

输入功率和RMS电流测量低成本解决方案

作者: Bosheng Sun, 德州仪器 (TI) 系统工程师

引言

今天, 包括离线电源真实输入功率和输入RMS电流测量在内的能耗实时测量, 正变得愈加重要。这些测量可用于调节供电和优化能源利用。例如, 安装有許多服务器的一些数据中心对服务器层辅助功耗测量就很感兴趣, 因为这样可以实现低成本数据服务, 并对低功耗工作期间的处理能力进行智能的管理。输入功率和电流的一般测量方法是使用一个专用功率计芯片和附加检测电路。尽管功率计芯片能够提供可接受的测量结果, 但它大大增加了成本和设计工作量。本文为您介绍一种新颖、低成本且精确的输入功率和RMS电流测量解决方案。它使用现有的数字功率因数校正 (PFC) 控制芯片和硬件, 以及简单的两点校准和优化数学计算。这样便可提供优异的测量精确度, 并极大降低成本和减少工作量, 同时不影响正常的PFC控制。

测量装置

图1显示了由一个数字控制器进行电源隔离控制的传统PFC装置。输入线路和中性点电压通过一个衰减网络检测, 之后由两个单独的模数转换器 (ADC) 输入采样。电流信号经由一个分流器检测, 然后被信号调节电路放大和滤波。之后, 连接至一个ADC进行电流环路控制。由于输入电压和电流测量已经具备, 因此可用它们来测量输入功率和RMS电流。一样的传统PFC装置用于这些测量, 无需传统专用功率计芯片和附加检测电路。

电流测量与校准

电流检测信号调节电路 (图1) 一般由一个运算放大器和一个低通滤波器组成, 目的是放大小检测信号和去除高频噪

声。之后, 通过一个ADC测量该信号, 并以ADC计数报告。为了获得真实的电流值, 需把ADC计数转换为以安培为单位的电流。ADC计数与安培的关系可由原理图推导得出; 但是, 组件容差可能会使测量精确度变得不可接受。因此, 需要进行一次校准。

电路如图1所示, 在任何时候, 分流器的输入电流 (单位毫安培) 均为:

$$i = k_i C_i - m_i, \quad (1)$$

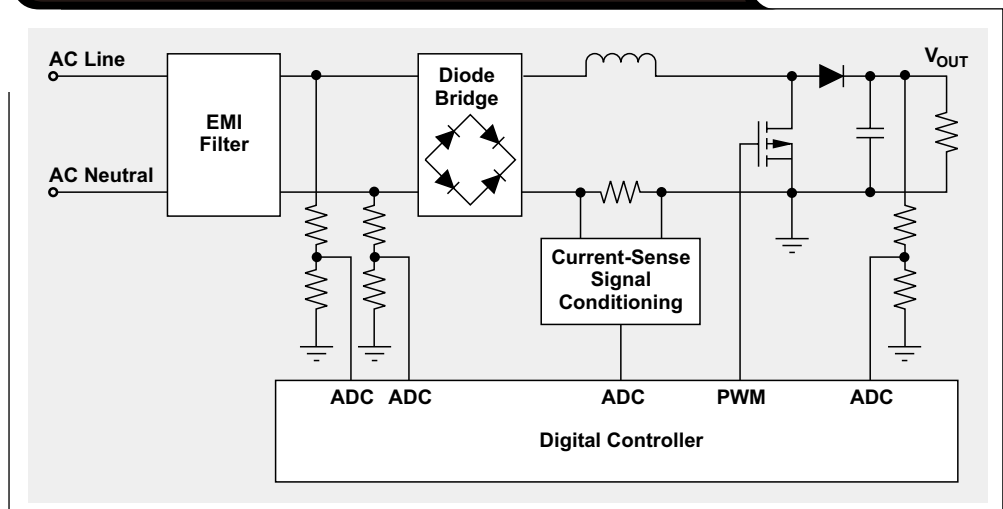
其中, k_i 为电流检测增益或者斜率, C_i 为ADC转换输出 (计数), 而 m_i 为电流检测偏移量。

直流 (DC) 输入恒定时, 平均值等于瞬时值, 因此方程式1仍然有效:

$$I_{DC} = k_i C_i - m_i \quad (2)$$

方程式2表明, DC电源可用于对电流测量电路进行校准。恒定DC电源用于PFC输入, 先使用25%负载然后再75%负载进行测量。为了方便比较, 使用一个电表对两种负载状态的实际输入电流进行基准测量。另外, 读取对两种负载状态的ADC转换计数输出, 以确定数字控制器的精确度。控制器使用下列数学关系。

图1 输入功率和电流测量PFC装置



25%负载状态时:

$$I_{DC1} = k_1 C_{i1} - m_1 \quad (3)$$

75%负载状态时:

$$I_{DC2} = k_1 C_{i2} - m_1 \quad (4)$$

使用方程式3和4计算电流斜率和偏移量:

$$k_i = \frac{I_{DC2} - I_{DC1}}{C_{i2} - C_{i1}} \quad (5)$$

$$m_i = \frac{C_{i1} I_{DC2} - C_{i2} I_{DC1}}{C_{i2} - C_{i1}} \quad (6)$$

计算得到的 k_i 和 m_i 为小数, 小于1, 而PFC应用的大多数数字控制器均使用定点数学计算。为了降低计算的化整误差和保持足够高的精确度, 把这些小数值乘以 2^N , 然后四舍五入为最为接近的整数。例如, 如果PFC电路的电流检测增益和偏移量计算得到为 $k_i = 1.59$ 和 $m_i = 229.04$, 则 k_i 乘以 2^8 , 然后四舍五入为407; m_i 乘以 2^0 。电流斜率和偏移量分别为:

$$k_i = \text{iin_slope} \gg \text{iin_slope_shift}$$

和

$$m_i = \text{iin_offset} \gg \text{iin_offset_shift}$$

其中, $\text{iin_slope} = 407$, $\text{iin_slope_shift} = 8$, $\text{iin_offset} = 229$, 而 $\text{iin_offset_shift} = 0$ 。

计算得到输入功率和RMS电流以后, 如果 k_i 和 m_i 为倍数, 则不要直接使用它们, 你可以先使用 iin_slope 和 iin_offset 来做乘法运算。然后, 使用 iin_slope_shift 和 iin_offset_shift 来转换结果。例如, 不要使用 $y = k_i \times x + m_i \times z$ 进行计算, 而要使用下面的计算方法:

$$y = [(\text{iin_slope} \times x) \gg \text{iin_slope_shift}] + [(\text{iin_offset} \times z) \gg \text{iin_offset_shift}]$$

输入电压测量与校准

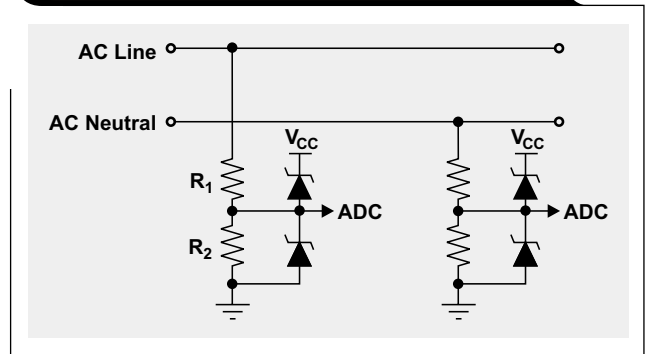
电压检测电路十分简单, 它可以只是一个分压器, 如图2所示。一般, 会有一些箝制二极管来保护ADC引脚。由于二极管的反向漏电流影响ADC的测量精确度, 因此应选择使用低反向漏电流的二极管。

任何时候, 输入电压均为:

$$v = k_v C_v - m_v \quad (7)$$

其中, k_v 为电压检测增益, C_v 为ADC转换输出(计数), 而 m_v 则为电压检测偏移量。 k_v 和 m_v 的校准方

图2 AC输入电压检测电路



法类似, 都是对电流检测增益和偏移量进行校准。但是, 一种更加简单的方法是只需根据原理图进行计算。由于没有了校准, 因此分压器使用的电阻会影响测量精确度。我们推荐把低容差电阻器用作分压器, 例如: 0.1%容差。

一个12位ADC和2.5V基准电压的数字控制器, 输入电压被分压器衰减至2.5V以下。这样, 经过衰减的信号被ADC转换为数字信号。因此:

$$C_v = \frac{v R_2}{2.5(R_1 + R_2)} \times 4096 \quad (8)$$

重写方程式8之后, 输入电压为:

$$v = \frac{2.5(R_1 + R_2)}{4096 R_2} \times C_v \quad (9)$$

因此:

$$k_v = \frac{2.5(R_1 + R_2)}{4096 R_2} \quad (10)$$

以及:

$$m_v = 0 \quad (11)$$

与输入电流测量类似, 需要对电压检测增益和偏移量进行一些操作, 以使其适应定点微处理器, 并降低计算误差。

V_{IN} 和 I_{IN} 相互关系

真实输入功率定义为:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) i(t) dt \quad (12)$$

使用离散格式后, 其定义为:

$$P = \frac{\sum [v(n) i(n)]}{N} \quad (13)$$

其中, N 为总采样数。方程式13表明, 需同时对 V_{IN} 和 I_{IN} 采样。但是, V_{IN} 和 I_{IN} 却是由两个不同的ADC通道在不同时间采样。即使是很小的时间差, 也会引起测

量误差。在一些数字控制器中，例如：TI UCD3138等，具有一种被称作“双采样保持”的机制，其允许两种通道同时采样，从而消除了这种误差。

由于电流检测电路中使用了低通滤波器，被测电流信号出现延迟，并且实际电流存在相移。图3显示了这种情况，图中，通道2为实际电流信号，通道1为经过放大的相同信号，其随后经低通滤波器输出。该放大信号有约220 μs的相位延迟。需要对这种延迟进行补偿，否则会影响输入功率测量的精确度。一种简单的补偿方法是，让 $V_{IN-sense}$ 信号延迟约220 μs，然后使用该经过延迟的 V_{IN} 信号来进行输入功率计算。所以，如果每隔20 μs测量一次 V_{IN} ，则需要对其延迟220/20 = 11次。

真实输入功率计算

组合方程式1、7和13，得到：

$$P = \frac{k_v k_i \sum C_v(n) C_i(n)}{N} - \frac{k_v m_i \sum C_v(n)}{N} - \frac{k_i m_v \sum C_i(n)}{N} + m_v m_i \quad (14)$$

V_{IN} 和 I_{IN} 由ADC在标准中断环路中测量，其具有一定的限制时间，并且主要用于PFC环路控制。因此，为了节省CPU计算时间和防止标准中断环路溢出，仅在该环路中计算 $C_v(n)C_i(n)$ 。另外，方程式14的

$$\frac{\sum C_v(n) C_i(n)}{N}, \frac{\sum C_v(n)}{N} \text{ 以及 } \frac{\sum C_i(n)}{N}$$

各项，使用无限脉冲响应（IIR）滤波器来实现。在背景环路中完成真实输入功率的最终计算。

输入RMS电流计算

图1所示数字控制器所进行的电流测量并不代表总输入电流，因为电磁干扰（EMI）滤波器中电容的作用未包括在内。在高线压和轻负载条件下，这种滤波器电流不再可以忽略不计，必须将其包括进来，以实现精确的输入电流报告。

图4显示了一种简化版的EMI滤波器，我们去除了电感器，并使用一个单电容器（C）来代替总电容。图中， I_{EMI} 为EMI电容器的RMS电抗性电流， $I_{Measure}$ 为数字控制器测量的输入RMS电流，而 I_{IN} 则为总输入RMS电流。

EMI滤波器产生的电抗性电流为：

$$I_{EMI} = 2\pi f C V_{IN(RMS)} \quad (15)$$

为了计算EMI电容器的电抗性电流，首先需要知道输

图3 电流检测相移

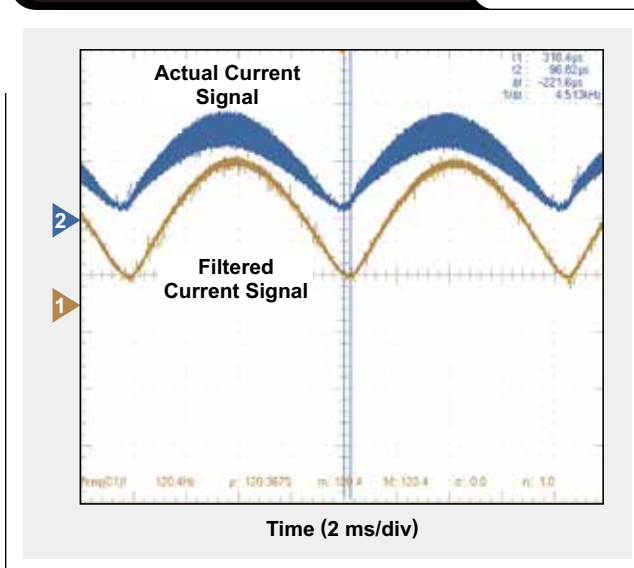
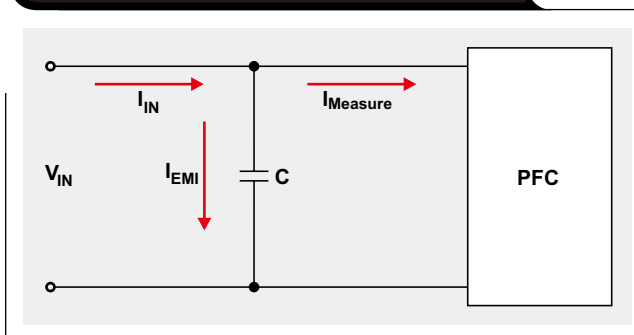


图4 简化版EMI滤波器的电流



入电压频率。AC线压和中性点电压由两个ADC通道检测，然后通过固件整流。通过对比两个ADC结果，我们可以发现零交叉。由于使用固定率对输入电压进行采样，因此可以通过计数两个连续零交叉点之间的采样数来计算AC频率。一旦知道输入电压频率，便可计算EMI电容器的电抗性电流：

$$I_{EMI} = 2\pi f C \sqrt{\frac{k_v^2 \sum C_v^2(n)}{N} - \frac{2k_v m_v \sum C_v(n)}{N} + m_v^2} \quad (16)$$

如前所述，在标准中断环路中测量电压，因此为了节省CPU计算时间和防止该环路溢出，仅在其内计算 $C_v^2(n)$ 。方程式16的

$$\frac{\sum C_v^2(n)}{N} \text{ 和 } \frac{\sum C_v(n)}{N} \text{ 项，}$$

通过IIR滤波器实现。在背景环路中计算最终EMI电抗性电流。ADC测得电流为：

$$I_{Measure(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} \quad (17)$$

使用离散格式，它可以写为：

$$I_{\text{Measure(RMS)}} = \sqrt{\frac{\sum i_{\text{IN}}(n)^2}{N}} \quad (18)$$

组合方程式1和18得到：

$$I_{\text{Measure(RMS)}} = \sqrt{\frac{k_i^2 \sum C_i^2(n)}{N} - \frac{2k_i m_i \sum C_i(n)}{N} + m_i^2} \quad (19)$$

所前所述，在标准中断环路中测量电流，因此仅在该环路中计算 $C_i^2(n)$ 。方程式19的

$$\frac{\sum C_i^2(n)}{N} \text{ 和 } \frac{\sum C_i(n)}{N} \text{ 项}$$

通过IIR滤波器实现。

最后，把EMI滤波器的电抗性电流 (I_{EMI}) 加上 $I_{\text{Measure(RMS)}}$ ，得到总输入电流。 I_{EMI} 领先受测电流 ($I_{\text{Measure(RMS)}}$) 90° ，因此，在背景环路中计算最终输入RMS电流。

$$I_{\text{IN(RMS)}} = \sqrt{I_{\text{EMI}}^2 + I_{\text{Measure(RMS)}}^2} \quad (20)$$

测试结果

这种输入功率和RMS电流测量方法在一个360W的PFC评估模块上进行了测试。结果（表1）表明，这种方法拥有优异的测量精确度。

结论

我们为您介绍了一种低成本但却精确的离线电源输入功率和RMS电流测量方法。这种方法使用现有PFC控制器芯片和硬件，无需传统的专用功率计芯片和额外的检测电路，并且不影响正常的PFC控制。另外，它还具有如下一些特点：

- 极低的成本
- 简单的两点校准
- 使用双采样保持，VIN和IIN同时采样
- 固件EMI电流补偿
- 固件电流检测，相移补偿
- 优化的数学计算，CPU使用开销较少

参考文献

- 1、《隔离式电源的高集成度数字控制器》，见于《UCD3138数据手册》，网址：www.ti.com/slusap2-aa

相关网站

电源管理：

www.ti.com/power-aa

《模拟应用期刊》订阅网址：

www.ti.com/subscribe-aa

表1 输入功率和RMS电流测量的测试结果

OUTPUT LOAD (%)	P _{IN} (W)			I _{IN(RMS)} (mA)		
	WITH METER	WITH DIGITAL CONTROLLER	DIFFERENCE	WITH METER	WITH DIGITAL CONTROLLER	DIFFERENCE
V_{IN(RMS)} = 110 V						
2.50	11.5	10.3	1.2	112	101	11.0
5	18.8	17.9	0.9	180	170	10.0
10	35.4	34.3	1.1	328	317	11.0
20	72.7	71.7	1.0	665	659	6.0
30	107.7	107.2	0.5	989	985	4.0
40	143.5	143.1	0.4	1314	1315	-1.0
50	181.0	180.4	0.6	1656	1661	-5.0
60	216.3	215.4	0.9	1980	1987	-7.0
70	251.6	250.4	1.2	2305	2315	-10.0
80	287.0	285.3	1.7	2631	2643	-12.0
90	324.9	322.8	2.1	2981	2994	-13.0
100	360.6	357.9	2.7	3313	3325	-12.0
V_{IN(RMS)} = 230 V						
2.50	11.0	9.1	1.9	88	87	1.0
5	19.0	16.8	2.2	111	105	6.0
10	36.5	34.5	2.0	177	168	9.0
20	71.1	69.1	2.0	320	311	9.0
30	107.7	106.0	1.7	477	469	8.0
40	144.9	143.1	1.8	637	631	6.0
50	179.4	177.6	1.8	786	782	4.0
60	216.1	214.6	1.5	945	942	3.0
70	253.1	251.6	1.5	1105	1106	-1.0
80	287.7	286.4	1.3	1256	1258	-2.0
90	324.5	322.9	1.6	1416	1419	-3.0
100	361.2	359.9	1.3	1576	1580	-4.0



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

Power | **FPGA/μP** | Sensors | LED

Enter your power supply requirements:

Min	Max
Vin 14.0 V	22.0 V
Vout 3.3 V	Iout 2.0 A
Ambient Temp 30 °C	

Multiple Loads **Power Architect** | Single Output **Start Design**

WEBENCH® Designer My Designs

最小	最大
输入电压 14.0 V	22.0 V
输出电压 3.3 V	输出电流 2.0 A
环境温度 30 °C	

SIMPLE SWITCHER®
开始设计 ▶



从通讯、计算机、消费类电子到汽车、工业, 从能源、医疗到安防、航空航天, TI推出一系列创新、完整、独特的制胜解决方案, 给您带来前所未有的技术支持体验。 <http://www.ti.com.cn/www/more/>



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



e.weibo.com/tisemi

热门产品

- | | |
|-----------|--|
| TPS92075 | 具有自适应基准的非隔离式、相位可调光、降压 PFC LED 驱动器 |
| BQ24195 | 具有 5.1V 1A/2.1A 同步升压运行的由 I2C 控制的 2.5A/4.5A 单电池 |
| LM3447 | 相位调光、初级侧电源调整的准谐振反激式控制器 |
| LM34917 | 具有智能电流限制的超小型 33V、1.25A 恒准时降压开关稳压器 |
| ADS1298 | 具有集成 ECG 前端的 8 通道 24 位模数转换器 |
| SN65HVD82 | 针对要求严格的工业类应用的稳健耐用的驱动器和发送器 |
| LM22670 | 具有同步或可调节开关频率的 3A SIMPLE SWITCHER、降压电压稳压器 |
| ISO1050 | 电镀隔离的隔离式 CAN 收发器 |

了解更多, 请搜索以下产品型号:

TPS92075



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.cn/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 © 2013 德州仪器 半导体技术 (上海) 有限公司