# AN1660

# 采用8位PIC16单片机的单相和多相交流感应电机的完整低成本设计和分析

*作者：* *Justin Bauer*
*Microchip Technology Inc.*

## 简介

本文档将详细分析如何采用PIC16F1509单片机驱动单相和多相交流感应电机（AC Induction Motor，ACIM），并且提供实验数据和仿真数据来全面论证整个设计。本应用笔记旨在说明如何使用三相逆变器电路为单相和多相交流感应电机添加速度控制和软启动功能。本文档不仅提供了一种低成本解决方案，而且提供了物料清单（Bill Of Material，BOM）、原理图、代码和PCB artwork文件。分析本文档后，读者可轻松地将参考设计和相关材料整合到有竞争力的产品中。为了保持低成本特性，设计中不包括功率因数校正。

本设计的目标应用是电机规格小于1马力（Horsepower，HP）的车库开门器。高于此规格的电机可能需要对现有BOM和高压侧电路布线进行较大改动。针对不同类型的电机和输入电压的硬件优化将会详细介绍。

直接在120V/60 Hz市电环境下运行带运转电容的¼ HP永久分离电容（Permanent Split Capacitor，PSC）电机所得的实验结果，将与通过多相逆变器板驱动相同电机所得结果进行比较。使用功率计和功率分析仪描述参考设计的特性。本文档的其余部分将分析这些结果以及补充的逆变器功能，如隔离I/O、可变频率（V/f）控制、反馈和稳压。本文档介绍的整个程序和材料将足以使读者设计可重复试验。

三相应用同样可以使用此逆变器板，且只需极少的软件改动；但是，本文档不提供相应结果的详细分析。本应用笔记涵盖有关三相电机的设置和测试步骤的说明。

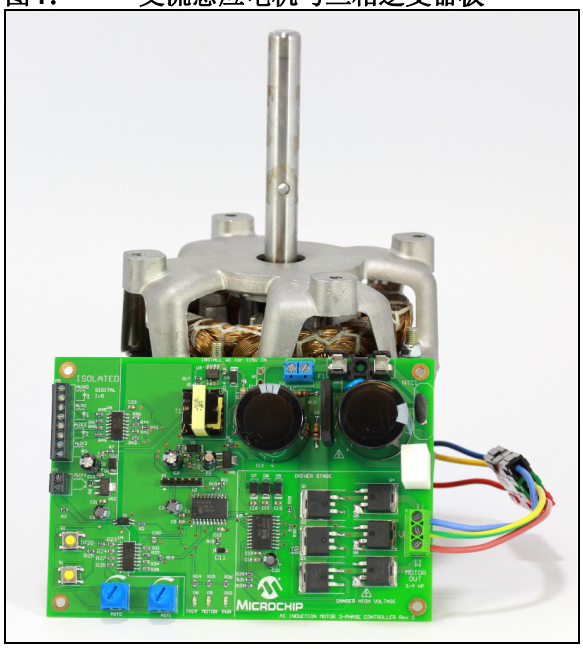
下面概述了使用逆变器板驱动单相电机的优点：

- 无需继电器和运转电容——可提高可靠性
- 速度/转矩控制
- ½ HP及以下规格的电机无需散热器
- 同一逆变器支持单相和三相电机，只需更改一行代码即可切换
- 隔离的用户接口
- 独立的绕组驱动（负载平衡）

本文不涉及感应电机的工作原理及其构造。有关此主题的更多信息，请参见参考2中的AN887。有关Microchip交流感应电机应用笔记的完整列表，请访问www.microchip.com/motorcontrol/。

本文档的最后一章包含了读者可能想要深入研究的建议列表。

**图1：** 交流感应电机与三相逆变器板




© 2014 Microchip Technology Inc.

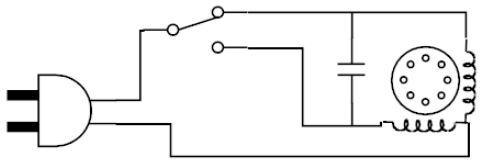
## 传统单相交流感应电机拓扑

PSC单相感应电机通常是此类电机中最简单和应用最广的一种（见“参考资料”一节）。其启动转矩小、电流低，但由于需要昂贵的无极性运转电容而导致效率低。这种电容通常比电机的其余部分更早出现故障，因此这种依赖性会带来维护问题。

## 拓扑

PSC单相感应电机也很少被称为双相电机，因为如果两个绕组间没有足够的相移，电机将无法运转。电容可放置在输入信号和绕组中间，以产生约90度的相移。

**图2：　传统单相交流感应电机拓扑**



**注：**　电容提供产生旋转磁场所必需的相移。

通常将开关替换为继电器，后者可通过交换超前相或滞后相来控制方向。电容值通常由电机制造商指定，对于规格小于1 HP的电机，电容值范围有时为5-50 μF。应仔细选择电容以尽量修正功率因数来达到最大功率效率。电压额定值通常较高，约为220-450V，具体取决于输入电压。电容不得极化，因为其两端为交流电压。如果此电容发生故障，电机将停止运转。因此，选择合适的电容至关重要。

## 损耗

实际电容具有电阻，并且会发热，因为其等效串联电阻会消耗RMS交流纹波电流。

永久安装的电容会牺牲停止时的启动转矩能力，以减少运行时的转矩波动。由于电容的VA额定值较高，因此通常选择满足最低启动性能要求的电容，而导致运行效率低。

对于没有相同绕组的电机，必须向两个相馈送不同的电压。这种不对称是由于电容会与电机电感形成谐振电路所致。因此，这会提高其中一个绕组的电压并导致电流不均。

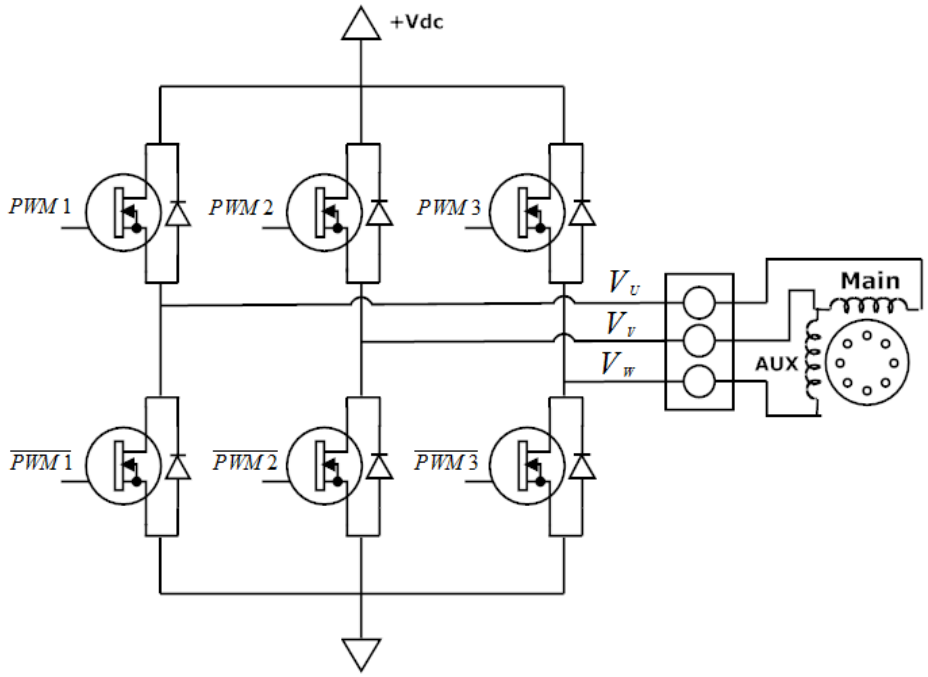

© 2014 Microchip Technology Inc.

## 逆变器电桥单相交流感应电机拓扑

### 拓扑

三相逆变器可用做永久电容的替代，如图3所示。

**图3：　带三个半桥的单相逆变器**




**注：**　使用六个PWM信号驱动所连接的鼠笼式PSC电机。

此拓扑的优点是能够调整电机速度并为各绕组提供适当的电压，以防弱磁绕组过载。对交流输入整流后将生成VDC。有关整个系统的概述，请参见图31。可变频率驱动（Variable Frequency Drive，VFD）是用于提高和降低电机频率的控制算法。有关V/f控制的更多信息，请参见参考3。

## 相位偏移

即使线圈的驱动各不同相，电机仍将在无电容的情况下运转。这可通过用软件创建三个相来实现。随后这三个相电压可相互参考以在两个电机绕组上产生两个波形。公式1显示了如何将其中一个相（Vv）作为参考（中性）来产生两个波形。以下公式在AN967（见参考6）的公式4到公式6中有更详细的介绍，这三个公式分别描述了时域中的三个相。

**公式1：　电机绕组公式**

$$V_{main} = V_U - V_V$$

$$V_{aux} = V_W - V_V$$

> **注：** AN967（见参考6）中的图11更详细地介绍了各相的相量。

Vu、Vv和Vw是利用PWM技术通过软件创建的三个相。公式2给出了正弦波形的一般时间域表达式，该表达式用于绘制和分析电机上的电压。

**公式2：　一般正弦表达式**

$$A_t = A_m \sin(\omega t \pm \theta) + V_{DC}$$

| 符号 | 说明 |
|---|---|
| $A_t$ | 随时间变化的波形 |
| $A_m$ | 波形幅值 |
| $V_{DC}$ | 直流（DC）偏移 |

公式3给出了在应用随时间变化的正弦波的一般表示后的各个逆变器相。

**公式3：　各相表达式**

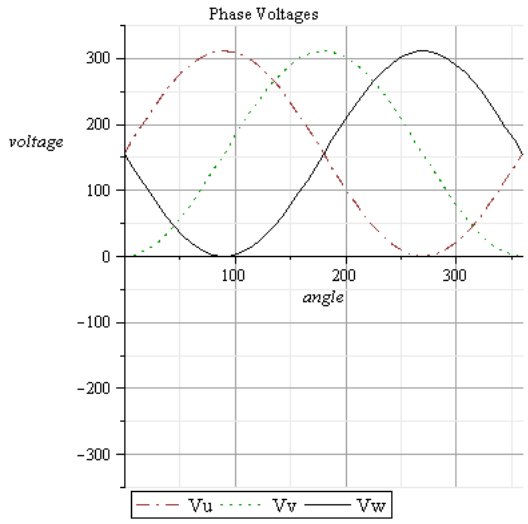
$$V_U = V_{DC} \sin\left(\frac{\pi}{180}t\right) + \frac{V_{DC}}{2}$$

$$V_V = V_{DC} \sin\left(\frac{\pi}{180}t - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{V_{DC}}{2}$$

$$V_W = V_{DC} \sin\left(\frac{\pi}{180}t - \pi\right) + \frac{V_{DC}}{2}$$

相位幅值等于整流后的直流电压。由于正弦波在正负方向的摆动比例必定相同，因此存在VDC/2的直流偏移电压。PI/2项表示90度相移，如图4所示。

**图4：　逆变器输出的三个相**



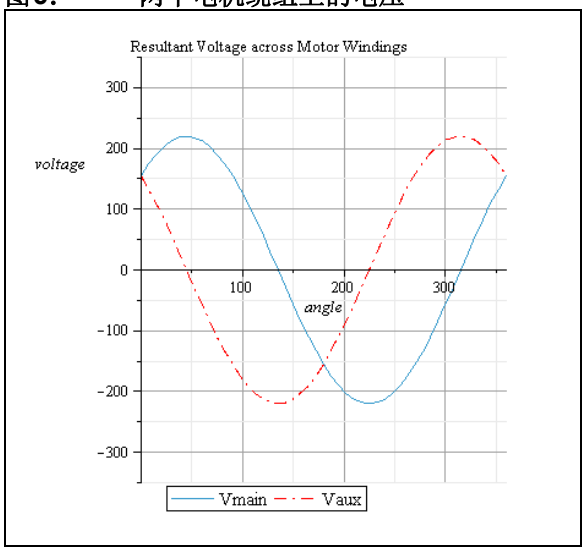

> **注：** Vu和Vw与中间绕组Vv的相位各相差90度。

相Vv被视为中性相。每个绕组都将Vv作为参考。


© 2014 Microchip Technology Inc.

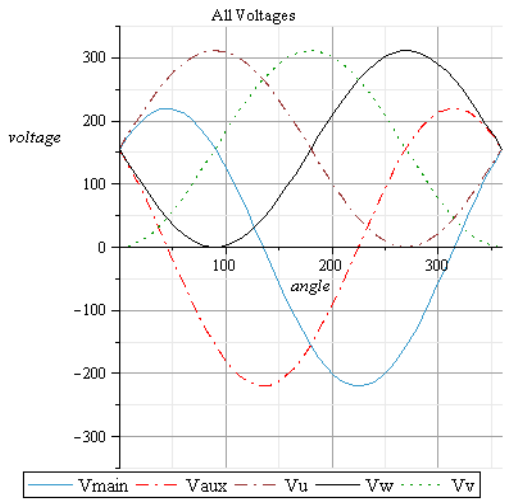
图5给出了在两个具有相同幅值的绕组上实现的两个波形。

**图5：　　两个电机绕组上的电压**




如图5所示，峰值电压远低于原始电压311V。将公式3中的值代入公式1并确定辅助波形和主波形中出现最大电压的位置后，峰值电压的计算结果为 $\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\bullet\frac{V_{DC}}{2}\right)$，或小于直接将电机通过电容连接到220 VRMS电源时峰值电压的70%。电机定子上产生的两个交流波形仅利用了可用直流电源电压的70%。图6显示了公式3中的三个相波形以及公式1中的两个电机波形。

**图6：　　所有相电压**




**注：**　请注意，VMAIN 和 VSTART 的最大峰值电压永远不会达到直流母线电压的全电势。

电机上生成的波形并未利用全部输入直流母线电压。

因此，使用空间矢量PWM来恢复缺失的这部分电压；但是，此策略仅适用于各绕组之间相位相差120度的三相电机。向正弦波添加第三条基波以利用全部的直流电压。此逆变器板随附的软件包含带修改值的查找表。

图7显示了流过绕组的电流。

**图7：　　使用电流探头测得的通过线圈的电流**

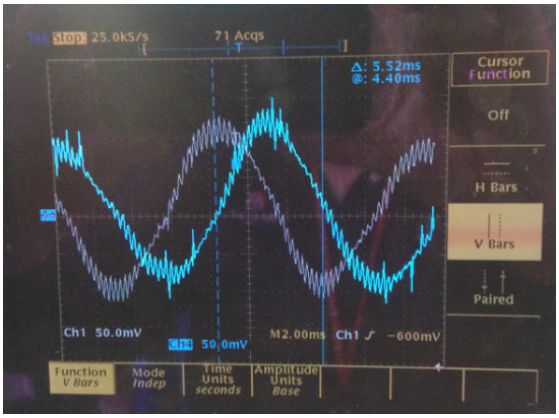



图7中的两个电流相位相差约90度。

## 单相电机的PSC与逆变器比较

### 简介

本节介绍PSC运行方法与不带运转电容的逆变器方法的科学比较。表1列出了所执行测试的汇总。

**表1：　测试汇总**

| 测试 | 目的 |
|---|---|
| 转矩 | 特征化可变频率驱动对电机转矩的影响。 |
| 加速度和速度 | 确定哪种方法下电机轴的转速最快并确定负载的加速度。 |
| 效率 | 将输出功率的有功分量与输入功率比较，并测量功率因数和其他低效特征。 |

这三项测试涵盖了电机控制中的大部分设计注意事项。这些测试都不需要其他测试中的特殊设置。三项单独测试中的每个分析都使用相同的数据子集。

### 设备

表2列出了测试期间使用的设备。

**表2：　使用电流探头测得的流过线圈的电流**

| 目的 | 型号 |
|---|---|
| 三相功率分析仪 | Yokagawa WT1806 |
| 制动源（功率计） | Magtrol Hystersis 715-D |
| 可编程控制器（功率计） | Magtrol DSP6001 |
| PC控制测试软件（功率计） | Magtrol M-TEST7 |
| 1800W交流电源 | California Instruments 2001RP |

测试期间使用了WEG的单相电机。其铭牌上的内容请参见表3。

**表3：　电机铭牌内容**

| 属性 | 值 |
|---|---|
| 规格 | 1/4 HP |
| 类型 | 单相ACIM |
| 极点数 | 4 |
| 频率 | 60 Hz |
| 电压 | 220V |
| 电流 | 1.2A |
| 运转电容 | 12 μF |
| 速度 | 1645 RPM |
| 主绕组电阻 | 13Ω |
| 辅助绕组电阻 | 13Ω |

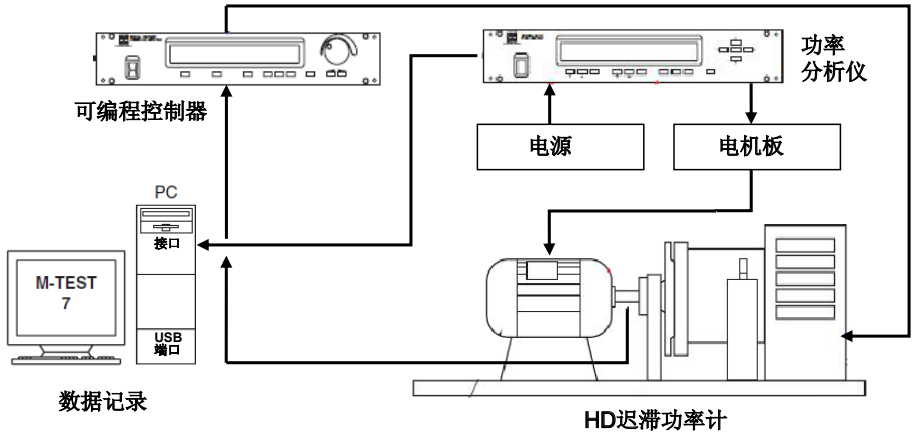

© 2014 Microchip Technology Inc.

此特定电机具有平衡的绕组配置。两个绕组的电阻和电感均相同。本文档中显示的结果将与采用其他各种方式构造的电机不同。

## 测试设置

图8给出了整个测试设置。

**图8：　功率计上的测试设置**




**注：**　霍尔效应传感器用于测量轴速。可编程控制器将M-TEST 7软件中的测试设置应用到功率计并读取施加的转矩。所有其他读数由功率分析仪测量并记录。

系统输入为单相、双线（1P2W）电压（220V，60 Hz）。功率分析仪的单元件输入也针对1P2W进行配置。功率分析仪的输出馈入逆变器上的两个端子。逆变器具有可选的倍压器，但由于输入电压高于115V，测试期间并未使用。三根导线连接到电机绕组，如图3所示。

PC接口运行M-TEST软件，该软件用于配置可编程控制器，因而也可配置功率计。进行测试时，可编程控制器将调整功率计以施加特定的制动力。开始测试前，使电机达到其最大自由运行速度。当达到特定频率下的最大速度时，测试开始。测试的持续时间取决于电机起始速度。

M-TEST软件对电机执行已取消惯性的动态斜坡测试。斜坡测试以50 RPM为步长降低电机速度，直到达到最小值150 RPM。单个堵转读数通过20个数据点推断得出。

所有测试的持续时间均少于60秒，因为定子中长时间的大电流会损坏电机绝缘。

**注：**　请参见电机制造商建议中有关长时间强度测试（堵转）的内容。

表4列出了整个测试期间逆变器板的属性。

**表4：　逆变器板调制属性**

| 属性 | 值 |
|---|---|
| 开关频率 | 7.82 kHz |
| 正弦表查找值 | 64 |
| 死区 | 最大值420 ns |

测试完成后，功率分析仪和电机反馈的读数将合并到一个电子表格中并通过MATLAB® X IDE进行绘制。

## 结果

本节展示了取自功率分析仪的量化数据。表5显示了所执行测试的汇总。

**表5： 测试汇总**

| 测试 | 目的 |
|---|---|
| 转矩 | 特征化可变频率驱动对电机转矩的影响。 |
| 加速度和速度 | 确定哪种方法下电机轴的转速最快并确定负载的加速度。 |
| 效率 | 将输出功率的有功分量与输入功率比较，并测量功率因数和其他低效特征。 |

这三类测试使用相同的数据点，但展示不同的部分。

相对于传统PSC方法，使用逆变器板的主要优势是，用户可控制电压和驱动频率。在逆变器板上测试了多个调制频率，以特征化对电机的影响，如最大转矩、速度和效率。

可以使用逆变器板调整电压和频率。1:1的电压频率比意味着电压与频率呈精确的线性关系。逆变器板可彼此独立地控制这两个参数以产生唯一结果。最大电压频率比表示在调整频率时保持电压最大值。

表6列出了对低于60 Hz的频率同时使用线性1:1电压频率比和最大电压频率比控制算法时所测试的频率及其最大转矩结果。

**表6： 采用1:1和最大V/f曲线的逆变器板测试结果**

| 频率（Hz） | 启动转矩（Nm） | 最大转矩（Nm） | 最大速度（RPM） | 最大效率（%） | 最大输出功率（W） | 注 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 30 | 0.472 | 0.472 | 819 | 30.0 | 29 | 1:1 V/f |
| 40 | 0.664 | 0.664 | 1170 | 29.5 | 42 | 1:1 V/f |
| 50 | 0.765 | 0.777 | 1430 | 34.8 | 66 | 1:1 V/f |
| 60 | 0.742 | 0.788 | 1770 | 37.7 | 87 | 逆变器 |
| 60 | 0.830 | 1.63 | 1760 | 47.1 | 227 | PSC方法 |
| 70 | 0.670 | 0.724 | 2020 | 39.2 | 94 | — |
| 80 | 0.53 | 0.576 | 2310 | 37.8 | 87 | — |
| 90 | 0.375 | 0.436 | 2530 | 33.3 | 77 | — |
| 120 | 0.195 | 0.218 | 3340 | 28.6 | 56.6 | — |
| 30 | 2.12 | 2.49 | 905 | 29.6 | 106 | 最大V/f |
| 40 | 1.61 | 1.62 | 1170 | 35.8 | 109 | 最大V/f |
| 50 | 1.16 | 1.16 | 1490 | 38.7 | 105 | 最大V/f |

简而言之，逆变器能够在启动时带动较大规格的负载；但其功率远低于单电容电机的功率。本节其余部分将更详细地分析表6中的数据。

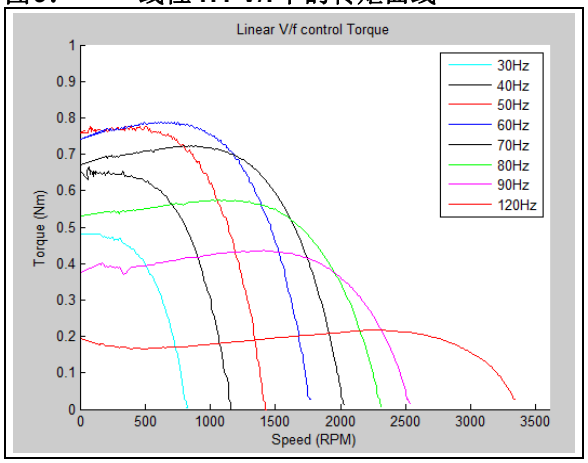

© 2014 Microchip Technology Inc.

## 转矩

启动转矩是电机应用中最重要的特征之一。如果电机无法在0 RPM（堵转）下带动负载，那么任何其他属性都无关紧要，因为负载不会移动。

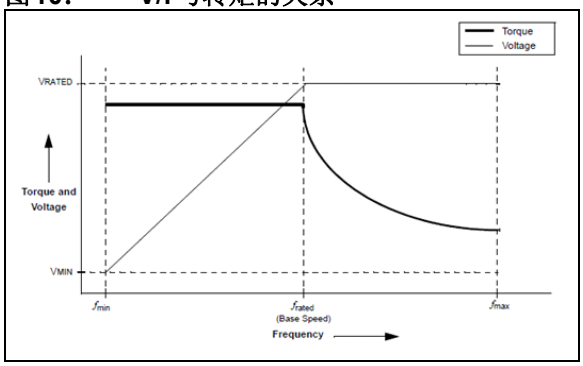
图9显示了按电机轴转速绘制的转矩曲线。

**图9： 线性1:1 V/f下的转矩曲线**




从曲线可明显看出，按照电机设计，电机在频率为50-60 Hz之间时具有最高启动转矩，约为0.75 Nm。高于或低于60 Hz的频率下转矩较低。V/f斜率决定了频率低于60 Hz额定值时的频率特性。理想情况下，1:1的电压频率比应得到恒定转矩，如图10所示。

**图10： V/f与转矩的关系**




但是，图9中的低频图未显示恒定转矩。为了理解这一现象，必须先讨论可变频率驱动的原理。

## 可变频率驱动

感应电机产生的转矩遵循下面的公式4。

**公式4：**

$$T = K_1 \phi_m I_2$$

不计定子阻抗产生的压降，磁通量为：

$$\phi_m = K_2 \frac{V_1}{f_1}$$

其中：

| 符号 | 说明 | 单位 |
|---|---|---|
| T | 电机轴上的可用转矩 | Nm |
| $\phi_m$ | 磁通量（Wb） | Wb |
| $I_2$ | 转子电流（A）~与负载成比例 | A |
| $V_1$ | 定子电压 | V |
| $K_1K_2$ | 常量~与电机设计成比例 | — |

如果给定恒定的转矩负载，则成比例变化的电压幅值和频率将产生恒定磁通，因此，电流保持不变时转矩保持恒定。更多信息，请参见参考8下列出的WEG技术指南。

在实际应用中，实际电压/频率比通常限制在特定范围内并且不是精确的1:1。电机电压就是这样一种限制。过压将损坏定子的绝缘并导致电机提前发生故障。

在额定频率以上，频率增加时电压保持恒定。这会导致磁通减少并且电机转矩开始逐渐降低。更多信息，请参见参考8下的WEG技术指南。

频率低于60 Hz时，由于存在电机损耗以及电机驱动器误差，需要对电压频率比进行微调。图9使用1:1电压频率比创建，并未显示恒定转矩曲线。图11显示了斜率接近于零（通过在调整频率时将电压保持在最大值实现）的V/f曲线。低于最优频率60 Hz时，保持最大电压。

**图11： 最大V/f控制转矩曲线**

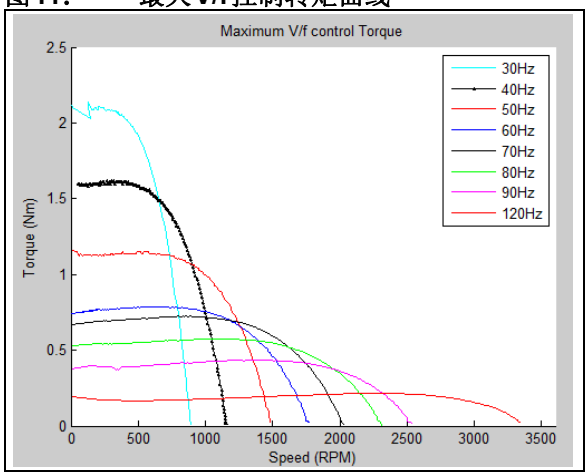
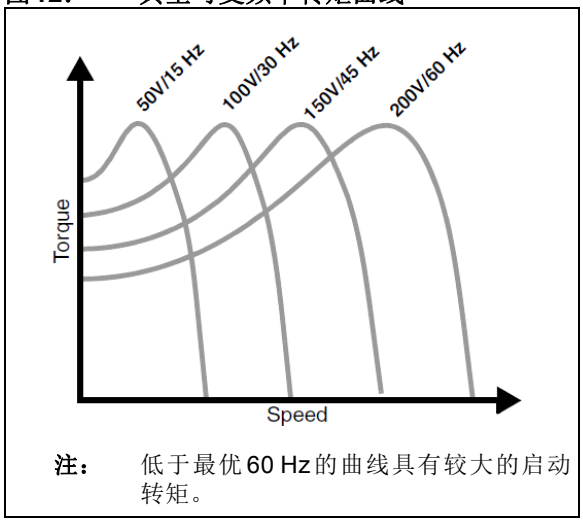



图11清楚地表明，当V/f斜率从1:1降至接近0:1时，转矩将随着频率的降低而大幅增加。低频率会导致电感阻抗减小。向减小后的阻抗施加高电压会增大定子中的电流，从而产生更高转矩。

为获得此特定电机和逆变器板的线性转矩曲线，应在代码中对V/f曲线进行微调，直到低于最优频率的所有频率共用相同的移位转矩曲线。图12显示了典型NEMA A型电机的典型转矩曲线图。

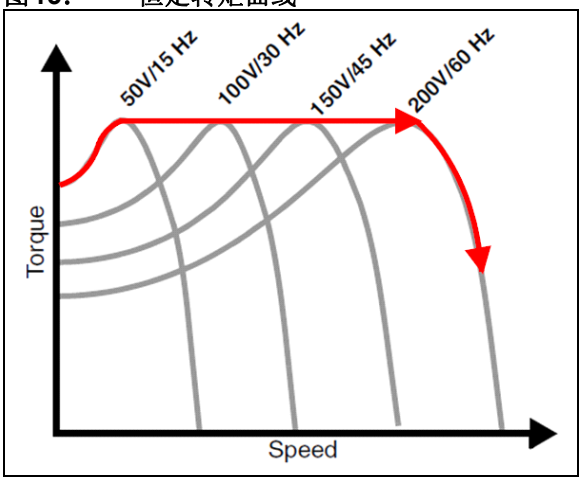
**图12： 典型可变频率转矩曲线**




**注：** 低于最优60 Hz的曲线具有较大的启动转矩。

如果需要最大转矩，则应调整频率增长的速率来*跳转*曲线，以利用临界转矩，如图13所示。

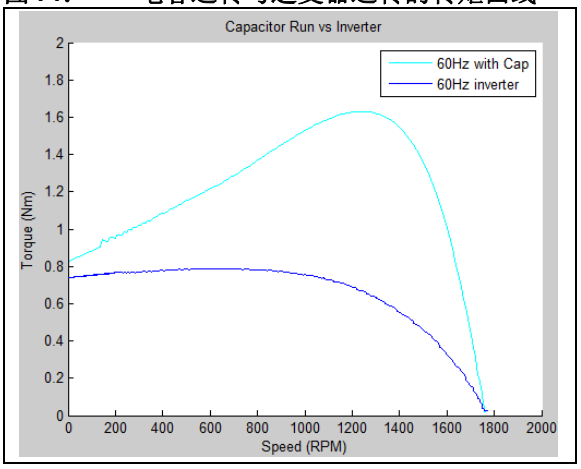
**图13： 恒定转矩曲线**




红线说明了软件应如何控制频率和电压才能使电机沿各转矩曲线的顶部运行。这将以恒定速率最大化产生的转矩。

图14显示了传统PSC方法在60 Hz下的转矩曲线与60 Hz逆变器方法的转矩曲线的比较。

**图14： 电容运转与逆变器运转的转矩曲线**





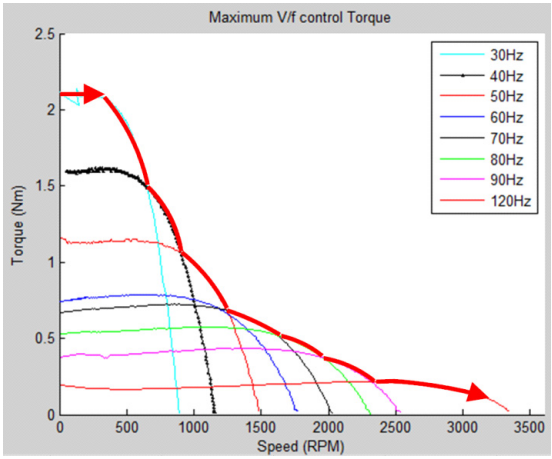
© 2014 Microchip Technology Inc.

两种方法的曲线形状有很大不同。在60 Hz下，电容方法比逆变器板展现出略大的启动转矩和更快的加速。逆变器板产生的曲线类似于D类设计电机的曲线，同时PSC运转拓扑产生类似的A类转矩曲线。永久电容导致的不稳定电压幅值会在定子内产生不稳定的磁通幅值。逆变器板尝试在每个绕组中产生相等的电流，因为该特定电机各绕组的阻抗相同。由于驱动拓扑中存在这些差异，因此转矩曲线的形状各不相同。

看一下堵转时的启动转矩，如果逆变器编程为仅将电机运行在60 Hz调制频率下，则逆变器无法与PSC方法一样带动相同大小的负载。但是，逆变器板可使用可变频率驱动带动更大的负载，如图11所示。设计人员还必须考虑大启动转矩与效率和速度之间的权衡。

电机长时间在输出转矩超过额定值的情况下工作将缩短电机的使用寿命，因为定子中的电流超过额定电流。图15显示了一个假设的电机工作情况，其中负载需要大启动转矩以克服静摩擦等应力。这被视为硬启动。

**图15：　硬启动曲线**

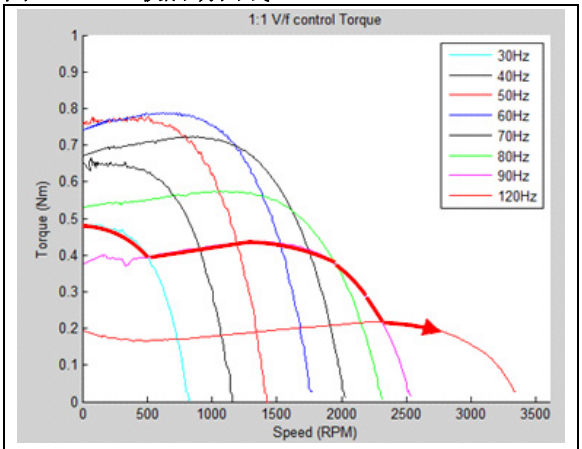



**注：**　红线是假设的路线。

一个重要的考虑因素是确定何时停止增大频率。如果负载需要至少0.4 Nm的转矩才能带动，则逆变器板应配置为在80 Hz频率左右停止硬启动。如“效率”一节所述，满负载转矩应与正确的曲线相匹配，以在电机加速到运行速度时使效率最大化。如果频率增加过快，电机将停转且无法恢复，直到重置V/f曲线并进行相应调整为止。

图16显示了软启动，这种启动方式降低了电机加速到运行速度时的初始应力。

**图16：　软启动曲线**




**注：**　红线是假设的路线。

V/f曲线的变化应根据各个特定应用进行调整。选择一条频率曲线并持续使用可能更加实际和容易。

总结

**1. 启动转矩**

逆变器板可提供最大的启动转矩，这在负载固定且需要大启动转矩的应用中可以说是最重要的设计属性。逆变器板必须相应地配置V/f斜率才能实现这些大转矩值。这种修改的缺点是定子消耗的电流非常大，并且如果按照曲线到达正常运行位置，电机的最大速度较慢。设计人员应在修改施加的电压和频率之前了解电机规格。

**2. 标称运行速度（60 Hz）**

如图14所示，在电机的整个工作范围内，PSC方法可获得更大的启动转矩和运行时转矩。如果逆变器板未利用电压和/或频率的控制功能且仅在其标称频率下运行电机，则PSC方法是在输出转矩方面成本更低且功能更强大的替代方案。

**3. 转矩范围**

可通过逆变器板轻松调整用于适应仅需要低转矩的电机的设置。这通常可延长电机的使用寿命，而且能够节能并将热量排放到周围环境中（如车库）。逆变器可更改频率和电压，这是PSC有限的导通和关断控制所无法实现的。使用永久电容时，电机的规格必须大于所需规格，并且可能无法在满额定负载下工作。

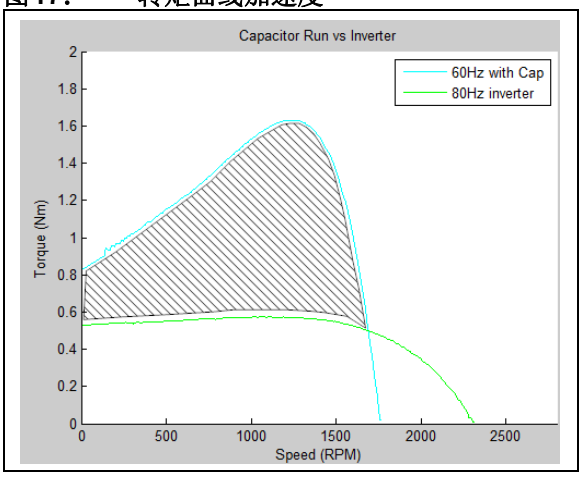
加速度和速度

V/f控制最明显的优点是设计人员可控制电机轴的转速。转速越快，将负载推至或拉至目标位置的时间越短。在车库门或门控系统应用中，比竞争对手更快地升起车门是取胜的关键设计。

- 角加速度∝施加的转矩
- 加速转矩∝可用的电机转矩——负载转矩

大转矩将使电机轴更快加速到给定速度。图17显示了60 Hz下的运转电容方法与80 Hz下的逆变器板的比较。

**图17： 转矩曲线加速度**




阴影区域表示上方曲线比下方曲线有更多的转矩可用于加速。尽管80 Hz曲线最高可达2300 RPM，但与电容方法相比，电机需要花费更长时间才能达到该速度。沿80 Hz曲线加速将使必须长距离移动负载的应用受益，因为可以保持较高的平均速度。短距离应用可受益于使用电容方法的60 Hz曲线，因为80 Hz曲线需要更长时间提速。


© 2014 Microchip Technology Inc.

请注意，此特定电机有四个极点。60 Hz时，可根据公式5计算其同步速度。

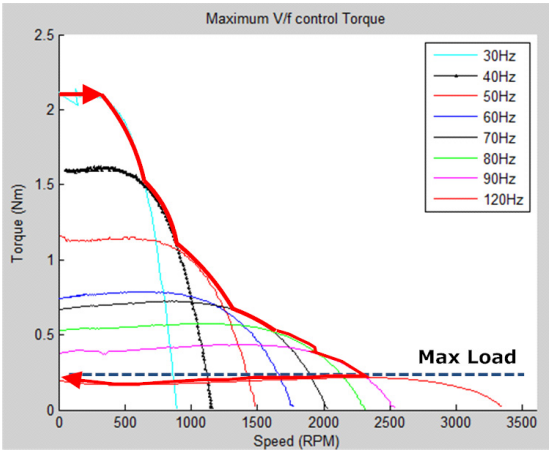
**公式5：**

$$N_S = \frac{120 \bullet f}{P} = \frac{120 \bullet 60}{4} = 1800 \text{ RPM}$$

| 符号 | 说明 | 单位 |
|---|---|---|
| $N_S$ | 同步速度 | RPM |
| $f$ | 施加的电源频率 | Hz |
| P | 极点总数 | — |

还可以通过查看图16并找到转矩曲线接近“0”值的位置来定性地确定电机的同步速度。达到同步速度后，提高频率，同时保持电压恒定。这会减少电机轴上的可用转矩，但可提高电机轴转速。要利用速度上的提高，设计人员应适当调整电机规格和步进速度，以达到合适的最终转速。请记住，如果软/硬启动提速过快或所遵循的曲线无法继续带动负载，电机将按曲线回退（0 RPM）并且电机将停转，如图18所示。

**图18：　频率升高过快**




**注：**　红线是假设的路线。

如果由于频率跳动过快而穿过最大负载线，电机将按照电流曲线回退至0 RPM而停转（即，可用转矩不足以驱动负载）。

请参见“软件”一节了解有关可用于防止电机停转的设置的更多信息。

总结

**1.　速度范围**

逆变器板可使电机超越采用PSC方法驱动的同类电机。PSC方法只能在一种频率下驱动，因此无法超过其同步速度。

**2.　加速度**

特定速度下的最大转矩与负载实际所需转矩之间的差异将决定电机升起车库门的速度。特定速度下，较大差值将使车库门的升起速度更快。

效率

本节将分析公式6中定义的系统效率。

**公式6：**

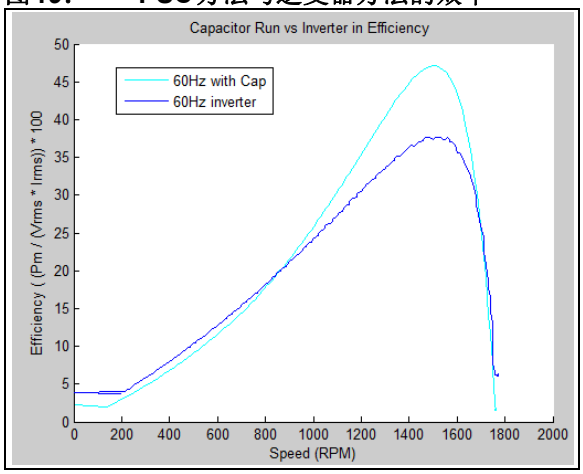
$$\eta = \left(\frac{P_m}{V_{rms} \bullet I_{rms}}\right) \bullet 100$$

| 符号 | 说明 | 单位 |
|---|---|---|
| η | 总体系统效率 | — |
| $P_m$ | 电机输出 | W |
| $V_{rms}$ | 输入RMS电压 | V |
| $I_{rms}$ | 输入RMS电流 | A |

请注意，效率由电机轴的输出功率除以系统输入功率的有功分量所得。在此模型中，电机以及逆变器板的损耗合计在一起。未来的测试可能还需要将一个单相三线（1P3W）测量元件放在逆变器板与电机之间，以进一步特征化损耗。有关对未来测试的其他建议的更多信息，请参见“建议”一节。

图19显示了60 Hz时PSC和逆变器板的效率。

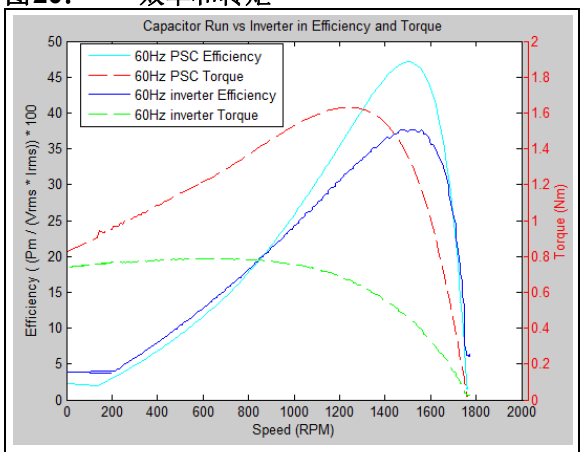
**图19： PSC方法与逆变器方法的效率**




系统在60 Hz下使用PSC方法运行（见图19）时的效率比使用逆变器方法时的效率大约高10%。

图20在同一张图中绘制了效率和转矩。

**图20： 效率和转矩**

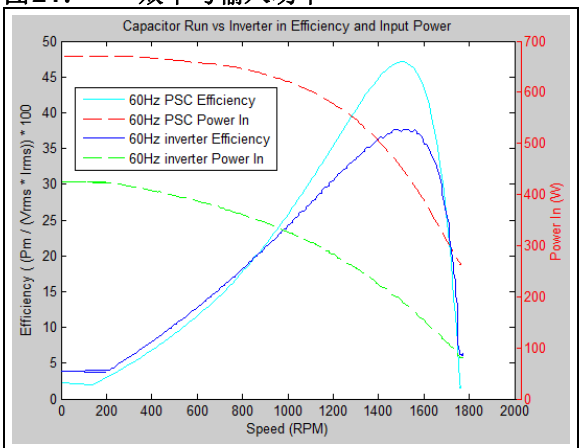



**注：** 虚线代表转矩曲线。其坐标轴在右侧。

两种方法中，电机的峰值效率几乎同时达到。典型感应电机在距离其同步速度几个百分点处运行效率最高。请注意，电机转矩最大时，电机并未以最大效率运行。

另一个重要特性是电机的输入功率和输出功率。图21显示了效率连同输入功率。

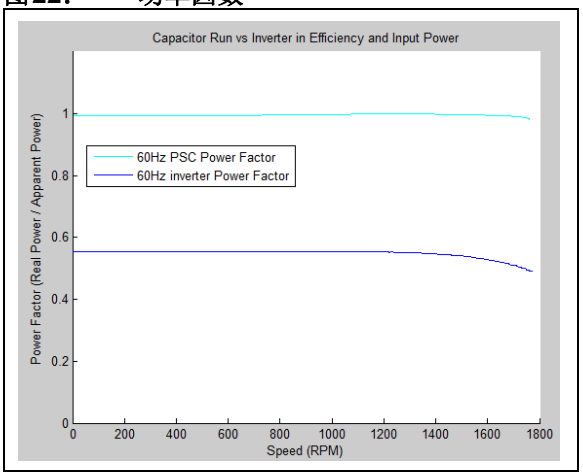
**图21： 效率与输入功率**




**注：** 虚线代表功率曲线。其坐标轴在右侧。

图22所示的进一步分析显示，许多输入功率并未被消耗，而是作为无功功率被浪费。

**图22： 功率因数**

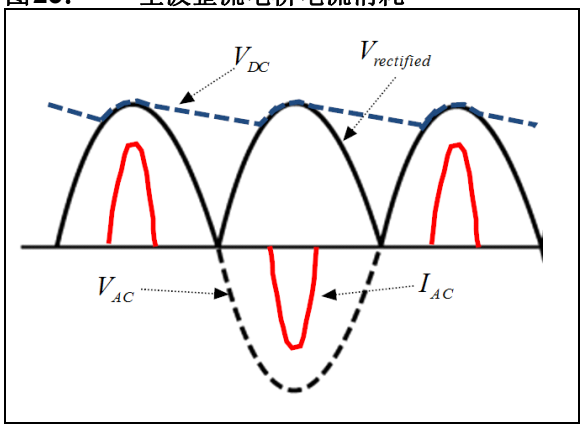



超过一半的电能存储在逆变器板的电容和电感元件中。PSC方法的功率因数（Power Factor，PF）接近于“1”，因为电容与电机的电感紧密匹配。此外，PSC方法中也没有用于支持典型电路（如单片机和传感器输入）的功率级。因此，功率因数的比较首选PSC方法，因为其采用基本且非典型的设置。


© 2014 Microchip Technology Inc.

功率因数低可归结于逆变器板电源的整流级，如图23所示。

图23： 全波整流电桥电流消耗




仅当直流电压低于交流输入的峰值电压时，两个大直流电容才会消耗电流。因此，当输入电压给电容充电时，短时间内会出现大峰值电流。由于存在开关元件，所汲取的电流将具有很大的谐波含量。

高电感电机还会将无功功率导入到输入系统中，这会降低系统的总效率。设计人员最好设置无源功率因数校正以改善设计。

这将使来自电力公司的电压和电流消耗变得效率低。由于逆变器的低成本特性，因此并未设置功率因数校正。改进的功率因数将大幅增加输入功率的有功分量。

使用红外线成像来比较电机在两种方法下的定子损耗。电机未连接任何负载，并设置为运行于60 Hz 220V。

图24： 使用PSC方法的电机

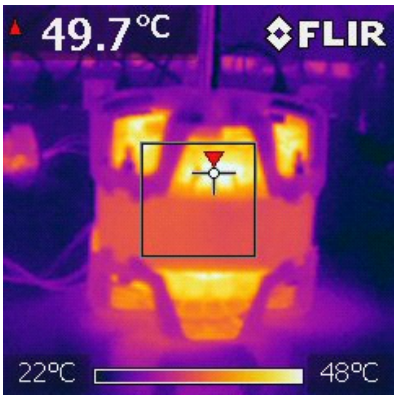
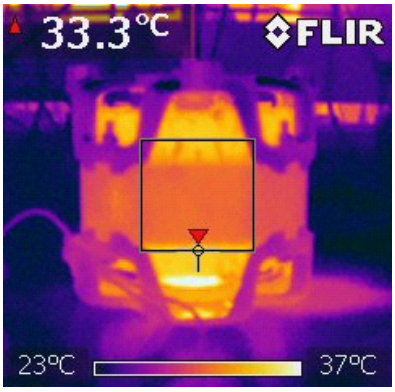



图25： 由逆变器驱动的电机

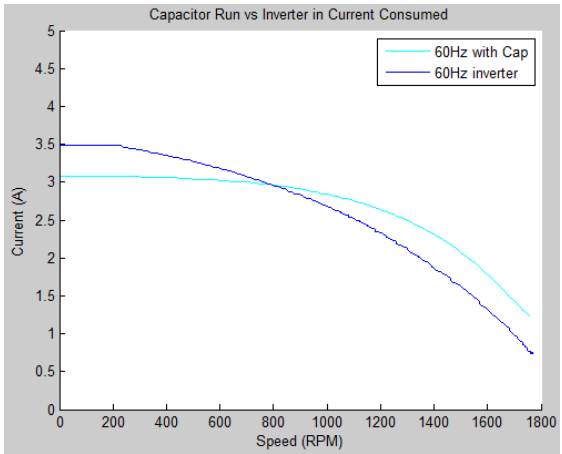



如图24和图25所示，在相同输入条件下，通过运转电容驱动的电机的定子在运行时的温度高于使用逆变器方法时的温度。底部的温度范围指示了整个图片的整体温升。框中的箭头仅指示框中温度最高的部分。设计人员必须考虑当前和整体的功率输入/输出曲线，才能得出PSC方法会产生更多定子损耗的结论。感应电机在PWM电压馈电时的效率比纯正弦电压馈电时的效率低，因为PWM中的谐波会使损耗增加。

还应对逆变器上的开关元件产生的谐波进行附加分析，以特征化定子损耗。有关可改善数据的进一步测试，请参见“建议”一节。

对两种系统中的电流也进行了分析（见图26至图28）。

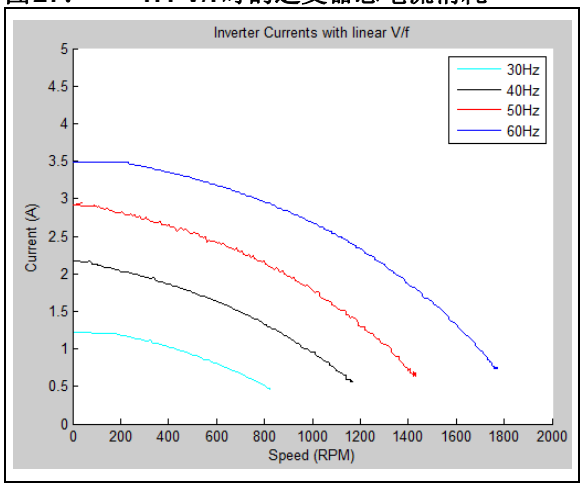
图26： 60 Hz时的总电流消耗



两种方法中整个系统消耗的电流量相似，但电机启动时逆变器多消耗约500 mA。如果将倍压器用于115V系统，则理论上逆变器中的电流将加倍。

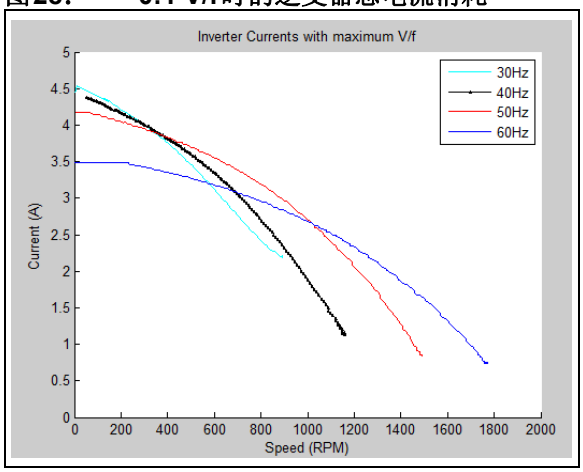
在60 Hz下工作时，电流的减小取决于V/f斜率。

**图27： 1:1 V/f时的逆变器总电流消耗**




但是，如果将电压保持在恒定最大值，并且频率降至30 Hz，则电流将大幅升高，如图28所示。

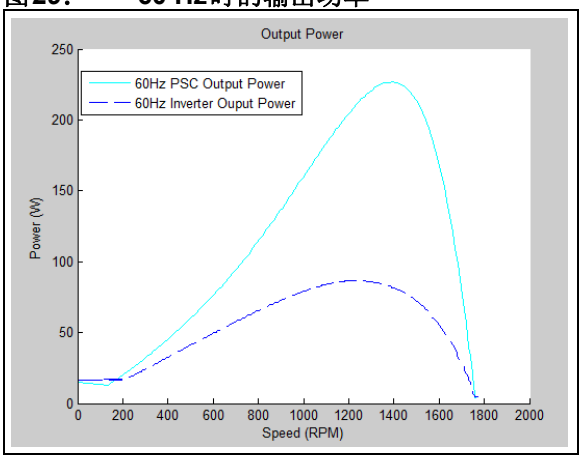
**图28： 0:1 V/f时的逆变器总电流消耗**




由于存在感性负载，频率降低会使阻抗变低并导致电流大幅升高。逆变器板中的限制因素是直流电容中的纹波电流。有关设计限制的更多信息，请参见表19。

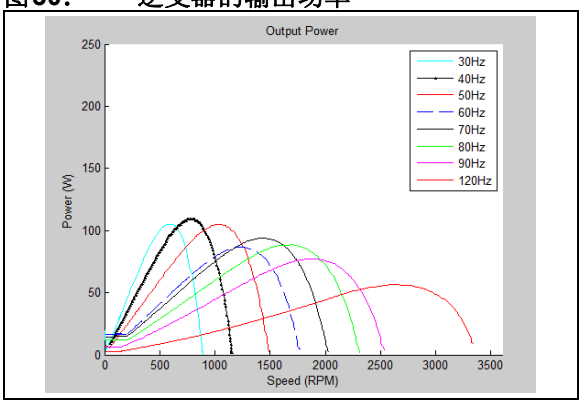
还将逆变器方法与PSC运行方法下的电机机械输出功率进行了比较，如图29所示。

**图29： 60 Hz时的输出功率**




逆变器降低了输出功率能力。如果要使用逆变器直接替换PSC应用，设计人员应考虑这一点。这主要是由于30% VDC使用损耗（如图6所示）以及谐波损耗和低功率因数所导致。在较低频率下，即使在最大电压下，输出功率也不会增加太多。

**图30： 逆变器的输出功率**




请注意，图29和图30使用相同的Y轴刻度。


© 2014 Microchip Technology Inc.

总结

**1. 总体效率**

PSC运行电机的效率高出约10%，如公式6所示。逆变器运行电机中的损耗可归结于逆变器本身以及开关元件。

**2. 功率因数**

PSC方法具有几乎为1的功率因数。逆变器板的功率因数较低，因此会浪费电网中的电能。可增加功率因数校正来修正此问题。

**3. 输出功率**

PSC运行电机的输出功率要高得多，约为230W。电机规格为1/4 HP，因此预期输出功率至少为746/4 = 186W。逆变器板产生的功率略低于100W。临时替换情况下应注意这一关键差异。虽然逆变器板能够以较快速度举起更重的车库门，但驱动不带运转电容的分相电机时的功率大打折扣。

## 逆变器板

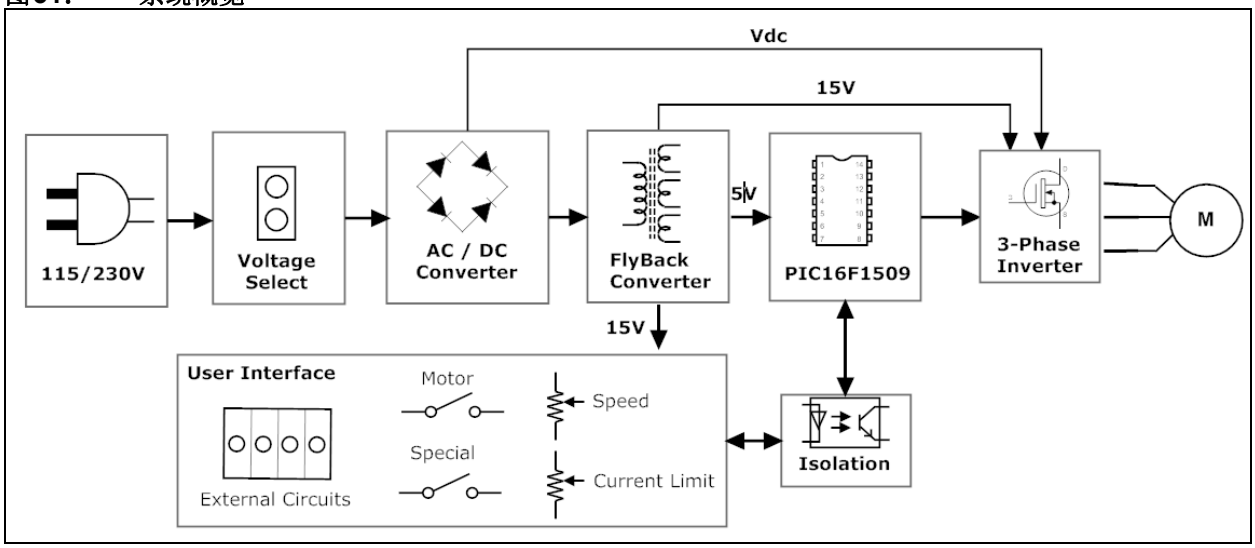
### 简介

逆变器板设计为用作应用特定的平台而非通用演示板。不过，它为用户提供了多个可用于交互和修改的输入和输出（I/O）。逆变器经过严格设计，可驱动单相或三相交流感应电机。**附录A：“物料清单”**的物料清单中的大多数部件已经过优化，能够驱动规格最高为½ HP的电机，而且其中一些部件（例如IGBT）属于高端部件，能够为设计人员提供更大的灵活性。阅读完该部分后，读者应了解此逆变器的限制及其软硬件优化。

### 概述

图31给出了整个系统的顶层概述。

**图31：　系统概览**




如果将跳线插入支持220V电机的115V系统中，则首先会使输入电压加倍。

> **注：** 有关配置设置的信息，请参见表20。错误的跳线设置可能导致逆变器板发生故障。

输入电压随后将被整流为直流母线电压。反激转换器随后使用该直流电压生成两个15V直流稳压电源。每个15V电源随后通过线性稳压器降压至5V。用户接口使用光电耦合器进行安全隔离。印刷电路板的丝网印刷层上清晰地标识了可以触摸的安全位置。PIC16F1509有六条PWM线，用于驱动与电机相连的三相逆变器。调制正弦波由经过整流的直流母线电压生成。电机运转时，微控制器将监视速度和限流设置以及反馈电流，以确保实现过流保护。

## 快速入门

首先应验证逆变器板的操作，如“验收测试”一节所示。通过验证后，用户便可根据表7所述元件及其用途来使用逆变器板。

**表7： 输入和输出快速入门**

| 元件 | 用途 |
|---|---|
| S0 | 启动/停止电机 |
| S1 | 启动/停止电机 |
| POT0 | 控制电机的速度和方向 |
| POT1 | 电机的电流限制器 |
| W1 | 用于在115V或230V输入之间进行选择的跳线。对于220V电机，跳线应插入115V输入（见表20） |
| P3 | 输入单相交流市电电压 |
| P4 | 电机输出端子 |
| P2 | 辅助输出 |
| P5 | 辅助输入 |
| F1 | 电机保险丝 |
| P1 | 在线串行编程（In Circuit Serial Programming™，ICSP™）插座 |

以下是使感应电机运转的基本步骤：

1. 请注意将连接到逆变器板上的电机的规格和类型。
2. 通过 P1 处的插座将单相十六进制文件或三相十六进制文件烧写到逆变器板上。烧写期间必须由PICkit™ 2提供5V电源。
3. 从ICSP™插座上拔出PICkit 2。
4. 在 F1 处的保险丝支架中放置一个可承载电机额定电流的保险丝。
5. 将三条电机线连接到端子P4。有关单相电机接线的信息，请参见图3。
6. 将115V或230V输入电压连接到端子P3。有关跳线设置的信息，请参见表20。
7. 此时，PWR绿色LED应点亮。
8. 将POT1中的滑臂置于中点位置。
9. 将POT0中的滑臂顺时针旋转到底。
10. 按下S0或S1来启动电机。
11. 电机应在120 Hz调制频率下缓慢斜升至最大速度。
12. 逆时针缓慢旋转POT0，以降低电机速度直至其停止。将POT0逆时针旋转到底将使电机反向运转。
13. 如果达到跳变点阈值，则调节POT1将触发自动关断。此时跳变LED将点亮。
14. 紧急关断事件过后，用户必须按下S0或S1以重新启动电机。


© 2014 Microchip Technology Inc.

## 特性汇总

逆变器板在设计上考虑了灵活性；因此，可以省略表8列出的一些特性来优化性能和成本。

**表8：　设计规范**

| 设计规范 | |
|---|---|
| 电机类型 | 单相和三相1/3 HP交流感应电机 |
| 交流输入电压 | 115 → 230V，单相 |
| 控制方法 | V/f，带软启动/停止，电流反馈；<br>空间矢量调制（Space Vector Modulation，SVM）（适用于三相电机） |
| 电机额定电压 | 120V或220V |
| PWM开关频率 | 3.9 kHz → 15 kHz |
| 电机频率范围 | 15 Hz → 120 Hz |
| 散热器 | 无 |
| 隔离 | 支持 |
| 过压保护 | 支持 |
| 欠压保护 | 支持 |
| 用户可配置速度 | 支持 |
| 用户可配置电流跳变 | 支持 |

由于选择了最佳单片机，因此默认代码将使用大部分输入/输出（I/O）。不过，仍有大量空间可供开发人员使用定制修改。此外，$I^2C$™线还处于空闲状态，可供添加的任意从器件使用。表9给出了满足设计规范所需的代码空间和模块数量。

**表9：　使用的资源**

| 资源类型 | 已使用 | 用户可用 |
|---|---|---|
| 程序存储器 | 2833（字） | 5359（字——65.4%） |
| 数据存储器 | 289 | 223（字节——43.6%） |
| CPU处理（$F_{PWM}$ = 7.8 kHz，$F_{OSC}$ = 16 MHz） | 70% | 30% |
| PWM通道 | 3 | 1 |
| CLC模块 | 3 | 1 |
| ADC通道 | 2 | 6 |
| 定时器 | 2 | 3 |
| 比较器 | 0 | 2 |
| $I^2C$™/SPI | 0 | 1 |
| 外部中断 | 4 | 6 |
| I/O线 | 16 | 1 |
| EEPROM | 0 | 0 |

## 单片机

图32显示了引脚标识及其用途，编程功能例外。

**图32： PIC16(L)F1508/9引脚标识**

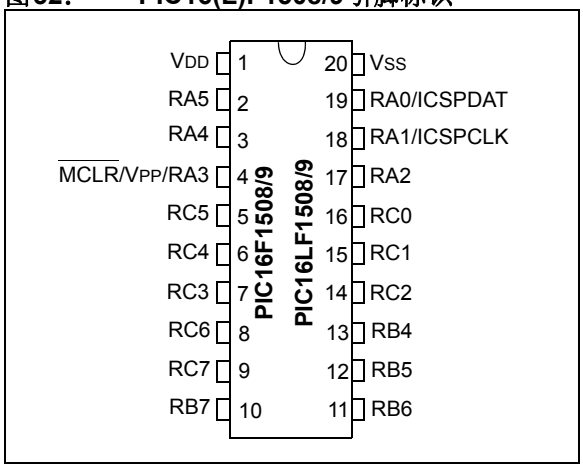



表10给出了引脚功能的完整列表。

**表10： 引脚功能**

| 引脚 | 输入/输出 | 数字/模拟/两者兼具 | 用途 | 注 |
|---|---|---|---|---|
| RA5 | 输出 | 数字 | PWR LED | |
| RA4 | 输入 | 两者兼具 | 按钮 | 2个共用输入 |
| RA3 | 输入 | 数字 | 专用输入 | 专用输入 |
| RC5 | 输出 | 数字 | 电机PWM | |
| RC4 | 输出 | 数字 | 专用输出 | |
| RC3 | 输出 | 数字 | 电机 | |
| RC6 | 输入 | 模拟 | 电流检测 | |
| RC7 | 输出 | 数字 | 电机LED | |
| RB7 | 输出 | 数字 | 电机 | |
| RB6 | 输出 | 数字 | $I^2C$™时钟 | 未使用 |
| RB5 | 输入 | 两者兼具 | 辅助输入 | 3个共用输入 |
| RB4 | 两者兼具 | 数字 | $I^2C$数据 | 未使用 |
| RC2 | 输入 | 模拟 | 电机速度 | |
| RC1 | 输出 | 数字 | 电机PWM | |
| RC0 | 输出 | 数字 | 电机PWM | |
| RA2 | 输出 | 数字 | 电机PWM | |
| RA1 | 空闲 | 模拟 | 空闲 | 空闲 |
| RA0 | 输入 | 模拟 | 电机电流限制 | |


© 2014 Microchip Technology Inc.

## 用户接口

逆变器板有多个输入和输出。其中一些输入和输出在单个引脚上复用，从而提供更多的I/O。所有用户接口要求通过两个四通道光电耦合器和一个单通道光电耦合器进行隔离。表11列出了用户接口输入和输出。

**表11： 用户接口输入和输出**

| 隔离的用户接口 | | |
|---|---|---|
| 数量 | 复用 | 用途 |
| 2 | 有 | 按钮 |
| 1 | 无 | 速度控制 |
| 1 | 无 | 电流限制控制 |
| 1 | 无 | 专用数字输出 |
| 1 | 无 | 专用数字输入 |
| 3 | 有 | 辅助数字输入 |

逆变器板提供了两个开关按钮和两个电位器。并且还提供了用于连接外部I/O（例如，车库门跳变传感器）的插座。两个电位器使光电耦合器电路中的晶体管在其放大区域偏置。由于光电耦合器LED的I-V曲线呈非线性，因此输出呈近似线性。每个电位器消耗30 mA范围的较大电流。

使用数字按钮或辅助输入时，可通过其偏置来产生电平变化中断（Interrupt-on-change，IOC）。这样，CPU无需持续检查引脚电平。无论何时检测到IOC，都必须读取ADC以确定哪个输入产生中断。

**图33： 复用按钮电路**

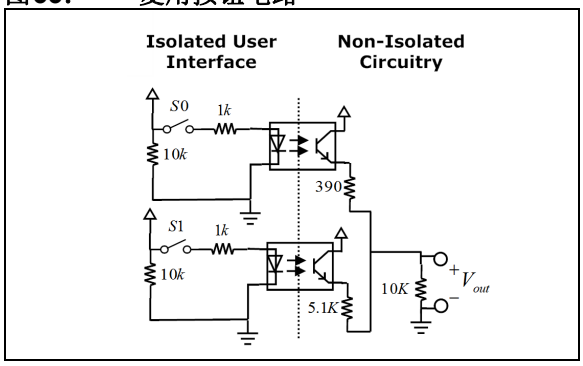



图33给出了单片机的单个输入引脚上有两个复用信号（S0和S1）的示例电路。390Ω电阻和5.1 KΩ电阻分别与10 KΩ电阻构成一个分压器。当按下开关0（SW0）时，S0处于有效状态，输出电压读数接近5V，如公式7所示。

**公式7： S0有效时**

$$V_{out} = 5V \bullet \frac{10k}{(10k + 390)} = 4.8V$$

当按下开关1（SW1）时，输出电压为3.3V，如公式8所示。

**公式8： S1有效时**

$$V_{out} = 5V \bullet \frac{10k}{(10k + 5.1k)} = 3.3V$$

两个电压之间相差较大，这样ADC便能确定哪个开关处于工作状态。PIC16F1509和所有增强型中档器件的电气规范均指定最大输入低电压为0.8V，最小高电压为2.0V，具体请参见“电气规范”一章（见DS40001609）中的设计参数编号41（D041）。这意味着，为使IOC正常工作，有效输入应高于2V，无效输入应低于1V。

## 软件

代码中所有函数和重要属性周围均有大量注释，以帮助读者轻松修改操作。本应用中使用的一些代码来自Microchip AN984（见参考7）。尤其是调制程序，其基于上述参考编写。为方便起见，将在本章中重复部分文本。表12列出了软件的重要开发信息。

**表12： 编译信息**

| 属性 | 说明 |
|---|---|
| 语言 | ANSI C89 C |
| 编译器 | XC8 V1.22 PRO |
| IDE | MPLAB® X v1.80 |

## 总结

表13列出了main.c内主状态机的状态。主干代码与逆变器本身的硬件分离。主循环中包含一个简单的状态机。

**表13： 状态机的状态**

| 状态 | 说明 |
|---|---|
| INIT | 初始化逆变器并停止电机。 |
| IDLE | 电机处于关闭状态，同时轮询按钮是否按下。 |
| MOTOR_STARTING | 进入此状态的同时执行软启动。 |
| MOTOR_ON | 成功软启动电机后，程序进入此状态。此状态将持续轮询所有辅助输入、开关和速度/电流电位器。 |
| MOTOR_STOPPING | 当程序得到指示要停止电机时，进入此状态。此状态下将逐渐执行软停止，直至电机完全停止或制动。 |

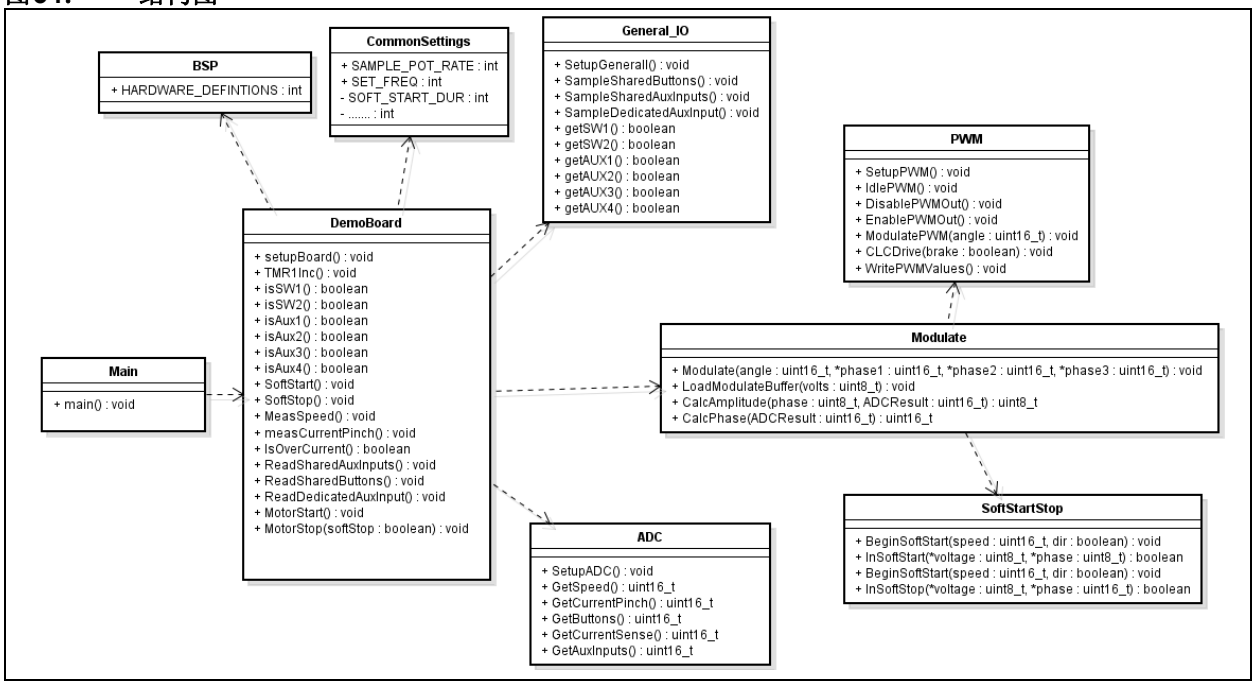
进入主循环后，电机首先进入IDLE状态（单片机初始化引脚并停止电机）。当按下SW1时，电机启动并切换至MOTOR_STARTING状态。电机采用软启动方法启动，即以一种线性方式调节频率和电压以使电机缓慢加速至工作速度。

软启动完成后，状态机切换到MOTOR_ON状态。主循环中将持续轮询电机速度和电流跳变点。当检测到过流情况时，状态机进入MOTOR_STOPPING状态并停止电机，同时状态LED以特定模式闪烁来指示出现故障状态。当按下SW1时，将通过制动或软停止的方式停止电机。状态机返回IDLE状态。


© 2014 Microchip Technology Inc.

图34显示了重要文件及其方法和属性的结构图。

**图34：　结构图**




**main.c**

此文件包含状态机和全局ISR标志。PWM程序的优先级最高。除此程序外，其他任何阻塞代码均不在ISR范围内。为提高调制程序的优先级，所有其他中断均在中断向量外处理。

**demo_board.c**

此文件用作main.c的外观文件。从主循环到此文件调用的大多数方法被抽象到其他文件。

**bsp.h**

板特定的头文件包含所有硬件定义。大部分其他文件都引用该文件。

**common.h**

此文件是微调常规设置（例如开关频率、定时器时间间隔和跳变点等）时应修改的惟一文件。对系统的任何其他修改都可能需要在其他位置进行调整。每个源文件都包含此文件。

**generio_io.c**

此文件处理所有用户接口元件，例如按钮、开关、辅助I/O和电位器。此外还引用了ADC文件来实现复用。

**modulate.c**

此文件根据给定的电压和相位参数计算调制正弦波，并将全部64个值保存到预填充的缓冲区。由于电压和相位参数经常发生变化，因此软启动程序的递增速度受此程序完成的速度影响。当电机稳定运转时，由于两个输入通常是恒定的，因此缓冲区不会经常变化。

**pwm.c**

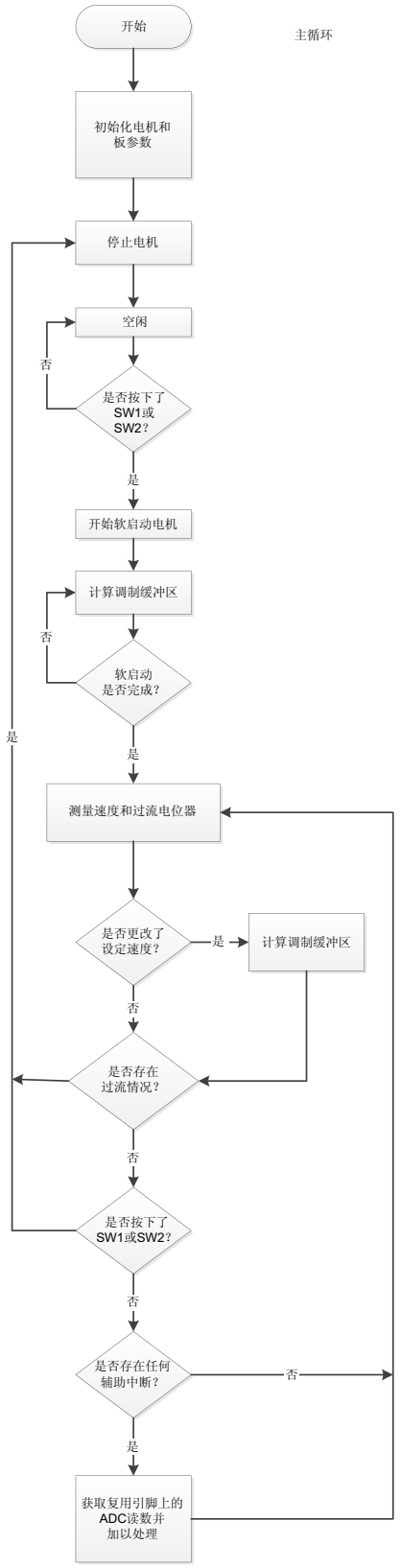
此文件实际加载相位结构的PWM寄存器，并通过配置CLC来生成三个互补PWM。

**soft_start_stop.c**

此文件包含数学计算密集的运算方法。执行软启动/停止之前，先测量速度电位器的位置。此位置除以任意给定序列的步幅数后得到的结果SOFT_START_DURATION将添加到每个SOFT_START_DELAY中。

图35显示了main.c中while(1)循环的流程图。

图35： 主程序流程图

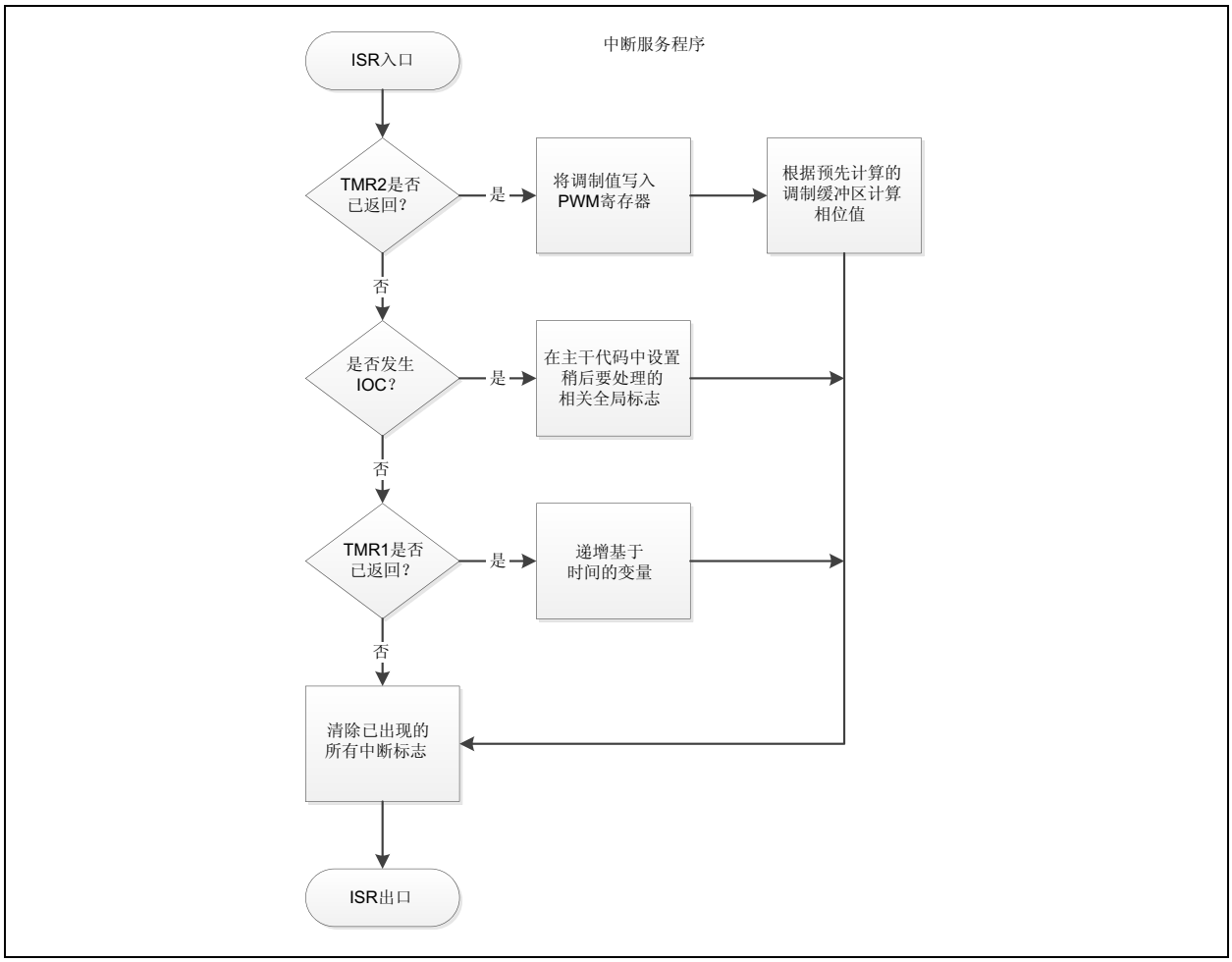




© 2014 Microchip Technology Inc.

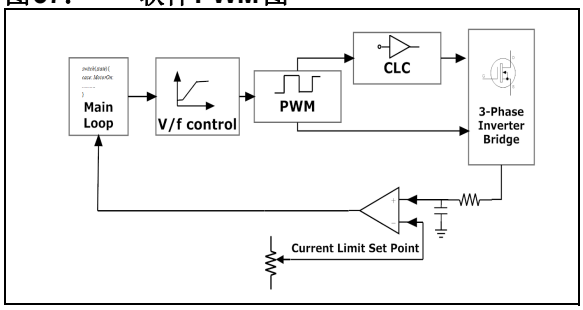
除了计时TMR1溢出和调制TMR2溢出，所有其他ISR标志均在ISR向量外处理。图36给出了ISR的流程图。

**图36： ISR流程图**




软件主要用于驱动三相逆变器。此任务利用PWM和CLC硬件模块来完成。软件的大部分处理能力用于计算后续的PWM值以及轮询用户输入（例如跳变传感器和速度控制）。图37给出了驱动级的总体概览。

**图37： 软件PWM图**



## 软件调制

本部分介绍调制技术及其相关程序。这些部分是代码的主要关注内容。

### 调制变量

全局结构mod存储在RAM中，用于指定PWM模块的脉冲宽度和偏移量。表14列出了三个调制结构成员。

**表14： 调制结构成员**

| 成员 | 大小 | 用途 |
|---|---|---|
| phase | uint16_t | 表示相位偏移 |
| deltaPhase | uint16_t | 相位增量（频率） |
| voltage | uint8_t | 脉冲宽度（电压） |

#### phase

该值可表示完整的360度角，其中0x0000 = 0度，0xFFFF = 359.9度。

#### deltaPhase

deltaPhase值根据voltage参数相应调整。电压参数直接取自速度电位器的ADC读数。每次TMR2溢出都会将此变量添加到频率变量phase值中以获得调整后的调制角值。

#### voltage

电压通过POT0的ADC读数进行修改。其最大值为127，最小值为0。值127表示：当正弦波达到其峰值时，PWM信号的占空比将接近100%。电压采样率可在SAMPLE_POT_RATE（如表15所示）中进行修改。64字节正弦波表随后将乘以此幅值因数，然后添加到50%占空比中。这些换算值将保存在RAM中的64字节数组内，以便在ISR中快速访问。应当注意，仅在电机电压发生变化时（如软启动过程中）执行V/f处理。
适当进行检查以确保电压不低于预配置的最小值。

## 生成正弦波形

正弦PWM（SPWM）查找表方法是生成正弦波的最简单方法。计算在Excel工作表中完成，计算结果随后被粘贴到单片机的静态程序存储器中。以预定义时间间隔从表中读取正弦值，可产生指定的调制频率。

通过调整正弦指针变量deltaPhase可标定调制在查找表中的移动速度。deltaPhase随后添加到Phase变量中。如果变量Phase始终以恒定速率增大/减小，则产生的正弦波调制频率将保持恒定。因此可保留此变量，直到其溢出。

每次需要从查找表中获取新值时，指针变量的高八位都用作指针索引。指针变量的低八位可用作小数位。

要设置PWM频率为16 kHz时的调制频率，请参见公式9。

**公式9：**

$$f_{resolution} = \frac{f_{pwm}}{2^{16}} = 0.244\frac{Hz}{位}$$

基本上，deltaPhase每次递增都会将调制频率调整0.244 Hz。更改PWM频率将导致分辨率发生变化。

要找到提供60 Hz调制频率的表指针增量值，请使用公式10。

**公式10：**

$$deltaPhase = \frac{f_{mod}}{0.244} = \frac{60}{0.244} = 246\,位$$

如果每次PWM中断时均向delta添加值246，则得到的调制频率为60 Hz。

要生成多相输出，只需向相位指针中添加恒定的偏移值。此方法源于参考7下列出的AN984。更多信息，请参见上述应用笔记的第5、6和9页。


© 2014 Microchip Technology Inc.

### V/f曲线

两个子程序CalcAmplitude和CalcPhase用于计算生成PWM信号的值的两个参数。CalcPhase将换算的POT0读数用作输入并返回一个介于0到512间的值。

幅值计算检查最小频率和理想频率，以确保电压处于正确范围内（超过理想频率时电压恒定）。

### PWM调制

将在每次TMR2溢出时调用。仅angle参数的高六位用作RAM中的预计算和换算正弦表的指针索引。仅使用高六位的原因是表的总大小为64字节（$2^6$ = 64）。从正弦表返回的值分配给第一个PWM指针变量。根据预定义的相位偏移增加角度参数后，按照同样的程序获取第二个和第三个相位输出。调制输出间的值0x4000将产生90度相移。

调用LoadModulateBuffer来计算换算的PWM值。它接受单个参数volts，此参数用于与默认正弦表相乘。其随后会增加HALF_DUTY。

### 驱动频率

主要电机制造商WEG发布的文章（见参考7）指出，绝缘寿命与开关频率之间并非简单的相互关系。根据一般经验，分为以下两种形式：

- 如果$f_S$ < 5 kHz，绝缘失效的发生概率与开关频率成正比。
- 如果$f_S$ > 5 kHz，绝缘失效的发生概率与开关频率的平方成正比。

高开关频率还会导致轴承损坏。不过，增加开关频率可改善电机电压FFT，因此除了降低噪声外，还有助于提高电机热性能。

## 系统配置设置

逆变器板代码包含多个设置，通过修改单个#define便可轻松更改这些设置。整个配置位于common.h文件中。基于common.h文件的输入的其他#define位于项目内。修改这些#define时应格外小心。

### 常规

表15列出了与常规操作相关的设置。

**表15： 常规配置设置**

| 名称 | 说明 |
|---|---|
| DEBUG | 如果将其注释掉，则将禁止CLC4 在 Aux4（P2）上输出PWM4。这主要用作验收文档中的一个测试（见“验收测试”一节）。 |
| TMR1_TIMER_SET | TMR1用作通用定时器，并且多个项目依靠其作为心跳。 |
| SAMPLE_POT_RATE | 将速度和电流限制电位器作为TMR1_TIMER_SET（ms）的函数采样时使用的频率。 |
| _XTAL_FREQ | 单片机工作频率。更改此值将需要对PWM频率计算值及其他相关值进行大规模更改。 |

### 调制

调制程序有一些相关的系统设置（见表16）。可在此修改软启动/停止程序的长度、延时以及调制频率。默认代码已包含三种预定义频率：

1. 3.9 kHz
2. 7.8 kHz
3. 15.6 kHz

可以配置不同的频率，但需要更改调制程序和正弦波的值。上述频率经过专门选择，能够最大程度降低将2的次幂（仅移位）用于乘除计算时的开销。

**表16： 调制相关的设置**

| 名称 | 说明 |
|---|---|
| FREQ_XXXX | 预定义的PWM开关频率 |
| SOFT_START_DURATION | 增加软启动V/f曲线值前，Timer1计满返回的时间 |
| SOFT_START_DELAY | 每次计数的TMR1_TIMER_SET（ms） |
| SOFT_STOP_DURATION | 减小软停止V/f曲线值前，Timer1计满返回的时间 |
| SOFT_START_DELAY | 每次计数的TMR1_TIMER_SET（ms） |
| MODULATION_MAX | 最大调制频率 |
| MODULATION_IDEAL | 电机的理想调制频率 |
| MODULATION_MIN | 最小调制频率 |

### 用户输入/输出

在复用引脚上使用ADC来区分已激活哪个I/O。当隔离侧的输入在5V典型值下驱动为高电平时，隔离用户输入标记为激活。表17显示了相关的用户可配置#define。

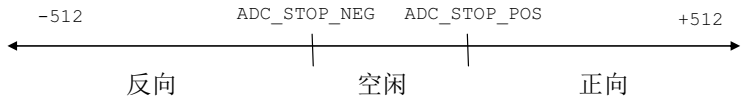
**表17： 用户I/O的设置**

| 名称 | 说明 |
|---|---|
| BOARD_V | $V_{DD}$上的单片机电压 |
| S1_V | 按下S1时引脚RA4上的预期电压 |
| S2_V | 按下S2时引脚RA4上的预期电压 |
| AUX2_V | Aux2处于活动状态时引脚RB5上的预期电压 |
| AUX3_V | Aux3处于活动状态时引脚RB5上的预期电压 |
| AUX4_V | Aux4处于活动状态时引脚RB5上的预期电压 |
| ADC_STOP_POS | 空闲操作上限 |
| ADC_STOP_NEG | 空闲操作下限 |


© 2014 Microchip Technology Inc.

速度读数返回有符号整数，该整数随后与ADC_STOP_NEG/POS #define进行比较。从顺时针满旋位置开始顺时针旋转电位器计数器将使电机从全速减小到空闲状态，然后达到反向全速，如图38所示。

**图38： ADC相对于电机的读数**




**注：** 上面显示了ADC值。

对S1和S2以及所有辅助输入进行偏置的目的是使共用的活动元件之间获得最大电压差。这可通过仔细选择分压器网络中的电阻来实现。

### 电机反馈

系统的惟一反馈是电机与GND之间连接的小型RC反馈网络。该网络提供与电机中的电流成比例的小电压读数，如表18所示。

**表18： 电机反馈设置**

| 名称 | 说明 |
|---|---|
| CURRENT_TRIP_V | 生成故障状态时，以伏特为单位。如果用户想要重新分配电流跳变电位器以用于其他用途，请使用该设置。 |
| CURRENT_TRIP_AVG | 电流跳变时做平均化处理的ADC测量结果数。针对代码速度将此值设置为2的倍数。 |

## 硬件设计注意事项

此逆变器设计为可驱动规格最高为½ HP的电机；但是，使用的元件可以超过这些级别。低成本解决方案是一种选用最少量的部件并以尽可能少的性能开销来运行应用的方案。表19重点介绍了一些会限制逆变器板灵活性的元件。

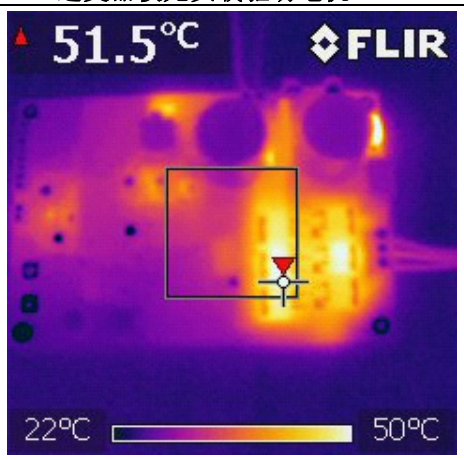
**表19：　硬件元件限制**

| 元件 | 限制说明 | 近似限值 | 偏移 |
|---|---|---|---|
| 二极管桥 | 最大输入电流 | 10A | 数据手册 |
| 直流纹波电容 | 最大输入电流 | 2.5$A_{rms}$（流过每个电容） | 数据手册 |
| 反激转换器 | 输入电压 | 250V交流 | 数据手册 |
| 反激变压器 | 次级输出电流 | 200 mA | 数据手册 |
| 反馈电阻 | 电机电流 | 4.5A | $(I_R^2 \bullet 0.22\Omega) < 5W$ |
| 各端子连接器 | 各端子上的输入/输出电压 | 可变 | 数据手册 |
| IGBT | 开关频率和电机电流 | $F_{switch}$ < 25 kHz和$I_{drain}$ < 5A，无散热器 | 请参见“电机反馈（电流检测）”一节 |

* 偏移源来自元件对应的数据手册。

图39显示了逆变器在220V 60 Hz条件下无负载运行电机时的热影像。

**图39：　逆变器板无负载驱动电机**



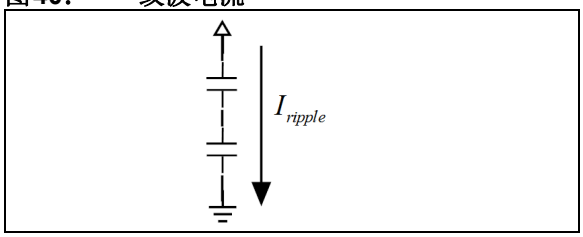

请注意，IGBT和NTC是板上温度最高的元件。IGBT的额定温度最高为150°C，NTC的额定温度最高为200°C。其它发热部件包括线性稳压器、反激转换器和二极管桥。本设计可确保满载情况下所有元件的运行均符合规范。设计人员可能希望针对其应用优化某些部件，如IGBT和二极管桥。本节将探讨设计限制和可以进行的优化。


© 2014 Microchip Technology Inc.

## 直流母线电压电容

默认的直流母线电容为560 μF，纹波电流额定值为0.235A。纹波电流是流经电容极板的RMS交流电流，如图40所示。

**图40：　纹波电流**




纹波电流额定值与其等效串联电阻（Equivalent Series Resistance，ESR）直接相关。流过电容的电流会在其内部电阻两端产生压降，进而导致电容发热。热耗散过多将对电容造成永久性损坏。

改用更大规格的电机并修改V/f曲线后，应仔细检测各电容上的纹波电压值。

纹波电流与纹波电压相关。在给定输入频率、电容组体积和负载电流的情况下，可根据公式11得出纹波电压的大小。

**公式11：　电容两端的纹波电压**

$$I_{cap} = C\frac{dv}{dt} = C\frac{\Delta V}{\Delta t} = C \bullet \Delta V \bullet f$$

整理可得：

$$\Delta V = \frac{I_{load}}{f \bullet C}$$

| 符号 | 说明 | 单位 |
|---|---|---|
| $\Delta V$ | 纹波电压等于$VAC_{max}$与$VAC_{min}$的差值 | V |
| $I_{load}$ | 电容的总负载电流 | A |
| $f$ | 电容的输入频率 | Hz |
| C | 电容组的总电容 | F |

整个测试过程中使用的¼ HP电机消耗的电流约为1.4A（60 Hz时），如图26所示。根据是否插入倍压器跳线，电容和总电容组的输入频率或刷新率会有所不同。

倍压器包含两个电容，可选择通过一根跳线（W1）进行配置以使输入电压加倍，如图41所示。

**图41：　倍压器**

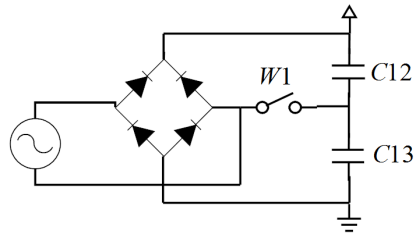



表20显示何时连接跳线。

**表20：　跳线设置**

| 插入跳线（W1） | 输入电压（V） | 电机额定电压（V） |
|---|---|---|
| ✓ | 115 | 230 |
| × | 115 | 115 |
| × | 230 | 230 |

### 无倍压器

不连接倍压器时，两个串联的大电容的有效电容会形成一个总电容，如公式12所示。

**公式12：　无倍压器时的总电容**

$$\frac{1}{C_{tot}} = \frac{1}{C_{12}} + \frac{1}{C_{13}}$$

注：　C12和C13是两个大电容。有关原理图，请参见附录B：“完整的逆变器板原理图”。

由于两个电容的电容值相同，因此总电容为（560 μF/2），即280 μF。

全波整流器的输出频率是输入频率的两倍，如图23所示。

公式13显示了组合电容两端的电压等于输入的峰值电压。

**公式13：　串联电容两端的电压**

$$V_{DC} = (V_{12} - V_{13}) = (V_{in} \bullet \sqrt{2})$$

在220V输入电压下进行上述计算时，纹波电压如公式14所示。

**公式14：　纹波电压**

$$\Delta V = \frac{1.4A}{120\ Hz \bullet 280\ \mu F} \approx 42V\ (13.5\%)$$

使用倍压器

如果插入W1跳线，则电容两端的电压如公式15所示。

**公式15：　使用倍压器时的电容电压**

$$V_{DC} = (V_{12} - V_{13})$$

$$= (V_{in} \bullet \sqrt{2}) - (-(V_{in} \bullet \sqrt{2}))$$

$$= (V_{in} \bullet \sqrt{2}) \bullet 2$$

直流电压确实变为原输入电压的两倍，但代价是纹波电压和纹波电流也相应增大。

> **注：**　对于输入电压高于120V并将跳线放入W1的情况，不存在任何保护。如果发生这种情况，电容将面临受到不可逆损害的风险，因为这将超出其额定电压。

每个电容将仅有半个正弦波周期。因此，这种情况下倍压器的纹波电压的频率将按1:1的比率反映输入频率（见公式16）。

**公式16：　使用倍压器时的纹波电压**

假设电容相同，输入电压为120V：

$$\Delta V = \frac{1.4}{60 \bullet 280\ \mu F} \approx 84V\ (27\%)$$

使用倍压器时，纹波电压将变为原来的两倍。

> **注：**　请记住，计算时电容容差的典型值为20%。

## 驱动器级

对于高电压应用，驱动级使用International Rectifier的三相栅极驱动器。它具有集成的死区时间，并在自举操作中驱动六个外部N型IGBT/FET。逆变器在设计和测试时使用了IGBT，不过FET也可轻松放置到相同引脚上。默认IGBT的额定漏极电流最高为10A，并且饱和$V_{ce}$极低。

设计过程中考虑选择FET还是IGBT通常取决于开关频率和电流。表21比较了选用FET和IGBT时的设计方案。

**表21：　IGBT和FET的比较**

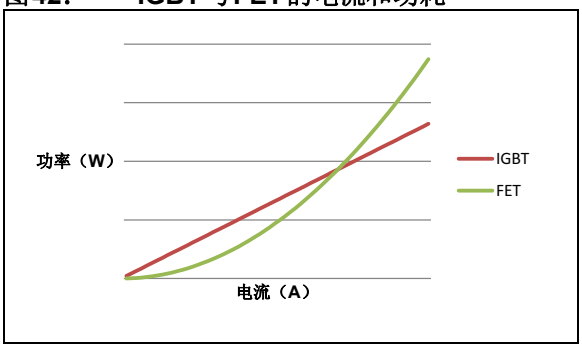
| 类型 | 部件编号 | $I_{max}$ | $R_{DS(ON)}$/ $V_{CE(ON)}$ |
|---|---|---|---|
| IGBT | IRG4BC20KD-SPbF | 16A | NA/2.27V |
| FET | IRFIB7N50APBF | 6.6A | 0.520Ω/NA |

IGBT在本质上更加昂贵，因此½ HP电机的设计应采用低$R_{ds_on}$的FET。

根据IR IGBT的数据手册，TO-263封装的热阻（结点至环境）为40°C/W，$T_J$限制在150°C。因此，在25°C的环境温度下，此特定D2Pak中的IGBT在需要使用散热器前的最大耗散功率为3.15W。

因此，在没有散热器的情况下，IGBT只能通过其集电极向发射极传递1.38A电流（$3.15W = 2.27 \bullet 1.38$）。FET在不需要散热器的情况下可处理2.46A电流（$3.15W = 0.520 \bullet 2.46^2$）。设计人员应注意的一点重要事项是，数据手册规范中的最大电流并不意味着器件可在不使用散热器时或在温暖环境下处理该电流大小。图42显示了IGBT的损耗与电流呈线性关系，而FET的损耗则与电流呈2的次幂关系。

**图42：　IGBT与FET的电流和功耗**



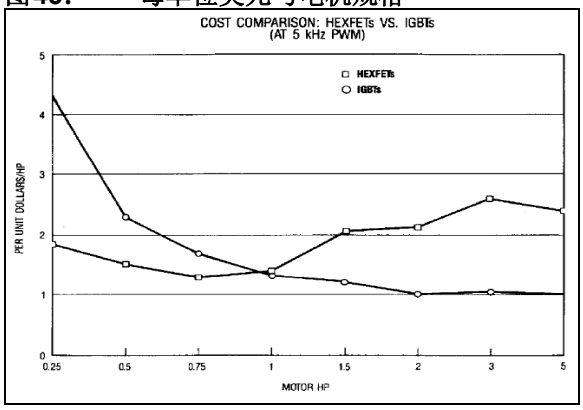


© 2014 Microchip Technology Inc.

电流较低的应用将因使用FET而受益，而采用大型电机、电流较高的应用则应使用IGBT。

图43（来自IR应用笔记AN980，请参见参考5）显示出选择IGBT而非FET的成本决策点与1 HP规格的电机一致。

**图43：　每单位美元与电机规格**




根据International Rectifier应用笔记，规格小于1 HP的电机应使用FET。设计人员应在两种元件之间进行权衡后做出决定。

从本质上说，这是在散热器所需的硅片和铝的成本之间进行权衡。低成本FET/IGBT因损耗较高而需要耗散更多能量，而价格昂贵的部件则无需外部散热。如IR应用笔记中指出，“与铝相比，选择硅片的成本效益通常更高。”

使用散热器的一种替代方法是SMD散热，但代价是会使逆变器上其他元件的温度升高。

除开关元件外，另一个设计问题是栅极电阻、自举二极管和自举电容的选择。

选择22Ω的栅极电阻以降低dV/dt，从而减少快速转换所导致的负电压尖峰。设计人员应注意不要使这种转换过慢，以便与开关频率成比例；如果未满足该条件，则元件将永远不能完全导通或关断。有关选择合适栅极电阻的信息，请参见来自Avago Technologies的参考11。

选择1.0 µf 25V电容作为自举电容。开关时间之间，电容两端的电压不得低于Vg_on；如果不符合此条件，栅极将无法工作。必须选择快速反应二极管，以便保存电容中的电荷。

不要用通用二极管代替快速反应二极管。必须选择快速反应二极管，以便对自举电容有效充电而不丢失快速开关周期中的泄漏电流。

## 浪涌电流

浪涌电流限制器用于限制家用电路断路器跳变时从交流电源汲取的初始电流。此负温度系数（NTC）热敏电阻用于抑制对低阻抗直流平滑电容C12和C13充电时产生的高浪涌电流。电容充电完成后，NTC的电阻将迅速下降到非常小的值。

针对浪涌电流限制器，需要明确以下几项数据：

1. 要保护的器件的负载电容
2. 稳态电流（$I_{MAX}$）和最大环境温度
3. 所需的浪涌电流降低量，用于确定NTC浪涌电流限制器的R25
4. 最大电源电压

更多详细信息，请参见参考9下列出的Epcos应用笔记。

Cantherm MF72数据手册（所选NTC的*功率型NTC热敏电阻*MF72-22D11）已提供了上述数据点。NTC的重要特征见表22。

**表22： NTC关键参数**

| 器件编号 | R25 | 稳态电流 | 最大电流时的近似电阻 | 耗散系数 | 负载电容 | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | 120V交流时 | 240V交流时 |
| MF72-22D11 | 22Ω | 2A | 0.563Ω | 15 mW/°C | 880 µF | 220 µF |

根据PIC16F1509数据手册，220V时的最大负载电容确定为880 µF，该值高于逆变器板的负载电容560 µF。此热敏电阻在室温下的阻值为22Ω，因此应将电流限制为220V/22 = 10A。设计人员还应检查二极管桥以确保峰值电流在额定值范围内。驱动规格较大的电机或修改V/f曲线时必须考虑稳态电流。在低频率下恢复较大电压会导致定子中的电流过大。如果电机仍保持在此模式下，则NTC将有损坏的风险。

在120V下使用倍压器时，负载电容由280 µF（560/2）倍增到560 µF，电流同样也将变为原来的两倍。选择NTC时请考虑这一点。

如果将逆变器板置于环境温度不是25°C的应用中，则必须查看制造商的最大电流降额曲线。NTC的电阻与环境温度的升高成反比。

在逆变器板重新导通前，必须为NTC留出足够的时间以使其自身温度恢复到室温。如果NTC尚未将其温度正确复位到安全点就过早导通逆变器，则可能对保险丝造成不可逆损害。由于此应用中的大电容正在进行充电，因此与这些电容相关的时间常量较大，这通常会导致NTC的热能释放速度快于即将完全放电的电容。应调整R8和R13的泄放电阻以调校RC时间常量。

最后，NTC在正常工作期间发热是常见现象。根据表22，NTC的温度如公式17所示。

**公式17： NTC温度**

$$P_{NTC} = I^2 R = 2^2 A \bullet 0.563\Omega = 2.252W$$

$$T_{NTC} = \frac{P_{NTC}}{Coef f_{NTC}} = \frac{2.252}{0.015} \approx 150°C$$

很明显，浪涌电流限制器的放置非常重要，因此放置时应避免接触任何相邻元件或导致这些元件升温。

## 反激转换器

逆变器使用反激转换器将整流后的直流电压转换为两个独立的隔离电源。调节由LNK625而不是单片机来完成。成本较低的解决方案应专门使用一个PWM模块和其他监控软件来控制反激式电源。

应仔细选择反馈电阻R16和R17，以将输出电压偏置到约14到15V。这些电阻的精度应为1%，这一点非常关键。使用15V电压为IGBT/FET驱动器芯片供电。其栅极电压与电源电压成正比。设计人员应验证该栅极电压是否足以驱动开关元件。

用于输入滤波器和输出整流的快速反应二极管不得更换为通用二极管。选择输出整流电容以向低电压电子元件提供足够的电流；不过，其电容值仍可能被降低，因此应在仔细考虑负载后进行优化。这些电容应当尽量靠近集成电路。

PCB的布局应严格符合LNK625数据手册中的要求。有关设计注意事项的更多信息，请参见 LNK623-626 LinkSwitch©-CV系列数据手册（参考14）。

## 线性稳压器

MCP1703A可为变压器的两个次级提供从16V到5V的压降。MCP1703A在其最大输入电压16V下工作。如果反激调节使电压尖峰超过允许的最大输入电压，则设计人员可能要了解MCP16301开关调节的信息来提高效率，或者了解MCP1804作为替代。

另一个注意事项是稳压器的封装。当光电耦合器偏置到激活区时，它们会消耗超过20 mA的较大电流。两个电位器和专用的隔离输出会以这种方式对与其关联的光电耦合器电路进行偏置。因此，设计人员正确确定封装对于热耗散非常重要。最大功耗如公式18所示。


© 2014 Microchip Technology Inc.

**公式18：　封装尺寸**

$$P_{max} = \frac{(T_{J-max} - T_A)}{\theta_{JA}}$$

其中：

| 符号 | 说明 | 单位 |
|---|---|---|
| $P_{max}$ | 总体系统效率 | W |
| $T_{J-max}$ | 最大结温 | °C |
| $T_A$ | 环境温度 | °C |
| $\theta_{JA}$ | 结点至环境热阻 | °C/W |

针对采用SOT-89封装的MCP1703A进行求解：

$$P_{max} = \frac{(150°C - 25°C)}{153°C/W} = 817\ mW$$

因此，为安全使用采用SOT-89封装的MCP1703A，最大功率必须限制为817 mW。功耗高于817 mW时，需要降低环境温度或者增加散热器。

SOT-89稳压器的总分配电流如公式19所示。

**公式19：　采用SOT-89封装时的功耗**

$$I_{max} = \frac{P_{max}}{(V_{in} - V_{out})}$$

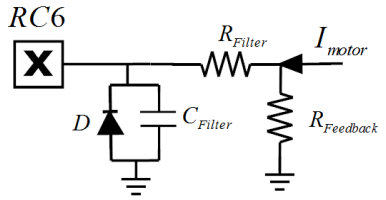
$$= \frac{817\ mW}{(16V - 5V)} = 74\ mA$$

如果对采用SOT223封装的MCP1703A进行上述计算，得出可从5V线路汲取的最大电流为183 mA，因此无需增加额外散热措施。电流设计中使用SOT223封装来实现灵活性。

## 电机反馈（电流检测）

电流反馈系统是一种非常简单的低成本解决方案。某些电机应用中采用上桥臂电流读数电路，原因是这种电路具有高精度和非侵入性。如图44中提供的解决方案所示，下桥臂电流检测电路仅包含几个分立式元件。

**图44：　电机RC反馈滤波器**




| 符号 | 说明 |
|---|---|
| $I_{motor}$ | 流过电机定子的总电流。 |
| $R_{Feedback}$ | 功率电阻。必须仔细计算该值以与预期的电机堵转电流成比例。 |
| D | 用于消除反向瞬变的快速反应二极管。 |
| $R_{Filter}$和 $C_{Filter}$ | 用于通过形成低通滤波器来消除高频噪声。这些元件应当尽量靠近单片机引脚。 |

必须仔细选择反馈电阻。电阻两端的压降用于确定是否已进入过流状况。ADC的分辨率为每步距4.88 mV（5V/1023）。阻值较大的电阻将产生较大压降，因此信号与基底噪声之间的ADC分辨率也较高。不过，与阻值较小的电阻相比，其消耗的能量更高。

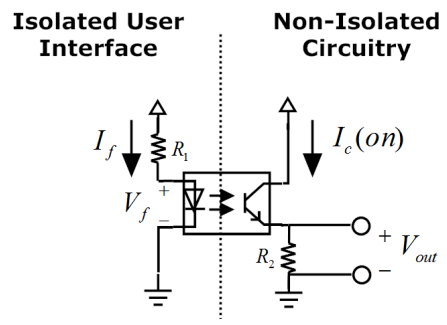
逆变器将一个5W 0.22Ω的电阻用作反馈电阻。预期的最大电流为4A时，电阻两端总压降为0.88V。因此总功耗为3.52W（小于5W）。设计人员必须避免此压降升高到足以导通IGBT的程度。该逆变器板的最小IGBT栅极到发射极（VGS）电压为10V。IGBT驱动器提供15V的驱动电压。如果电阻两端的电压升至5V，则逆变器可能发生故障并损坏驱动器。

设计人员可能还想添加硬件故障保护电路，以处理快速故障类型的事件。

## 光电耦合器

单片机与外界之间的隔离层包括光电耦合器。可在两种工作模式下对光电耦合器进行偏置：线性模式和数字逻辑模式。设计人员只需更换一个电阻（$R_2$）即可轻松修改这两种模式，如图45所示。

**图45：　共集电极电路**




**注：**　当正向电流为“0”时，输出为低电平。当光电耦合器LED导通时，输出为高电平。

光电耦合器位于电位器电路的线性区内，这样每次增量滑动电位器都能在输出端生成放大的复制信号。但这种输出不是直接的一一对应关系，它是一种可生成隔离模拟信号的有效且经济高效的方法。这种方法的缺点在于光电耦合器消耗的电流较大。

除专用输出外，逆变器板上所有隔离的数字I/O均采用数字逻辑模式。当光电耦合器LED点亮时，输出为高电平，如图45所示。在饱和模式下工作时，上升和下降时间要长得多，原因是负载电阻$R_2$增大。当$R_2$减小时，上升时间（$T_R$）和下降时间（$T_F$）明显缩短。这就是将专用输出和输入电路偏置到其激活区的原因。

如**附录B：“完整的逆变器板原理图”**中的原理图所示，复用引脚与图45类似，但带10K下拉电阻的分压器属于例外。应仔细选择负载电阻以生成等距偏移，从而使单片机上的ADC能够轻松区分各个信号。

**注：**　设计人员必须考虑光电耦合器 LED 电路的20至30 mA电流消耗及其对线性稳压器（MCP1703A）的最大电流能力的影响。

## 限制

设计人员应该了解该低成本逆变器板的两个限制：

1. 输入级上没有功率因数校正
2. 与使用相同电机的传统 PSC 设置相比，输出功率更低

## 建议

执行的这些测试可进一步扩展。下面列出了本文档中应进一步努力增强的部分：

1. 特征化更多分相电机
2. 测试三相电机
3. 使用倍压器在 115V 输入下重新执行现有测试
4. 将其他测量元件连接到三个输出 PWM 端子。通过上述测量和输入功率测量，设计人员可计算出逆变器的效率和将电路作为单独实体驱动时的效率
5. 在逆变器的输入级上执行功率因数校正
6. 执行空间矢量 PWM（SVPWM）而不是正弦PWM（SPWM）以比较总谐波失真和$V_{DC}$利用率（请参见参考15）。

## 验收测试

### 简介

本节提供了一种定量测试基准以及逆变器板的高电压和低电压属性的快速入门操作，本文档将对这些内容进行分析。

此逆变器最初设计用于驱动单相交流感应电机；不过，它也可用于在三个输出之间任意生成任意相位差。


© 2014 Microchip Technology Inc.

## 一般安全注意事项

该逆变器板消耗的电流和电压较大，且与输入电源之间没有隔离。建议执行任何测量时都要格外小心。下面是一些一般注意事项：

- 如果使用示波器，确保其为隔离型号，因为GND相对于地为浮地。
- 初始测试时，使用具有电流限制的直流电源来测试逆变器比较安全。可使用60V直流来验证低电压操作。
- 逆变器的隔离部分具有与非隔离部分隔开的独立返回路径。
- 建议在测试和开发期间使用具有合适 VA 额定值的隔离变压器。

## 电源

除非另外说明，否则以下所有测量均采用直流电压（VDC）（见表23和表24）。

**表23：　电源测量(1)**

| 说明 | 缩写 | TP+ | TP- | 最小值 | 最大值 | 预期值 | 实际值(4) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 输入电压(2) | VIN | VIN（P3） | VIN（P3） | 20V交流/30V直流 | 230V交流/325V直流 | — | |
| 5V单片机电压 | PIC_5V | 6 | PIC_GND | 4.52 | 5.53 | 5.03 | |
| 15V单片机次级电压 | PIC_15V | 7 | PIC_GND | 12.96 | 15.84 | 14.4 | |
| 15V隔离次级电压 | ISO_15V | 8 | ISO_GND | 12.24 | 14.97 | 13.61 | |
| 5V隔离电压 | ISO_5V | 9 | ISO_GND | 4.51 | 5.51 | 5.01 | |
| VBUS（表示VIN）(3) | VBUS | 10 | PIC_GND | $(V_{in}*\sqrt{2})-1.4$ | $(V_{in}*\sqrt{2})+1.4$ | $V_{in}*\sqrt{2}$ | |
| VBOOTSTRAP LNK | VBOOT | 11 | PIC_GND | 5.38 | 6.58 | 5.98 | |

**注 1：** TP = 测试点。

**2：** 施加的交流电压超过115V时不得将跳线放入电路，这样会导致逆变器发生故障。未针对此用户错误提供任何保护。

**3：** 当VIN为交流信号时，VBUS = VIN * √2。当VIN为直流信号时，VBUS = VIN – 1。

**4：** 由用户填写。

## 输入/输出

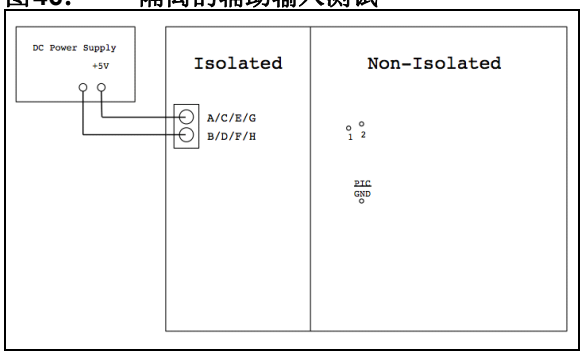
**表24： I/O测量(1)**

| 设置 | 缩写 | TP+ | TP- | 最小值 | 最大值 | 预期值 | 实际值(2) | 注 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| **隔离的辅助输入** | | | | | | | | |
| 5V输入分别连接到C和D | Aux0 | 1 | PIC_GND | 2.98 | 3.64 | 3.31 | | |
| 5V输入分别连接到E和F | Aux1 | 1 | PIC_GND | 2.25 | 2.75 | 2.50 | | |
| 5V输入分别连接到G和H | Aux2 | 1 | PIC_GND | 4.32 | PIC_5V | 4.80 | | |
| 隔离的辅助输出 | | | | | | | | |
| 5V输入连接到A和B | Aux3 | 2 | PIC_GND | 4.48 | PIC_5V | 4.98 | | |
| **隔离的逆变器输入（开关）** | | | | | | | | |
| 按钮S0 | SW0 | 3 | PIC_GND | 4.29 | PIC_5V | 4.77 | | |
| 按钮S1 | SW1 | 3 | PIC_GND | 2.95 | 3.61 | 3.28 | | |
| 隔离的逆变器输入（电位器） | | | | | | | | |
| 电位器R36顺时针满旋 | POT0 | 4 | PIC_GND | 0.00 | 0.00 | 0.00 | | |
| 电位器R36处于中间位置 | POT0 | 4 | PIC_GND | 0.99 | 1.24 | 1.10 | | |
| 电位器R36逆时针满旋 | POT0 | 4 | PIC_GND | 4.31 | PIC_5V | 4.79 | | |
| 电位器R37顺时针满旋 | POT1 | 5 | PIC_GND | 0.00 | 0.00 | 0.00 | | |
| 电位器R37处于中间位置 | POT1 | 5 | PIC_GND | 1.07 | 1.39 | 1.19 | | |
| 电位器R37逆时针满旋 | POT1 | 5 | PIC_GND | 4.32 | PIC_5V | 4.80 | | |

**注 1：** TP = 测试点。
**2：** 由用户填写。

图46显示了如何通过在端子A和B、C和D、E和F以及G和H上施加+5V直流电源来测试隔离的辅助输入。请连接到端子的正确极性上。

**图46： 隔离的辅助输入测试**



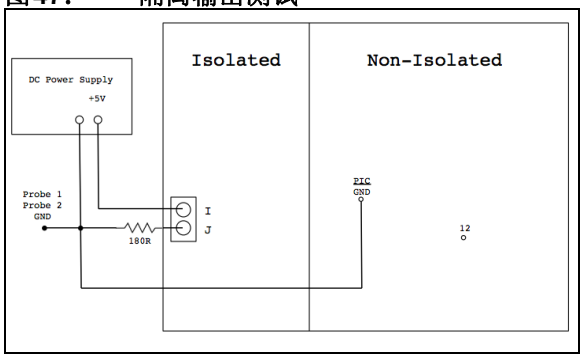

为复用资源选择电阻以在各状态之间提供最大的电压差。


© 2014 Microchip Technology Inc.

## 隔离输出

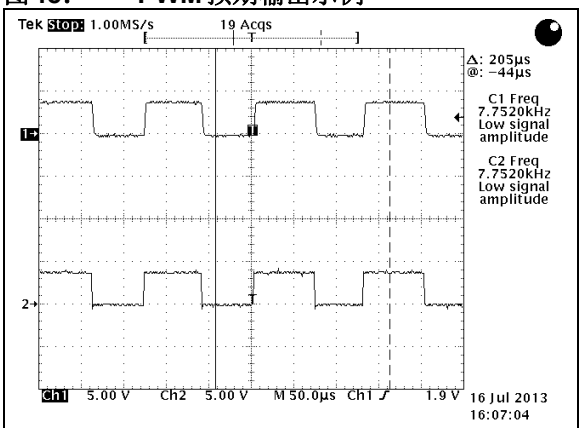
图4显示了测试隔离数字输出（Aux4）所需的设置。端子I应连接到+5V电源。端子J应通过180Ω电阻接地。隔离地和非隔离地需要进行桥接并与探头的接地端相连。探头1应在测试点J处进行测量。探头2应在测试点12处进行测量。图47显示了预期输出。

**图47：　隔离输出测试**




上电后，默认代码将在数字输出通道上显示为7.8 kHz PWM波形，如图48所示。

**图48：　PWM预期输出示例**




**注 1：**　示波器1显示的是P2上的PWM输出。

**2：**　示波器2显示的是RC4上的PWM输出。

## 逆变器板操作

验证完上述测量后，应测试电机驱动操作。

软件能够生成任意输出相位差。最常用的偏移通常为90度或120度。默认固件会生成90度偏移以驱动单相交流感应电机。通过 `modulate.c` 文件内的 `ONE_TWENTY_DEG #define` 修改配置文件后，可能还需要将三相ACIM与逆变器配合使用。

测试步骤：

1. 将电机输入线连接到逆变器的U、V和W输出。
2. 对VIN施加230V交流电源。
3. PWR LED应点亮，表示逆变器已上电。
4. 将POT0旋至中点位置，即朝下。这是电机的*停止*位置。
5. 按下SW1启动电机。
6. 将POT0顺时针缓慢地旋转到底。电机应顺时针转动。速度增大时，逆变器上的电机指示灯应闪烁，闪烁频率与电机速度成比例。
7. 将POT0逆时针旋转到底。经过中心位置后（六点钟方向），电机应开始按反方向转动。相应地，电机指示灯应重新开始闪烁。
8. 再次按下SW1关闭电机。
9. POT1用于调整逆变器的电流限制功能。按下SW1重新启动逆变器板。降低电流限制，当电流达到限值时，电机将关闭。
10. 对VIN施加115V电源并将跳线置于W1上。将跳线放置在W1上会使进入逆变器的电压加倍。

**注：**　当跳线 W1 处于电路中时，电压不得超过115V，因为未针对此用户错误提供任何保护。

## 附录A： 物料清单

表25： 物料清单

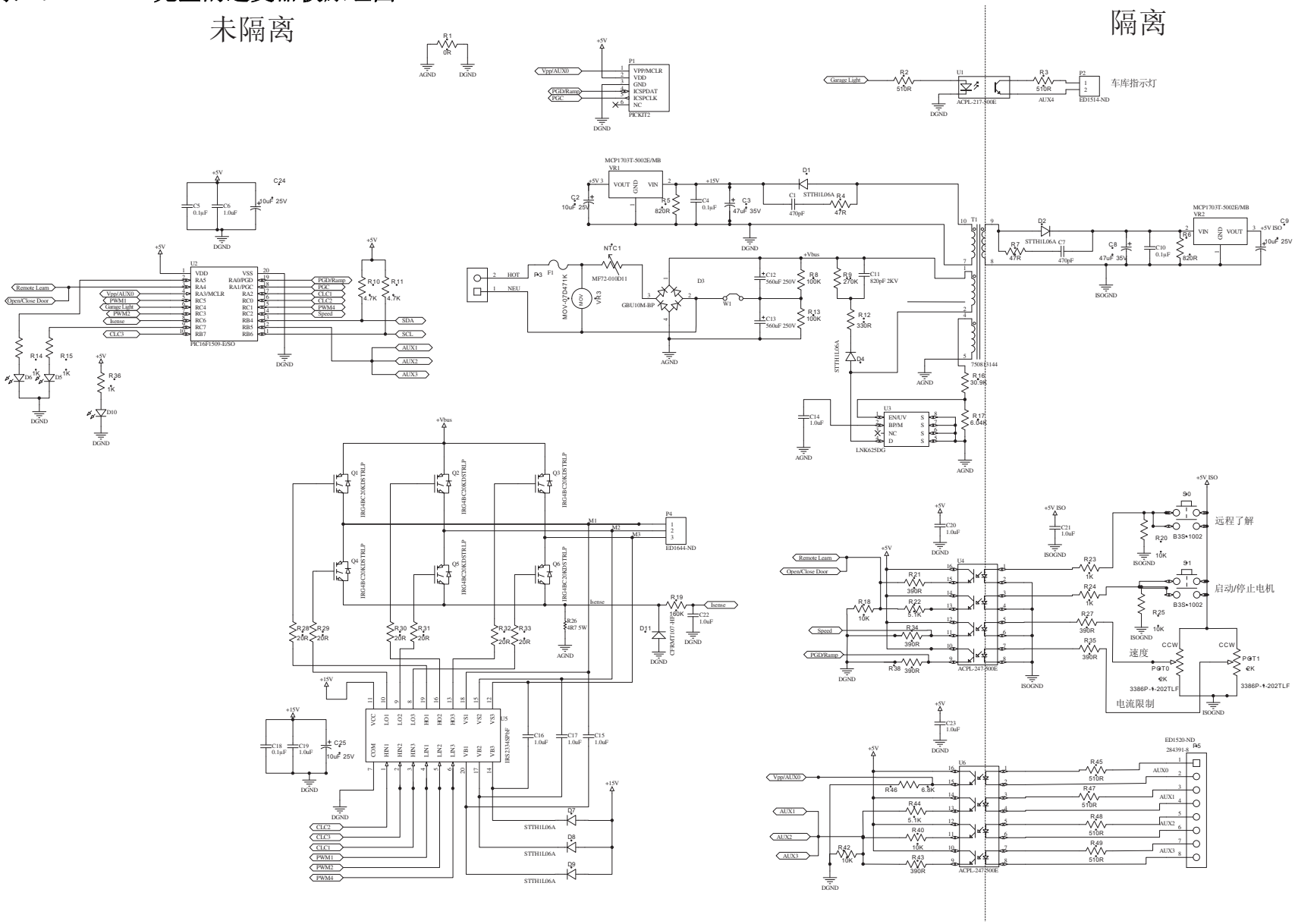
| 数量 | 标识 | 说明 | 器件编号 |
|---|---|---|---|
| 2 | C1, C7 | CAP CER 470PF 100V 5% NP0 0805 | CL21C471JCCNNNC |
| 4 | C2, C9, C24, C25 | CAP ALUM 10UF 25V 20% RADIAL | UVZ1E100MDD |
| 2 | C3, C8 | CAP ALUM 47UF 35V 20% RADIAL | ESH476M035AE3AA |
| 4 | C4, C5, C10, C18 | 电容，陶瓷，0.1μF，50V X7R | 08055C104MAT2A |
| 10 | C6, C14, C15, C16, C17, C19, C20, C21, C22, C23 | CAP CER 1UF 50V 10% X5R 080 | UMK212BJ105KG-T |
| 1 | C11 | CAP CER 820PF 2KV 10% X7R 1210 | 1210GC821KAT1A |
| 2 | C12, C13 | CAP ALUM 560UF 250V 20% SNAP | EET-UQ2E561CA |
| 6 | D1, D2, D4, D7, D8, D9 | 超快速二极管600V 1A SMA | STTH1L06A |
| 1 | D3 | 全波二极管桥 | GBU10M-BP |
| 1 | D5 | LED，SMD，黄色，0805封装 | APT2012YC |
| 2 | D6, D10 | LED，SMD，绿色，0805封装 | APT2012CGCK |
| 1 | D11 | DIODE_FAST_SOD123 | CFRMT107-HF |
| 1 | F1 | FUSEHOLDER 22.5MM PCB 5X20MM BK | 0031.8201 |
| 1 | NTC1 | 浪涌电流限制器100R 20% | NTC1MF72-010D11 |
| 1 | P1 | 插座，PICkit™ 2，1X6 0.1sp | TSW-106-07-F-S |
| 1 | P2 | 接线端子3.5MM 2POS PCB | ED555/2DS |
| 1 | P3 | 2PHDR-200 | OSTTC022162 |
| 1 | P4 | 接线端子5.08MM 3POS PCB | EDZ350/3 |
| 1 | P5 | Term_BLK_8pos 3.5 mm | ED555/8DS |
| 2 | POT0, POT1 | 3386P-1-202TLF | 3386P-1-202TLF |
| 6 | Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6 | 带超快速软恢复二极管的绝缘栅双极型晶体管 | RG4BC20KDSTRLP |
| 2 | R1, R3 | RES 0.0 OHM 1/8W 0805 SMD | RMCF0805ZT0R00 |
| 5 | R2, R45, R47, R48, R49 | RES 510 OHM 1/8W 0805 SMD | RRMCF0805FT510R |
| 2 | R4, R7 | RES 47 OHM 1/8W 0805 SMD | RMCF0805FT47R0 |
| 2 | R5, R6 | RES 820 OHM 1/8W 0805 SMD | RMCF0805FT820R |
| 2 | R8, R13 | RES 100K OHM 1/4W 5% CARBON FILM | CF14JT100K |
| 1 | R9 | RES 270K OHM 1/4W 5% CARBON FILM | RNMF14FTC270K |
| 2 | R10, R11 | RES 4.7K OHM 1/8W 1% 0805 SMD | RMCF0805FT4K70 |
| 1 | R12 | ES 330 OHM 1/4W 5% CARBON FILM | CF14JT330R |
| 5 | R14, R15, R23, R24, R36 | RES 1K OHM 1/8W 1% 0805 SMD | RMCF0805FT1K00 |
| 1 | R16 | ES 30.9K OHM 1/8W 1% 0805 SMD | RMCF0805FT30K9 |
| 1 | R17 | RES 6.04K OHM 1/8W 1% 0805 SMD | RNCP0805FTD6K04 |
| 5 | R18, R20, R25, R40, R42 | RES 10K OHM 1/8W 1% 0805 SMD | RMCF0805FT10K0 |
| 1 | R19 | RES 160K OHM 1/8W 1% 0805 SMD | RMCF0805FT160K |
| 6 | R21, R27, R34, R35, R38, R43 | RES 390 OHM 1/8W 0805 SMD | RMCF0805FT390R |
| 2 | R22, R44 | RES 5.1K OHM 1/8W 1% 0805 SMD | RMCF0805FT5K10 |
| 1 | R26 | RES 0.22 OHM 5W 5% RADIAL | 2-1623788-5 |
| 6 | R28, R29, R30, R31, R32, R33 | RES 20 OHM 1/8W 1% 0805 SMD | RMCF0805FT20R0 |


© 2014 Microchip Technology Inc.

表25： 物料清单（续）

| 数量 | 标识 | 说明 | 器件编号 |
|---|---|---|---|
| 1 | R46 | RES 180 OHM 1/8W 1% 0805 SMD | RMCF0805FT180R |
| 2 | S0, S1 | 触摸开关SPST-NO 0.05A 24V | B3S-1002 |
| 1 | T1 | 四绕组变压器（非理想型） | 750813144 |
| 1 | U1 | 4引脚光电晶体管光电耦合器 | ACPL-217-500E |
| 1 | U2 | 8位单片机 | PIC16F1509-E/SO |
| 1 | U3 | 交流/直流转换器 | LNK625DG |
| 2 | U4, U6 | SOLATOR 3KVRMS 4CH TRANS 16SOI | ACPL-247-500E |
| 1 | U5 | IC MOSFET驱动器 | IRS2334SPbF |
| 2 | VR1, VR2 | Pos 5V 250 mA，LDO稳压器SOT89 | MCP1703T-5002E/MB |
| 1 | VR3 | 电阻 | MOV-07D471K |

# 附录B： 完整的逆变器板原理图






© 2014 Microchip Technology Inc.

## 参考资料


1. *Speed Control of 3-Phase Induction Motor Using PIC18 Microcontrollers*，Padmaraja Yedamale，AN843，Microchip Technology
2. *AC Induction Motor Fundamentals*，Rakesh Parekh，AN887，Microchip Technology
3. *V/f Control of Three-Phase Induction Motors Using PIC16F7X7 Microcontrollers*，Rakesh Parekh，AN889，Microchip Technology
4. 《根据电机控制应用需求选择合适的MOSFET驱动器》，Jamie Dunn，DS00898A_CN，Microchip Technology
5. *IGBTs vs HEXFET® Power MOSFETs for Variable Frequency Motor Drives*，Ajit Dubhashi和Brian Pelly，AN980，International Rectifier
6. *Bidirectional VF Control of Single and Three-Phase Induction Motors Using the PIC16F72*，Padmaraja Yedamale，AN967，Microchip Technology
7. 《使用dsPIC30F MCU控制交流感应电机》，Steve Bowling，DS00984A_CN，Microchip Technology
8. *Induction Motors Fed by PWM Frequency Inverters*，WEG
9. Application Note for *Inrush Current Limiters*，EPCOS
10. *Induction Motor Speed Torque Characteristics*，Yaskawa Electric America，Inc
11. *Gate Drive Optocoupler Basic Design for IGBT/MOSFET*，AN5336，Avago Technologies
12. *Bidirectional VF Control of Single and Three-Phase Motors Using the PIC16F72*，Padmaraja Yedamale，AN967，Microchip Technology
13. *Efficiency Improvement of Permanent-Split Capacitor Motors in HVAC Applications Using a Two-Phase Asymmetrical Inverter*，Anderson, K.
14. *LNK623-626 LinkSwitch-CV Family Data Sheet*，Power Integrations
15. *VF Control of 3-Phase Induction Motor Using Space Vector Modulation*，Rakesh Parekh，AN955，Microchip Technology


© 2014 Microchip Technology Inc.

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。买方同意在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，不得暗中或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、 FlashFlex、 flexPWR、 JukeBlox、 KEELOQ、 KEELOQ 徽标、 Kleer、 LANCheck、 MediaLB、 MOST、 MOST 徽标、 MPLAB、 OptoLyzer、 PIC、 PICSTART、 PIC32 徽标、 RightTouch、 SpyNIC、 SST、 SST 徽标、 SuperFlash 及 UNI/O 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的注册商标。

The Embedded Control Solutions Company 和 mTouch 为 Microchip Technology Inc. 在美国的注册商标。

Analog-for-the-Digital Age、BodyCom、chipKIT、chipKIT 徽标、 CodeGuard、 dsPICDEM、 dsPICDEM.net、 ECAN、 In-Circuit Serial Programming、 ICSP、 Inter-Chip Connectivity、 KleerNet、 KleerNet 徽标、 MiWi、 MPASM、 MPF、 MPLAB Certified 徽标、 MPLIB、 MPLINK、 MultiTRAK、 NetDetach、 Omniscient Code Generation、 PICDEM、 PICDEM.net、 PICkit、 PICtail、 RightTouch 徽标、 REAL ICE、 SQI、 Serial Quad I/O、 Total Endurance、 TSHARC、 USBCheck、 VariSense、 ViewSpan、 WiperLock、 Wireless DNA 和 ZENA 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的商标。

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

Silicon Storage Technology 为 Microchip Technology Inc. 在除美国外的国家或地区的注册商标。

GestIC 为 Microchip Technology Inc. 的子公司 Microchip Technology Germany II GmbH & Co. & KG 在除美国外的国家或地区的注册商标。

在此提及的所有其他商标均为各持有公司所有。

© 2014, Microchip Technology Inc. 版权所有。

ISBN：978-1-63276-453-9

**QUALITY MANAGEMENT SYSTEM CERTIFIED BY DNV**

**═ ISO/TS 16949 ═**

*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-16949:2009 认证。 Microchip 的 PIC® MCU 与 dsPIC® DSC、KEELOQ® 跳码器件、串行 EEPROM、单片机外设、非易失性存储器和模拟产品严格遵守公司的质量体系流程。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。*

# 全球销售及服务网点

## 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://www.microchip.com/support
网址：www.microchip.com

**亚特兰大 Atlanta**
Duluth, GA
Tel: 1-678-957-9614
Fax: 1-678-957-1455

**奥斯汀 Austin, TX**
Tel: 1-512-257-3370

**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**
Novi, MI
Tel: 1-248-848-4000

**休斯敦 Houston, TX**
Tel: 1-281-894-5983

**印第安纳波利斯 Indianapolis**
Noblesville, IN
Tel: 1-317-773-8323
Fax: 1-317-773-5453

**洛杉矶 Los Angeles**
Mission Viejo, CA
Tel: 1-949-462-9523
Fax: 1-949-462-9608

**纽约 New York, NY**
Tel: 1-631-435-6000

**圣何塞 San Jose, CA**
Tel: 1-408-735-9110

**加拿大多伦多 Toronto**
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: 852-2943-5100
Fax: 852-2401-3431

**中国 - 北京**
Tel: 86-10-8569-7000
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 - 杭州**
Tel: 86-571-8792-8115
Fax: 86-571-8792-8116

**中国 - 香港特别行政区**
Tel: 852-2943-5100
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: 86-755-8864-2200
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

## 亚太地区

**台湾地区 - 高雄**
Tel: 886-7-213-7830

**台湾地区 - 台北**
Tel: 886-2-2508-8600
Fax: 886-2-2508-0102

**台湾地区 - 新竹**
Tel: 886-3-5778-366
Fax: 886-3-5770-955

**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: 91-20-3019-1500

**日本 Japan - Osaka**
Tel: 81-6-6152-7160
Fax: 81-6-6152-9310

**日本 Japan - Tokyo**
Tel: 81-3-6880-3770
Fax: 81-3-6880-3771

**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 - Dusseldorf**
Tel: 49-2129-3766400

**德国 Germany - Munich**
Tel: 49-89-627-144-0
Fax: 49-89-627-144-44

**德国 Germany - Pforzheim**
Tel: 49-7231-424750

**意大利 Italy - Milan**
Tel: 39-0331-742611
Fax: 39-0331-466781

**意大利 Italy - Venice**
Tel: 39-049-7625286

**荷兰 Netherlands - Drunen**
Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340

**波兰 Poland - Warsaw**
Tel: 48-22-3325737

**西班牙 Spain - Madrid**
Tel: 34-91-708-08-90
Fax: 34-91-708-08-91

**瑞典 Sweden - Stockholm**
Tel: 46-8-5090-4654

**英国 UK - Wokingham**
Tel: 44-118-921-5800
Fax: 44-118-921-5820

03/25/14


© 2014 Microchip Technology Inc.