

## 使用 dsPIC<sup>®</sup> 数字信号控制器的 并网太阳能微型逆变器参考设计

作者: *Mohammad Kamil*  
*Microchip Technology Inc.*

### 简介

随着全世界越来越关注矿物燃料的枯竭和传统发电带来的环境问题，可再生资源日趋成为环境保护运动的焦点，无论从政治层面还是经济层面均是如此。可再生资源包括光伏（PV）发电系统和风力发电系统。

大多数情况下，大规模使用可再生资源会带来成本问题，需要进一步的研究使其具有成本效益。PV 系统（也称为太阳能微型逆变器）作为一种便捷和前景广阔的可再生能源，在过去几年获得了更多关注。与风能等其他形式的可再生能源相比，PV 能源系统具备许多优势。

PV 能源的主要缺点是硅太阳能电池板的制造成本高，且转换效率低。凭借先进的晶体电池板制造技术和高效的电能转换器设计，可以使 PV 项目具有成本效益。

将太阳能电池板的输出电压转化成可使用的直流或交流电压这一过程必须在其最大功率点（Maximum Power Point, MPP）完成。MPP 是 PV 模块向负载传送最大能量时的 PV 输出电压。

### 太阳能系统的规范、需求和标准

将太阳能微型逆变器模块接入电网包含两大主要任务。一是确保太阳能微型逆变器模块工作于最大功率点（MPP）。二是将正弦电流注入电网。由于逆变器接入电网，因此必须符合公共事业机构给定的标准。有必要考虑 EN61000-3-2、IEEE1547 标准和美国国家电气规范（NEC）690。这些标准所规定的事项包括电能质量、孤岛效应检测和接地等。

这些逆变器必须能够检测孤岛运转情况，并采取适当措施以防止对接入电网的设备造成整体损害和破坏。孤岛运转是指当由于事故或损坏的原因而有意移除电网后，逆变器仍然继续工作。换言之，如果电网已经从逆变器移除，逆变器应该随即停止尝试将电力提供给电网或为电网提供能量。

目前最常见的太阳能技术是单晶硅模块和多晶硅模块。PV 电池的模型如图 1 所示，其电气特性如图 2 所示。这些 PV 模块的 MPP 电压范围通常被限定在 27V 至 45V 的范围内，发电量约为 200W，开路电压低于 45V。

图 1: PV 电池的简化模型

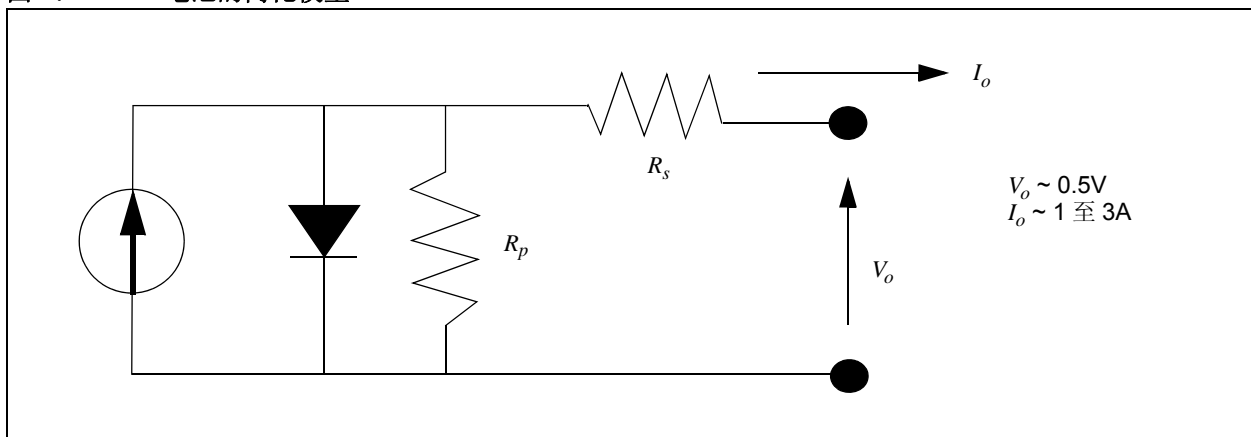
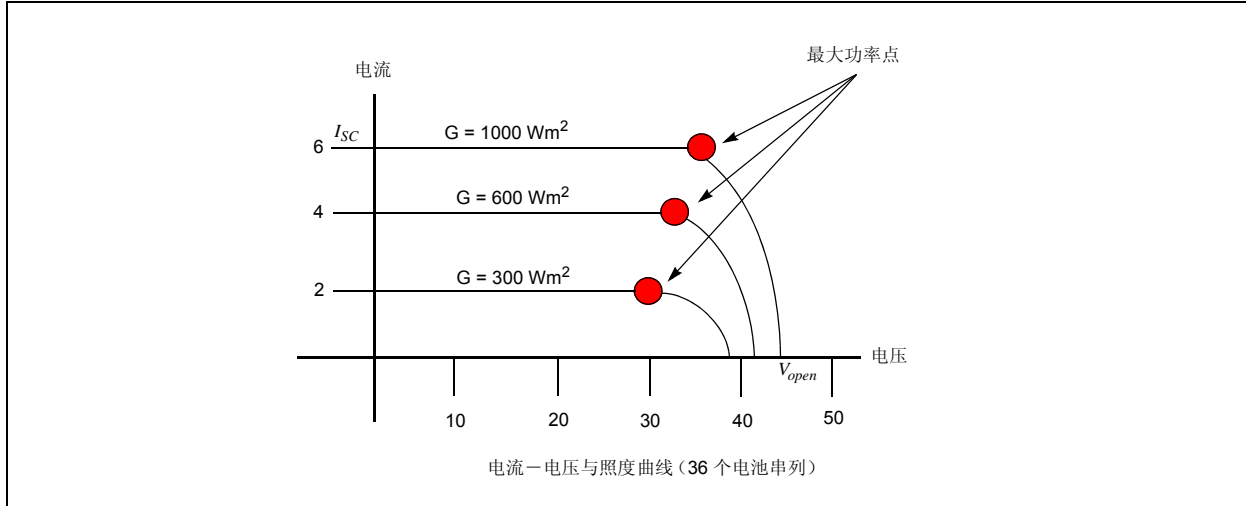


图 2: PV 模块的电气特性



太阳能微型逆变器必须保证 PV 模块在 MPP 工作，这样才能从 PV 模块获取最大能量。可使用最大功率点控制环达到该目的，该控制环也称作最大功率点追踪器 (Maximum Power Point Tracker, MPPT)。此外，PV 模块端子处的 PV 输出电压纹波必须足够小，以便其在 MPP 附近工作时 PV 电流的变化不会太大。

## 硅 PV 电池的电气特性

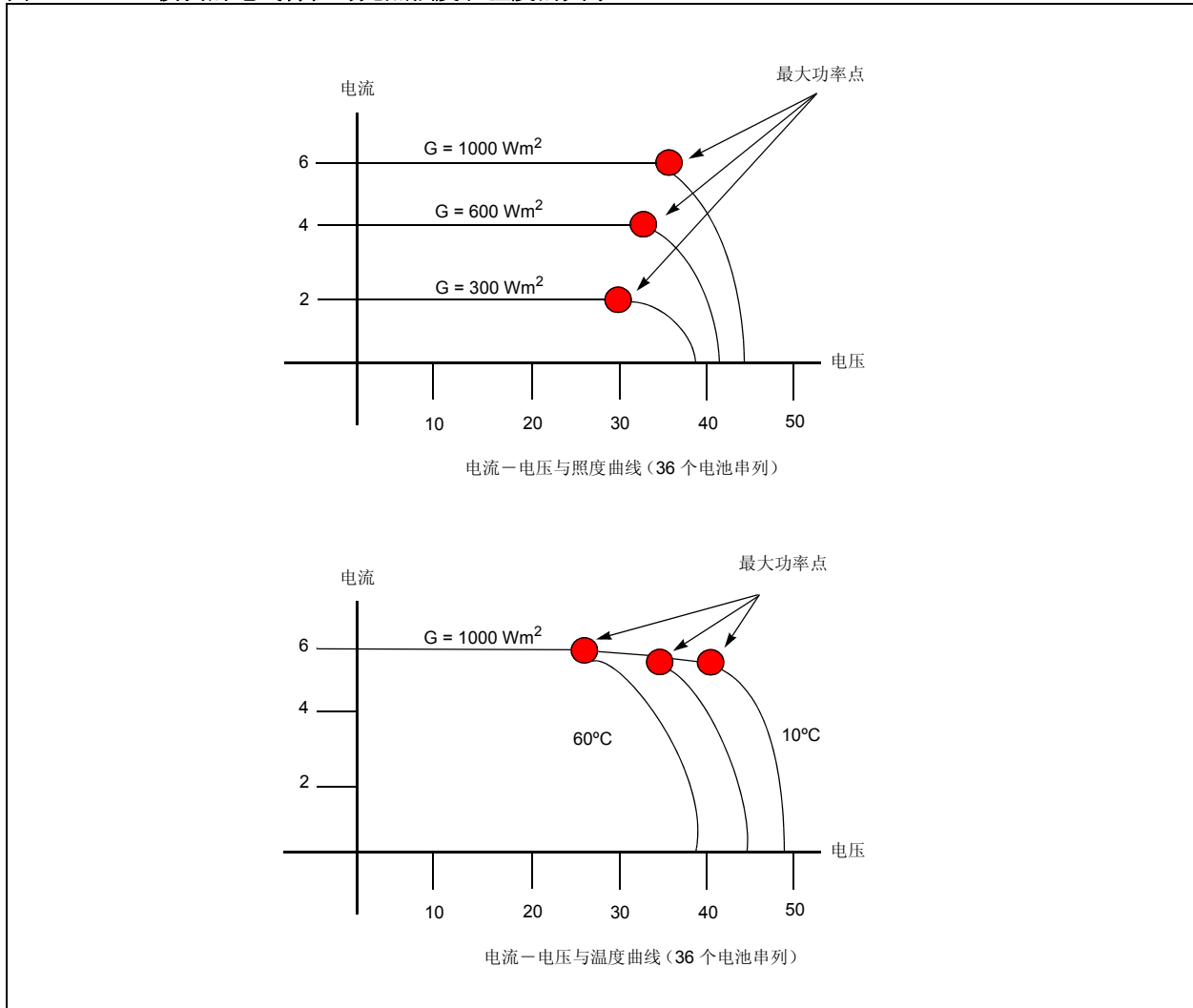
PV 电池是半导体器件，其电气特性与二极管相似。但是，PV 电池是电力来源而不是电力负载（二极管则是），当其受到光线（如太阳光）照射时会成为电流源。

PV 电池的表现会因 PV 电池板的尺寸或与其连接的负载的类型，以及太阳光的强度（照度）而有所不同。这种现象称为 PV 电池特性。

PV 电池的特性由连接不同负载时的电流和电压描述。当电池暴露于太阳光下但未接入任何负载时，电流为零，而 PV 电池的电压达到最大值。该最大值称为开路电压 ( $V_{open}$ )。当有负载接到 PV 电池时，电路会中有电流通过，导致电压降低。当两个端子直接相连且电压为零时，电流达到最大值。这种情况下的电流称为短路电流 ( $I_{sc}$ )，如图 2 中所示。因为这些特性的测量值是在标准测试条件 (STC) 下测得，因此可对不同 PV 电池的电气特性进行比较 (STC 标准规定光照强度为  $1000 \text{ W/m}^2$  且温度为  $25^\circ\text{C}$ )。

光照强度和温度都会影响 PV 电池特性。电流与光照强度成正比。电压同样也会随光照强度的波动而变化，只是变化数值较小。与电流相比，电压更容易受到 PV 电池温度变化的影响。电池温度的升高会降低电压并使电流小幅增大。图 3 和图 4 显示了这些因素如何影响电流-电压曲线。从中可发现，光照强度变化（降低）产生的影响比温度变化（升高）的影响要大得多。这对所有常用的 PV 材料都适用。这两种效应结合后的重要结果为：PV 电池的功率会随光照强度的降低和 / 或温度的升高而降低。

图 3: PV 模块的电气特性与光照强度和温度的关系



### 最大功率点（MPP）

太阳能电池可在较宽的电压（V）和电流（I）范围内工作。通过将受照射电池上的电阻性负载从零（*短路*）持续增加到很高的值（*开路*），可确定 MPP（即  $V \times I$  达到最大值的点）；也就是说，在此照射强度下，负载可从电池获取最大功率。（短路和开路极端情况下的输出功率均为零）。

高品质的单晶硅太阳能电池在其温度为  $25^\circ\text{C}$  时可产生  $0.60\text{V}$  的开路电压（ $V_{OC}$ ）。在光照充分的情况下，电池温度可能会接近  $45^\circ\text{C}$ （即使气温为  $25^\circ\text{C}$ ），这样会使每个电池的开路电压降低到  $0.55\text{V}$ 。此类电池的电压会适度地降低，直至接近短路电流（ $I_{SC}$ ）。

最大功率（电池温度为  $45^\circ\text{C}$ ）通常在电压为开路电压的  $75\sim 80\%$ （本例中为  $0.43\text{V}$ ），以及电流为短路电流的  $90\%$  的条件下产生。此输出最大可达  $V_{OC} \times I_{SC}$  乘积的  $70\%$ 。电池的短路电流（ $I_{SC}$ ）与照度几乎成正比，而当照度降低  $80\%$  时开路电压（ $V_{OC}$ ）可能只会降低  $10\%$ 。品质较低的电池在电流增大的情况下电压会降低得更快，在  $1/2$  的  $I_{SC}$  时可能仅产生  $1/2$  的  $V_{OC}$ 。因此，可用的功率输出会从  $V_{OC} \times I_{SC}$  乘积的  $70\%$  降低至  $50\%$ ，甚至只有  $25\%$ 。

利用 MPP 追踪器（MPPT）可确保获得最大的功率。此外，PV 模块端子处的 PV 输出电压纹波必须足够小，以便其在 MPP 附近工作时电流不会有太大波动。图 1 中电路的分析显示，电压纹波的振幅和利用率之间存在一定关系，如公式 1 和公式 2 中所表达。

# AN1338

## 公式 1:

$$\hat{U} = \sqrt{\frac{(k_{PV}-1) \cdot 2 \cdot P_{MPP}}{3 \cdot \alpha \cdot U_{MPP} + \beta}}$$

其中,  $\hat{U}$  是电压纹波的振幅,  $P_{MPP}$  和  $U_{MPP}$  是 MPP 下的功率和电压,  $\alpha$  和  $\beta$  是描述电流的二阶泰勒近似的系数, 利用率表示为产生的平均功率除以理论 MPP 功率的结果。

## 公式 2:

$$\hat{U} = 2 \cdot \sqrt{\frac{(k_{PV}-1) \cdot P_{MPP}}{\left(\frac{d^2 P_{PV}}{dU_{PV}^2}\right)}}$$

如公式 3 到公式 7 所示计算出系数。

## 公式 3:

$$i_{PV} = \alpha \cdot U_{PV}^2 + \beta \cdot u_{PV} + \gamma$$

## 公式 4:

$$u_{PV} = U_{MPP} + \hat{u} \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

## 公式 5:

$$\alpha = 0.5 \cdot \frac{d^2 I_{MPP}}{dU_{MPP}^2}$$

## 公式 6:

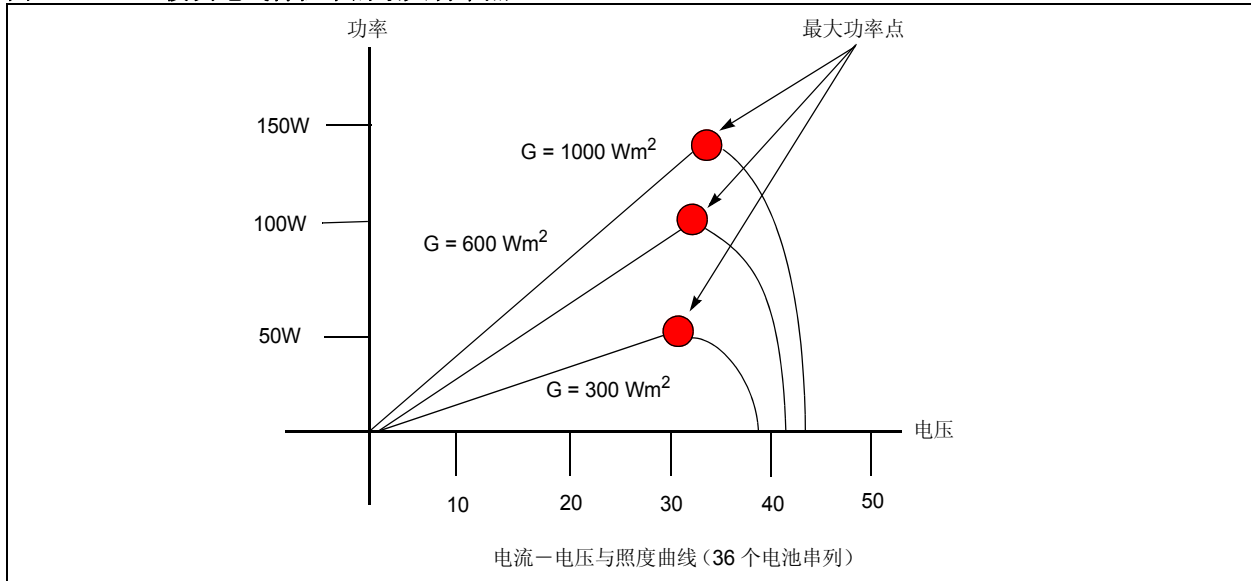
$$\beta = \frac{dI_{MPP}}{dU_{MPP}} - 2 \cdot \alpha \cdot U_{MPP}$$

## 公式 7:

$$\gamma = \alpha \cdot U_{MPP}^2 - \frac{dI_{MPP}}{dU_{MPP}} \cdot U_{MPP} + I_{MPP}$$

计算显示, 纹波电压的振幅必须低于 MPP 电压的 8.5% 才可达到 98% 的利用率。例如, 如果某 PV 模块的 MPP 电压为 35V, 则为了保持 98% 的利用率, 其电压纹波振幅不应超过 3.0V。如前文所述, 注入电网的功率呈正弦波形, 且会升至二次幂, 因此逆变器必须包含功率去耦器件。

图 4: PV 模块电气特性中的最大功率点

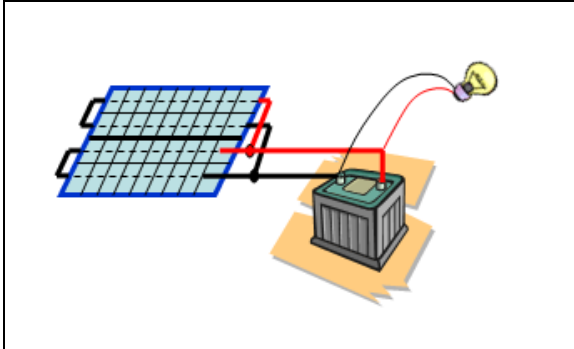


## 太阳能系统的演变

PV 电池已在许多应用中被用来产生电力。本部分将会简要讨论其中部分应用。

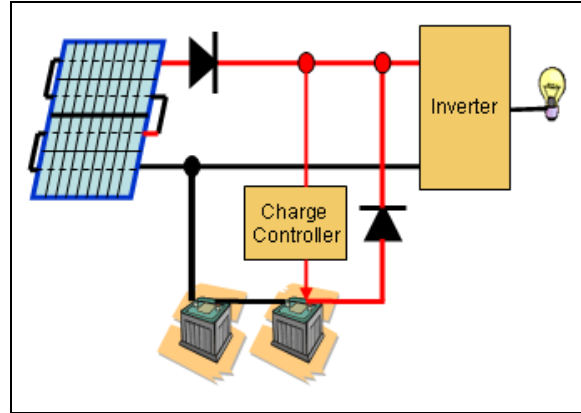
**小木屋系统**——采用简易的 12V 直流系统为独立式木屋提供照明。低瓦数 (<100W) 太阳能电池板直接与电池相连。电池连接到照明灯和其他 12V 直流电器，如图 5 中所示。充入未经稳压的电流会导致电池寿命缩短。可用的电器受限于 12V 直流电源，因为导线电阻使得最大功率只有几百瓦特。此系统不会接入交流电线路，因而被称为“离网”应用。

图 5: 小木屋系统



**乡村家用系统**——将提供 24-96V 的较大电池板连接到逆变器以产生 120/240 V<sub>AC</sub>，用以为标准照明和电器供电，如图 6 中所示。使用稳压式充电模块可改善电池寿命。此较高的直流电压支持中等功率水平。此系统不会接入交流供电线路，因而被称为“离网”应用。

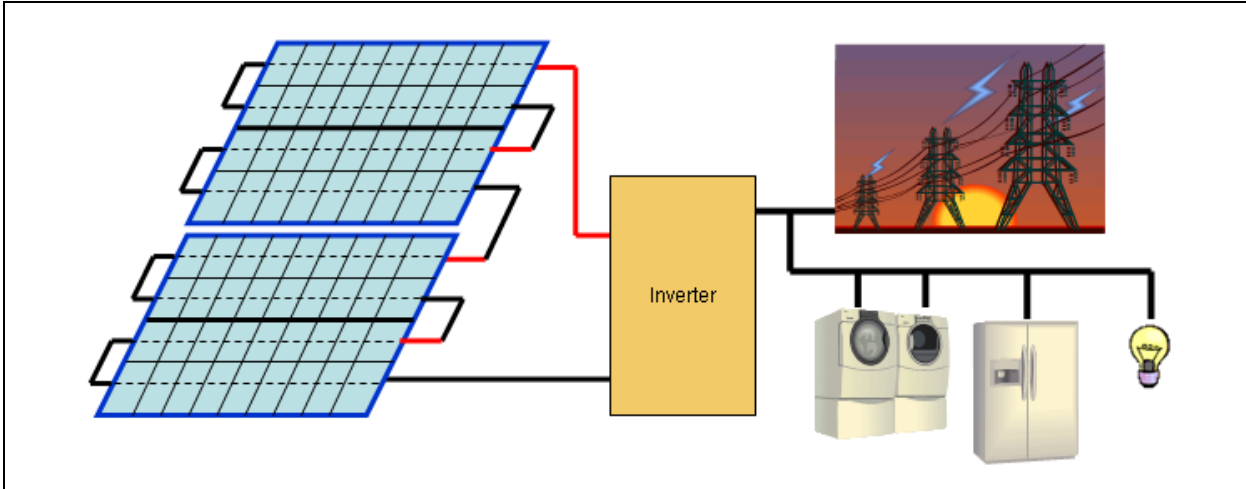
图 6: 乡村家用系统



**城市家用系统**——将提供 200-400V 的较大电池板连接到逆变器以产生 120/240 V<sub>AC</sub>，功率水平为中等 (2-10 kW)。此系统会接入交流供电线路 (即连接到电网)，如图 7 中所示。客户在日间向电力公司销售电能，而在夜间从电力公司购买电能。这种并网方式可避免采用价格昂贵且寿命短暂的电池。

此系统存在两个问题。其一，逆变器有可能成为独立失效点；其二，从太阳能电池板收集的功率不是最佳，尤其是在局部无光照的条件下。

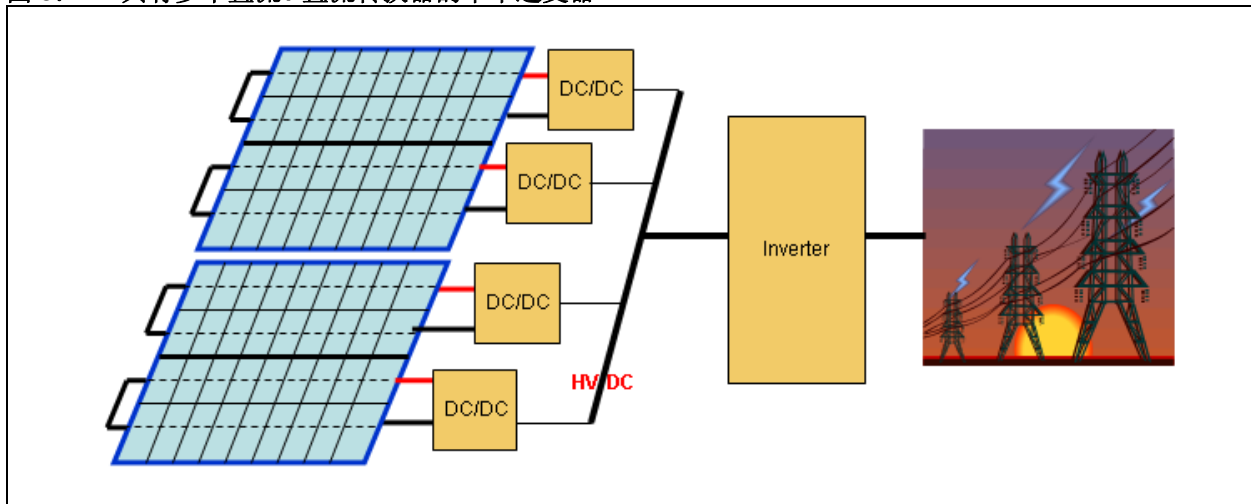
图 7: 城市家用系统



**具有多个直流/直流转换器的单个逆变器**——对每个串列使用直流/直流转换器可增强太阳能电池板的功率收集，如图 8 中所示。直流/直流转换器可以是独立模块，也可置于逆变器模块之内。

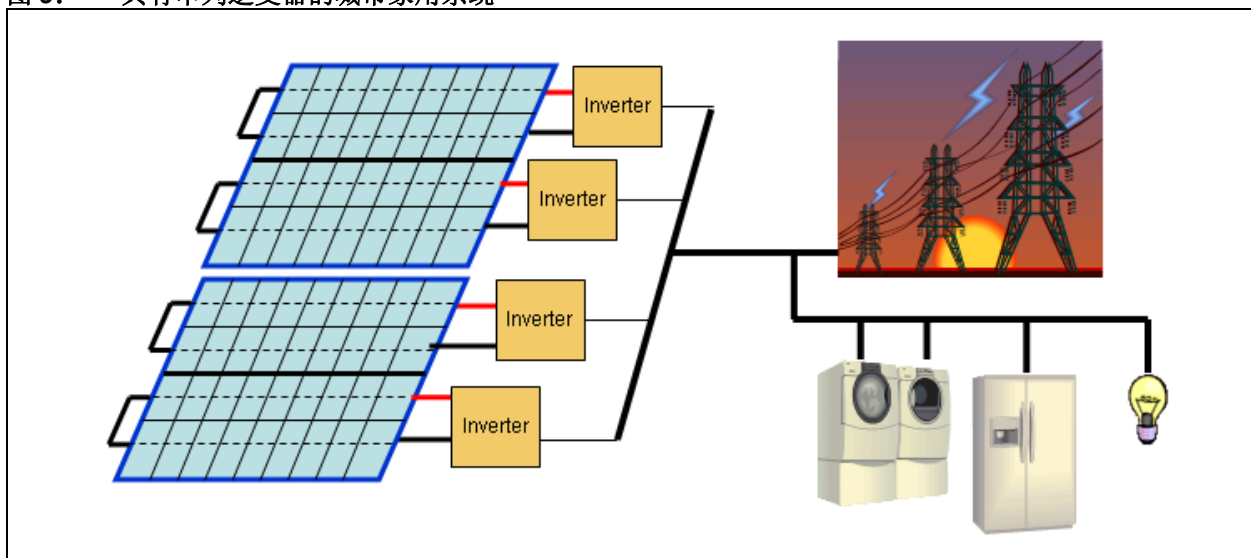
此方法仍然易受逆变器单点失效的影响，且需要分配高电压直流电力，这是一种潜在的危险情况，因为很难获得直流大功率保险丝。

**图 8：** 具有多个直流/直流转换器的单个逆变器



**具有串列逆变器的城市家用系统**——将提供 200-400V 电压的电池板连接到多个逆变器以产生 120/240 V<sub>AC</sub>，功率水平为中等（2-10 kW）。这些逆变器连接到电网，如图 9 中所示。使用多个逆变器增强了太阳能电池板的功率收集，还增强了系统的可靠性。

**图 9：** 具有串列逆变器的城市家用系统

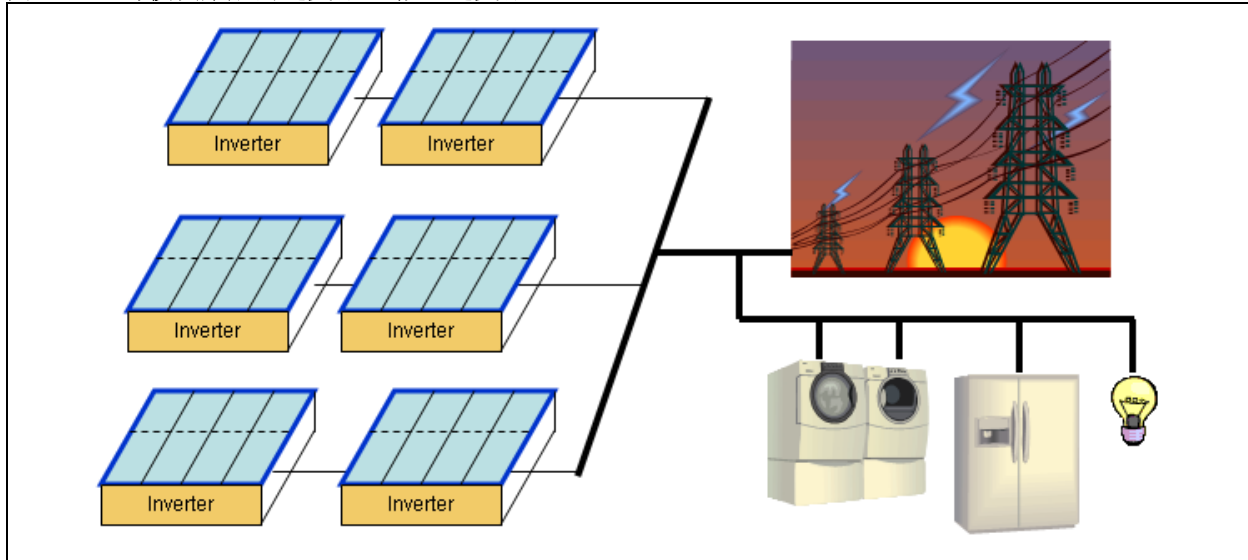


# AN1338

**与模块集成的逆变器**——每个太阳能电池板模块都集成了其自己专门的逆变器。与模块集成的逆变器也称作微型逆变器。微型逆变器系统如图 10 所示。

将逆变器集成到太阳能电池板中可极大地降低安装人力成本、提高安全性，并且使太阳能收集最大化。

**图 10: 与模块集成的逆变器（微型逆变器）**



## 为什么采用微型逆变器？

- 从集中式逆变器转变到分布式逆变器优化了能量收集。
- 将转换器集成到太阳能电池板模块中可降低安装成本。
- 通过降低转换器温度和移除风扇，可将系统可靠性从 5 年提升到 20 年。
- 采用软开关技术来取代硬开关技术可提高效率并减少散热量。
- 从家庭手工业到批量生产，标准化设计（硬件和软件）可提高可靠性并降低成本。
- 没有采用电解电容（由于高失效率）。设计需要较高的电压以减小电流，这允许使用电容值较小的非电解电容。
- 将转换器连入电网可消除许多应用中对电池的需求。电池价格很高，需要维护，寿命也较短。
- 微型逆变器工作所需的功率日趋变小（仅几百瓦特），这可降低内部温度并提高可靠性。
- 微型逆变器太阳能系统需要许多逆变器来处理特定功率水平，以此提高产量，从而降低成本。

## 太阳能微型逆变器的要求

- 需要最大功率点追踪（MPPT）算法，以优化来自太阳能电池板的功率收集。
- 系统效率 > 94%（尽可能高）。
- 直流输入电压范围宽。
- 每瓦特成本 < \$0.50（产量）。
- 安全性：故障检测和防止孤岛运转。
- 交流品质，总谐波失真（THD）< 5%：符合 IEEE 519 标准。



## 并网太阳能微型逆变器系统

并网太阳能微型逆变器系统的一般结构如图 11 所示。

图 11: 并网太阳能微型逆变器系统

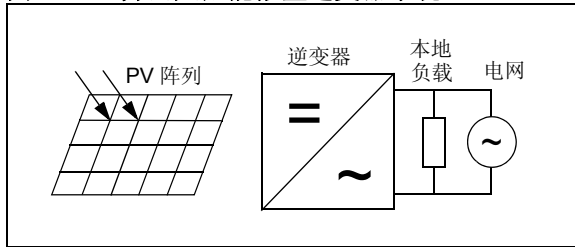
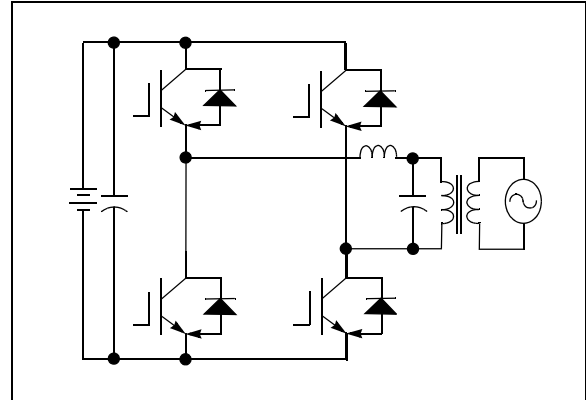


图 12 中所示的结合降压电路的全桥逆变器用于并网太阳能微型逆变器系统。此配置不具备处理较宽的输入 PV 电压范围的灵活性，且需要重型工频升压变压器。

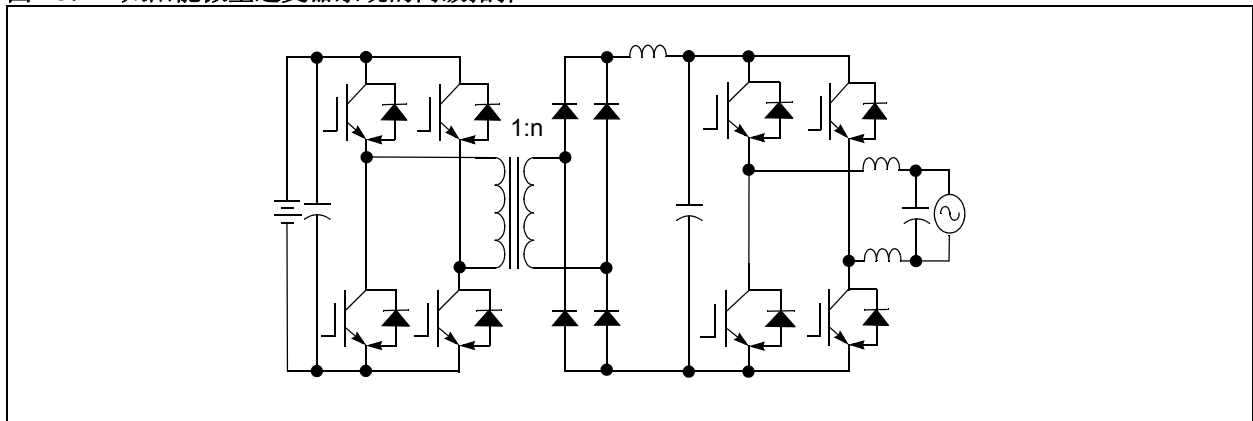
图 12: 单级全桥逆变器



为适应大的输入电压范围，通常使用两级拓扑，如图 13 中所示。

逆变器系统的第一级将 PV 电池板的低电压提升至隔离或非隔离的直流高压。第一级中使用的拓扑可以是简单升压式、推挽式或全桥式。转换器第二级产生与电网电压同步的正弦输出电压和电流。此级使用的拓扑通常是全桥式或半桥式。两级拓扑使系统变得成本高昂且复杂，尤其是对于单 PV 电池板系统而言。为了简化系统，使用了高效且低成本单级的拓扑。

图 13: 太阳能微型逆变器系统的两级拓扑



## 并网太阳能微型逆变器参考设计

本应用笔记中的参考设计描述了单级并网太阳能（PV）微型逆变器。使用简化的反激转换器来产生与电网同相和同步的正弦输出电压和电流。此微型逆变器的设计目标是可连接到这样的 PV 模块：在  $25V_{DC}$  至  $45V_{DC}$  的输入电压范围内，可输出最大  $220W$  的功率，最大开路电压为  $55V_{DC}$ 。

本参考设计的规范如下所列。

### 110V 太阳能微型逆变器系统

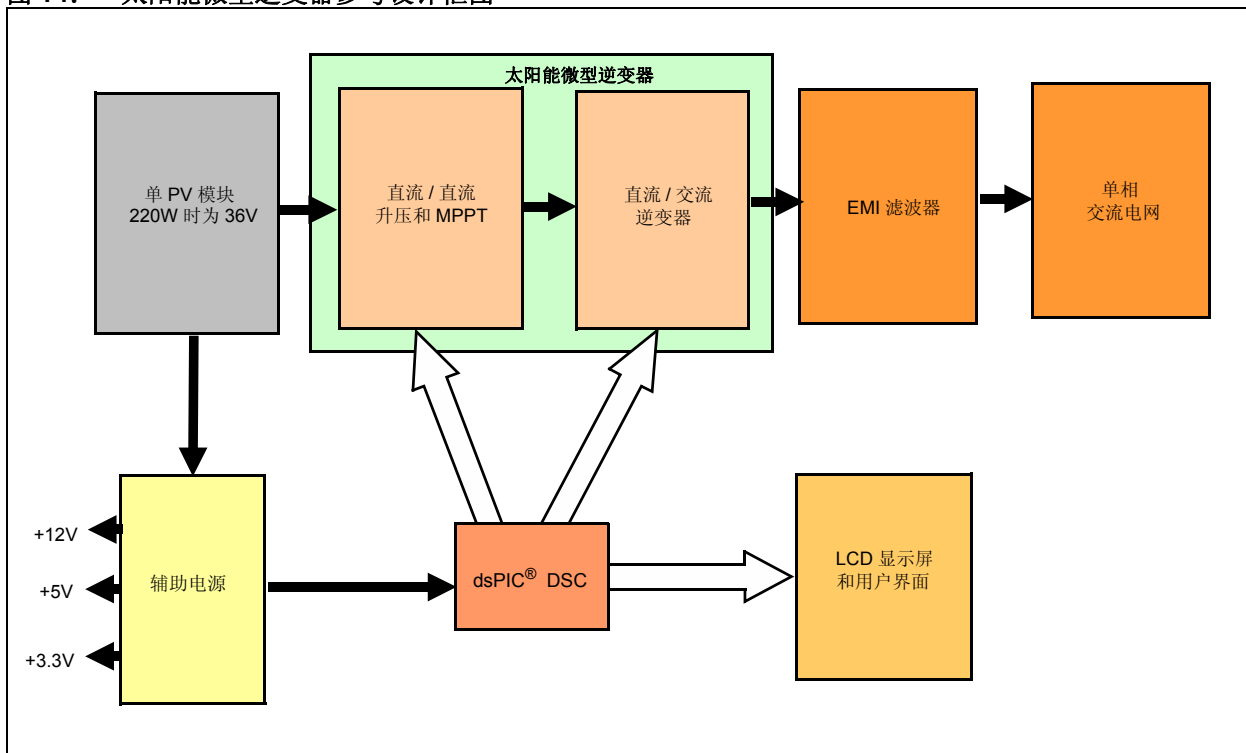
- 最大输出功率 = 185W
- 标称输出电压 = 110V
- 标称输出电流 = 1.7A
- 输出电压范围 =  $90 V_{AC}$ - $140 V_{AC}$
- 标称输出频率 = 60 Hz
- 输出频率范围 = 57 Hz-63 Hz
- 功率因数 =  $>0.95$
- 总谐波失真 =  $<2\%$

### 230V 太阳能微型逆变器系统

- 最大输出功率 = 185W
- 标称输出电压 = 230V
- 标称输出电流 = 0.8A
- 输出电压范围 =  $180 V_{AC}$ - $264 V_{AC}$
- 标称输出频率 = 50 Hz
- 输出频率范围 = 47 Hz-53 Hz
- 功率因数 =  $>0.95$
- 总谐波失真 =  $<5\%$
- 效率
  - 最大效率 = 95%
  - 最大功率点追踪 = 99.5%
  - 最小效率  $>0.8$

此并网太阳能微型逆变器参考设计的框图如图 14 所示。

图 14: 太阳能微型逆变器参考设计框图



PV 电池板的输出被转换成与电网同相的正弦输出电流和电压。EMI/EMC<sup>1</sup>滤波器用于抑制 EMI/EMC 噪声并在逆变器输出和电网间提供阻抗。控制器和所有反馈电路的辅助电源来自 PV 电池板电压。使用一个 Microchip dsPIC33F “GS” 系列器件 (dsPIC33FJ16GS504) 来控制从 PV 电池板流向电网的功率。此 dsPIC DSC 还会执行 MPPT 算法、故障控制, 以及可选的数字通信程序。

并网太阳能微型逆变器的关键要求是在宽范围的输入电压和输入功率下保持高效率, 因为这些输入变量作为太阳能照射和环境温度的函数, 被定义了非常宽的范围。而且, 由于大多数 PV 模块制造商为产品初始效率的 80% 提供 25 年的质保, 因此逆变器必须高度可靠 (长运行寿命)。电解电容用于 PV 模块和单相电网间的功率去耦, 是逆变器内部的主要限制元件。大多数制造商所提供的电解电容的运行寿命从 5000 小时到 10000 小时不等。

电解电容的寿命长短由公式 8 决定。

公式 8:

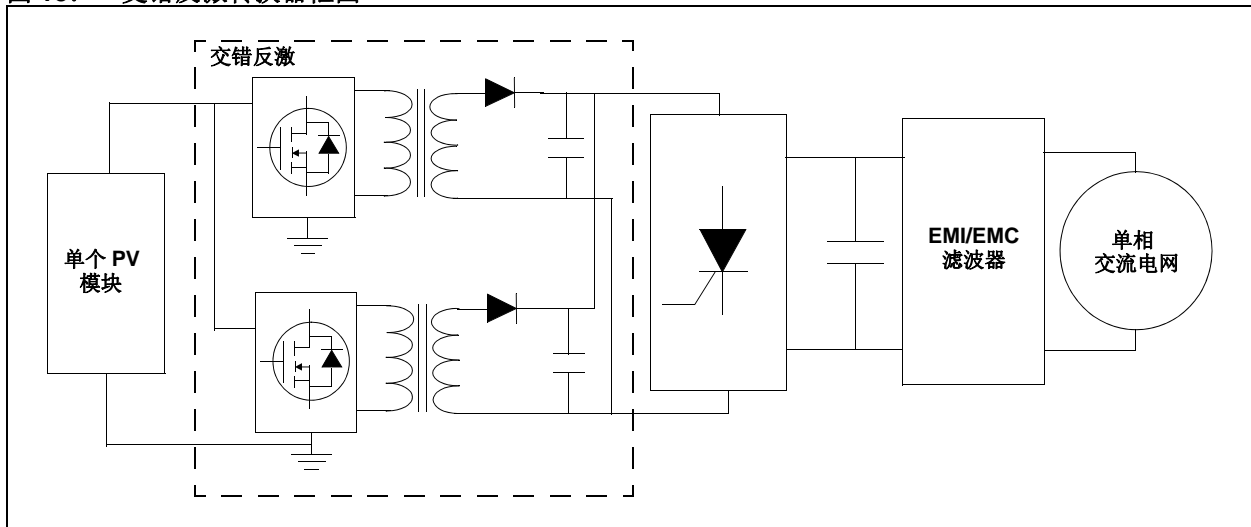
$$L_{hrs} = L_{hrsto} \cdot 2^{\left(\frac{t_0 - t_h}{\Delta t}\right)}$$

$L_{hrs}$  为运行寿命,  $L_{hrsto}$  为温度  $t_0$  下的运行寿命,  $t_h$  为热点温度,  $\Delta t$  为升温幅度, 并以 2 为因数减少电容寿命。电解电容中的纹波电流会产生热, 从而致使温度升高。运行纹波电流的有效值 (RMS) 与额定纹波电流的 RMS 之比也会影响电容的寿命。

此并网太阳能微型逆变器参考设计使用交错反激转换器, 如图 15 中所示。

1. 电磁干扰 = EMI  
电磁兼容性 = EMC

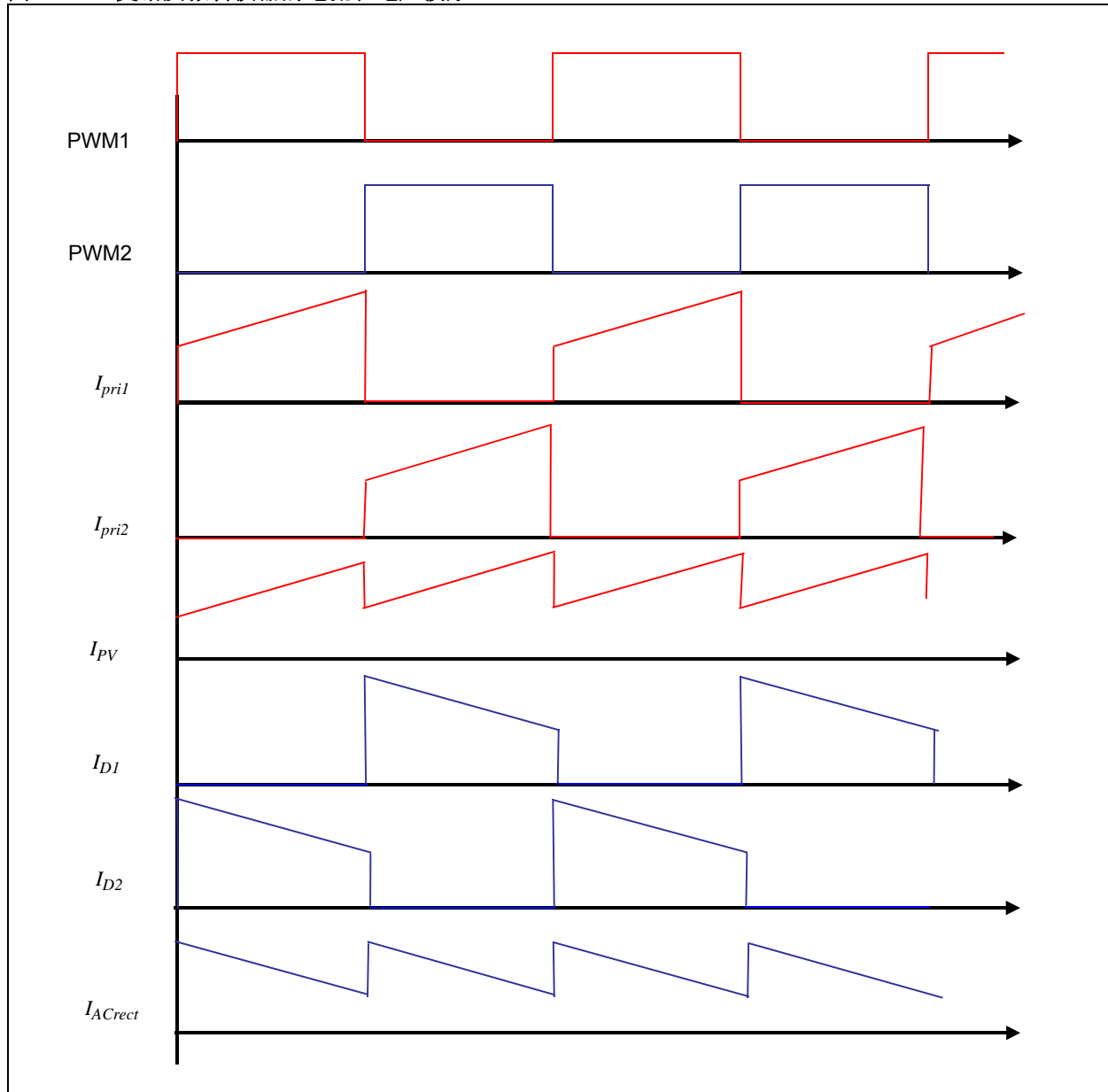
图 15: 交错反激转换器框图



# AN1338

交错反激转换器可减小通过大容量输入电解电容的纹波电流的 RMS，从而延长电容的寿命。交错操作还可减小输出电流纹波，从而降低输出电流的 THD。图 16 中显示了当反激 MOSFET 以 50% 的占空比工作时，交错反激转换器的输入和输出电流波形。

图 16: 交错反激转换器的电流和电压波形



## 每个部分中的输入 / 输出信号、信号类型和预期信号水平

图 17 中的框图显示了如何测量电网电压，此电压是锁相环（PLL）、输出电流控制和系统孤岛运转所必需的。要实现将逆变器输出电压与电网电压同步以及进行系统孤岛效应检测，必须先测量逆变器的输出电压。

测量电网电流的目的是确保逆变器提供的正弦电流与电网同相。测量 PV 电压和反激 MOSFET 电流是为了进行 MPP 检测。此外，还会测量两个 MOSFET 电流以确保两个转换器之间的负载平衡。

图 17: 太阳能微型逆变器资源图

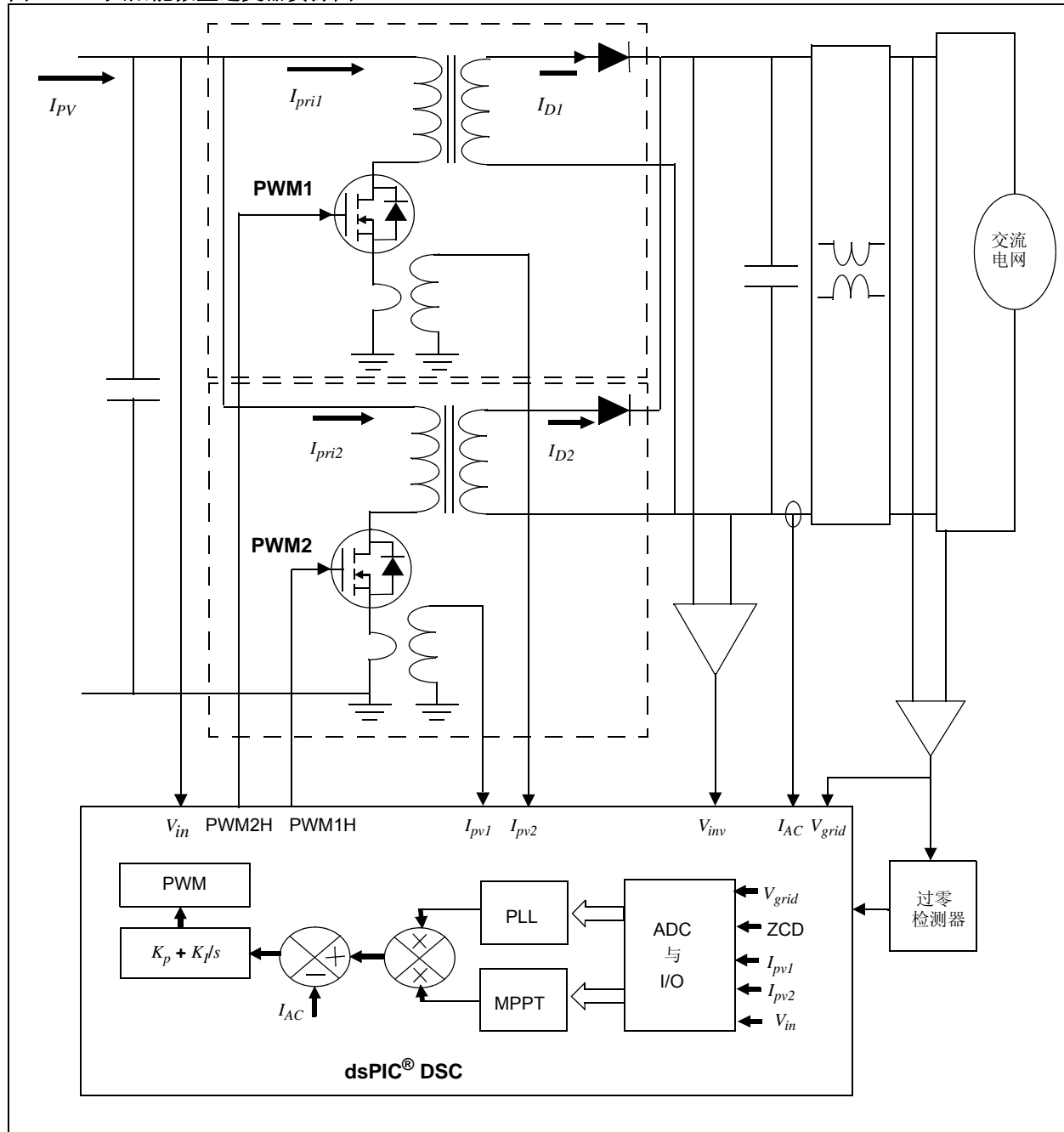


表 1 提供太阳能微型逆变器数字设计所必需的资源。

**表 1: 太阳能微型逆变器数字设计的必需资源**

信号名称	信号类型	dsPIC® DSC 资源	预期信号水平
$V_{pv}$	模拟	AN1	0-2.4V
$I_{pv1}$	模拟	AN0	0-2.0V
$I_{pv2}$	模拟	AN2	0-2.0V
$V_{inv}$	模拟	AN3	0-3.3V
$V_{grid}$	模拟	AN4	0-3.3V
$I_{AC}$	模拟	AN5	0-3.3V
反激 MOSFET 栅极驱动	数字	PWM1H 和 PWM2H	—
反激有源钳位 MOSFET 栅极驱动	数字	PWM1L 和 PWM2L	—
Vac_Zero_Cross	过零检测, 数字	RB15	—

## 微型逆变器电路的工作原理

来自 PV 模块的直流输入被馈送到反激初级。经调制的高频正弦 PWM 用于驱动反激 MOSFET，以在反激输出电容上产生整流的正弦输出电压 / 电流。两个反激转换器的工作相位相差 180 度，以实现交错运行。反激拓扑有两种工作模式。

- **模式 1:** 当反激 MOSFET (Q7/Q8) 导通时，能量存储在反激变压器 (TX5/TX6) 的初级。二极管 (D1/D2) 处于截止状态，因为施加到该二极管上的电压与变压器次级绕组形成反向偏置。在此期间，反激变压器像电感那样工作，变压器 (TX5/TX6) 的初级电流 ( $I_{pri1}/I_{pri2}$ ) 线性增大，如图 16 中所示。负载电流由输出电容提供。
- **模式 2:** 当反激 MOSFET 关断时，施加在初级绕组上的电压会反向，从而产生次级绕组的电压，该电压使输出二极管 (D1/D2) 正向偏置。初级中存储的能量会传送到次级，这会使输出电容充电并为负载提供电流。在此期间，输出电压会直接施加于变压器次级绕组，进而使二极管电流线性减小，如图 16 中所示。

缓冲电路二极管 (D18/D17)、电容 (C19、C15/C11 和 C12) 和有源钳位电路 MOSFET (Q2/Q1) 以及电容 (C13、C14/C9 和 C19) 用于将反激初级 MOSFET (Q7/Q8) 电压钳位在安全值。当 MOSFET 关断时，施加在漏极和源极之间的电压 ( $V_{ds}$ ) 将是输入电压、钳位电压和泄漏尖峰电压 (变压器泄漏电感所致) 三者之和。

经调制的正弦 PWM 产生经调制的正弦初级 MOSFET 电流，从而产生二极管的次级二极管电流，如图 18 中所示。经调制的正弦次级二极管电流的平均值会在输出电容上产生整流正弦电压 / 电流。

SCR 全桥用于将整流输出电压 / 电流转换成正弦电压 / 电流。因此，SCR 以工频进行开关。数字 PLL 使得逆变器的输出与电网同步。MPPT 控制输出电流幅值 / 有效值。输出电流的波形由电流控制环进行控制。反激 MOSFET 的正弦调制 PWM 操作将能量包传送到逆变器的输出电容。 $I_{pri1}$  为反激 1 的转换器 MOSFET 电流， $I_{sec1}$  为反激 1 的输出二极管电流。

次级二极管电流 ( $I_{sec1}$ ) 经反激输出电容滤波，并在输出电容上产生正弦输出电压。

图 19 显示了输入太阳能微型逆变器的电压和 SCR 全桥前的 PV 逆变器输出电压 / 电流波形。图 20 显示了太阳能微型逆变器的输出电压 / 电流波形及其经 SCR 全桥转换后的电压 / 电流波形。

图 18: 正弦调制初级 MOSFET 电流和次级二极管电流

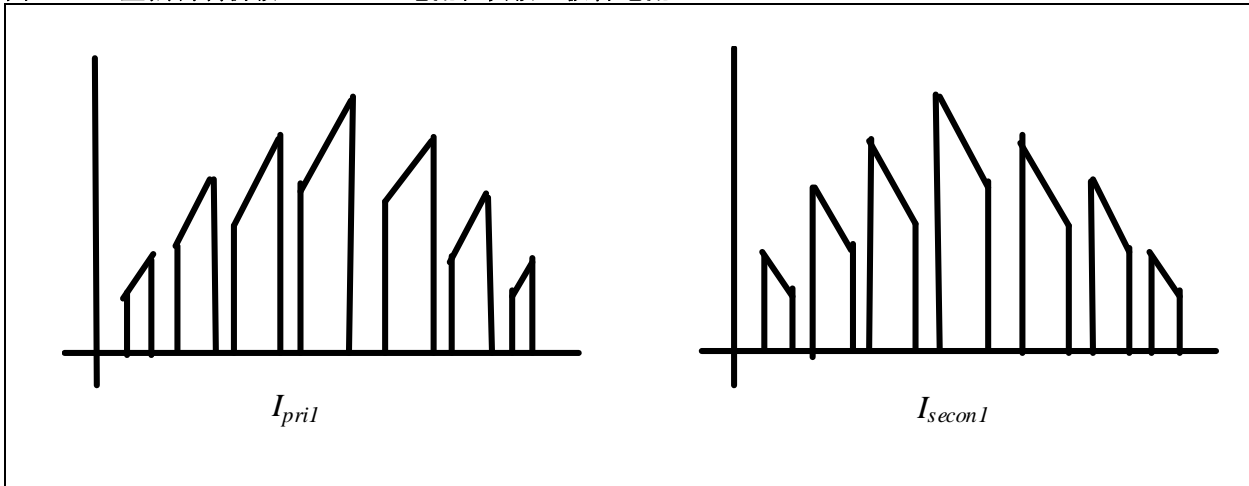


图 19: 反激输入 / 输出电压 / 电流波形

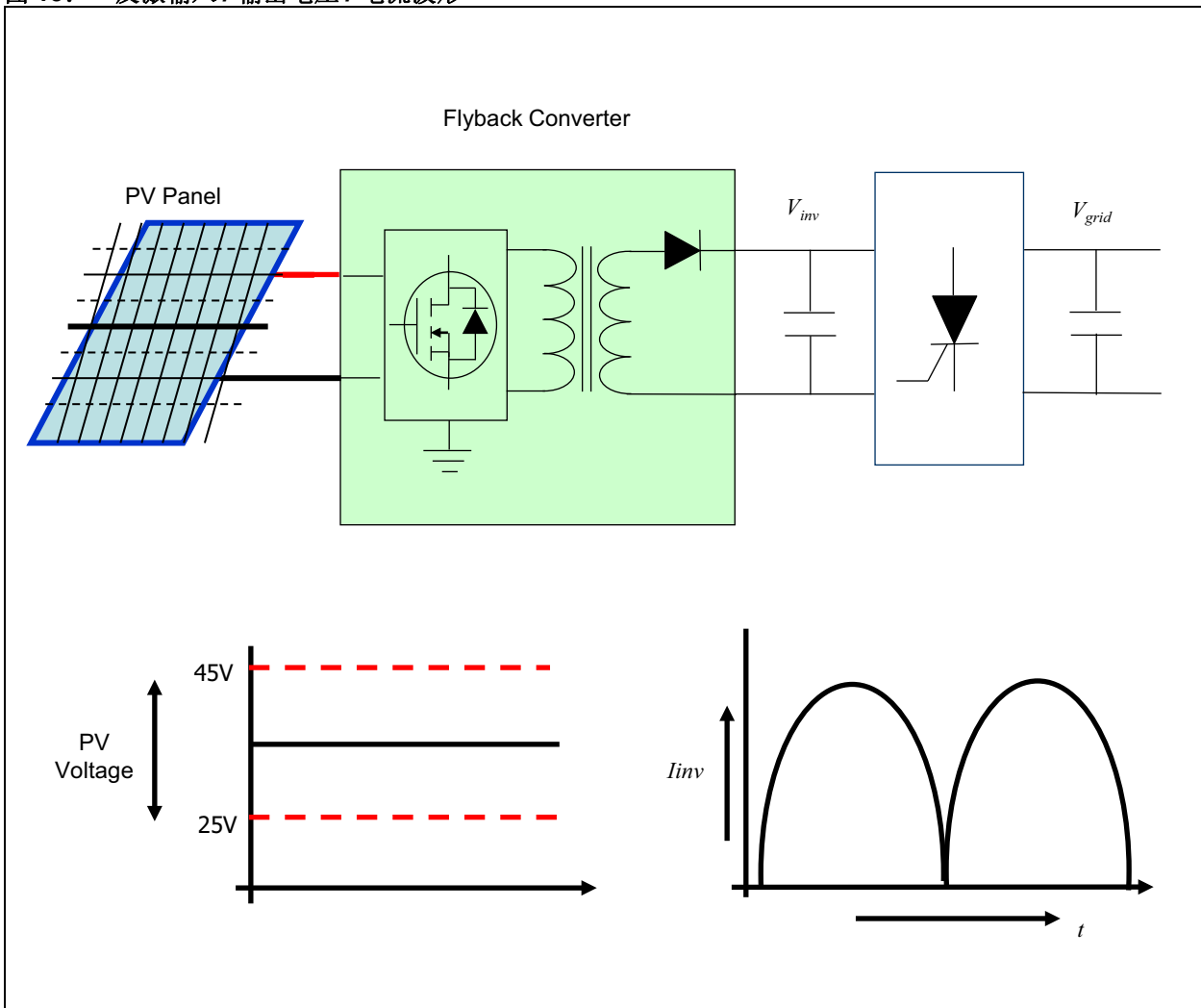
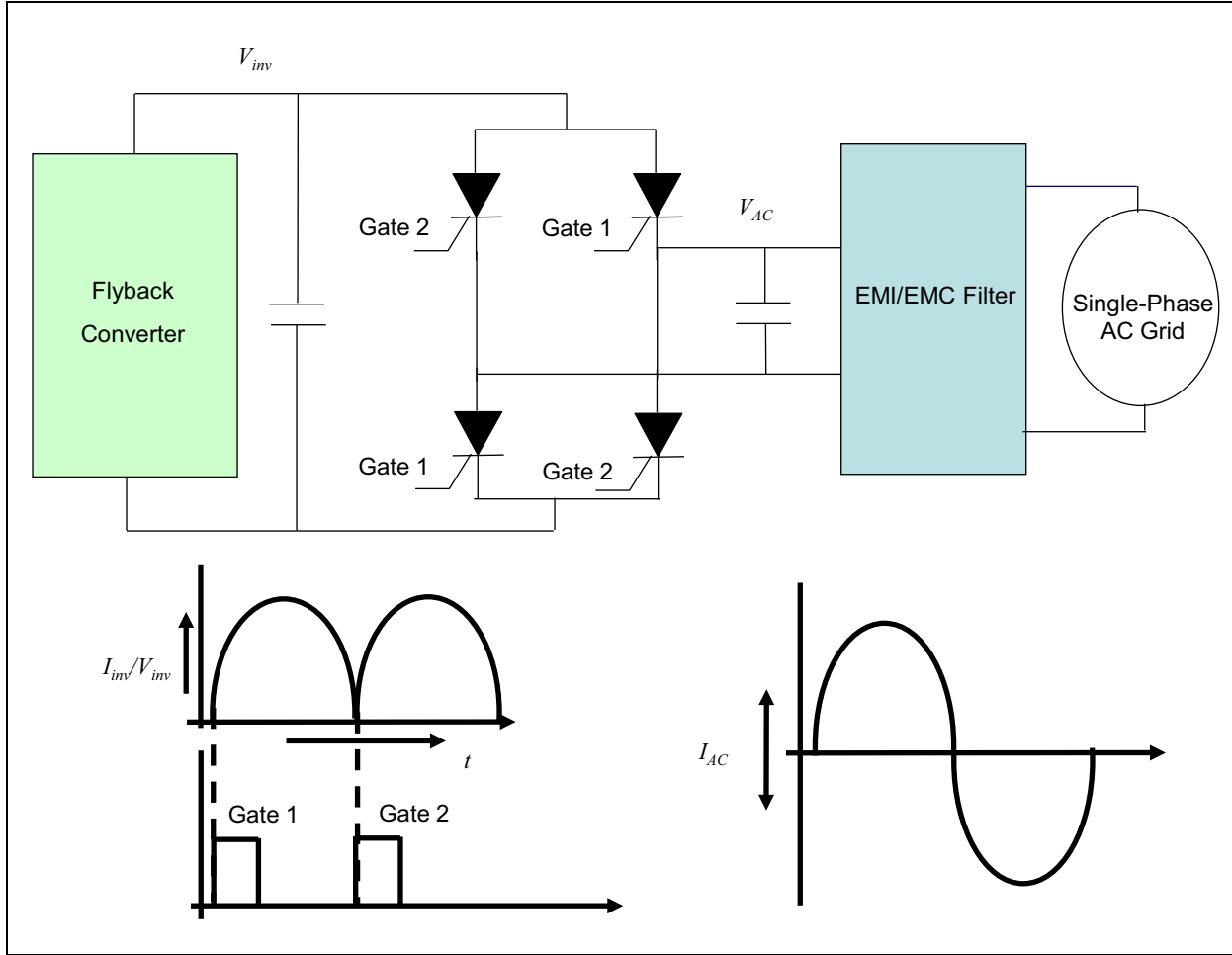


图 20: SCR 桥输入 / 输出电压 / 电流波形



并网太阳能微型逆变器的主要规范是：必须从 PV 电池板获取电流并将其以单位功率因数传送到公用电网。

考虑图 19 和图 20 中的并网微型逆变器，其中：

- $V_{AC}$  是逆变器输出的基波
- $V_L$  是连接电感（EMI 电感）上的压降
- $V_{grid}$  是公用电网的电压波形

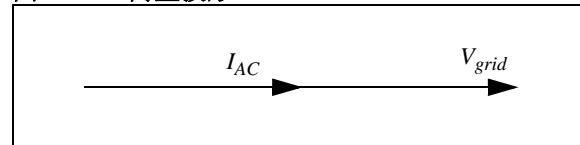
假设损耗可忽略，可以发现： $V_{AC} = V_{grid} + V_L$ ，其中所有变量均是形式为  $v = V \cdot e^{j\omega t}$  的向量。在此基础上，便可根据公式 9 计算出  $V_{AC}$ 。

公式 9:

$$V_{AC} = V_{grid} + j \cdot \omega \cdot L \cdot I_{AC}$$

为了实现单位功率因数条件，电流波形必须与公用电压波形同相。图 21 显示了此波形的向量形式。

图 21: 向量波形



控制此工作的关键是逆变器电压变量  $V_{AC}$ 。可根据公式 9 表达出  $I_{AC}$ ，如公式 10 所示。

公式 10:

$$I_{AC} = \frac{V_{AC} - V_{grid}}{j \cdot \omega \cdot L}$$



图 22 显示了绘制为向量的  $I_{AC}$ 。

图 22: 逆变器输出电压的幅度和相位要求

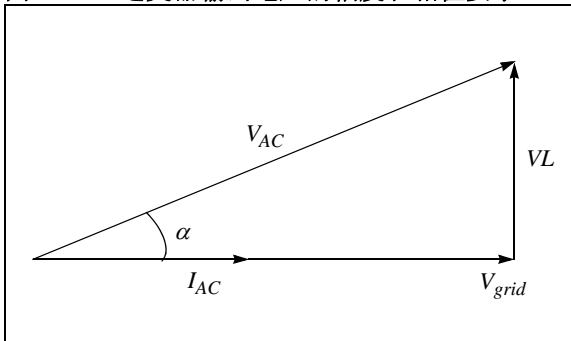


图 22 中的向量显示电流（功率流也如此）的幅度和方向可由逆变器输出电压波形的相移  $\alpha$  和幅度来控制。

## 硬件设计

反激逆变器需要将宽范围的输入 PV 电池板电压转换为整流的高电压交流。瞬时整流输出电压应大于瞬时电网电压，以便将正弦电流馈送到无穷大电压源（即电网）。利用变压器匝数比来将低直流电压提升至高电压。反激逆变器中使用的设计规范如下：

- 输入电压范围：25-45 V<sub>DC</sub>
- 整流输出电压峰值范围：120-210V
- 连续功率：190W
- 开关频率：172 kHz

反激转换器应该能够将最小可用 PV 电压（25 V<sub>DC</sub>）提升至最大峰值电网电压（210V）。此转换器被设计为以最大 62% 的 PWM 占空比工作。反激转换器的输入和输出电压关系由公式 11 表达。

### 公式 11:

$$V_{rectified} = \frac{V_{inmin} \cdot N \cdot Duty_{max}}{(1 - Duty_{max})}$$

其中，

$V_{rectified}$  = 逆变器输出电压

$V_{inmin}$  = 最小输入电压

$N$  = 变压器匝数比

$Duty_{max}$  = 反激 MOSFET 的最大占空比

如果  $V_{inmin}$  为 22 VDC， $V_{rectified}$  为 210V，且最大占空比为 0.62，则变压器的匝数比应该为  $N \approx 6$ 。

## 反激 MOSFET

在选择 MOSFET 时，必须考虑以下因素：

- 最大击穿电压
- 连续电流
- 峰值电流
- 封装的热性能

## 最大击穿电压

在反激配置中，施加于 MOSFET 的最大电压可由公式 12 表达。

### 公式 12:

$$V_{ds} = V_{in} + V_{reflected} + V_{leakage}$$

其中，

$V_{ds}$  = 施加于 MOSFET 漏极和源极之间的电压

$V_{in}$  = 25-45 V<sub>DC</sub> 的输入电压

$V_{reflected}$  = 当输出二极管导通时，施加于变压器初级的输出反射电压

$V_{leakage}$  = 因变压器泄漏磁化电感导致的泄漏峰值电压

最大输出电压将等于最大电网电压的峰值，即 210V。最大电网电压峰值时的最大反射电压由公式 13 表达。

### 公式 13:

$$V_{reflected} = \frac{210}{6} = 35$$

泄漏电压取决于变压器的泄漏电感。在满负载条件下，预期的泄漏电压峰值为 30V 至 35V。因此，可计算出当  $V_{inmax} = 55V$  时 MOSFET 上的漏极到源极电压和最大电网电压，如公式 14 中所示。

### 公式 14:

$$V_{ds} = 55 + 35 + 35 = 125V$$

## 连续电流

MOSFET 应该能在极端条件下处理最大连续电流和峰值电流。由于反激 MOSFET 的占空比为正弦调制，其电流也将为正弦曲线。在  $V_{inmin}$  处，最大输入平均电流将为 9A。最大输入电流将为  $9/Duty_{max}$ ，等于 14.5A。因此，正弦调制输入电流的峰值将为  $14.5 * 1.414 = 20.53 A$ 。输入电流在 MOSFET 导通时呈线性增大，因此 MOSFET 电流在峰值电流之上，还有峰-峰纹波电流。最大峰-峰电流为输入峰值电流的 20%。因此，MOSFET 上的峰值电流可由公式 15 表达。

## 公式 15:

$$I_{peakmax} = 20.53 + 20.53 \cdot \frac{0.2}{2}$$

在交错反激转换器中，此电流将流入两个 MOSFET。因此，每个 MOSFET 的最大峰值电流将为 ~11.5A。

## 封装的热性能

应选择具有低导通电阻 (Rds (on)) 的 MOSFET，以减少 MOSFET 的导通损耗。优选 Rds (on) 小于 20 mOHM 的 MOSFET。栅极开关损耗取决于 MOSFET 的栅极电荷总量。因此，对于 172 kHz 的开关频率，MOSFET 的栅极电荷总量应小于 100 nC。基于以上参数，选定了 IRFS4321。IRFS4321 具有最大为 15 mOHM 的 Rds (on)，且栅极电荷总量最大值为 110 nC。

## 反激变压器

反激变压器被设计为使用铁氧体变压器。此变压器设计的基础是使用面积乘积 ( $W_a A_c$ ) 的方法，且符合以下条件：

- 最小输入电压:  $V_{imin} = 22V$
- 最大直流链路电压:  $V_o = 210V$
- 最大输出功率:  $P_{omax} = 200W$
- 初级 RMS 电流:  $IP_{rms} = 10A$
- 最大占空比:  $D_{max} = 0.62$
- 开关频率:  $f = 172 \text{ kHz}$

可参阅制造商的数据手册来根据目标应用选择合适的材料。对于给定范围的材料，应考虑材料的频率、磁芯损耗和最大磁通密度。根据研究数据，选定了 FERROXCUBE 的 3C90 材料。根据磁芯损耗，可计算出最大磁通密度，如公式 16 中所示。该公式中使用的因数在表 2 中提供。

## 公式 16:

$$P_l = a \cdot f^c \cdot B_{max}^d$$

表 2: 应用于磁芯损耗公式的因数

材料	频率 (f)	a	c	d
R, 35G, N87, 3C90	$f < 100 \text{ kHz}$	0.074	1.43	2.85
	$100 \text{ kHz} \leq f < 500 \text{ kHz}$	0.036	1.64	2.68
	$f \geq 500 \text{ kHz}$	0.014	1.84	2.28
P, 45G, N72, 3C85	$f < 100 \text{ kHz}$	0.158	1.36	2.86
	$100 \text{ kHz} \leq f < 500 \text{ kHz}$	0.0434	1.63	2.62
	$f \geq 500 \text{ kHz}$	7.36e-7	3.47	2.54
F, 25G, N41, 3C81	$f < 10 \text{ kHz}$	0.790	1.06	2.85
	$10 \text{ kHz} \leq f < 100 \text{ kHz}$	0.0717	1.72	2.66
	$100 \text{ kHz} \leq f < 500 \text{ kHz}$	0.0573	1.66	2.68
	$f \geq 500 \text{ kHz}$	0.0126	1.88	2.29

# AN1338

磁芯损耗密度通常选择为约  $250 \text{ mW/cm}^3$ 。计算出的最大磁通密度必须限制为在饱和时小于  $b$  的一半。选择这个  $b$  等级的原因是：当磁通密度接近饱和时，磁芯在此频率将产生过大温升。随后便可根据公式 17 计算最大磁通密度。

公式 17:

$$B_{max} = \left( \frac{P_l}{a \cdot \left(\frac{f}{1000}\right)^c} \right)^{\frac{1}{d}} = \left( \frac{150}{0.036 \cdot \left(\frac{172000}{1000}\right)^{1.64}} \right)^{\frac{1}{2.68}} = 960 \text{ G}$$

为了选择磁芯的正确尺寸，必须使用公式 18 计算磁芯的面积乘积。该公式由磁链的公式 ( $\psi = N \cdot \phi$ ) 推导得出，表示磁芯的功率处理能力。因此，每个磁芯都具有一个等于其窗口面积  $W_a$  与磁芯横截面面积  $A_c$  之积的数值。

公式 18:

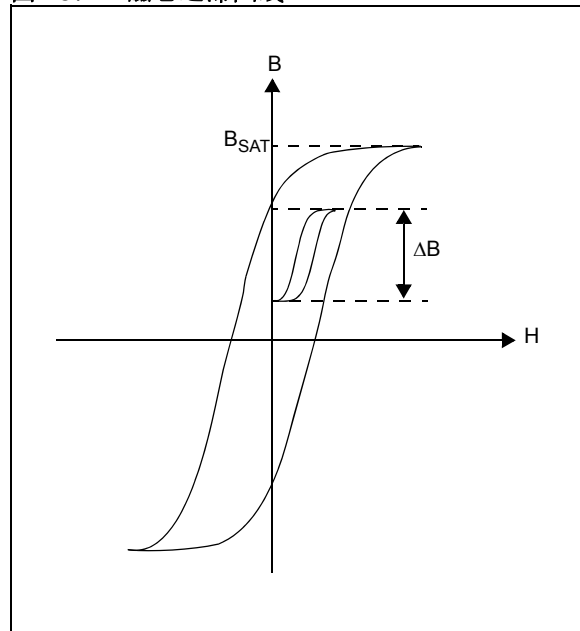
$$W_a A_c = \frac{10^8 \cdot P_{omax}}{K_t \cdot \Delta B \cdot f \cdot J}$$

公式 18 中的  $\Delta B$  等于  $B_{max}$  磁芯激励，如图 23 中所示。绕组电流密度的估计值为  $400 \text{ A/cm}^2$ ，最大输出功率  $P_{omax}$  为  $190 \text{ W}$ 。因此，可使用公式 19 确定计算出的面积乘积。

公式 19:

$$W_a A_c = \frac{10^8 \cdot 195}{0.254 \cdot 960 \cdot 172000 \cdot 400} = 1.16 \text{ cm}^4$$

图 23: 磁芯迟滞回线



选定磁芯的面积乘积必须大于计算出的值。下一步，为磁芯的形状和大小选定 **RM14**。选定了大于所需值的大小，因为初级和次级绕组适合此磁芯的绕组面积。

使用公式 20 计算初级匝数。

公式 20:

$$N_p = \frac{10^8 \cdot V_{inmin} \cdot \left(\frac{I}{f}\right) \cdot D_{max}}{\Delta B \cdot A_c} = \frac{10^8 \cdot 22 \cdot \left(\frac{1}{172000}\right) \cdot 0.62}{960 \cdot 1.68} = 5$$

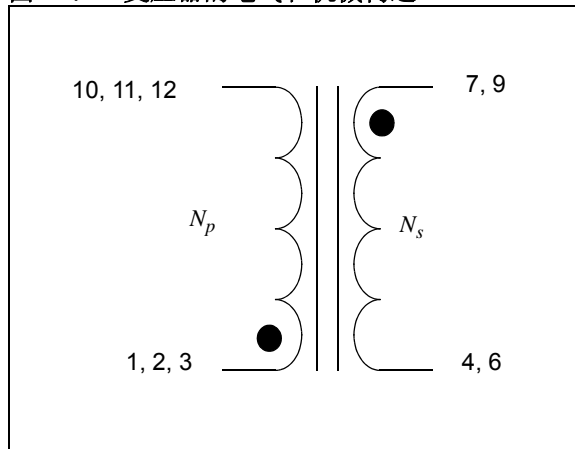
为了保持设计裕度，我们选择初级匝数 = 6，而次级匝数  $N_s$  可由公式 21 表达。

#### 公式 21:

$$N_s = N_p \cdot N = 6 \cdot 6 = 36$$

由于初级电流非常大，因此使用铜箔来降低铜损耗。此外，为在初级到次级间获得 4 kV 的隔离，在次级绕组上使用三重绝缘线。变压器的绕组图如图 24 中所示。

图 24: 变压器的电气和机械构造



### 输出整流二极管

功率二极管需要一定的时间从截止状态变为导通状态，反之亦然。其状态改变所需的时间，以及二极管电流和电压在转换期间的变化情况都会影响电路的工作。波形（电压和电流）和转换时间取决于二极管的固有特性。选择二极管时应考虑以下因素：

#### • 二极管击穿电压

使用  $V_s = V_{imax} \cdot N_s / N_p$  计算变压器次级电压，PV 模块最高电压  $V_s = 55 \cdot 6 = 330V$ ，且最大峰值电网电压  $V_s = 145 \cdot 1.414 = 205V$ 。因此，施加于输出整流二极管两端的最大电压将为  $V_{br} = 330 + 205 = 535V$ ，因为存在变压器泄漏电感以及开关时在二极管上存在二极管内部电感尖峰电压。鉴于此，计算出的击穿电压会增加 30%，应大于 700V。

#### • 平均正向电流

每个桥臂的平均正向电流可通过公式 22，根据最小电网电压下的最大输出电流和连续输出功率轻松求出。

#### 公式 22:

$$I_{avg} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot P_{output}}{\pi \cdot V_{gridmin}} = \frac{537}{282} = 1.90$$

#### • 峰值正向电流

可根据公式 23，使用变压器电流比和峰值 MOSFET 电流求出峰值电流。

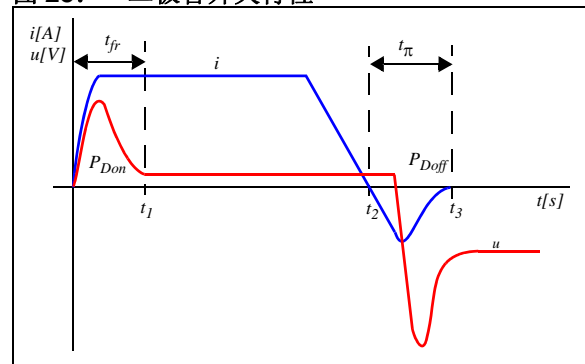
#### 公式 23:

$$I_{pD} = I_p \cdot \frac{N_1}{N_2} = 11.5 \cdot 0.167 = 1.9167$$

#### • 开关特性

二极管的开关特性（见图 25）由正向恢复时间和反向恢复时间确定。

图 25: 二极管开关特性



可使用公式 24 估计出二极管的开关损耗。

#### 公式 24:

$$P_{swD} = Q_c \cdot V_{DC} \cdot f_{sw}$$

- 封装的热性能

二极管使用了隔离式 TO-220-2 封装。连续工作结温不应超过 130°C。对于允许的最大功耗，结隔离 TO-220-2 封装的典型结到散热片热阻为  $R_{\Theta J} = 3.5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。

可通过将导通损耗和开关损耗相加来估算出两个二极管的总功耗，如公式 25 所表达。

## 公式 25:

$$P_{tot} = P_{swD} + P_{fD} = 2W$$

估算结果表明，功耗在设定的指标范围之内。

## 全桥晶闸管

全桥配置中使用的晶闸管可将逆变器的输出电压 / 电流（整流后）转换为正弦电压 / 电流。SCR 的最大电网电压将等于最大电网电压峰值。同时，SCR 中的平均电流和峰值电流将等于电网电流。这里选择了 Tecco Electronics 的 S8016N 晶闸管。

## 辅助电源设计

### 设计规范

辅助电源从 PV 模块输入中获取功率，并向所有板载电子元件供电。

设计规格为：

- 输入电压：15V-60V
- 输出：3.3V 时为 150 mA，5V 时为 200 mA  
12V 时为 400 mA

由于输入电压的范围较大以及存在功率损耗，使用了降压转换器来从电池电压产生 12V。对于 3.3V 和 5V 的情况，则使用线性稳压器，因为其使用简单且价格低廉。将所有稳压器串联；因此，12V 降压转换器需要提供最大 1A 的电流。对于降压转换器，使用了 National Semiconductor 的 LM5007。

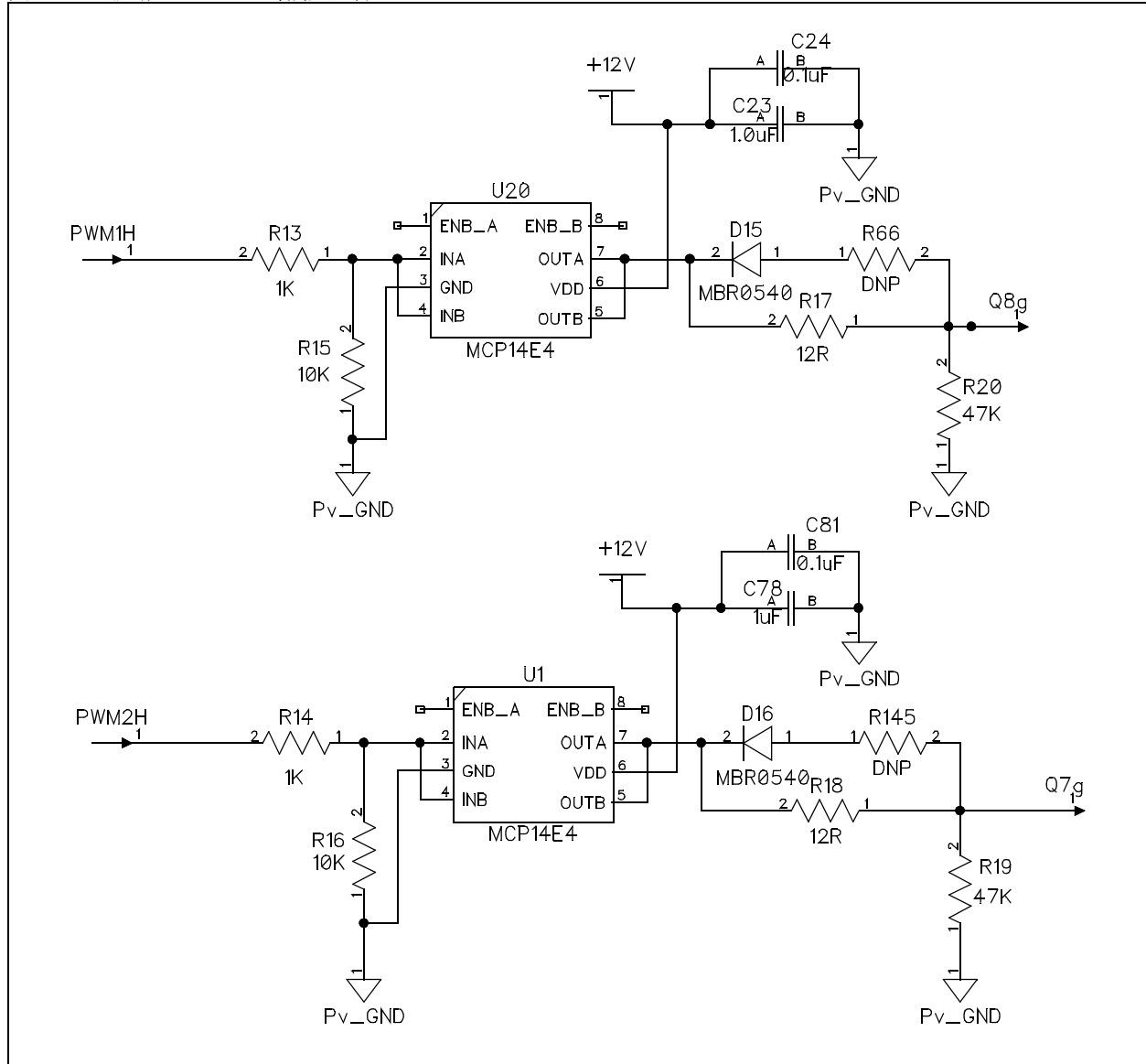
### 信号适配模块

信号适配模块包括所有电路（有源和无源），它将 dsPIC DSC 连接到功率电子电路，例如 MOSFET 栅极信号、模拟电流和电压检测、滤波器和分压器。

## 反激 MOSFET 的栅极驱动信号

Microchip 的驱动器 MCP14E4 用于驱动反激 MOSFET 栅极信号: Q7G 和 Q8G (见图 26)。PWM1H 和 PWM2H 是 dsPIC DSC 器件的 PWM 输出端口。在栅极驱动电阻上跨接了反向二极管, 用于快速关断 MOSFET 以降低关断开关损耗。

图 26: 反激 MOSFET 栅极驱动

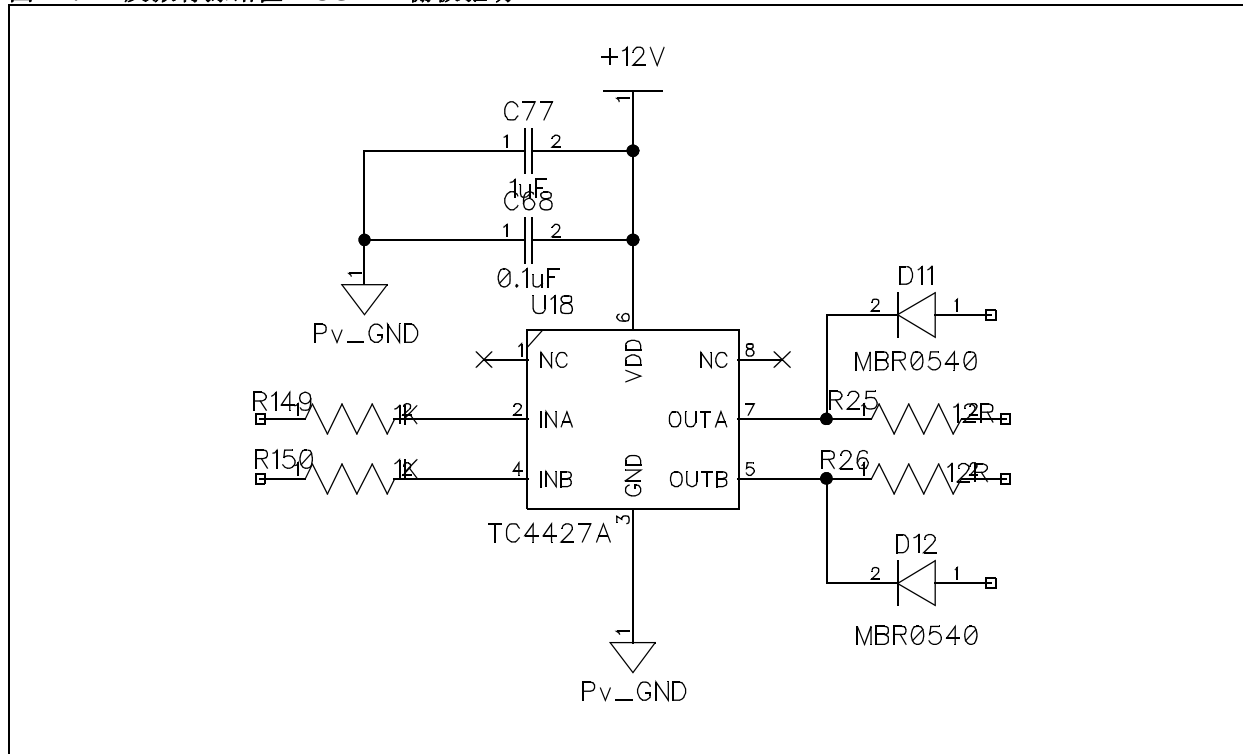


# AN1338

## 有源钳位 MOSFET 栅极驱动信号

Microchip的驱动器TC4427用于驱动有源钳位MOSFET栅极信号:Q1G和Q2G(见图27)。PWM1L和PWM2L是dsPIC DSC器件的PWM输出端口。在栅极驱动电阻上跨接了反向二极管,用于快速关断MOSFET以降低关断开关损耗。

图 27: 反激有源钳位 MOSFET 栅极驱动

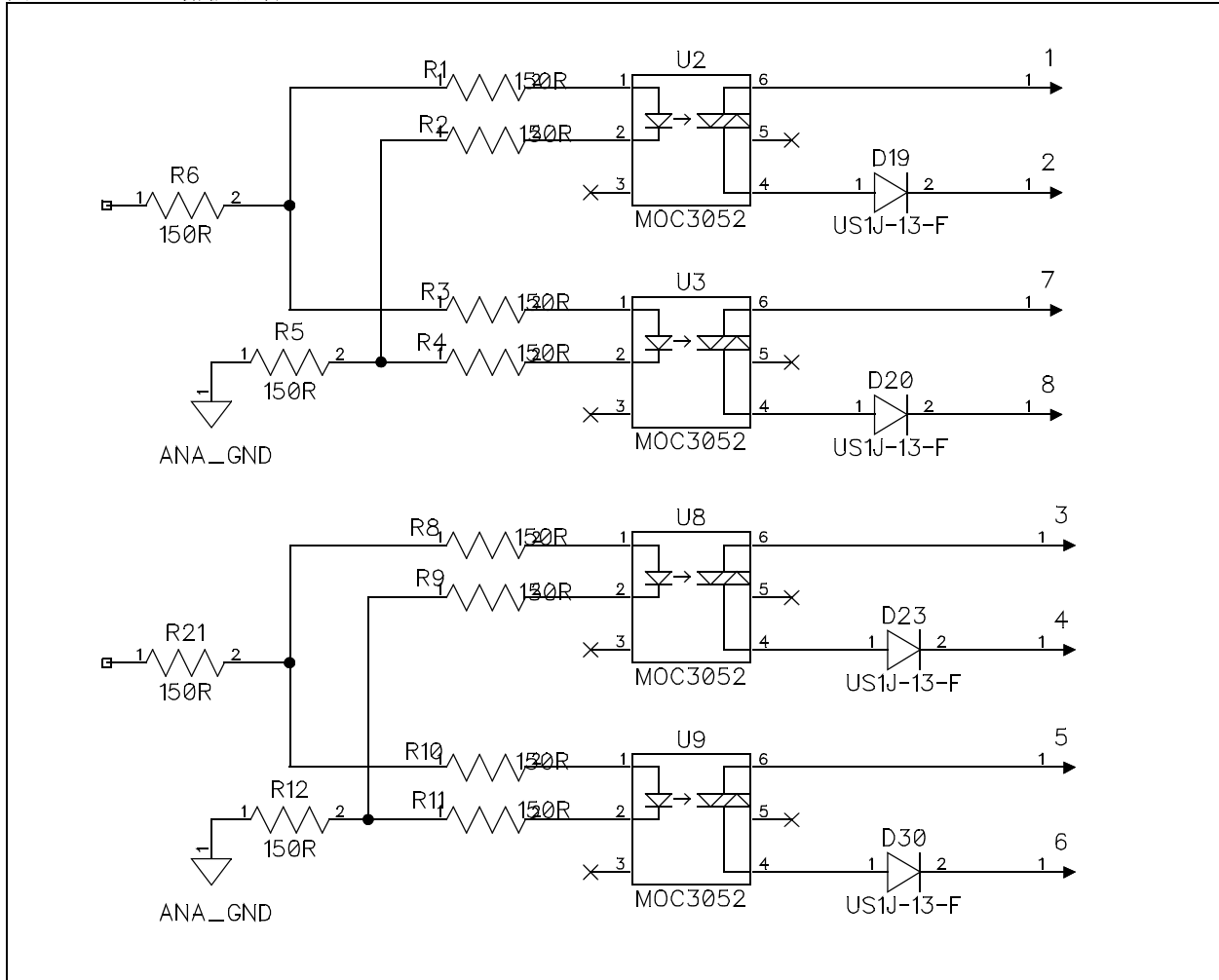




## SCR 栅极驱动信号

MOC3052 光耦隔离型栅极驱动器用于驱动 SCR 桥的二极管 D3、D4、D5 和 D6。MOC3052 SCR 驱动器通过经光耦隔离的栅极驱动信号来驱动上桥臂和下桥臂 SCR（见图 28）。PWM3H 和 PWM3L 是 dsPIC DSC 器件的 PWM 输出端口。

图 28: SCR 栅极驱动



## 电流测量技术

- 霍尔效应型线性电流传感器 IC
- 电流互感器 (Current Transformer, CT) 测量

### 霍尔效应型线性电流传感器 IC

此方法用于测量流入电网的逆变器输出电流。在此方法中，将电流传感器 IC 串接在逆变器输出和电网之间。

Allegro 生产的霍尔效应型线性电流传感器可测量带宽为 80 kHz 的电流。它能在初级和次级间提供 2.1 kV 的隔离。所选电流传感器的输出灵敏度为 180 mV/A。此电流传感器的输出电压很小，失调电压为 2.5V。

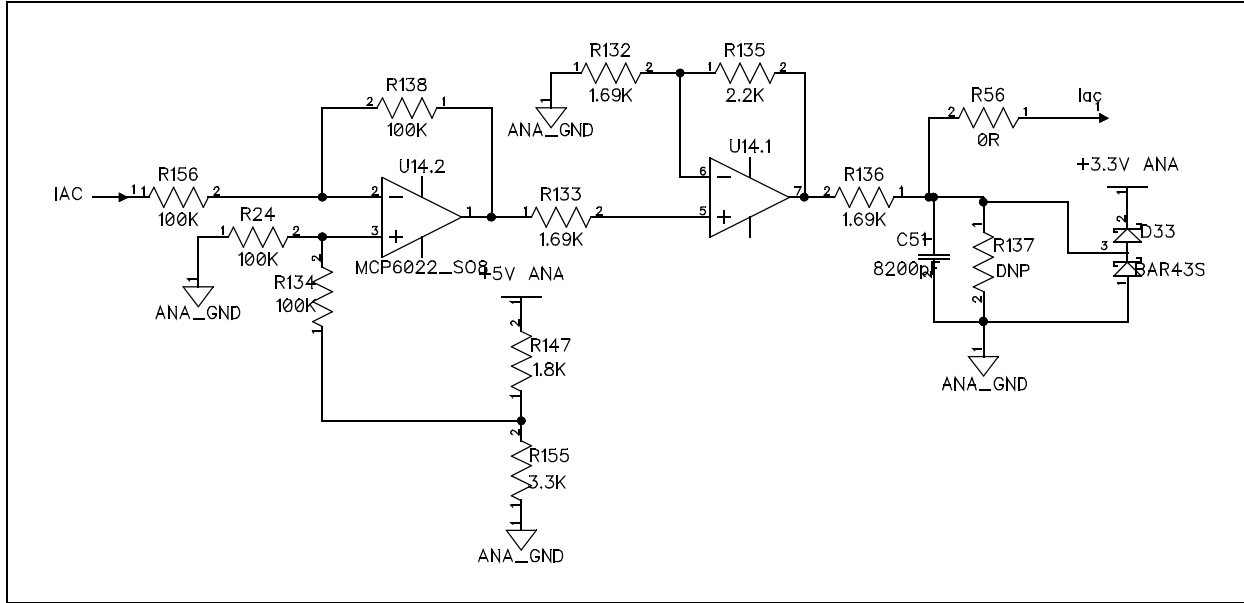
为了优化 dsPIC DSC 的可用模拟电压范围，向此电流传感器的输出加上了 3.235V 的补偿电压，随后其输出通过非反相放大器放大。

dsPIC DSC 的 ADC 引脚的电流信号将获得 1.65V 的补偿；因此，它可有效利用可用模拟电压范围进行测量。

此电流传感器的输出被馈送到运放 U14.2 的反相引脚，同时将补偿电压馈送到运放 U14.2 的同相引脚。运放 U14.2 被用作单位增益差分放大器。运放 U14.2 的输出经非反相放大器放大，然后馈送到 ADC 的模拟通道。

如图 29 中所示，该原理图以 Microchip 的 MCP6022 轨到轨输入 / 输出运算放大器为基础，其中  $I_{AC}$  是指馈送到电网的逆变器输出电流。

图 29: 交流电流检测电路

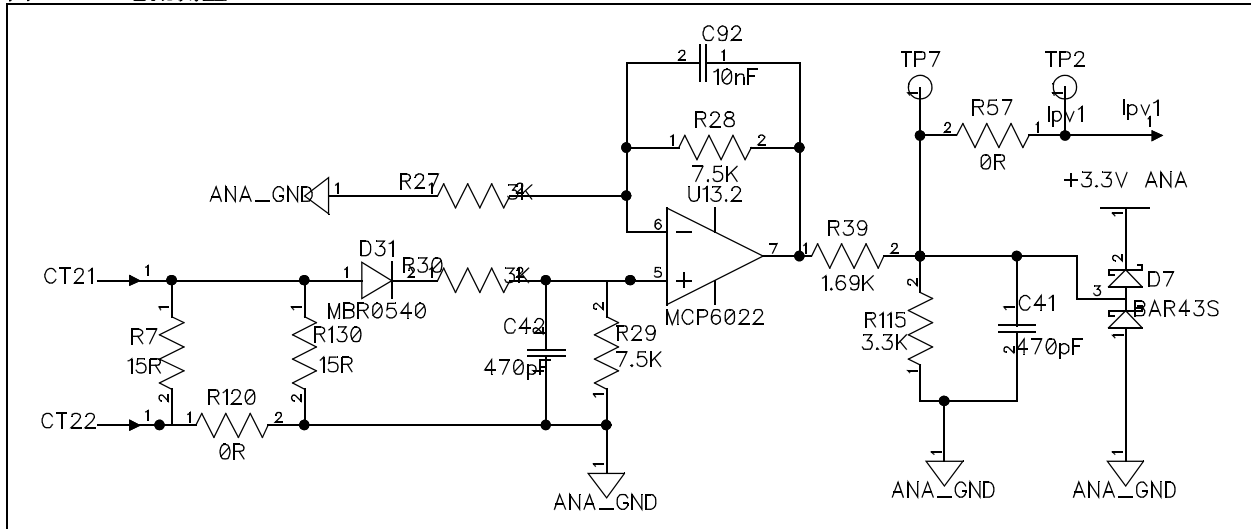


### 电流互感器（Current Transformer, CT）测量

CT 测量方法使用电流互感器（CT）来测量电流。电流互感器安装在下桥臂，处于 MOSFET 晶体管 and 地之间（见图 30）。该方法具有一定优点，例如电流隔离和降低成本。CT 测量方法用于检测反激 MOSFET 电流。图 30 显示了此电流测量方法的简化原理图。

电流  $I_{pv1}$  是指流经反激转换器 MOSFET 其中一个桥臂的电流。CT 的选择取决于变压器次级线圈的匝数 ( $N$ ) 以及外部电流检测电阻，即负载电阻 ( $RT$ )。选择参数  $N$  和  $RT$  以使检测电流的电阻尽可能小。负载电阻两端的电压随后会被放大到足够大，以便可以利用 dsPIC DSC 的最大电压范围 0V 至 3.3V。

图 30: 电流测量



# AN1338

## 电压测量技术

- 电阻分压器电压测量
- 具有电压失调的差分放大器
- 过零检测电路

### 电阻分压器电压测量

使用图 31 中所示的分压器对控制算法所需的 PV 电池板电压进行分压。

由 R123 和 R124 组成的电阻分压器将 PV 电池板的电压调低至 ADC 输入电压水平，即处于 0V 至 3.3V 的范围内。

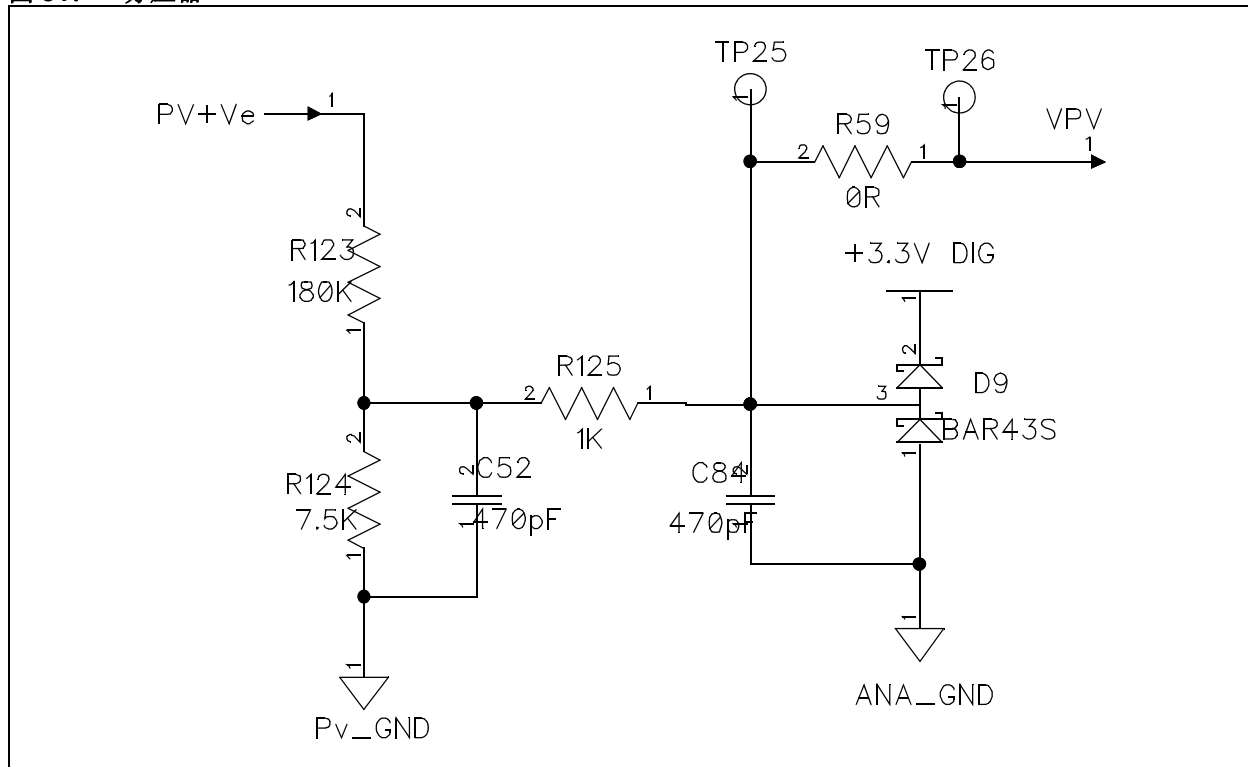
公式 26 用于计算分压增益。

### 公式 26:

$$V_{ADC} = V_{PV} \cdot \frac{R124}{(R124 + R123)}$$

电容 C52 和 C84 用于对信号进行滤波，但电路中可以不使用它们。同样也不一定要使用二极管 D9。当施加到 dsPIC DSC 的模拟引脚的电压超过 3.3V 时，此二极管会提供保护。

图 31: 分压器

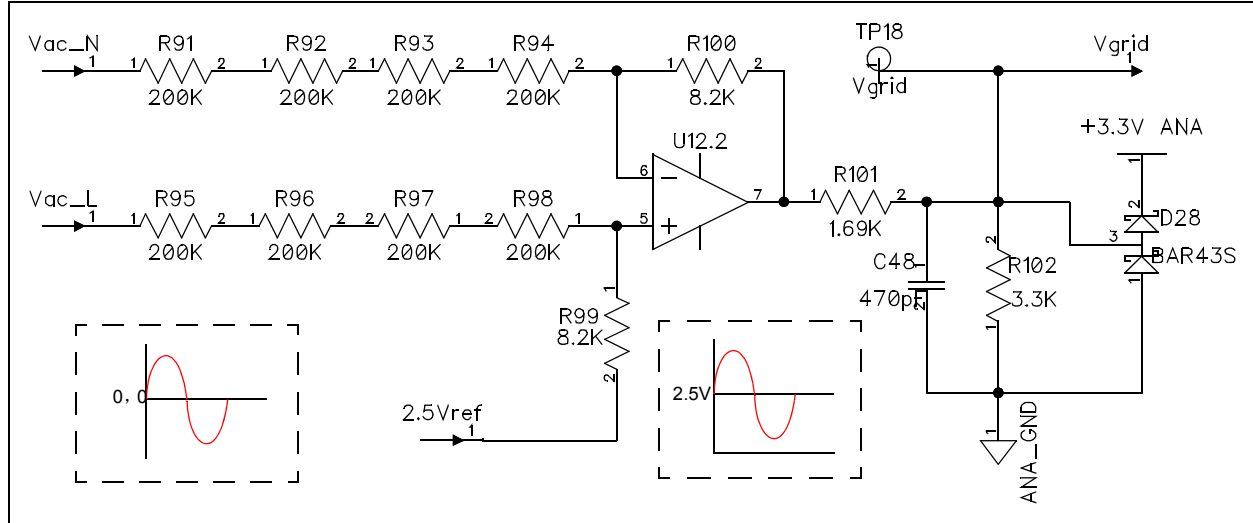


## 具有电压失调的差分放大器

逆变器的输出电压和电网电压本身为交流，不可通过电阻分压器网络检测，因为 dsPIC DSC 的 ADC 模块只可测量 0V 至 3.3V 范围内的电压信号。使用差分放大器将高电压交流信号缩小，同时加上 2.5V 的补偿电压，如图 32 中所示。

2.5V 的补偿电压使双向交流检测电压的中点处于此直流补偿电压的附近。电阻分压器确保 dsPIC DSC 模拟引脚上的检测信号电压在从 0 至 3.3V 的范围内变化，并且补偿电压为 1.65V，从而有效地利用 ADC 的可用电压范围。

图 32: 交流电压检测



# AN1338

## 过零检测电路

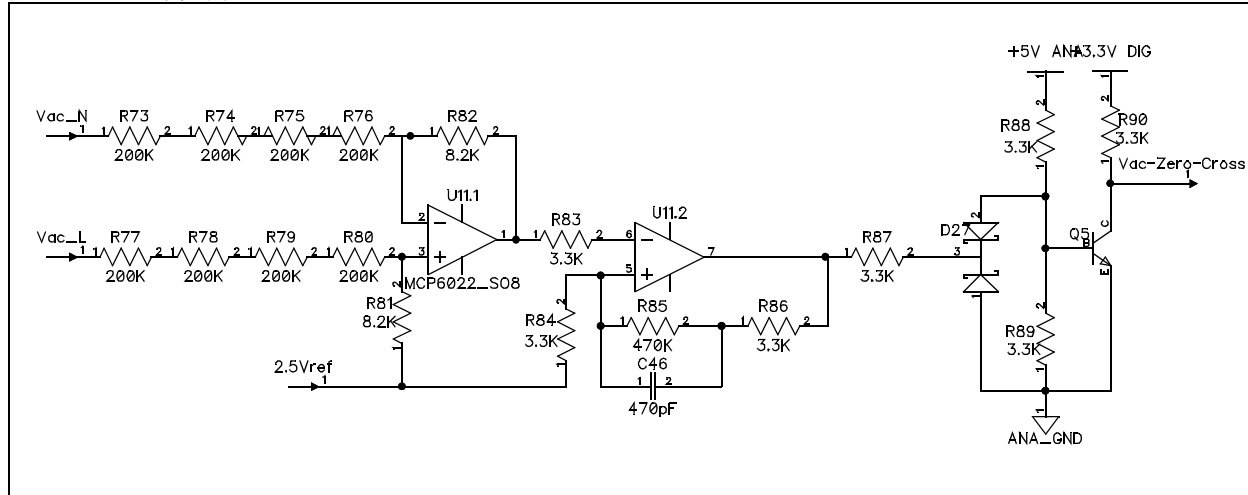
逆变器输出应该与电网电压同相且同频率，才能以较高功率因数馈送电流。过零检测电路用于检测电网电压状态，并相应地更改dsPIC DSC端口（端口B15）的状态。

当电网电压状态从负变为正，此电路会将 PORTB15 的状态从低变为高，反之亦然。

使用差分放大器 U11.1 对高电压交流信号（电网电压）进行缩小，同时加上 2.5V 的补偿电压。比较器 U11.2 会将差分放大器 U11.1 的输出与 2.5V 参考电压进行比较。比较器 U11.2 的输出用于驱动晶体管 Q5 的基极，如图 33 中所示。

为避免错误地触发比较器，通过使用 R85、R86 和 C46 加入了 ~10 mV 的滞环电压。

图 33: 过零检测



## 软件设计

本并网太阳能微型逆变器参考设计由单个 dsPIC DSC 器件控制，如图 34 中的系统框图所示。

dsPIC DSC 器件是此太阳能微型逆变器设计的核心，控制系统的所有关键操作以及后台处理。dsPIC DSC 的功能可大致分为以下几类：

- 所有功率转换算法
- 不同工作模式的逆变器状态机
- 最大功率点追踪（MPPT）
- 数字锁相环（PLL）
- 系统孤岛运转和故障处理

dsPIC DSC 器件提供专为功率转换应用而设计的智能功率外设。这些智能功率外设包括高速 PWM 模块、高速 10 位 ADC 模块和高速模拟比较器模块。这些外设模块具有的特性可方便地对任何开关电源进行控制，包括高分辨率 PWM、灵活的 ADC 触发和比较器故障处理。除了智能功率外设之外，dsPIC DSC 还提供内置外设以用于数字通信，其中包括可用于功率管理和后台处理功能的 I<sup>2</sup>C™、SPI 和 UART 模块。

此太阳能微型逆变器软件结构的高级别框图如图 35 所示，此软件主要分为两部分：

- 太阳能微型逆变器的状态机（包括功率转换程序）
- 用户界面软件

图 34： 并网太阳能微型逆变器框图

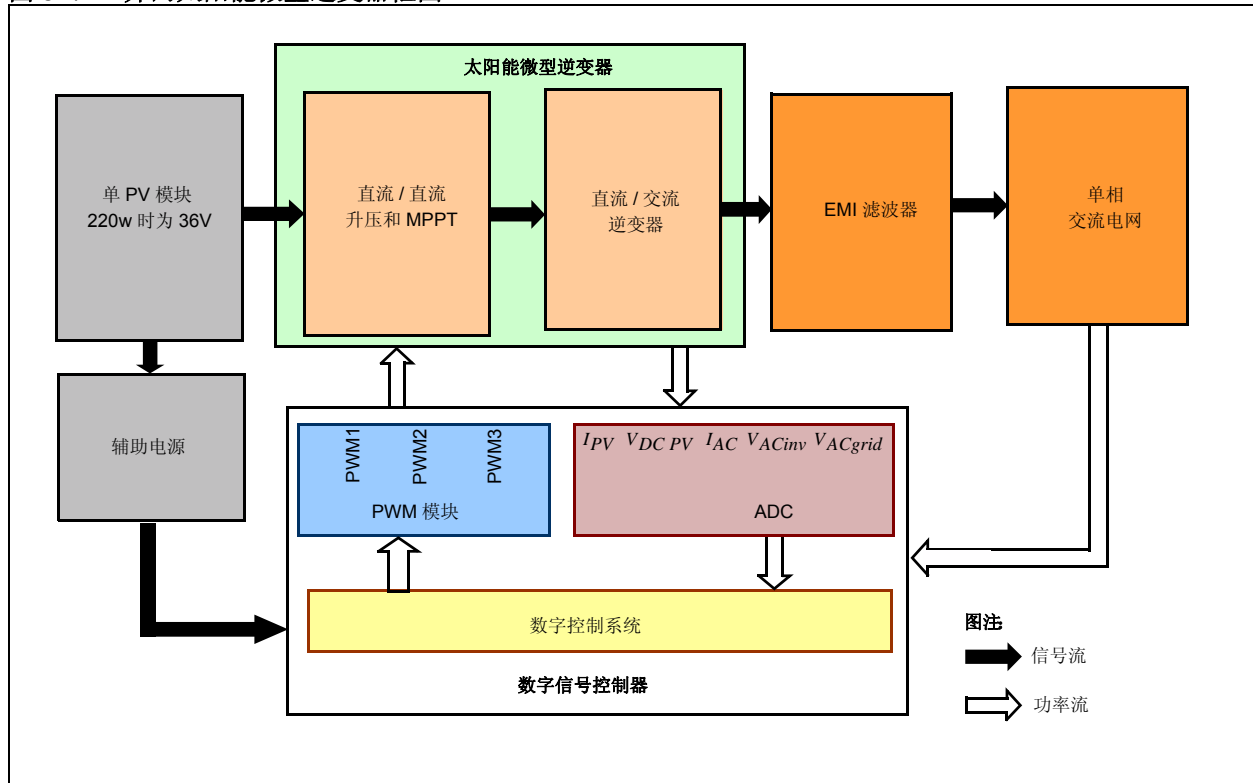
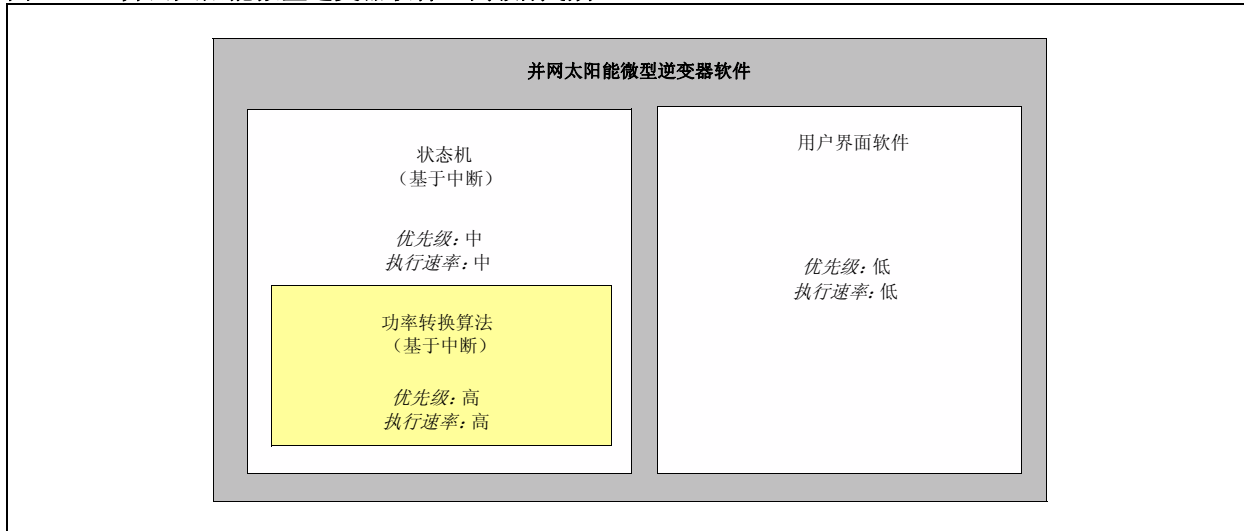


图 35: 并网太阳能微型逆变器软件: 高级别划分



此并网太阳能微型逆变器软件实现了状态机来确定系统的工作模式。状态机在定时器中断服务程序（Interrupt Service Routine, ISR）内每隔 100  $\mu$ s 执行一次。状态机对片上外设进行配置以执行正确的功率转换算法。

当系统刚开启时，状态机会检查所有的输入和输出条件以及故障。如果输入和输出在指定范围之内且没有故障，则系统状态机会将系统切换到启动模式。然后状态机会在启动模式下再次检查系统条件，并将所有必需的变量和外设初始化以开始正常工作，然后切换到日间模式（DAY\_MODE）。如果电网出现故障，状态机会将系统状态切换到系统错误（SYSTEM\_ERROR）模式，而如果电网状态良好但PV电池板电压没有在指定限值内，状态机会将系统切换到夜间模式（NIGHT\_MODE）。

## 系统初始化

当太阳能微型逆变器开启时，系统会进入初始化程序，将其所有外设、变量和常量初始化。系统的状态将初始化为系统启动状态。状态机首先监视所有系统变量和输入输出的状态。如果检测到任何故障，它会检查：

- 电网电压条件
- 电网频率条件
- 逆变器输出交流电流条件
- PV 电池板电压条件
- 反激 MOSFET 电流条件

## 工作模式

以下部分将描述本参考设计的每一种工作模式。

图 36 显示了本参考设计的状态图。

### SYSTEM\_STARTUP

如果上面描述的任一条件没有在指定限值之内，则状态机会将系统状态切换到 SYSTEM\_ERROR 模式。

如果所有条件均在指定限值范围之内，状态机将首先计算输入 PV 电压和输出电网电压及其频率，然后设置 systemStartFlag 以启动系统使其正常工作。它会重新初始化所有必需的控制环变量，以确保在 PWM 初始切换期间的可靠工作。在将所有必需的控制环变量初始化之后，系统状态会切换到 DAY\_MODE 工作模式。在以 SYSTEM\_STARTUP 模式工作期间，系统会持续检查指定的所有条件。如果其中有任一条件未满足，则会切换到 SYSTEM\_ERROR 工作模式。

### DAY\_MODE

DAY\_MODE 是正常工作模式。在太阳能逆变器正常工作期间，状态机会对系统外设进行配置，以执行由系统状态确定的正确的功率转换算法。在该模式下，太阳能微型逆变器将来自 PV 电池板的最大可用能量传送到单相电网。器件的 ADC 外设由 PWM 触发，以对所有的模拟反馈信号进行采样。PLL 产生与电网电压同相且同步的正弦电流参考。MPPT 控制环计算参考电流输出的电流幅度，以确保逆变器系统馈送来自 PV 模块的最大可用能量。如果这些条件中的任一条件未满足，则系统状态机将切换到 SYSTEM\_ERROR 状态。



## NIGHT\_MODE

如果并网 PV 电池板可提供的能量不足（功率 <25W）或 PV 电池板电压不在指定限值之内，则系统状态会切换到 NIGHT\_MODE。在此工作模式下，系统会停止向电网馈送任何能量，并关闭所有 PWM 开关，同时将 ADC 触发选项从 PWM 切换到 Timer1，以将 ADC 触发速率保持为与 DAY\_MODE 模式下相同。这样，就可以持续监视所有反馈信号，并检查前述所有的系统输入输出条件及故障。如果出现任何故障或电网电压超出指定限值，则系统会切换到 SYSTEM\_ERROR 模式。

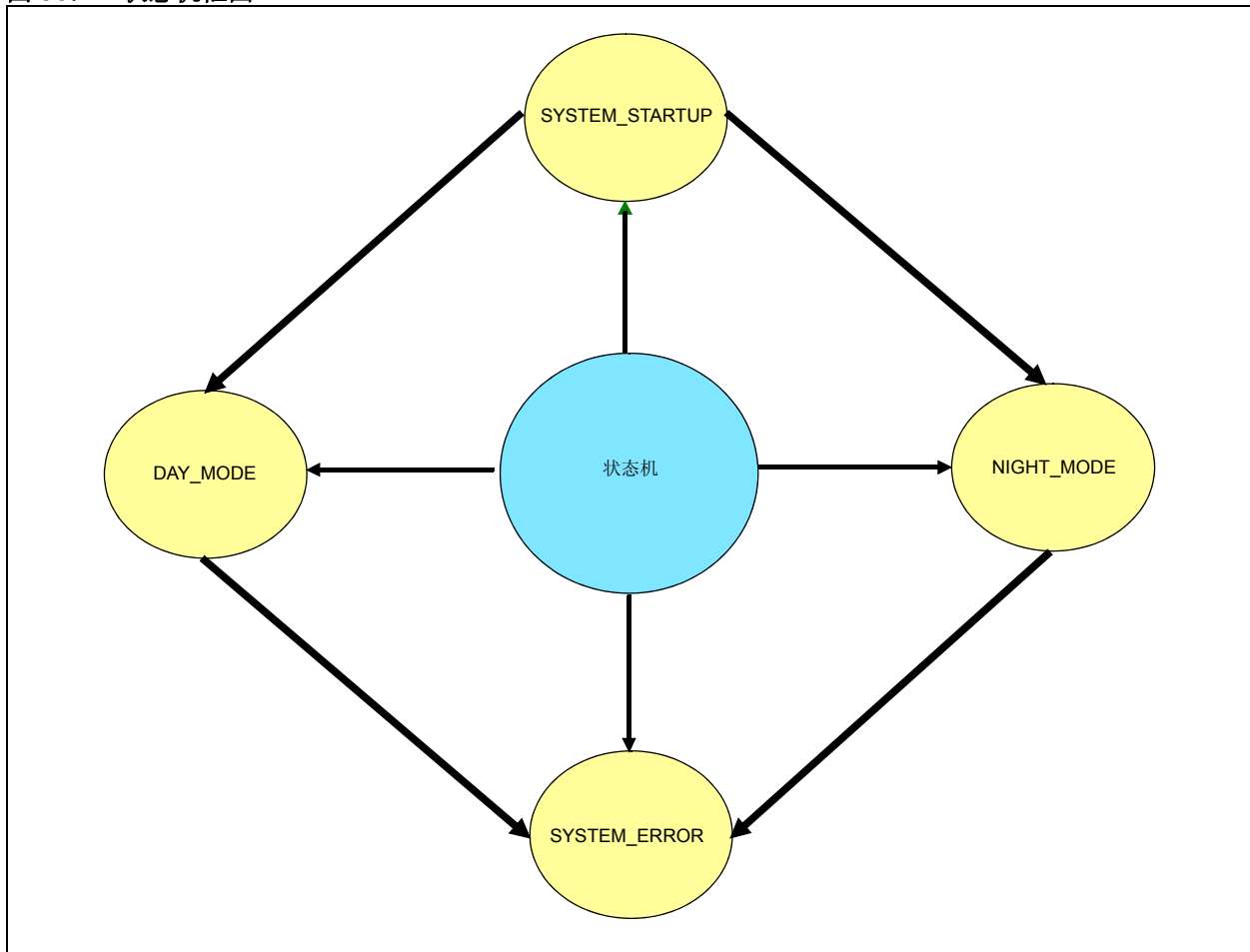
## SYSTEM\_ERROR

如果发生以下任一情况，则系统状态会切换到 SYSTEM\_ERROR 模式：

- 电网欠压 <  $\sim 90 V_{AC}$
- 电网过压 >  $\sim 140 V_{AC}$
- 电网频率 > 65 Hz 或 < 55 Hz
- 反激 MOSFET 过流
- 逆变器输出电流峰值 > 3A

一旦系统切换到 SYSTEM\_ERROR 状态，它会重新检查前述条件以避免错误的 SYSTEM\_ERROR 触发。一旦系统确认错误确实存在，则会继续处于安全工作模式。随后系统会停止 PWM 模块，并将 ADC 触发源更改为 Timer1。在 SYSTEM\_ERROR 工作模式期间，系统状态机会持续检查输入和输出电压条件。如果故障消除，并且 PV 电池板电网电压以及电网电压的频率都在指定限值之内，则系统会切换到 SYSTEM\_STARTUP 工作模式，以稳妥地开启太阳能逆变器并开始向电网馈送可用能量。

图 36: 状态机框图



## 单级单转换器设计的不足

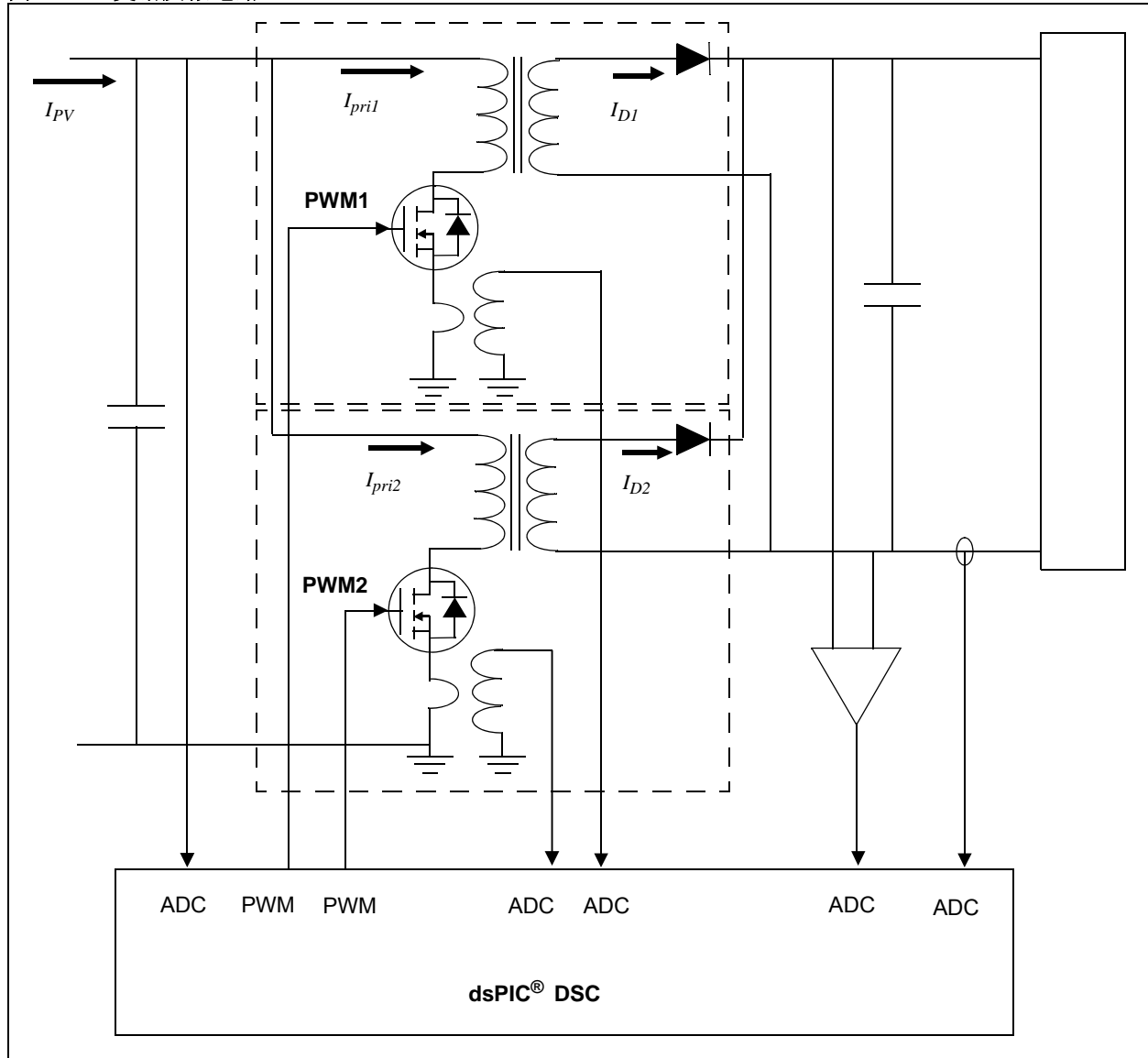
以下是单级单转换器设计与单级交错转换器相比的不足之处：

- 无法消除电流纹波，因此需要更大的输入和输出电容
- 磁芯较大
- 半导体器件的额定电流较高

交错转换器可克服这些不足。它包含两个并联耦合且相位相差  $180^\circ$  的反激转换器，如图 37 中所示。

在输入侧，从 PV 电池板获取的总输入电流等于两个反激 MOSFET 的电流 ( $I_{pv1}$  和  $I_{pv2}$ ) 之和。由于通过两个反激变压器 /MOSFET 的纹波电流存在相位差，因此它们将互相抵消，从而减小了输入侧的总纹波电流。占空比为 50% 时，可达到最佳的纹波电流抵消效果。在输出侧，通过输出电容的电流 ( $IC$ ) 等于两个二极管的电流 ( $I_{D1}$  和  $I_{D2}$ ) 之和减去输出电流 ( $I_{load}$ )，如之前的图 16 中所示。

图 37: 交错反激电路

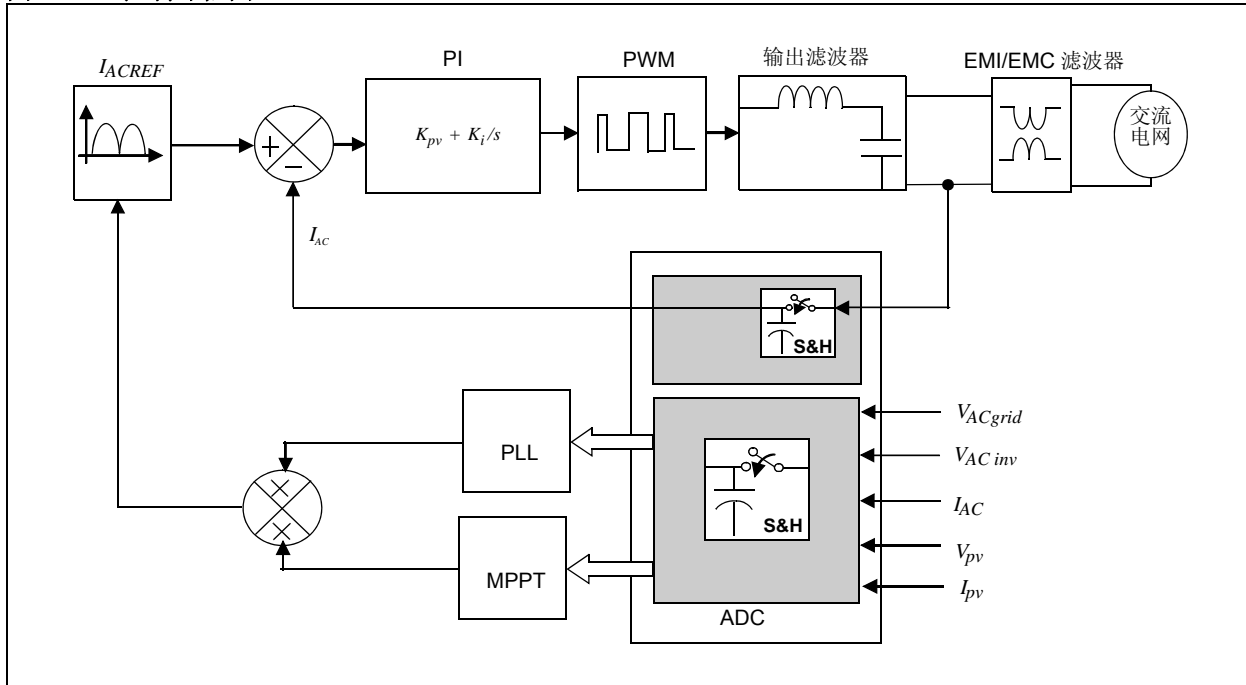


太阳能微型逆变器系统使用平均电流模式控制方法来满足系统要求。对于并网微型逆变器系统，该控制方法用于产生正弦输出电流。在转换器的大部分工作点中，此控制方法在连续导通模式下运行。其工作主要取决于任意点的负载电流值以及所选的反激变压器的磁化电感。与其他方法相比，平均电流模式控制具有下列多个优点：

- 适用于较高功率级的工作
- 反激变压器中的纹波电流较小，因此可采用 MOSFET
- 降低了 EMI 滤波要求
- 变压器初级的 RMS 电流将会较小，因此可采用 MOSFET
- 可以在连续导通模式下工作

为了产生输出电压 / 电流的正弦波形，用软件生成正弦波。控制系统控制反激 MOSFET 的预定开启时间，以便产生所需形状的输出电压 / 电流。图 38 显示了数字平均电流模式控制方案的框图。

图 38: 控制环框图



## 控制环

并网太阳能微型逆变器控制系统包括以下控制环：

- 数字锁相环（PLL）
- MPPT 控制环
- 电流控制环
- 负载平衡控制环

## 数字锁相环（PLL）

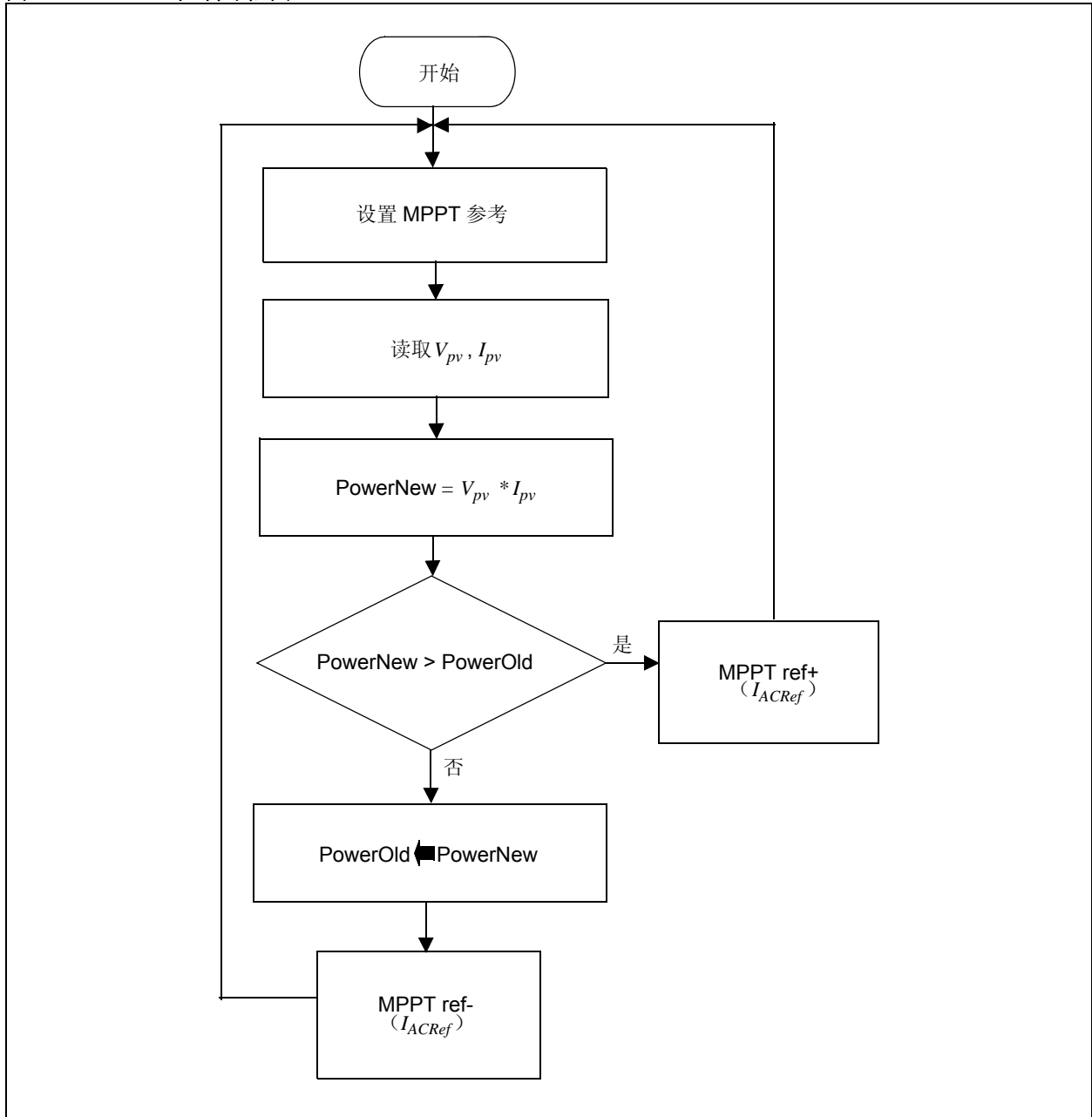
在连入电网的系统中，转换器控制系统的关键元件是 PLL，它产生电网电压的频率和相位角以便控制输出与电网同步。PLL 产生的电网电压的估计频率  $\omega_e$  和相位角  $\theta_e$  不仅可通过合成或转换用于控制和信号生成，还可用于提供保护，以检测转换器何时进入了孤岛模式。因此，可将 PLL 系统准确并且尽快地同步到这些电网参数至关重要；否则，可能会导致对功率因数角度、谐波的控制和对系统工作模式的确定变得不准确且存在潜在危害。并网太阳能微型逆变器的 PLL 采用了电网电压的硬件过零检测和软件过零检测。图 33 中显示了硬件过零检测。

在软件中，会在每个 ADC 触发器处对电网电压进行采样，并将电网电压的极性存储在寄存器中。每次采样时均会检查电网电压的极性。如果电网电压的极性发生了变化，软件会设置零电压检测标志。周期计数寄存器会存储两次过零检测之间发生的中断总数。随后周期计数寄存器的值给出电网电压周期值的一半，因为软件中两次中断间的时间是固定的，且从不改变。周期值决定了正弦表中正弦表参考生成的相位角增量。正弦表由 512 个用于产生 0-90 度正弦参考的元素组成。90-180 度的正弦波形是 0-90 度波形的镜像。因此，会产生与电网电压同相和同步的 0-180 度半正弦参考。

## MPPT 控制环

通常使用两种算法来追踪 MPPT：扰动观察法（P&O）和增量电导法（IncCond）。此参考设计使用 P&O 法来进行 MPPT。图 39 提供了 P&O 算法的控制流程图。MPPT 追踪器通过将太阳能阵列的电压定期增大或减小来工作。如果给定扰动导致 PV 输出功率增大（减小），则会在相同（反）方向上产生后续扰动。在图 39 中，设置 MPPT 参考表示对太阳能阵列电压的扰动，而  $MPPT\ ref+$  和  $MPPT\ ref-$  分别代表相同或相反方向上的后续扰动。设定的 MPPT 参考决定了由 PLL 产生的正弦参考电流的峰值。

图 39: MPPT 控制环框图



如图 3 中所示，MPPT 点之后 PV 输出电流的略微增加会导致 PV 输出电压降低一半，所以 PV 输出功率也会降低一半。因此，会在电网电压的每个过零处持续检查 PV 电压，并将该值与 PV 电压的前一个过零采样相比较。如果 PV 电压之差大于 40 mV，则 MPPT 算法会降低输出电流参考的幅度，并且会将从 PV 电池板获取的功率保持在更靠近 PV 特性曲线的 MPP 的工作点处。

## 电流控制环

电流控制环是一个比例积分 (PI) 控制器，是控制系统的核心。此控制环可校正如下两个电流之间的误差，这两个电流是电流控制环的输入：

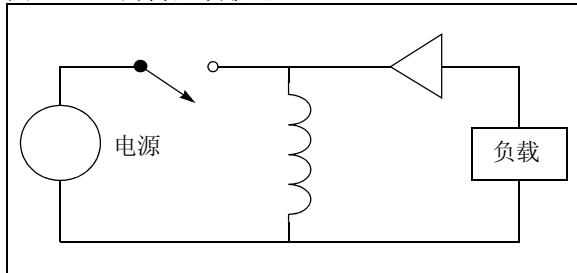
- 参考电流信号 ( $I_{ACREF}$ )
- 输入电流 ( $I_{AC}$ )

电流控制环的输出是一个控制信号，用以确保输入电流 ( $I_{AC}$ ) 跟随参考电流 ( $I_{ACREF}$ )。电流控制环以 57 kHz 的频率执行，且开关频率为 172 kHz 时的带宽为 2500 Hz。电流控制环的输出决定了开关 MOSFET 所需的占空比 ( $D$ )。

## 反激转换器分析

反激转换器的对等非隔离电路与升降压转换器类似；因此，为了建模和计算控制环系数，将使用升降压转换器。升降压转换器与升压转换器相似，是高度非线性的系统。当系统在连续导通模式下运行时，占空比与输出电压及电流为非线性关系。困难在于要产生正弦电流波形。图 40 中显示了升降压转换器电路。

图 40: 升降压转换器



已将反激变压器的磁化电感替换为升降压电感。给定了开关的占空比  $D$ 。目标是驱动通过负载的整流正弦波。升降压拓扑会产生反相的输出电压。因此，通过二极管和负载的平均电流的波形应该与反相的整流正弦波相似。系统中唯一的恒流元件是电感（变压器的磁化电感）。此电感中的电流不会瞬时改变。负载电流由公式 27 给出。

## 公式 27:

$$I_{load} = I_L(1 - D)$$

$I_{load}$  代表反激逆变器系统中的  $I_{AC}$ ， $I_L$  代表通过反激变压器的磁化电感的电流， $I_{L*}$  代表  $I_{ACref}$ ， $D$  代表反激 MOSFET 的占空比。 $G$  是控制环补偿器部分的系数  $K_p$  和  $K_i$ 。

电感的基本公式由公式 28 表达。

## 公式 28:

$$V_x = sL I_L$$

为了控制电流，我们可将该控制环闭合，为电流提供增益 ( $G$ )。即，施加一个与电流误差成正比的电压，如公式 29 所表达。

## 公式 29:

$$V_x = G(I_L^* - I_L)$$

$$G = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right)$$

$$V_x = G \frac{(I_{load}^* - I_{load})}{(1 - D)}$$

根据基本的电力电子理论

$$V_x = V_{in} * D - (1 - D) * V_o$$

输出电压  $V_o$  是将电网通过晶闸管桥直接连接到反激电路的输出所得到的反相整流电压。因为我们测量的是  $V_{in}$  和  $V_o$ ，所以可得到  $D$  (公式 29 中)，如公式 30 中所示。

## 公式 30:

$$D' = G \frac{(I_{load}^* - I_{load})}{(1 - D)(V_{in} + V_o)} + \frac{V_o}{(V_{in} + V_o)}$$

升降转换器的输入和输出电压关系由公式 31 表达。

**公式 31:**

$$(V_{in} + V_o) \cdot (1 - D) = V_{in}$$

根据公式 30 和公式 31，可计算出所需的占空比，如公式 32 中所示。

**公式 32:**

$$D' = G \frac{(I_{load}^* - I_{load})}{V_{in}} + \frac{V_o}{V_{in} + V_o}$$

其中  $I_{load}^*$  是整流正弦波。

第一项是 PI 补偿器的贡献。PI 补偿器的带宽由  $G/L$  rad/s 给定。

第二项是去耦的贡献。该项的目标是允许电流在没有控制器的情况下达到正弦形状。控制器的贡献略大于去耦项的贡献。

## 负载平衡控制环

各个反激转换器的输出电压可能略有不同。MOSFET 的内部特性以及变压器绕组、电容和二极管的内部电阻会有差异，因而可能存在这种偏差。因此，当两个 MOSFET 使用相同的占空比时，可能会导致两个反激转换器级之间负载不均衡。这就需要采用负载平衡控制环来平衡两个反激转换器开关中的电流，以便使两个转换器的负载均衡。

负载平衡控制环的其中一个输入是两个反激转换器的 MOSFET 电流之差 ( $I_{pv1} - I_{pv2}$ )。另一个输入作为此控制环的参考输入，其值固定为零。此控制环主要用于校正 MOSFET 电流之间的差异，使其接近参考输入值零。负载平衡控制环的输出是一个占空比校正项 ( $\Delta D$ )，该项与主占空比  $D$  相加得到第一个升压转换器的占空比  $D_1$ 。从主占空比  $D$  中减去  $\Delta D$  项可得到第二个升压转换器的占空比  $D_2$ 。

## 负载平衡误差补偿器

与电流误差补偿器类似，负载平衡补偿器也通过将输出规一化到 -1 至 +1 的范围来进行设计。使用反激转换器的小信号模型推导出了负载平衡补偿器的比例增益（见公式 32）。

## 软件中使用的函数

数字常量和变量以 Q15 格式或 1.15 格式定义。由于所选的 dsPIC DSC 器件是 16 位数字信号控制器，所以如果中间计算过程的增益或常量超出 16 位范围，计算期间会相应地将其预换算为其他格式，然后通过后换算将最终结果重新转换为 Q15 格式。

表 3 列出并描述了软件中使用的函数（有关更多信息，见附录 A：“源代码”）。

# AN1338

**表 3: 软件中使用的函数**

文件名	函数名称	说明
<b>源文件</b>		
PVInverter_main.c	Main()	调用用于配置器件的工作频率和辅助时钟的函数。
		调用用于配置 I/O 端口、定时器、ADC 和 PWM 模块的函数。
		调用状态机的函数。
PVInverter_int.c	initClock()	配置器件的工作频率。
	initPWM()	配置 PWM 模块。
	initADC()	配置 ADC 模块。
	initIOports()	配置 I/O 端口。
	ioLock()	打开 I/O 端口以配置。
	ioUnlock()	完成配置后关闭 I/O 端口。
PVinverter_isr.c	ADCP0Interrupt()	读取所有反馈信号的 ADC 值。
		检查故障状况。
		如果未出现故障，执行各种控制环。
		如果出现故障，禁止 PWM 输出。
PVInverter_isr.s	T2Interrupt()	检查 PV 电压、逆变器输出和电网电压状况。
		如果出现故障则禁止 PWM，并切换至 SYSTEM_ERROR 模式。
		检查系统状态。
PVInverter_Variable.c	—	声明和初始化所有全局变量。
<b>头文件</b>		
PVInverter_defines.h	—	定义所有全局函数原型和全局参数。
PVInverter_Variable.h	—	包含 PVInverter_Variable.c 的支持文件。
PVInverter_macro.h	—	检查电网电压的极性并设置过零检测标志。
Sinetable512.h	—	电流参考的正弦表。
stdlib.h	—	标准库头文件。
dsp.h	—	dsPIC33F 的 DSP 库的接口。
<b>包含文件</b>		
PVMicroInverter.inc	—	PERIOD 宏用于计算周期值电网电压。
	—	ZCD_Detect 检测宏用于进行软件过零检测。



## 软件中使用的资源

表 4 列出了利用 dsPIC33FJ16GS504 器件开发的参考设计软件所用的资源。

**表 4: 软件资源**

资源	元件	值
存储器	程序存储器 / 闪存	9357 字节 58%
	数据存储器 /RAM	488 字节 23%
MIPS/ 指令周期	电流控制环	57 kHz 时约 280 个周期
	MPPT 控制环	125 Hz 时约 125 个周期
	负载平衡控制环	2 kHz 时约 95 个周期
	PLL	57 kHz 时约 170 个周期

## MATLAB® 建模

使用 MATLAB SIMULINK® 模型实现了此参考设计的控制系统设计。使用此模型可得到 PI 控制器和补偿器的各种系统增益和参数值。

图 41 显示了太阳能微型逆变器的 MATLAB 模型，图 42 显示了数字控制系统，图 43 显示了两个并联的交错反激转换器。

**图 41: MATLAB® 模型**

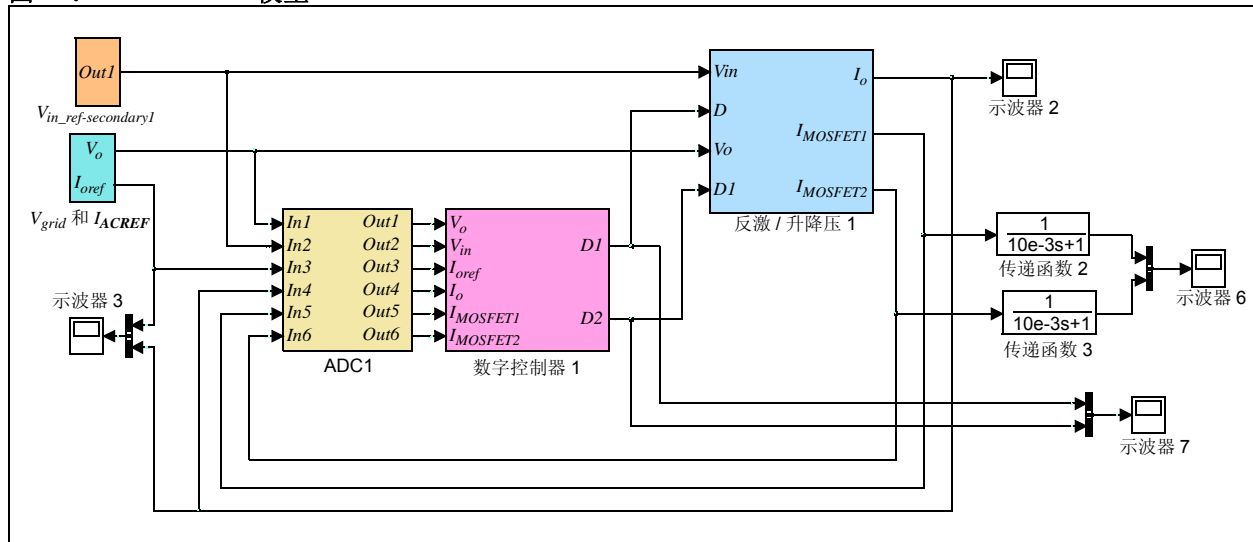


图 42: 数字控制系统

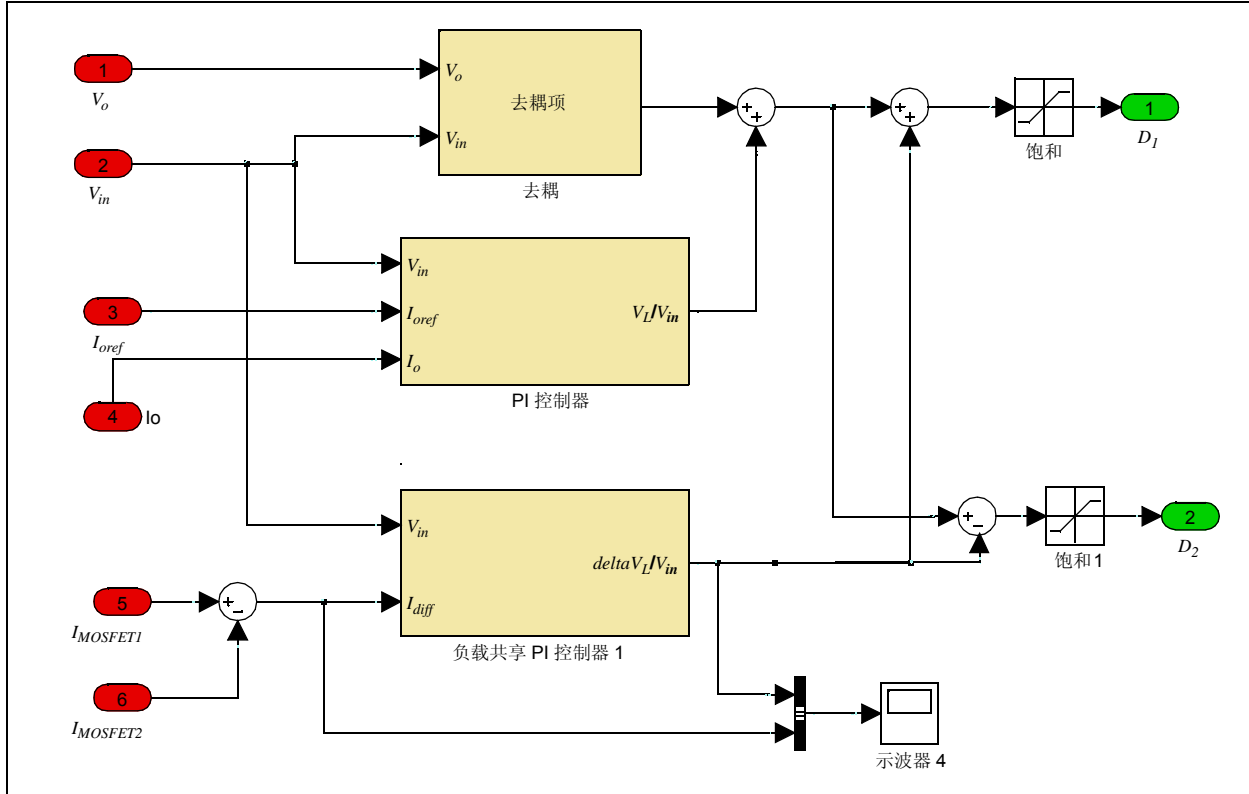
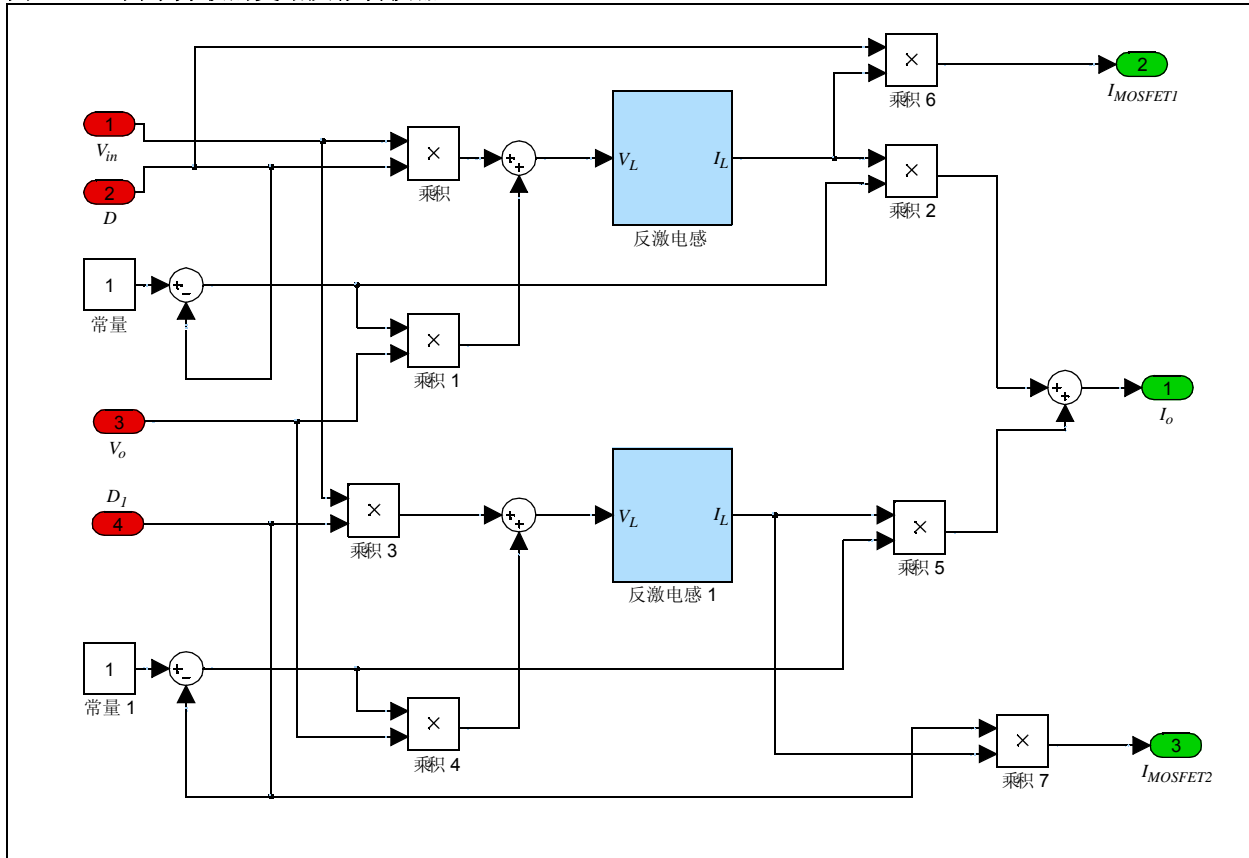


图 43: 两个并联的交错反激转换器



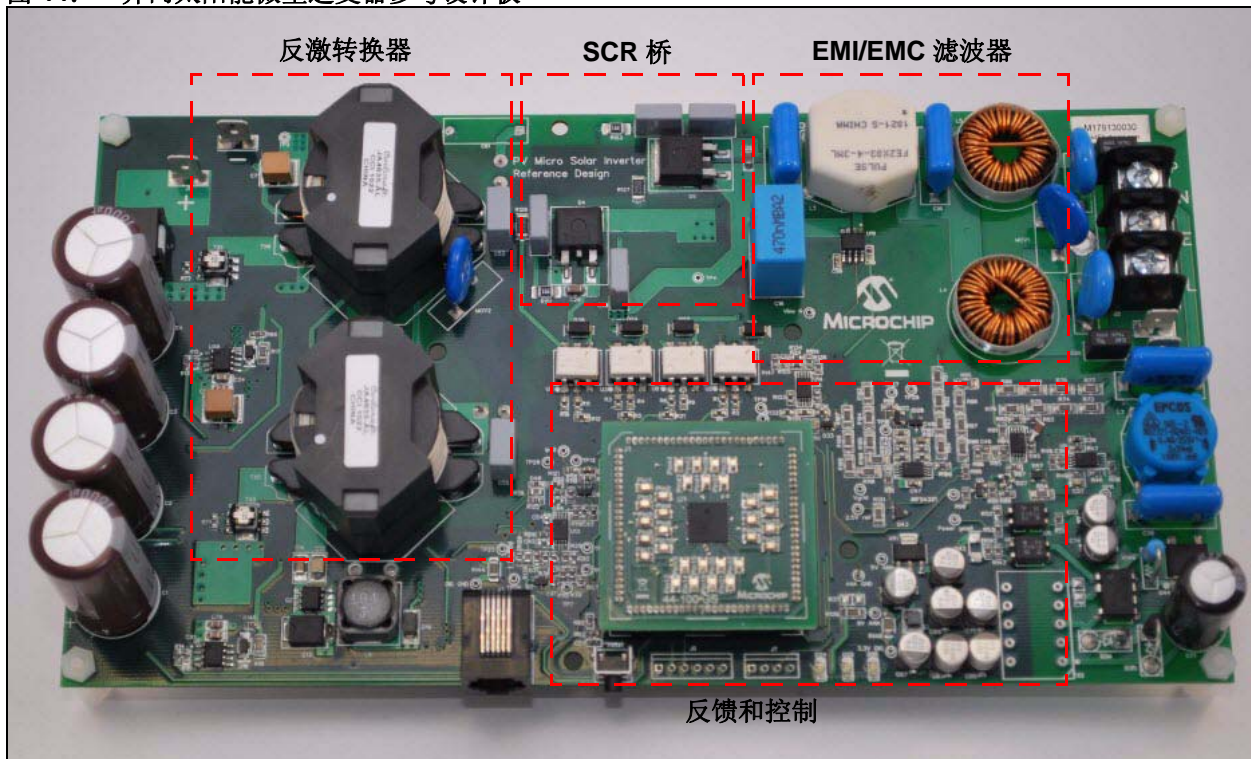
## 并网太阳能微型逆变器参考设计的安装和配置

此参考设计旨在帮助用户使用 dsPIC DSC 来对并网微型逆变器进行快速评估和开发。

可以通过多种不同的方式对这款灵活且经济高效的设计进行配置，以便与 Microchip 的专用开关电源（Switching Mode Power Supply, SMPS）数字信号控制器配合使用。此参考设计支持 dsPIC33F“GS”器件系列。它提供了两种安装选择，或是连接 28 脚的 SOIC 器件，或是连接通用的 100 脚接插模块（Plug-In Module, PIM）。此系统具有两个控制电网电流的反激电路。可连接到此系统的额定的连续 PV 电池板功率为 220 W。有关更多信息，请参见附录 B：“电气规范”。

注： 在使用此参考设计前，请仔细阅读“硬件设计”部分。

图 44： 并网太阳能微型逆变器参考设计板



## 使用入门

### 连接系统

在将此系统连接到 PV 电池板或单相电网之前，请先进行外观检查，确保没有任何元件损坏，且外壳内没有掉入异物。

确保 ON/OFF 开关置于 OFF（关闭）位置，并确保端部为红色的 PV 电缆连接到逆变器系统的正极输入端子，而端部为黄色的电缆连接到逆变器系统的负极端子。

如果此参考设计随附的电网连接电缆不对或丢失，建议使用带有 5 A 保险丝的电缆来将逆变器输出连接到电网。电网连接线应为双重绝缘的 3 芯软线，最小额定电流为 10A（1 mm<sup>2</sup> 18 AWG）。应小心确保电线散丝不会与外壳的相邻端子或逆变器的输出端子形成短路。尽可能剥去接入电网电线的外皮并焊锡，然后再连接到此参考设计的接线端子上。也可使用计算机电源线。推荐的输出电缆尺寸为 1.0 到 1.5 mm<sup>2</sup>（18-16 AWG）且应具有 600V 的额定值。此电缆也应双重绝缘或具有保护接地屏蔽。

通过外壳盖上的孔拧紧端子螺钉。应使用一字螺丝刀进行操作。

### 连接硬件

在尝试为系统上电之前，必须完成以下建议的硬件连接步骤。

要设置系统，请遵循以下步骤：

1. 将系统 ON/OFF 开关置于 OFF 位置，确保系统关闭。
2. 将电网连接电缆连接到逆变器输出端，并将其直接连接到电网或通过自动变压器（即自耦变压器）连接。
3. 将差分探头和万用表连接到输出端子，以测量输出电压。
4. 遮住 PV 电池板以确保其输出电压足够低。可使用深色布料或硬纸板。
5. 连接万用表 / 示波器探头以读取 PV 电压。
6. 将 PV 电池板电缆的正极端子连接到微型逆变器的正极端子。
7. 将 PV 电池板电缆的负极端子连接到微型逆变器的负极端子。
8. 如果是通过自动变压器或电网电压连接，则将电网电压增大到 100 V<sub>AC</sub>。确保在此参考设计的输出端子处万用表 / 示波器读出 100 V<sub>AC</sub>。
9. 如果在输出端子处读出 110 V<sub>AC</sub> 电压，则表示电网连接正确。
10. 将其中一根线（相位线 / 中性线）连接到电网和逆变器输出端。电流探头的方向应该为流向电网的电流的方向。
11. 移除 PV 电池板上的所有覆盖物。
12. 太阳能微型逆变器的输入电压应等于预期的 PV 输出电压。如果不是，请勿开启系统，并联系当地的 Microchip 现场应用工程师。
13. 如果太阳能微型逆变器的电压等于预期的 PV 输出电压，则将 ON/OFF 开关置于 ON 位置以开始将能量从并网 PV 电池板提供给电网。
14. 观察电网电压和电流的波形。电流波形应该为正弦波，并且与电网电压同相。

## 实验室测试结果和波形

图 45 到图 52 显示了电网电压、电网电流、系统孤岛运转和 MPP 电压的波形。在以下示波器图像中，波形的颜色以及含义如下：

- CH1 = 黄色 → 太阳能微型逆变器的输入电压
- CH2 = 绿色 → 太阳能微型逆变器的输入电流
- CH3 = 紫色 → 电网电压
- CH4 = 洋红色 → 电网电流

此信息有助于验证采用 dsPIC DSC 器件的数字实现方案。

图 45: 电网电压和电网电流

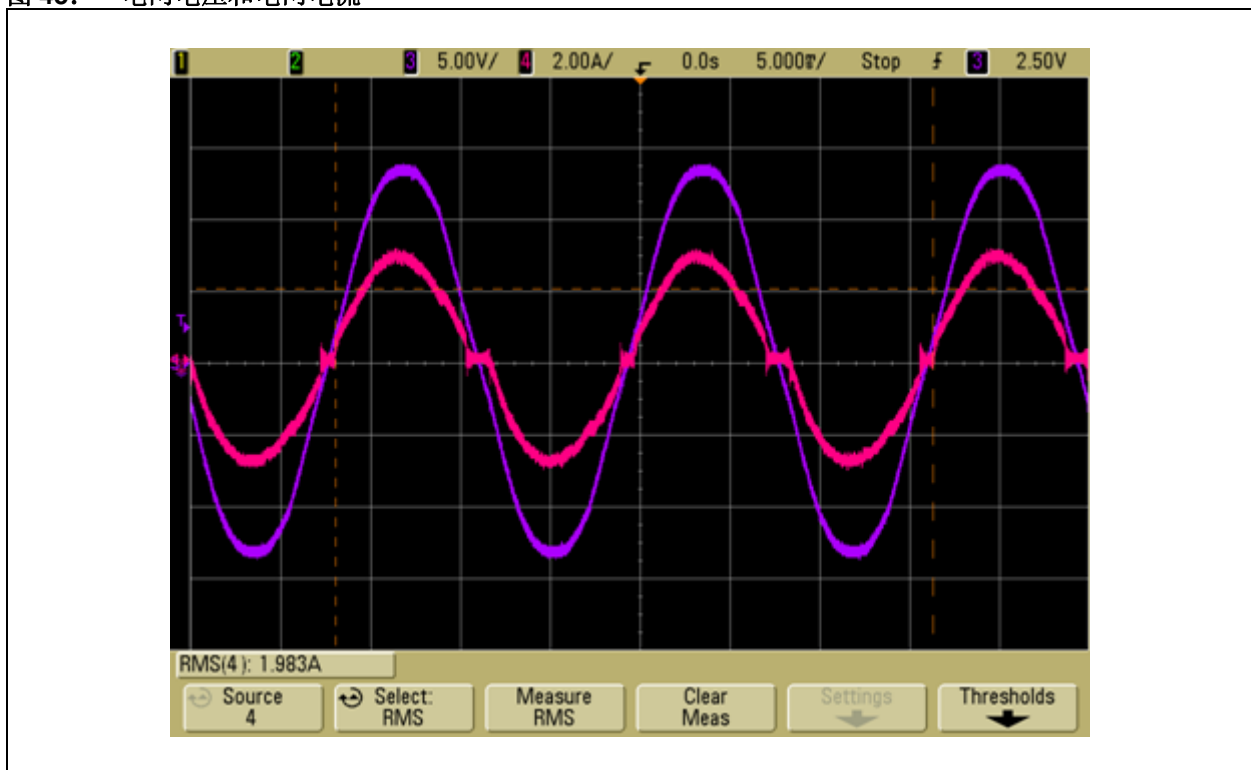


图 46: 系统孤岛运转: 电网故障时系统关闭

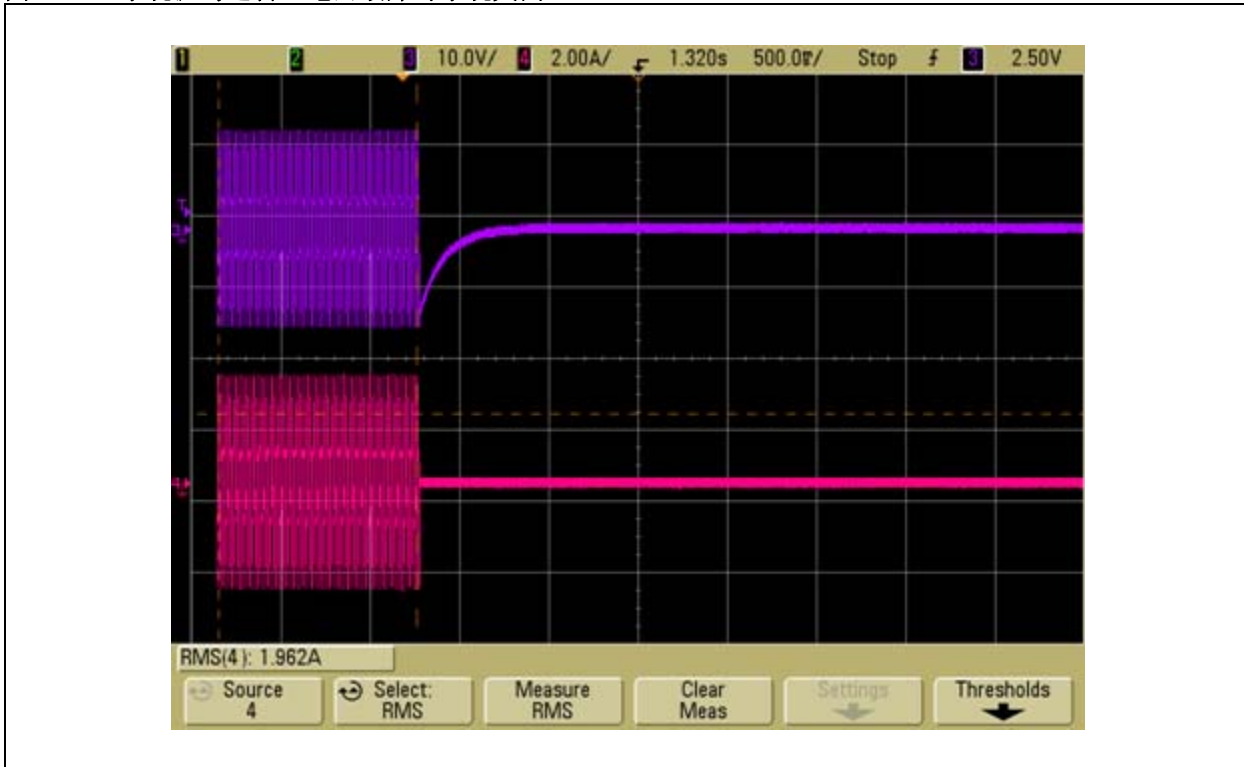


图 47: 系统孤岛运转: 当电网在交流电压峰值处发生故障时系统关闭

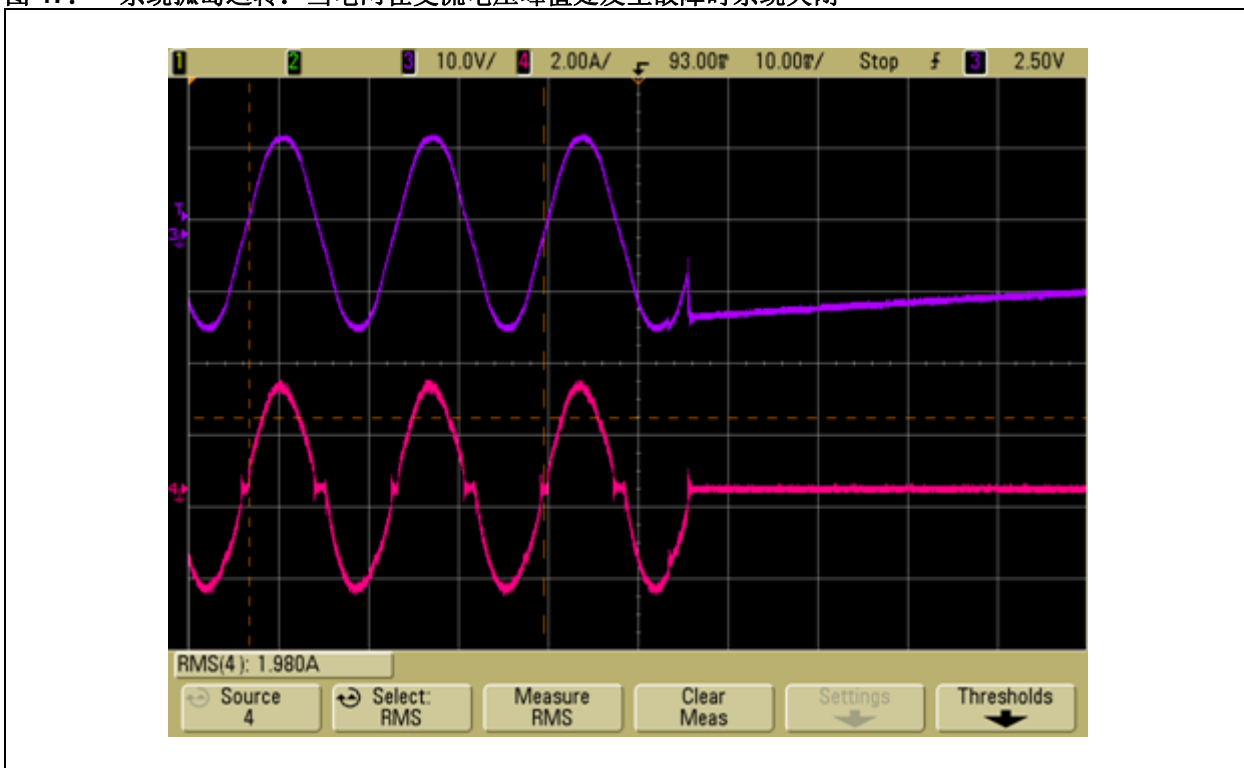


图 48: 系统孤岛运转: 当电网在交流电压零值处发生故障时系统关闭

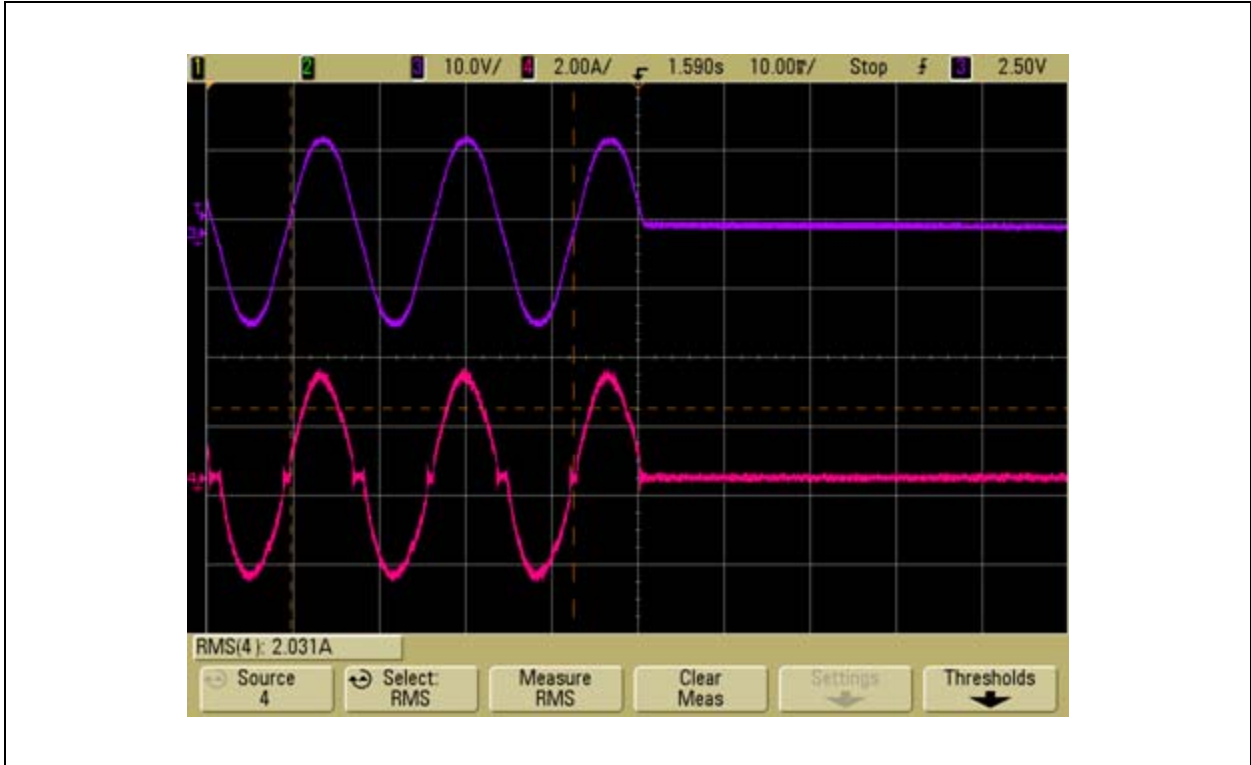
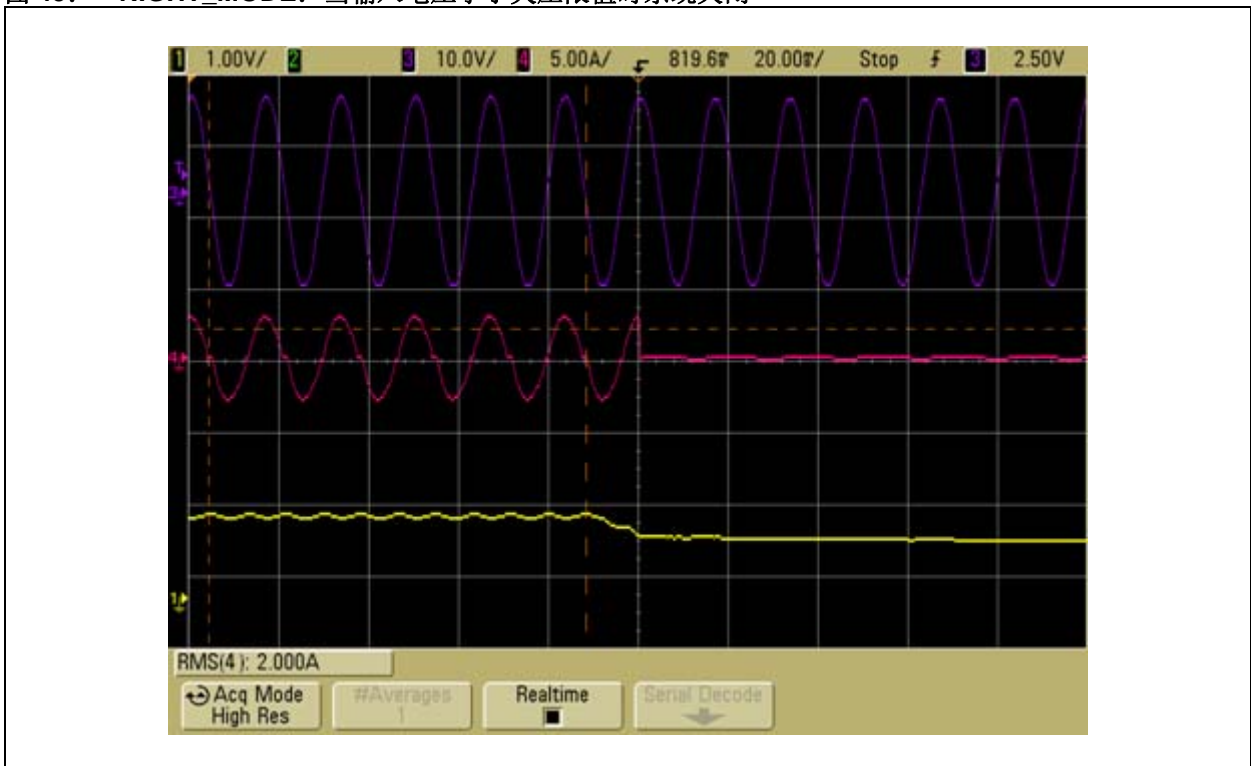


图 49: NIGHT\_MODE: 当输入电压小于欠压限值时系统关闭



# AN1338

图 50: NIGHT\_MODE: 当输入电压大于欠压限值时系统开启

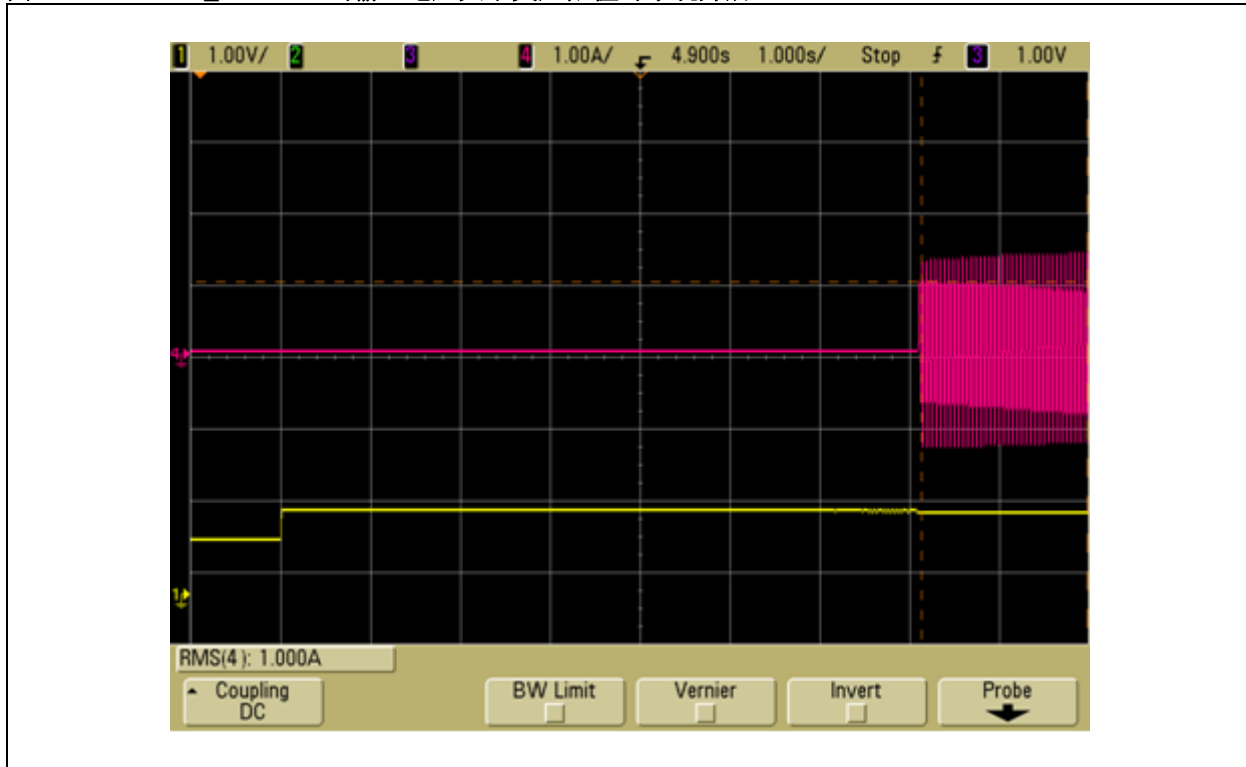


图 51: PV 电池板的电压纹波和电流纹波

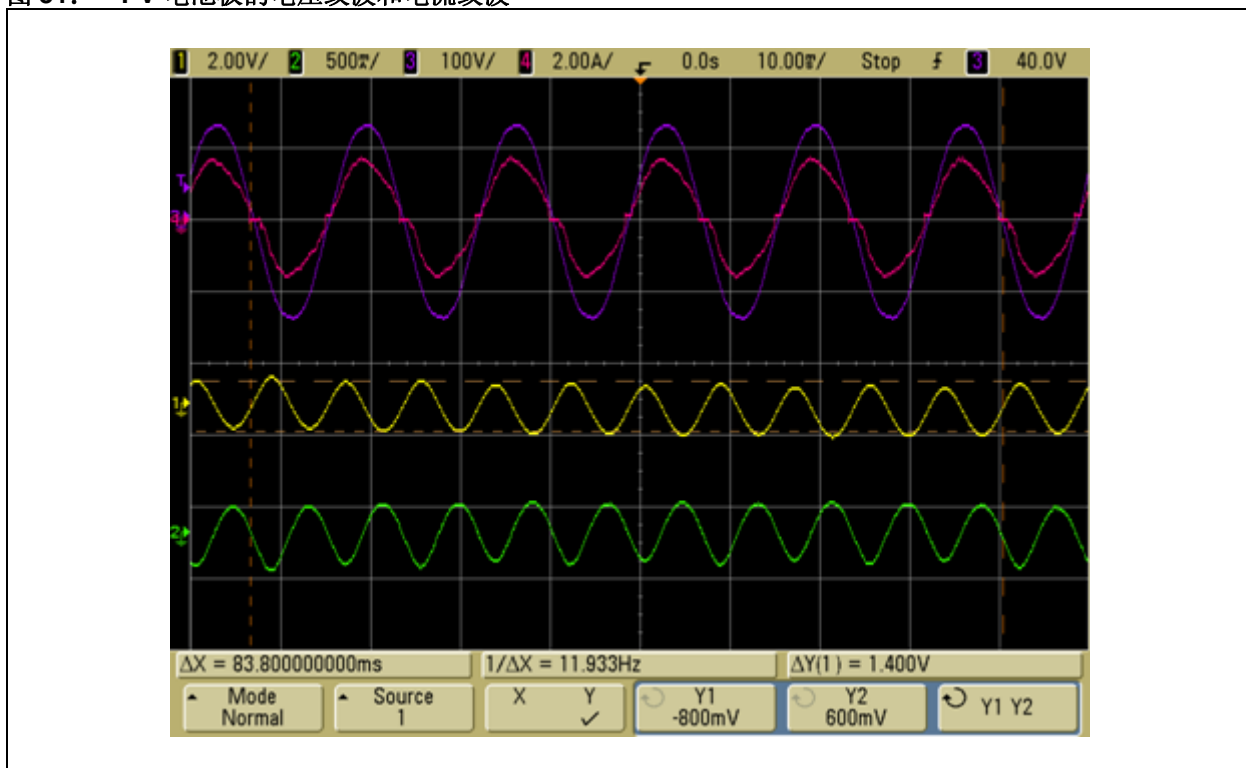
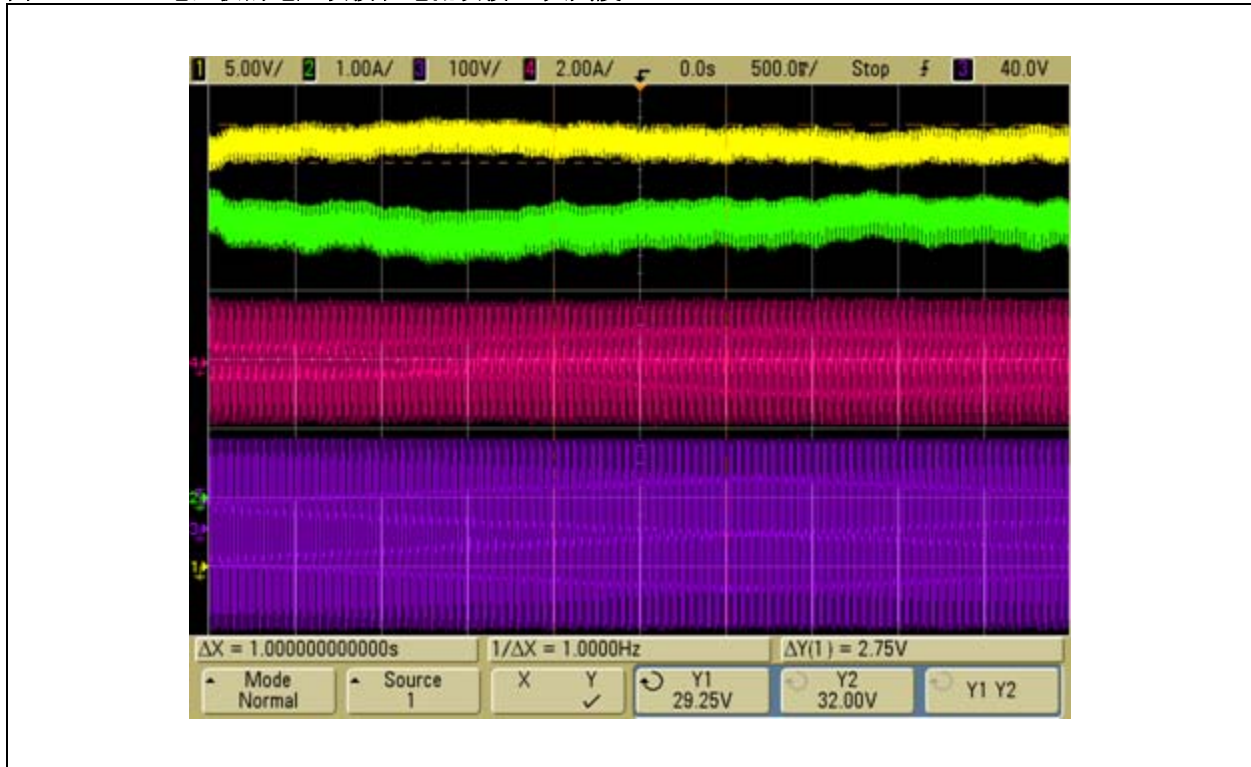




图 52: PV 电池板的电压纹波和电流纹波 (大刻度)



## 附录 A： 源代码

### 软件许可协议

Microchip Technology Incorporated（以下简称“本公司”）在此提供的软件旨在向本公司客户提供专门用于本公司生产的产品的软件。

本软件为本公司和 / 或其供应商所有，并受到适用的版权法保护。版权所有。使用时违反前述约束的用户可能会依法受到刑事制裁，并可能由于违背本许可的条款和条件而承担民事责任。

本软件是按“现状”提供的。不附有任何形式的保证，无论是明示的、暗示的或法定的，包括（但不限于）有关适销性和特定用途的暗示保证。对于在任何情况下，因任何原因造成的特殊的、偶然的或间接的损害，本公司概不负责。

本应用笔记中提及的所有软件都以单个 WinZip® 归档文件的形式提供。可从 Microchip 公司网站下载此文件：[www.microchip.com](http://www.microchip.com)

## 附录 B： 电气规范

利用连接到 120 V<sub>AC</sub> 单相电网的 180 W、36V 太阳能电池板对此参考设计进行测试。

表 B-1： 电气规范

参数	说明	最小值	最大值	典型值	单位
$\eta$	效率	—	—	95	%
$f_{in}$	电网频率	55	65	60	Hz
$I_{in}$	PV 电池板的输出电流	—	10		A
$I_{out}$	电网电流	—	—	2.05	A
$I_{sc}$	输入短路电流	—	—	10	A
$I_{THD}$	输出电流 THD	—	—	5	%
$MPPT$	最大功率点追踪	—	—	99.5%	—
$PF$	输出功率因数	0.95	—	—	—
$P_{MPP}$	最大 PV 功率	—	220	220	W
$P_{night}$	夜间功耗	—	1	0	W
$P_{out}$	输出功率	—	—	185	W
$V_{grid}$	电网电压	90	140	120	V
$V_{in}$	PV 电池板电压	25	55	36	V
$V_{MPP}$	最大功率点 PV 电压	25	45	36	V

## 附录 C： 设计包

本参考设计的完整设计包以单个 WinZip® 归档文件的形式提供。可从 Microchip 公司网站下载此文件：  
[www.microchip.com](http://www.microchip.com)

### C.1 设计包中的内容

此设计包中包含以下资料：

- 参考设计原理图
- 制造图纸
- 物料清单
- 装配图纸
- 硬件设计 Gerber 文件

## 附录 D: 词汇表

表 D-1: 符号和术语说明

符号 / 术语	说明
$\alpha$	泰勒系数
$\beta$	泰勒系数
EMC	电磁兼容性
EMI	电磁干扰
$I_{sc}$	PV 模块短路电流
MPP	最大功率点
MPPT	最大功率点追踪器
$P_{MPP}$	MPP 处的功率
PV	光伏
PWM	脉冲宽度调制
THD	总谐波失真
$\hat{U}$	PV 电压纹波的振幅
$U_{MPP}$	MPP 处的电压
$V_{ds}$	MOSFET 漏极到源极电压
$V_{in}$	PV 微型逆变器系统的输入电压
$V_{open}$	PV 模块开路电压
$V_{rectified}$	逆变器输出处的整流电压
$V_{reflected}$	反激变压器初级处的次级绕组反射电压
W	瓦特
$\omega$	频率, 单位为弧度 / 秒

## 附录 E: 230 V<sub>AC</sub> 单元的硬件和软件变更

本附录说明了 230 V<sub>AC</sub> 单元与 110 V<sub>AC</sub> 单元相比的硬件和软件变更。

### E.1 硬件变更

- 电网电压检测  
反馈电阻 R99 和 R100 更改为 4.7k, 以确保 dsPIC DSC 的模拟引脚电压在最大电网电压 (264 V<sub>AC</sub>) 下位于 0 到 3.3V 的范围之内。
- 过零检测  
反馈电阻 R81 和 R82 更改为 4.7k, 以确保差分输出电压在最大电网电压 (264 V<sub>AC</sub>) 下位于 0 到 5V 的范围之内。
- 逆变器输出电压检测  
反馈电阻 R111 和 R112 更改为 4.7k, 以确保 dsPIC DSC 的模拟引脚电压在最大电网电压 (264 V<sub>AC</sub>) 下位于 0 到 3.3V 的范围之内。
- 电网交流电流检测  
直流偏置电阻分压器的值更改为 R147 = 2.4K Ohm 且 R155 = 3.3K Ohm。同样, U14 的反馈增益电阻的值更改为 R132 = R133 = 1.6K Ohm 且 R135 = 5.1K Ohm, 以确保 I<sub>AC</sub> 检测电压在全输出功率时位于 0 到 3.3V 的范围之内。
- PV 电压检测  
PV 电压检测电阻分压器网络的值更改为 R123 = 160K Ohm 且 R175 = 7.5K Ohm, 以确保交流电压和 PV 电压具有相同的 Q15 格式的规一化值。
- 反激变压器 TX5 和 TX6  
反激变压器的匝数比更改为  $N_p = 6$  且  $N_s = 70$ , 及其部件编号。有关更多信息, 请参阅 230 V<sub>AC</sub> 单元的物料清单 (Bill of Material, BOM), 此 BOM 包含在本参考设计的 WinZip 归档文件中。

### E.2 软件变更

- 电网电压频率限值  
230 V<sub>AC</sub> 单元设计为工作于 50 Hz 的电网频率下; 因此, 其工作频率限值已更改为适应 45 到 55 Hz。
- 电网电压限值  
欠压限值更改为 180 V<sub>AC</sub>, 且过压限值更改为 264 V<sub>AC</sub>。更多信息, 请参阅本参考设计的源代码。
- 逆变器输出电压限值  
欠压限值更改为 180 V<sub>AC</sub>, 且过压限值更改为 274 V<sub>AC</sub>。更多信息, 请参阅本参考设计的源代码。
- 控制环系数  
控制环系数根据 230 V<sub>AC</sub> 单元的建模获得。更多信息, 请参阅本参考设计的源代码。

---

---

请注意以下有关 Microchip 器件代码保护功能的要点:

- Microchip 的产品均达到 Microchip 数据手册中所述的技术指标。
- Microchip 确信: 在正常使用的情况下, Microchip 系列产品是当今市场上同类产品中最安全的产品之一。
- 目前, 仍存在着恶意、甚至是非法破坏代码保护功能的行为。就我们所知, 所有这些行为都不是以 Microchip 数据手册中规定的操作规范来使用 Microchip 产品的。这样做的人极可能侵犯了知识产权。
- Microchip 愿与那些注重代码完整性的客户合作。
- Microchip 或任何其他半导体厂商均无法保证其代码的安全性。代码保护并不意味着我们保证产品是“牢不可破”的。

代码保护功能处于持续发展之中。Microchip 承诺将不断改进产品的代码保护功能。任何试图破坏 Microchip 代码保护功能的行为均可视为违反了《数字器件千年版权法案 (Digital Millennium Copyright Act)》。如果这种行为导致他人在未经授权的情况下, 能访问您的软件或其他受版权保护的成果, 您有权依据该法案提起诉讼, 从而制止这种行为。

---

提供本文档的中文版本仅为了便于理解。请勿忽视文档中包含的英文部分, 因为其中提供了有关 Microchip 产品性能和使用情况的有用信息。Microchip Technology Inc. 及其分公司和相关公司、各级主管与员工及事务代理机构对译文中可能存在的任何差错不承担任何责任。建议参考 Microchip Technology Inc. 的英文原版文档。

本出版物中所述的器件应用信息及其他类似内容仅为您提供便利, 它们可能由更新之信息所替代。确保应用符合技术规范, 是您自身应负的责任。Microchip 对这些信息不作任何明示或暗示、书面或口头、法定或其他形式的声明或担保, 包括但不限于针对其使用情况、质量、性能、适销性或特定用途的适用性的声明或担保。Microchip 对因这些信息及使用这些信息而引起的后果不承担任何责任。如果将 Microchip 器件用于生命维持和/或生命安全应用, 一切风险由买方自负。买方同意由此引发任何一切伤害、索赔、诉讼或费用时, 会维护和保障 Microchip 免于承担法律责任, 并加以赔偿。在 Microchip 知识产权保护下, 不得暗中以其他方式转让任何许可证。

#### 商标

Microchip 的名称和徽标组合、Microchip 徽标、dsPIC、KEELOQ、KEELOQ 徽标、MPLAB、PIC、PICmicro、PICSTART、PIC<sup>32</sup> 徽标、rPIC 和 UNI/O 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的注册商标。

FilterLab、Hampshire、HI-TECH C、Linear Active Thermistor、MXDEV、MXLAB、SEEVAL 和 The Embedded Control Solutions Company 均为 Microchip Technology Inc. 在美国的注册商标。

Analog-for-the-Digital Age、Application Maestro、CodeGuard、dsPICDEM、dsPICDEM.net、dsPICworks、dsSPEAK、ECAN、ECONOMONITOR、FanSense、HI-TIDE、In-Circuit Serial Programming、ICSP、Mindi、MiWi、MPASM、MPLAB Certified 徽标、MPLIB、MPLINK、mTouch、Omniscient Code Generation、PICC、PICC-18、PICDEM、PICDEM.net、PICkit、PICtail、REAL ICE、rLAB、Select Mode、Total Endurance、TSHARC、UniWinDriver、WiperLock 和 ZENA 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的商标。

SQTP 是 Microchip Technology Inc. 在美国的服务标记。

在此提及的所有其他商标均为各持有公司所有。

© 2010, Microchip Technology Inc. 版权所有。

ISBN: 978-1-60932-744-6

**QUALITY MANAGEMENT SYSTEM**  
**CERTIFIED BY DNV**  
**== ISO/TS 16949:2002 ==**

Microchip 位于美国亚利桑那州 Chandler 和 Tempe 与位于俄勒冈州 Gresham 的全球总部、设计和晶圆生产厂及位于美国加利福尼亚州和印度的设计中心均通过了 ISO/TS-16949:2002 认证。公司在 PIC<sup>®</sup> MCU 与 dsPIC<sup>®</sup> DSC、KEELOQ<sup>®</sup> 跳码器件、串行 EEPROM、单片机外设、非易失性存储器 and 模拟产品方面的质量体系流程均符合 ISO/TS-16949:2002。此外, Microchip 在开发系统的设计和生产方面的质量体系也已通过了 ISO 9001:2000 认证。



## 全球销售及服务中心

### 美洲

公司总部 **Corporate Office**  
2355 West Chandler Blvd.  
Chandler, AZ 85224-6199  
Tel: 1-480-792-7200  
Fax: 1-480-792-7277

技术支持:  
<http://support.microchip.com>  
网址: [www.microchip.com](http://www.microchip.com)

#### 亚特兰大 **Atlanta**

Duluth, GA  
Tel: 1-678-957-9614  
Fax: 1-678-957-1455

#### 波士顿 **Boston**

Westborough, MA  
Tel: 1-774-760-0087  
Fax: 1-774-760-0088

#### 芝加哥 **Chicago**

Itasca, IL  
Tel: 1-630-285-0071  
Fax: 1-630-285-0075

#### 克里夫兰 **Cleveland**

Independence, OH  
Tel: 1-216-447-0464  
Fax: 1-216-447-0643

#### 达拉斯 **Dallas**

Addison, TX  
Tel: 1-972-818-7423  
Fax: 1-972-818-2924

#### 底特律 **Detroit**

Farmington Hills, MI  
Tel: 1-248-538-2250  
Fax: 1-248-538-2260

#### 科科莫 **Kokomo**

Kokomo, IN  
Tel: 1-765-864-8360  
Fax: 1-765-864-8387

#### 洛杉矶 **Los Angeles**

Mission Viejo, CA  
Tel: 1-949-462-9523  
Fax: 1-949-462-9608

#### 圣克拉拉 **Santa Clara**

Santa Clara, CA  
Tel: 1-408-961-6444  
Fax: 1-408-961-6445

#### 加拿大多伦多 **Toronto**

Mississauga, Ontario,  
Canada  
Tel: 1-905-673-0699  
Fax: 1-905-673-6509

### 亚太地区

#### 亚太总部 **Asia Pacific Office**

Suites 3707-14, 37th Floor  
Tower 6, The Gateway  
Harbour City, Kowloon  
Hong Kong  
Tel: 852-2401-1200  
Fax: 852-2401-3431

#### 中国 - 北京

Tel: 86-10-8528-2100  
Fax: 86-10-8528-2104

#### 中国 - 成都

Tel: 86-28-8665-5511  
Fax: 86-28-8665-7889

#### 中国 - 重庆

Tel: 86-23-8980-9588  
Fax: 86-23-8980-9500

#### 中国 - 香港特别行政区

Tel: 852-2401-1200  
Fax: 852-2401-3431

#### 中国 - 南京

Tel: 86-25-8473-2460  
Fax: 86-25-8473-2470

#### 中国 - 青岛

Tel: 86-532-8502-7355  
Fax: 86-532-8502-7205

#### 中国 - 上海

Tel: 86-21-5407-5533  
Fax: 86-21-5407-5066

#### 中国 - 沈阳

Tel: 86-24-2334-2829  
Fax: 86-24-2334-2393

#### 中国 - 深圳

Tel: 86-755-8203-2660  
Fax: 86-755-8203-1760

#### 中国 - 武汉

Tel: 86-27-5980-5300  
Fax: 86-27-5980-5118

#### 中国 - 西安

Tel: 86-29-8833-7252  
Fax: 86-29-8833-7256

#### 中国 - 厦门

Tel: 86-592-238-8138  
Fax: 86-592-238-8130

#### 中国 - 珠海

Tel: 86-756-321-0040  
Fax: 86-756-321-0049

#### 台湾地区 - 高雄

Tel: 886-7-213-7830  
Fax: 886-7-330-9305

#### 台湾地区 - 台北

Tel: 886-2-2500-6610  
Fax: 886-2-2508-0102

### 亚太地区

#### 台湾地区 - 新竹

Tel: 886-3-6578-300  
Fax: 886-3-6578-370

#### 澳大利亚 **Australia - Sydney**

Tel: 61-2-9868-6733  
Fax: 61-2-9868-6755

#### 印度 **India - Bangalore**

Tel: 91-80-3090-4444  
Fax: 91-80-3090-4123

#### 印度 **India - New Delhi**

Tel: 91-11-4160-8631  
Fax: 91-11-4160-8632

#### 印度 **India - Pune**

Tel: 91-20-2566-1512  
Fax: 91-20-2566-1513

#### 日本 **Japan - Yokohama**

Tel: 81-45-471-6166  
Fax: 81-45-471-6122

#### 韩国 **Korea - Daegu**

Tel: 82-53-744-4301  
Fax: 82-53-744-4302

#### 韩国 **Korea - Seoul**

Tel: 82-2-554-7200  
Fax: 82-2-558-5932 或  
82-2-558-5934

#### 马来西亚 **Malaysia - Kuala Lumpur**

Tel: 60-3-6201-9857  
Fax: 60-3-6201-9859

#### 马来西亚 **Malaysia - Penang**

Tel: 60-4-227-8870  
Fax: 60-4-227-4068

#### 菲律宾 **Philippines - Manila**

Tel: 63-2-634-9065  
Fax: 63-2-634-9069

#### 新加坡 **Singapore**

Tel: 65-6334-8870  
Fax: 65-6334-8850

#### 泰国 **Thailand - Bangkok**

Tel: 66-2-694-1351  
Fax: 66-2-694-1350

### 欧洲

#### 奥地利 **Austria - Wels**

Tel: 43-7242-2244-39  
Fax: 43-7242-2244-393

#### 丹麦 **Denmark - Copenhagen**

Tel: 45-4450-2828  
Fax: 45-4485-2829

#### 法国 **France - Paris**

Tel: 33-1-69-53-63-20  
Fax: 33-1-69-30-90-79

#### 德国 **Germany - Munich**

Tel: 49-89-627-144-0  
Fax: 49-89-627-144-44

#### 意大利 **Italy - Milan**

Tel: 39-0331-742611  
Fax: 39-0331-466781

#### 荷兰 **Netherlands - Druenen**

Tel: 31-416-690399  
Fax: 31-416-690340

#### 西班牙 **Spain - Madrid**

Tel: 34-91-708-08-90  
Fax: 34-91-708-08-91

#### 英国 **UK - Wokingham**

Tel: 44-118-921-5869  
Fax: 44-118-921-5820

07/15/10