplifier.ti.com
数据转换器	dataconverter.ti.com
DLP® 产品	www.dlp.com
DSP	dsp.ti.com
时钟与定时器	www.ti.com/clocks
接口	interface.ti.com
逻辑	logic.ti.com
电源管理	power.ti.com
微控制器	microcontroller.ti.com
RFID	www.ti-rfid.com
OMAP 应用处理器	www.ti.com/omap
无线连接	www.ti.com/wirelessconnectivity

应用

汽车与运输	www.ti.com/automotive
通信与电信	www.ti.com/communications
计算机及外设	www.ti.com/computers
消费电子	www.ti.com/consumer-apps
能源和照明	www.ti.com/energy
工业控制	www.ti.com/industrial
医疗	www.ti.com/medical
安防	www.ti.com/security
空间、航空和国防	www.ti.com/space-avionics-defense
视频和影像	www.ti.com/video
TI E2E 社区	e2e.ti.com

邮寄地址: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

© 2014 年德州仪器公司版权所有

重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权根据 JESD46 最新标准, 对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权根据 JESD48 最新标准中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的组件的性能符合产品销售时 TI 半导体产品销售条件与条款的适用规范。仅在 TI 保证的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非适用法律做出了硬性规定, 否则没有必要对每种组件的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用 TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何 TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了 TI 组件或服务的组合设备、机器或流程相关的 TI 知识产权中授予的直接或隐含权作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从 TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是 TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于 TI 的产品手册或数据表中 TI 信息的重要部分, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任或义务。复制第三方的信息可能需要服从额外的限制条件。

在转售 TI 组件或服务时, 如果对该组件或服务参数的陈述与 TI 标明的参数相比存在差异或虚假成分, 则会失去相关 TI 组件或服务的所有明示或暗示授权, 且这是不正当的、欺诈性商业行为。TI 对任何此类虚假陈述均不承担任何责任或义务。

客户认可并同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由 TI 提供, 但他们将独力负责满足与其产品及其应用中使用的 TI 产品相关的所有法律、法规和安全相关要求。客户声明并同意, 他们具备制定与实施安全措施所需的全部专业技术和知识, 可预见故障的危险后果、监测故障及其后果、降低有可能造成人身伤害的故障的发生机率并采取适当的补救措施。客户将全额赔偿因在此类安全关键应用中使用任何 TI 组件而对 TI 及其代理造成的任何损失。

在某些场合中, 为了推进安全相关应用有可能对 TI 组件进行特别的促销。TI 的目标是利用此类组件帮助客户设计和创立其特有的可满足适用的功能安全性标准和要求的终端产品解决方案。尽管如此, 此类组件仍然服从这些条款。

TI 组件未获得用于 FDA Class III (或类似的生命攸关医疗设备) 的授权许可, 除非各方授权官员已经达成了专门管控此类使用的特别协议。

只有那些 TI 特别注明属于军用等级或“增强型塑料”的 TI 组件才是设计或专门用于军事/航空应用或环境的。购买者认可并同意, 对并非指定面向军事或航空航天用途的 TI 组件进行军事或航空航天方面的应用, 其风险由客户单独承担, 并且由客户独力负责满足与此类使用相关的所有法律和法规要求。

TI 已明确指定符合 ISO/TS16949 要求的产品, 这些产品主要用于汽车。在任何情况下, 因使用非指定产品而无法达到 ISO/TS16949 要求, TI 不承担任何责任。

产品	应用
数字音频	www.ti.com.cn/audio 通信与电信 www.ti.com.cn/telecom
放大器和线性器件	www.ti.com.cn/amplifiers 计算机及周边 www.ti.com.cn/computer
数据转换器	www.ti.com.cn/dataconverters 消费电子 www.ti.com.cn/consumer-apps
DLP® 产品	www.dlp.com 能源 www.ti.com.cn/energy
DSP - 数字信号处理器	www.ti.com.cn/dsp 工业应用 www.ti.com.cn/industrial
时钟和计时器	www.ti.com.cn/clockandtimers 医疗电子 www.ti.com.cn/medical
接口	www.ti.com.cn/interface 安防应用 www.ti.com.cn/security
逻辑	www.ti.com.cn/logic 汽车电子 www.ti.com.cn/automotive
电源管理	www.ti.com.cn/power 视频和影像 www.ti.com.cn/video
微控制器 (MCU)	www.ti.com.cn/microcontrollers
RFID 系统	www.ti.com.cn/rfidsys
OMAP应用处理器	www.ti.com/omap
无线连通性	www.ti.com.cn/wirelessconnectivity 德州仪器在线技术支持社区 www.deyisupport.com

邮寄地址: 上海市浦东新区世纪大道1568号, 中建大厦32楼邮政编码: 200122
Copyright © 2014, 德州仪器半导体技术(上海)有限公司