

使用 dsPIC[®] DSC 实现能量转换应用中的功率因数校正

作者: Vinaya Skanda
Microchip Technology Inc.

简介

在大多数能量转换应用中，紧接交流输入源之后是 AC/DC 转换部分。交流输入源经过 AC/DC 整流获得直流输出以供给后续单元。

整流电压源采用正弦波输入并具有容性滤波环节。不论与其连接的负载如何，其输出都为断续、短暂的高峰值电流脉冲。

由于许多应用中需要直流电压源，因此一个具有容性滤波器的整流器是必要的。然而，这将导致断续、短暂的电流尖峰。当主电源输出这种类型的电流时，由此产生的电路损耗、总谐波含量和辐射干扰都将显著增加。在功率等级大于 500 瓦的应用中，这些问题显得尤为突出。

电力系统中电力质量的定量测量通常有两个要素，即功率因数 (Power Factor, PF) 和总谐波失真 (Total Harmonic Distortion, THD)。电力系统消耗的有功功率主要由系统的 PF 确定。

提高功率因数的益处包括：

- 较低的能量和配电成本
- 降低配电过程中的电力系统损耗
- 更好的电压调节
- 提升满足电力需求的能力

本应用笔记主要围绕基于数字信号控制器 (Digital Signal Controller, DSC) 进行功率因数校正 (Power Factor Correction, PFC) 的研究、设计和具体实现。其中对基于 16 位定点 dsPIC[®] DSC 的功率因数校正软件实现进行了详细介绍。另外，还包括误差补偿器的离散化和一个设计示例。作为结论，本文给出了一些实验室测试结果和波形以验证 PFC 转换器数字实现的有效性。

结合多种功率电子外设 (如模数转换器 (Analog-to-Digital Converter, ADC) 和脉冲宽度调制器 (Pulse Width Modulator, PWM))，具有低成本和高性能特点的 DSC 使得电力相关应用的数字化设计和研发变得更为简便和容易。

基于数字化实现的 PFC 具有以下一些优势：

- 易于实现先进控制算法
- 软件修改具有灵活性，可满足特定用户需求
- 方便与其他应用进行集成

功率因数在电力和控制系统中的重要性

在理解 PF 之前，有必要了解功率包含以下两个分量：

- 有功功率
- 无功功率

有功功率指的是实际消耗的功率并被用户所在地的电表所记录。有功功率将电能实际转换为其他形式能量，如产生热能、光能和机械能。有功功率以千瓦 (kW) 为单位，在电表中记录形式为千瓦时 (kWh)。

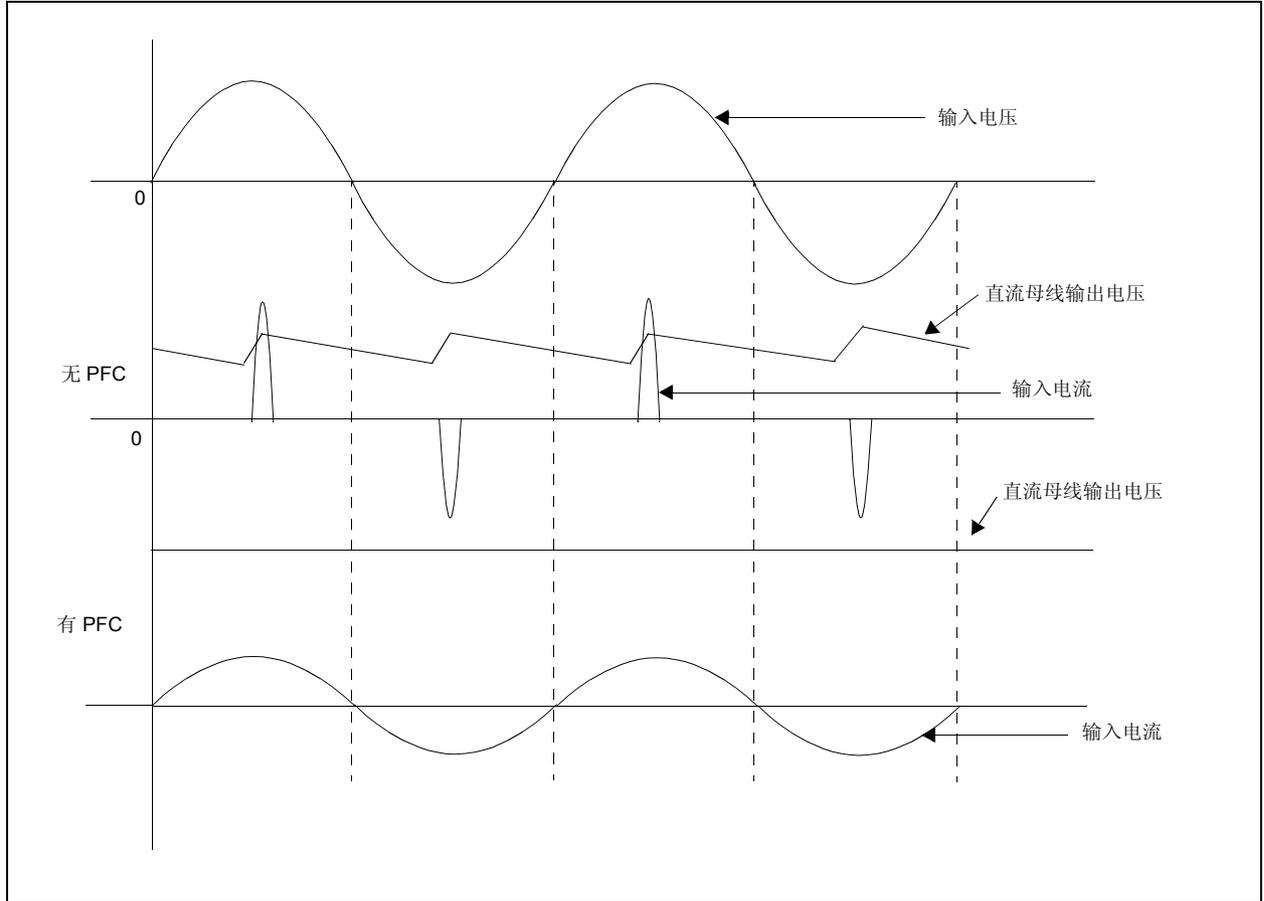
无功功率不产生有用功，但仍需要它来产生和维持工业感性负载 (如感应电机驱动的泵或风机、焊接机和许多其他设备) 运行所需的电磁场。无功功率以千乏 (kVAR) 为单位。

所需要的总功率，包括有功功率和无功功率，被称为视在功率，其单位为千伏安 (kVA)。

功率因数作为一个参数，它给出了任何系统所消耗的有功功率在总视在功率中所占的比率。功率因数之所以是一个重要的可测量数值，是因为它通常对经济效益有着显著的影响。

图 1 显示了使用和未使用 PFC 情况下的典型电流波形。

图 1: 使用和未使用 PFC 时的电流波形



这些波形表明PFC能够改善从主电源汲取的输入电流品质并减少直流母线电压纹波。

PFC的目标是使得电源的电流负载相当于一个简单的电阻负载。这将使得配电系统运行起来更有效率并减少电能损耗。

功率因数等于有功功率除以视在功率，如公式 1 所示。

公式 1: 功率因数

$$\text{功率因数} = \text{有功功率} / \text{电压} \times \text{电流}$$

当比值偏离常数时，表明输入包含相移、谐波失真或者两者兼有。这两种情形都将使得功率因数恶化。

系统中损失掉的其他功率称为无功功率，是由以下两个原因造成的：

- 电流与电压相位不一致，导致相位差
- 电流中存在谐波分量，导致电流失真

这两个因素对相移因子和失真因子进行了定义，给出了功率因数的表达式，如公式 2 所示。电压和电流之间的相移大小表明负载中的无功程度。

公式 2: 功率因数

功率因数 = 相移因子 × 失真因子

$$\text{功率因数} = \underbrace{\cos\phi}_{\text{相移因子}} \cdot \underbrace{\frac{1}{\sqrt{1 + (I_2/I_1)^2 + (I_3/I_1)^2 + \dots}}}_{\text{失真因子}} = \frac{\cos\phi}{\sqrt{1 + THD^2}}$$

$$THD = \sqrt{1 + (I_2/I_1)^2 + (I_3/I_1)^2 + \dots}$$

其中:

$\cos\phi$ = 电压和电流的相移因子

THD = 总谐波失真

I_1 = 从电源汲取的基波频率电流

I_2 = 从电源汲取的二次谐波频率电流, 其他次谐波电流依次类推

谐波含量

电流谐波是正弦波, 其频率为基波的整数倍。它们是电网中连续的静态扰动。谐波与线扰动绝然不同, 后者是由电源浪涌而引起的短暂失真。

引起电流谐波的原因

导致电流谐波失真的主要原因有:

- 电力电子设备 (整流器、UPS 系统、变频传动系统、静态转换器、晶闸管系统、开关电源、可控硅 (SCR) 系统等等。)
- 辅助设备 (焊接机、电弧炉、汞灯等等。)
- 饱和的感性设备 (发电机、电动机、变压器等等)

电流谐波引起的问题

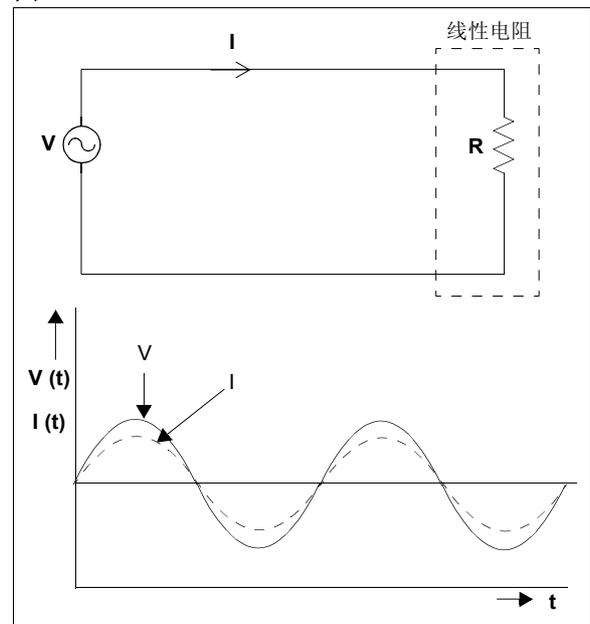
电流谐波引起的问题很多, 以下列举其中一部分:

- 引起控制系统组件的错误运行
- 对敏感电子设备造成损害
- 电路断路器故障跳闸并烧断保险丝
- 电容、变压器、电动机和照明灯泡及其他电气设备运行时出现过热现象
- 对附近电子设备造成干扰

为减少电流谐波引起的这些问题, 需对从输入源汲取的电流进行整形使得其与电压波形相同。总谐波失真 (THD) 如公式 2 所示。

PFC旨在改善相移和失真因子从而使得系统能够从电源获得最大的有功功率。这可通过减少由于无功元件引起的系统损耗来实现, 这将改善系统功率品质和总效率。

当功率转换器采用电压源供电时, 如果对于供电电压来讲使得功率转换器类似于一个线性电阻, 则此时将能实现输入电流波形对输入电压波形的跟随。例如, 如果输入电压 (V) 波形为正弦波, 输入电流 (I) 也一样, 如同图 2 所示。

图 2:

如何使得功率转换器呈现阻性

系统中包含无源的无功元件如电感、电容以及有源开关元件如 MOSFET 和 IGBT，如何能使转换器相对于供电电压呈现阻性呢？

这一问题的解答基于以下事实：PFC 是一个低频应用。因此，转换器无需在所有频率都呈现阻性，只需提供一个滤波机制去除高频纹波。

转换器中的基本元件是电感（L）和电容（C），它们都是零阶元件。这意味着这些元件将不能在一个开关周期内储存能量，这是由于以下基本特性：

- 电感中的电流不能突变。这使其成为一个具有开路开关和周期性电流源的割集，如图 3 所示。
- 电容两端电压不能突变。这使其成为一个包含闭合开关和周期性电压源的闭合电路，如图 4 所示。

图 3： 电流突变

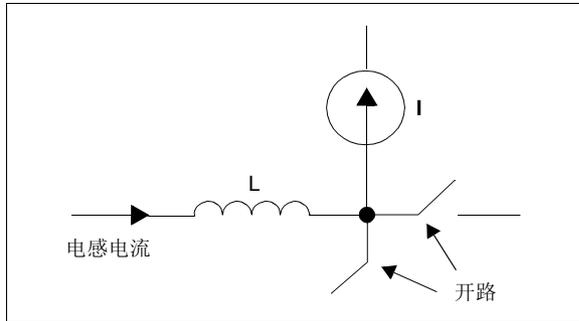
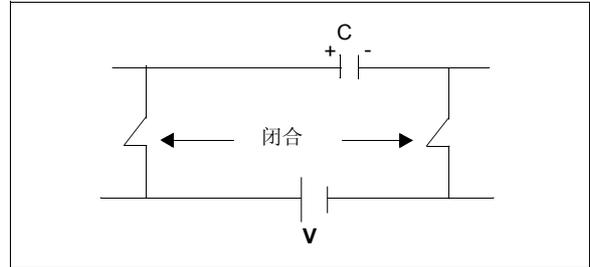


图 4： 电压突变



有源 PFC 必须同时控制输入电流和输出电压。对电流的整形是通过整流后的线电压来实现的，因此转换器的输入呈现阻性。输出电压的控制是通过改变电流编程信号的平均幅值来实现的。

图 3 和图 4 显示了两个基本特性，从而得到以下结论：

- 在低频范围内，电感和电容这两个元件可被认为是阻性的。
- 流经电感的电流可通过编程控制为跟随供电电压而其波形与电压波形相同。为实现这一目标，可使用不同策略实现 PFC。

交流线阻性负载的有效电阻将按照实际负载功率需求缓慢变化。线电流将保持与线电压的比例关系，但这一比例常数将在数个线周期内缓慢变化。

PFC 策略的理论背景

在基于 DSC 的应用中，相关模拟参数和控制环需要重新定义和离散化。这将使得从现有硬件到数字化控制方案的变换过程更为简便和合理。

PFC的基本功能是使得从系统汲取的输入电流为正弦波并与输入电压同相位。图 5 显示了 PFC 所需的组件框图以及 PFC 与 dsPIC 器件的接口。AC/DC 转换器部分负责将交流输入电压转换为直流电压，并保持在高输入功率因数下输入电流为正弦波。如同框图所示，控制算法的实现需要三个输入信号。

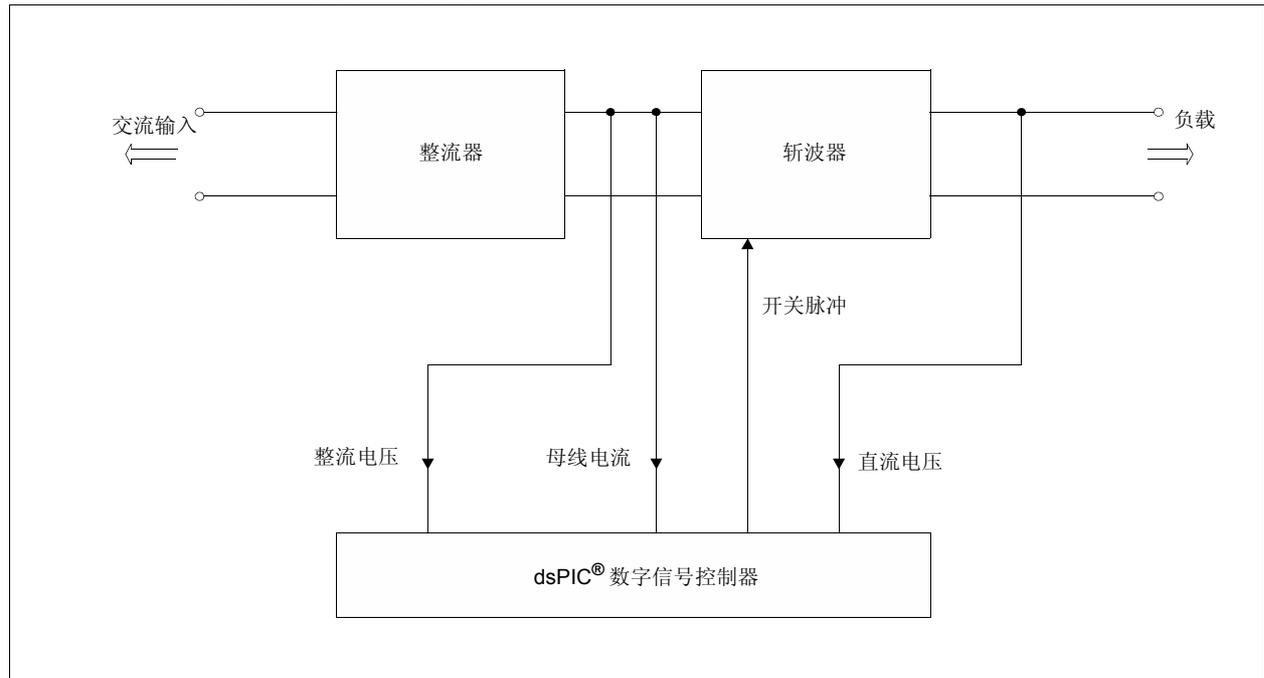
输入整流器将工频交流电压转换为单向电压。这一整流电压将被输入斩波器电路以产生平滑、恒定的直流输出电压。该电压将输出至负载。

根据以下三个测量反馈信号，dsPIC 器件负责产生 PWM 开关脉冲实现对斩波器电路的控制。

- 整流后的输入电压
- 整流后的输入电流
- 直流母线电压

有源 PFC 采用的各种拓扑结构都基于图 5 所示框图。

图 5: 功率因数校正组件框图



功率因数校正的拓扑结构

升压型 PFC 电路

升压型转换器产生的电压要高于输入整流电压，从而给出了功率开关（MOSFET）电压额定值 V_{OUT} 。图 6 显示了升压型 PFC 电路的原理图。图 7 显示了升压型 PFC 的输入电流波形。

图 6: 升压型 PFC

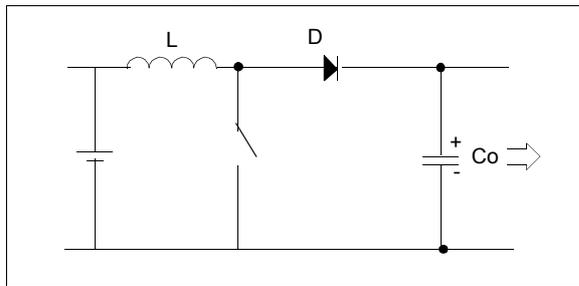
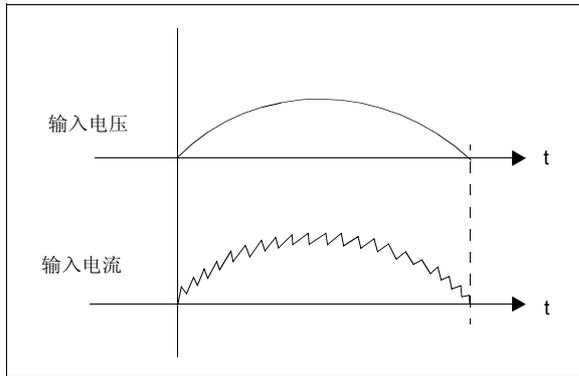


图 7: 升压型 PFC 输入电流波形



降压型 PFC 电路

在降压型 PFC 电路中，输出直流电压低于输入整流电压。需要较大的滤波器对开关纹波进行抑制。这种电路将大大提高功率因数。此时，功率开关（MOSFET）电压的额定值为 V_{IN} 。图 8 显示了降压型 PFC 的电路原理图。图 9 显示了降压型 PFC 的输入电流波形。

图 8: 降压型 PFC

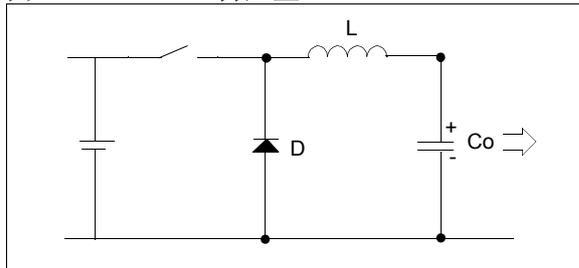
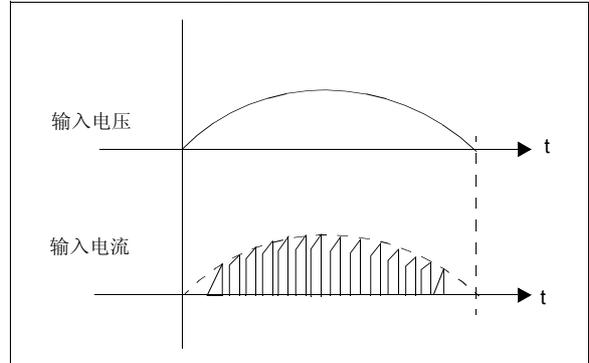


图 9: 降压型 PFC 输入电流波形



降压 / 升压型 PFC 电路

在降压 / 升压型 PFC 电路中，输出直流电压可以低于或高于输入整流电压。此时，可获得较高的功率因数。功率开关（MOSFET）电压的额定值为 $(V_{IN} + V_{OUT})$ 。图 10 显示了降压 / 升压型 PFC 电路原理图。图 11 显示了降压 / 升压型 PFC 输入电流波形。

图 10: 降压 / 升压型 PFC

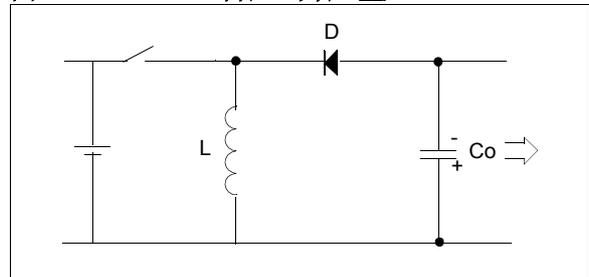
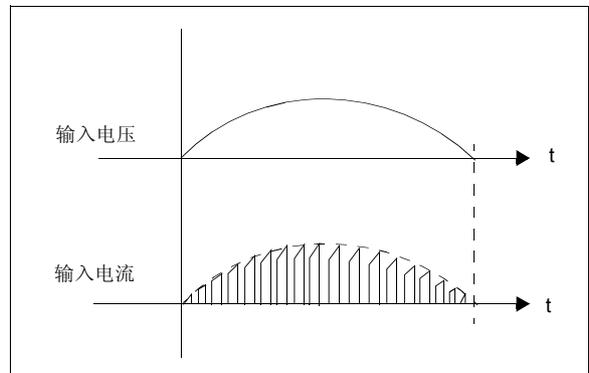


图 11: 降压 / 升压型 PFC 输入电流波形



无论输入线电压和输出负载如何变化，从降压型转换器和降压 / 升压型转换器汲取的输入电流总是不连续的。然而，对于升压型转换器，如果它工作于连续导电模式（Continuous Conduction Mode, CCM），则汲取的输入电流将总是连续的。这将有助于减少输入电流谐波。

基于 dsPIC30F6010A 的 PFC 实现

为本应用笔记中所述应用选定的拓扑结构是基于 dsPIC30F6010A 器件数字化实现的升压型 PFC 电路。然而，该 PFC 软件实现适用于任何型号的 dsPIC 器件。图 12 列举了基于 dsPIC30F6010A 的 PFC 实现的框图。

dsPIC 器件仅输出用于控制升压型转换器功率开关的驱动脉冲，并由此对直流母线标称电压进行控制以使交流线呈现为阻性负载。

升压型转换器的输出直流电压和流经电感的输入电流是使用有源 PFC 时主要控制的两个参数。这里使用的 PFC 技术为平均电流模式控制。

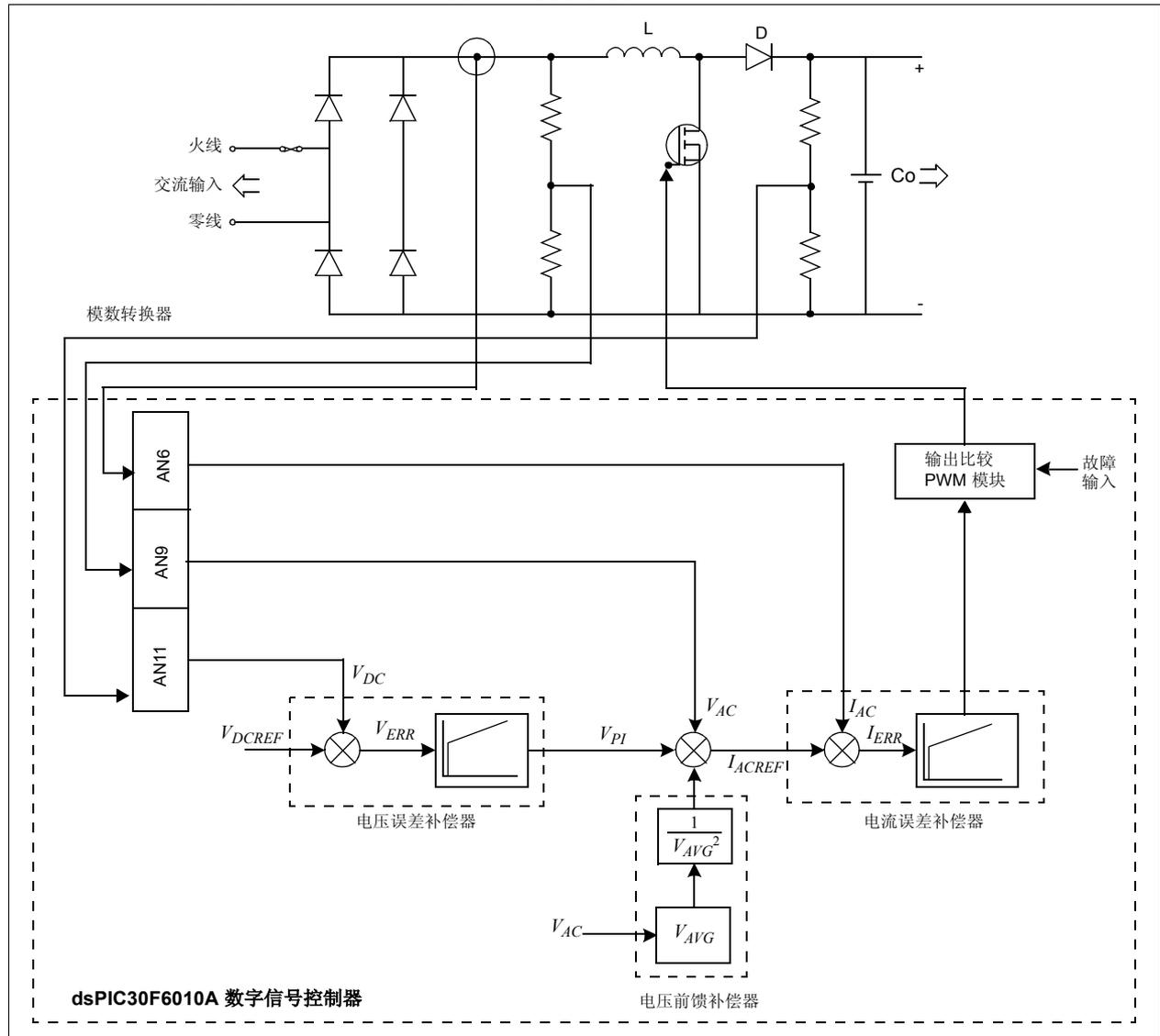
在平均电流模式控制中，输出电压的控制是通过改变电流幅值信号的平均值来实现的。

电流信号是通过数字计算整流输入电压、电压误差补偿器输出和电压前馈补偿器输出的乘积来获得的。

乘以整流输入电压是为了使得电流信号具有与整流输入电压相同的波形。电流信号应尽可能地与整流输入电压匹配以获得较高的功率因数。

电压前馈补偿器对于保持恒定的输出功率至关重要，因为它负责对输入电压与其标称值的偏离进行补偿。

图 12: 基于 dsPIC30F6010A 的 PFC 实现框图



AN1106

PFC 软件实现

功率因数校正包括以下三个主要模块，如图 13 和图 14 所示。

图 13: PFC 硬件接口

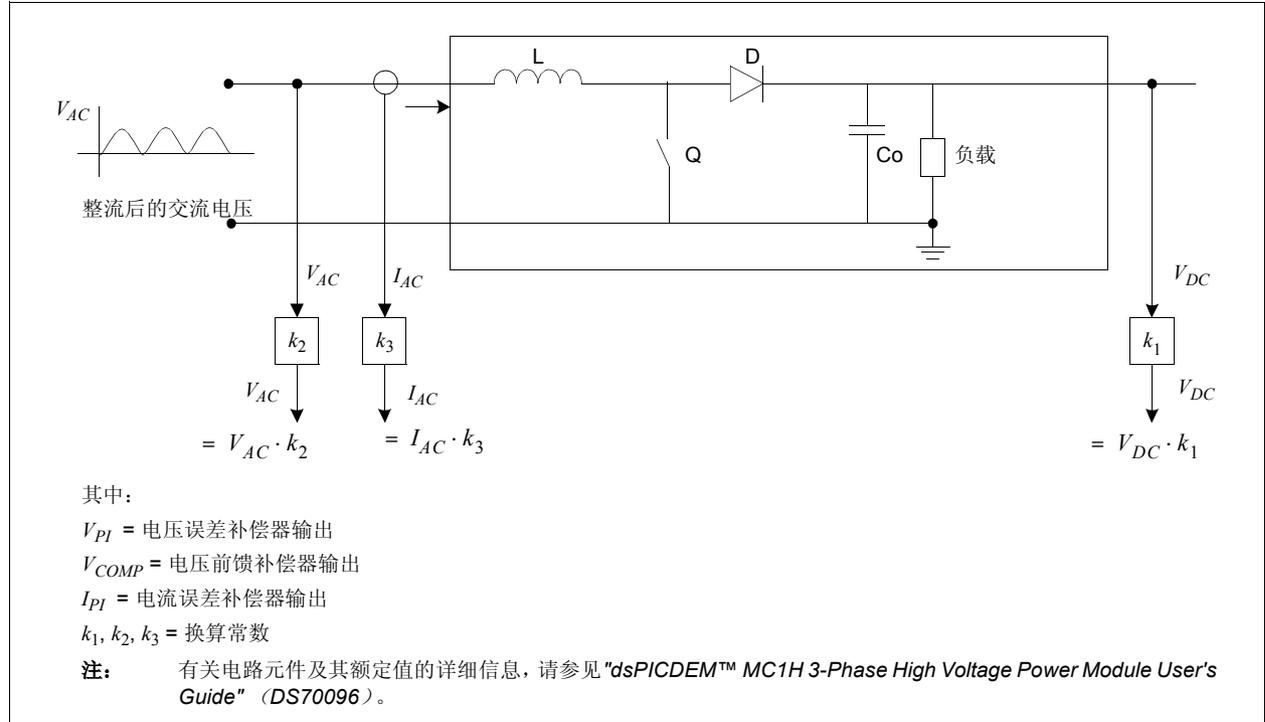
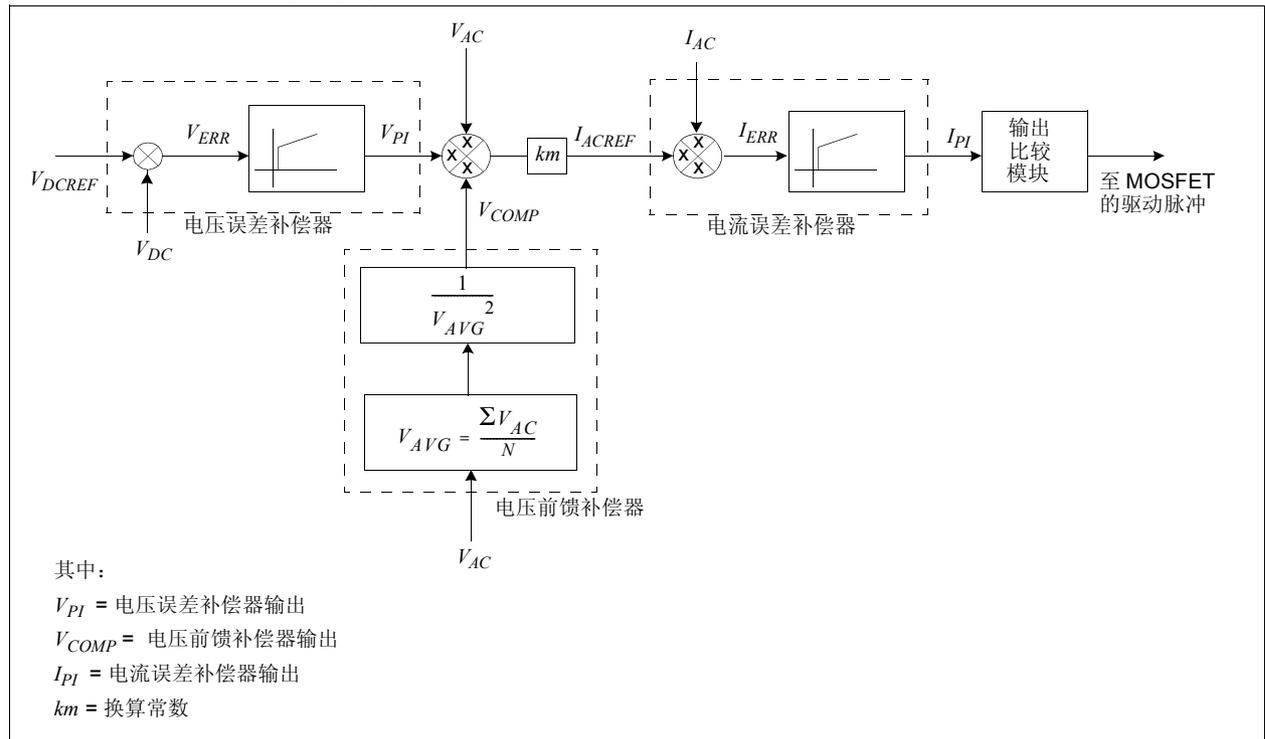


图 14: PFC 软件实现



电流误差补偿器

控制框图中的内环构成了电流环。电流环的输入是参考电流信号 I_{ACREF} 和实际的电感电流 I_{AC} 。电流误差补偿器产生控制输出，这样电感电流 I_{AC} 能够跟随参考电流 I_{ACREF} 。

与电压环相比，电流环应具有较快的响应速度。电流补偿器的带宽应更高，这样才能正确跟踪两倍于输入频率的半正弦波形。通常，电流补偿器的带宽位于 5 kHz 至 10 kHz 之间而开关频率则大约为 100 kHz。此处所选电流环带宽为 8 kHz，而开关频率选择为 80 kHz 以便可以选用体积较小的元器件。

电流控制器 G_I 产生的占空比值经适当量化后用于驱动 PFC MOSFET 的栅极。

电压误差补偿器

控制框图中的外环构成电压环。电压环的输入是参考直流电压 V_{DCREF} 和实际检测到的输出直流电压 V_{DC} 。电压误差补偿器用于产生控制输出，这样无论负载电流 I_O 和供电电压 V_{AC} 如何变化，直流母线电压 V_{DC} 都将保持恒定，即参考值 V_{dcref} 。电压控制器 G_V 产生控制信号，该信号将确定电流内环的参考电流 I_{ACREF} 。

电压误差补偿器对输出电压进行控制。当输入电压增加时， V_{AC} 和 V_{PI} 的乘积增加，从而使得设定信号幅值增加。当该信号除以平均电压信号的平方后，将得到相应按比例减小的电流参考信号。

结果是，电流按照电压增加的比例相应减小，从而保持输入功率为恒定值。这将确保电压补偿器输出的参考控制输出电流 I_{ACREF} 为最大值，这样将在最小输入电压的条件下输出额定输出功率。

电压前馈补偿器

如果电压减小，用于确定 I_{ACREF} 的乘积 ($V_{AC} \cdot V_{PI}$) 也相应按比例减小。然而，在输入电压减小的情况下为保持恒定输出功率， I_{ACREF} 应按比例增加。输入电压前馈控制的目的是保持由负载确定的输出功率恒定，而不论输入线电压如何变化。这一补偿器采用全数字实现，其实现过程为：计算输入线电压的平均值，对该平均值进行平方，并将该结果作为分母得到输入参考电流送入电流误差补偿器。

如果 V_{AC} 为 PFC 电路的整流输入电压，输入电压的前馈项的计算如公式 3 所示。

公式 3： 平均电压计算

在模拟域中，平均电压的连续形式为：

$$V_{AVG} = \frac{1}{T} \cdot \int_t^{(t+T)} (V_{AC} \cdot dt)$$

其中：

V_{AC} = 交流输入电压的瞬时值

T = 时间长度（取决于交流输入电压的频率）

在数字域中，这一公式的离散形式为：

$$\begin{aligned} i &= n + \frac{T}{T_S} \\ \Rightarrow V_{AVG} &= \frac{1}{T} \sum_{i=n} V_{AC}^{(i)} \cdot T_S \end{aligned}$$

$$\Rightarrow V_{AVG} = \sum_{i=n} V_{AC}^{(i)} \cdot \frac{1}{T/T_S}$$

$$\Rightarrow V_{AVG} = \frac{\sum V_{AC}^{(i)}}{N}$$

其中：

V_{AC} = 第 i 次采样时的输入电压

N = 采样次数

参数“ N ”由 $N = T/T_S$ 给出。在计算该值时，必须首先计算输入线频率 $f = 1/T$ 和控制环频率 $f_s = 1/T_S$ 。

PFC 的控制环频率为 40 kHz，运行于 ADC 中断服务程序 (Interrupt Service Routine, ISR) 中。该频率能够精确地跟踪输入电压并对电感电流进行准确的整形。基于此，采样时间如公式 4 所示。

公式 4： 采样时间

$$T_S = \frac{1}{40kHz} = \frac{1}{40000} = 25\mu s$$

PFC 软件是针对 40 Hz 至 66 Hz 的输入线频率范围设计的，如公式 5 所示。

公式 5: 输入频率

$$\Rightarrow f_{MIN} = 40\text{Hz} \Rightarrow T_{MAX} = 25\text{ms}$$

$$\Rightarrow f_{MAX} = 66\text{Hz} \Rightarrow T_{MIN} = 15.15\text{ms}$$

已知前面计算结果，则“N”的取值范围如公式 6 所示。

公式 6: 采样计数

$$N_{MAX} = \frac{T_{MIN}}{T_S} = \frac{25\text{ms}}{25\mu\text{s}} = 1000$$

至

$$N_{MIN} = \frac{T_{MAX}}{T_S} = \frac{15.15\text{ms}}{25\mu\text{s}} = 600$$

然而，由于整流后的交流输入电压的频率为线电压频率的两倍，因此采样计数可取 300 至 500 中的任何值，标称值为 333.33，对应于线电压频率 60 Hz。

图 15 显示了如何计算整流后的交流输入电压的采样计数值“N”（须对过零点处进行监视）。

对过零点处进行监视需要更为复杂的模拟电路。而本应用中使用的方法是固定输入电压的最小参考点，如图 16 所示。当来自 ADC 的输入交流电压采样值高于 V_{MINREF} 时，则启动计数器，而在下一周期当电压低于 V_{MINREF} 时则停止计数器。在该点的计数值将给出采样计数值“N”。

图 15: 整流后的交流电压

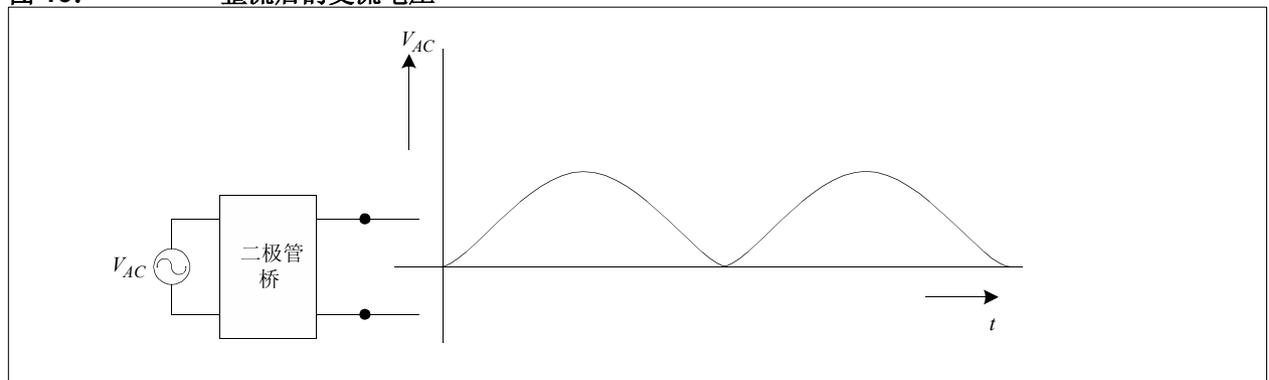
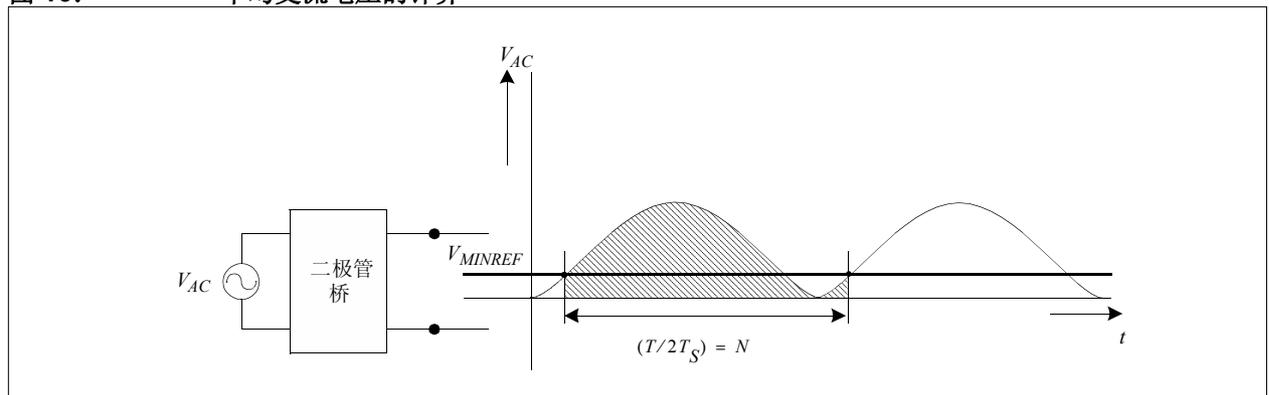


图 16: 平均交流电压的计算



PFC 数字设计

使用分压电路对 V_{AC} 和 V_{DC} 电压进行测量，并将测量结果送入 ADC 模块。

可采用电流取样电阻（或霍尔效应传感器）对电流 I_{AC} 进行测量而输出电压将被送入 ADC 模块，如图 12 所示。

本节介绍了功率因数校正的详细设计。图 17 采用传递函数的形式对图 14 中的框图进行了重新绘制。

图 17: PFC 数字设计

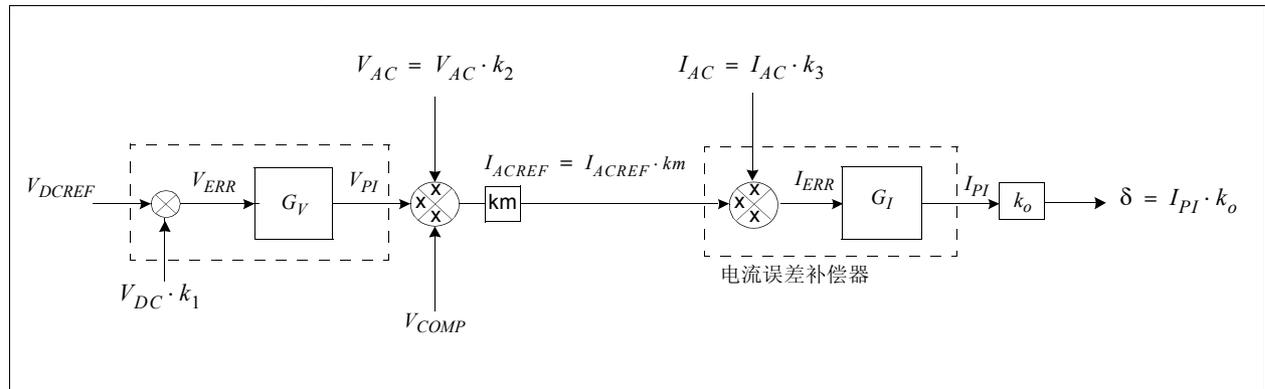


表 1 列出了 PFC 数字设计所使用的系统参数。

表 1: 系统设计参数

| 参数 | 值 |
|------------|--|
| 输出功率 | $P = 400 \text{ W}$ |
| 输入电压范围（峰值） | $V_{ACMIN} = 100\text{V}, V_{ACMAX} = 410\text{V}$ |
| 输入频率范围 | $f_{MIN} = 40 \text{ Hz}, f_{MAX} = 66 \text{ Hz}$ |
| 输出电压 | $V_{DC} = 410\text{V}$ |
| 开关频率 | $f_{SW} = 80\text{kHz}$ |
| 数字环采样频率 | $f_S = 40\text{kHz}$ |
| 电感 | $L = 1.2\text{mH}$ |
| 输出电容 | $C_O = 1000 \mu\text{F}$ （3 个 $330 \mu\text{F}$ ） |
| 电压环带宽 | $f_{BwV} = 10 \text{ Hz}$ |
| 电流环带宽 | $f_{BwI} = 8 \text{ kHz}$ |

注： 当上表列出的系统设计参数有任何改变时，后续的设计计算都将需要重新计算。对于更大功率的要求，需采用后续章节中的步骤对补偿器常数进行近似计算。

AN1106

公式 7: 常数计算

最大电感电流为:

$$I_{ACMAX} = \frac{2 \cdot P}{V_{MIN}} = \frac{2 \cdot 400}{100} = 8A$$

增益常数 k_1 、 k_2 、 k_3 和 km 选择为:

$$k_1 = \frac{1}{V_{DC}} = \frac{1}{410} = 0.00244$$

$$k_2 = \frac{1}{V_{ACMAX}} = \frac{1}{410} = 0.00244$$

$$k_3 = \frac{1}{I_{ACMAX}} = \frac{1}{8} = 0.125$$

$$km = \frac{V_{ACMAX}}{V_{ACMIN}} = \frac{410}{100} = 4.1$$

注: 软件中所有数字表示都是采用定点 1.15 (Q15) 格式。当常数超出 0x7FFF 的范围时, 将被转换为一个适当的数字格式以便于处理。之后, 产生的输出结果仍将采用 Q15 格式。

表 2、表 3 和表 4 显示了数值范围以及各种输入的基本值。

表 2: 交流输入电压的数值表示

| | V_{AC} (RMS) | V_{AC} (峰值) | ADC (输入) | Q15 格式 |
|-----|----------------|---------------|----------|--------|
| 最大值 | 290 伏 | 410 伏 | 5.0 伏 | 0x7FFF |
| 最小值 | 70 伏 | 100 伏 | 1.2069 伏 | 0x1EE0 |
| 标称值 | 230 伏 | 325 伏 | 3.965 伏 | 0x6560 |

表 3: 交流输入频率的数值表示

| | f | f_{RECT} | 采样计数 (N) |
|-----|-------|------------|----------|
| 最大值 | 66 Hz | 132 Hz | 300 |
| 最小值 | 40 Hz | 80 Hz | 500 |
| 标称值 | 50 Hz | 100 Hz | 400 |

表 4: 直流输出电压的数值表示

| | V_{DC} | ADC 输入 | Q15 格式 |
|-----|----------|--------|--------|
| 标称值 | 410 伏 | 4.5 伏 | 0x7300 |

电流误差补偿器设计

公式 8: 电流误差补偿器

电流误差补偿器的传递函数由下式给出:

$$G_I(s) = k_{pi} + \frac{k_{Ii}}{s} = k_{pi} \cdot \left(\frac{1 + T_{co} \cdot s}{T_{co} \cdot s} \right)$$

其中: $f_z = 800\text{Hz}$, 此处为电流 PI 控制器的零点位置, 而

$$T_{co} = \frac{1}{2\pi f_z}$$

$$G_I(s) = \left(\frac{2\pi f_{BWI} \cdot L}{k_3 \cdot V_{DC}} \right) \cdot \left(\frac{1 + T_{co} \cdot s}{T_{co} \cdot s} \right)$$

$$G_I(s) = \left(\frac{2\pi \cdot 8\text{kHz} \cdot 1.2\text{mH}}{0.125 \cdot 410} \right) \cdot \left(\frac{1 + 198.94 \cdot 10^{-6}s}{198.94 \cdot 10^{-6}s} \right)$$

$$G_I(s) = 1.177 \cdot \left(\frac{1 + 198.94 \cdot 10^{-6}s}{198.94 \cdot 10^{-6}s} \right)$$

$$G_I(s) = 1.177 + \frac{5916 \cdot 356}{s}$$

$$= k_{pi} + \frac{k_{Ii}}{s}$$

$$k_{pi} = 1.177$$

$$k_{Ii} = \frac{5916 \cdot 356}{40\text{kHz}} = 0.1479$$

校正项 k_{ci} 由下式得出:

$$k_{ci} = \frac{k_{Ii}}{k_{pi}} = 0.12566$$

因此, 对于电流误差补偿器

| | | | | |
|------|--------------------|----|------|-----------|
| 比例常数 | $k_{pi} = 1.177$ | -> | 2410 | (Q 11 格式) |
| 积分常数 | $k_{Ii} = 0.1479$ | -> | 4846 | (Q 15 格式) |
| 校正常数 | $k_{ci} = 0.12566$ | -> | 4117 | (Q 15 格式) |

注: 电流环带宽选择为 8 kHz, 这样电流能够较好地跟踪频率为 100 Hz 或 120 Hz 的半正弦输入电压。根据对数字延时的考虑, 对电流补偿器“零点”进行配置。因此, 对于相位交点频率为 8 kHz 的情况, “零点”配置在远小于该频率处。在本应用中选择 800 Hz 的频率来配置电流 PI 补偿器“零点”。

电压误差补偿器设计

公式 9: 电压误差补偿器

电压误差补偿器的传递函数如下:

$$G_V(s) = k_{pV} + \frac{k_{Iv}}{s}$$

$$G_V(s) = k_{pV} \left(\frac{1 + T_{co} \cdot s}{T_{co} \cdot s} \right) = \frac{2k_2 k_3 (V_{ACMAX})^2}{k_1 k_m (V_{ACMIN})} \frac{V_{DC}}{Z_{fcv}} \left(\frac{1 + T_{co} \cdot s}{T_{co} \cdot s} \right)$$

其中: $f_z = 10 \text{ Hz}$, 此处为电压 P_I 控制器的“零点”位置

$$T_{co} = \frac{1}{2\pi f_z}$$

计算 $G_V(s)$

$$G_V(s) = \frac{420.25}{Z_{fcv}} \left(\frac{1 + 15.9155 \cdot 10^{-3}s}{15.9155 \cdot 10^{-3}s} \right) \quad (1)$$

这里, Z_{fcv} 为等效阻抗。该阻抗考虑了输出电容、PFC 输出阻抗和负载阻抗的并联组合:

$$Z_{fcv} = Z_o \left| \frac{1}{Cs} \right| Z_L = \frac{1}{\frac{1}{Z_o} + \frac{1}{Z_L} + Cs}$$

为使恒定功率负载达到最大效率:

$$Z_{fcv} = \frac{1}{Cs} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 1000\mu F \cdot s}$$

$$Z_{fcv} = 15.91545 \quad (2)$$

将公式 (2) 代入公式 (1)

$$G_V(s) = 27 \cdot \left(\frac{1 + 15.9155 \cdot 10^{-3}}{15.9155 \cdot 10^{-3}} \right) = 27 + \frac{1696}{s}$$

$$k_{pV} = 27$$

$$k_{Iv} = \frac{1696.46}{40kHz} = 0.042411$$

$$\text{校正因子 } k_{cv} = \frac{k_{Iv}}{k_{pV}} = 0.00157$$

因此, 对于电流误差补偿器

| | | | | |
|------|---------------------|----|-------|-----------|
| 比例常数 | $k_{pV} = 27$ | -> | 27648 | (Q 10 格式) |
| 积分常数 | $k_{Iv} = 0.042411$ | -> | 1390 | (Q 15 格式) |
| 校正常数 | $k_{cv} = 0.00157$ | -> | 51.47 | (Q 15 格式) |

注: 电压环带宽选择为 10 Hz。该带宽远小于 100 Hz 或 120 Hz 的输入频率, 因此消除了直流母线电压中的二次谐波纹波。电压补偿器“零点”与电压环带宽相同, 因为在带宽为 10 Hz 时, 数字延时并不显著。

软件实现的时序逻辑

Timer3 的工作频率为 80 kHz，每个周期（80 kHz）都向 ADC 提供一个触发信号。每隔 2 个定时器周期（40 kHz）将发生一次 ADC 中断。

ADC 模块设置为通道扫描模式。对 V_{DC} 和 V_{AC} 电压进行交替采样和转换，而每一个触发周期都将对电流 I_{AC} 进行采样和转换。

使用了 dsPIC30F6010A 器件中的以下模拟通道和缓冲区：

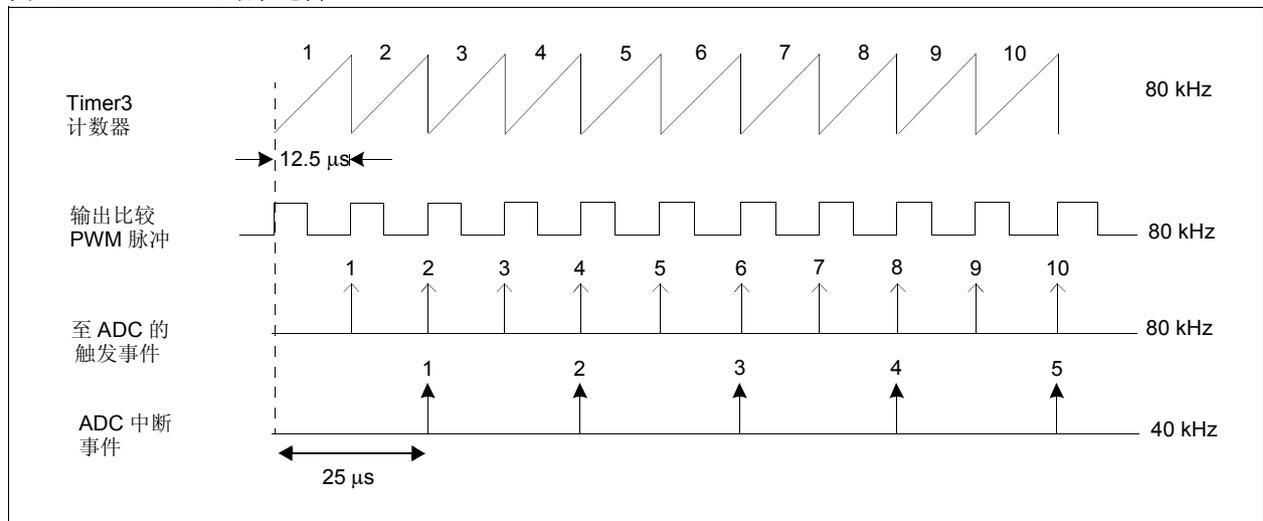
- 对以下通道进行转换后产生第一个 ADC 中断：
 - AN9——V_{DC}，直流母线电压（ADCBUF0）
 - AN6——I_{AC}，电感电流（ADCBUF3）

- 对以下通道进行转换后产生第二个 ADC 中断：
 - AN11——V_{AC}，整流电压（ADCBUF4）
 - AN6——I_{AC}，电感电流（ADCBUF7）
 模拟输入 AN9 和 AN11 为交替扫描通道。
- 在控制环的任何时刻都可从以下缓冲区读取：
 - ADCBUF0 给出直流母线电压
 - ADCBUF3 和 ADCBUF7 给出电感电流
 - ADCBUF4 给出交流电压

输出比较模块（使用该模块的 OC6 引脚）设置为 PWM 模式，用于产生驱动 PFC MOSFET 栅极的 PWM 脉冲。输出比较模块的时基由工作频率为 80 kHz 的 Timer3 模块提供。

这些事件以及 A/D 中断发生序列如图 18 中时序逻辑所示。

图 18: 时序逻辑



软件流程

主要软件流程如图 19 所示。复位后，当执行程序时，将首先对所有变量进行初始化并对外设进行配置。为控制环补偿器定义 PI 参数值。Timer3 模块切换到 ON 状态且工作频率为 80 kHz。允许所有中断。

ADC 模块等候 Timer3 特殊事件中断的发生。在每一次周期匹配时，定时器产生一个 ADC 触发信号以启动对信号的采样和转换。在触发定时器之后，ADC 对电压和电流进行采样和转换，随后产生 ADC 中断。

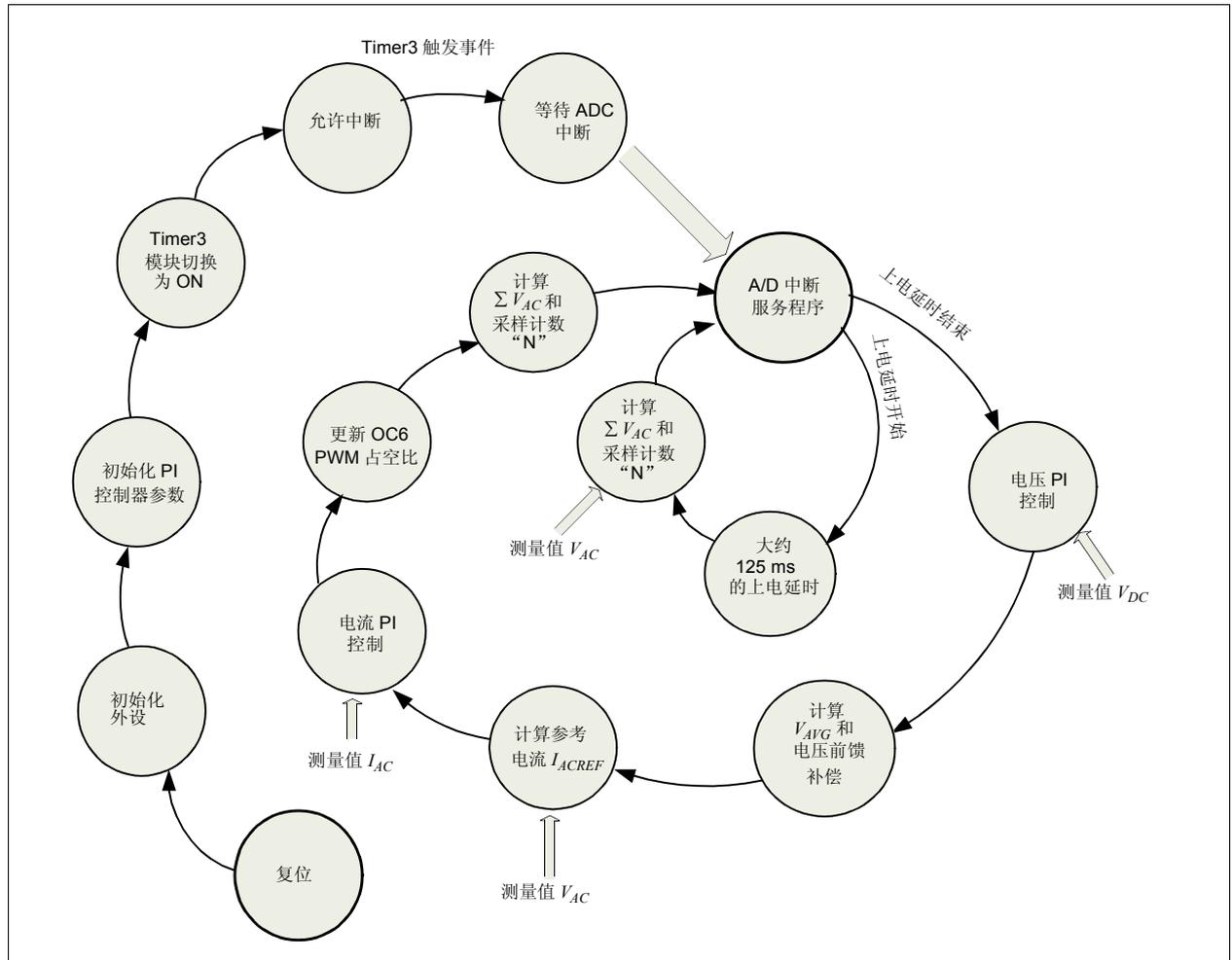
PFC 程序在 ADC 中断服务程序 (ISR) 中运行。上电延时将使得电容能够充电至直流母线电压。在上电延时时间 (大约 125 ms) 结束后，将开始执行控制环。在上

电延时过程中，对电压采样进行累加并计算频率。这将在控制环本身的第一次迭代中就完成平均电压的计算，这是因为已获得对应于一个线电压周期的平均电压。

在获得直流母线电压 VDC 测量值后，电压误差补偿器将执行电压 PI 控制器。根据交流输入电压的测量值，将依次执行对输入电压进行平均值计算、平方和除法的程序并最终得到电压前馈补偿器的输出。这一输出连同电压误差补偿器输出一起用来计算参考值 IACREF。在获取 IACREF 和电感电流测量值后，电流误差补偿器将执行电流 PI 控制器以产生输出比较模块所需的新的占空比。

在这个过程中，对电压采样进行累加，并在每一次迭代中对 EVAC 进行计算。

图 19: 软件流程



软件中的函数用法

表 5 列出了软件中使用的函数。这些函数用于实现 PFC 的各个环节。

表 5: PFC 函数

| 函数名称 | 说明 |
|--------------------|----------------|
| calcVsumAndFreq() | 计算 VSUM 和频率的函数 |
| VoltagePIControl() | 电压误差补偿器函数 |
| calcIacRef() | 计算参考电流的函数 |
| CurrentPIControl() | 电流误差补偿器函数 |

表 6 中列出的函数用于实现其他辅助功能，如初始化高电压板、设置 GPIO 端口、配置中断优先级和初始化外设。

表 6: 辅助函数

| 函数名称 | 说明 |
|----------------------|---------------------|
| SetupBoard() | 用于清除和复位故障的函数 |
| SetupPorts() | 用于初始化 GPIO 端口的函数 |
| InitOutputCompare6() | 用于配置输出比较模块和定时器模块的函数 |
| configADC() | 用于配置 ADC 模块的函数 |

注: 函数采用汇编语言实现，并可由 C 程序进行调用。

PFC 控制集成

开发的 PFC 软件可与首个单元仍是 AC/DC 转换（要求恒定的直流电压和正弦电流波形）的任何其他应用结合使用。

对于更高的负载要求和更大的功率等级，可修改应用参数以满足其要求。补偿器增益和常数可能需要重新调节以及更好的系统硬件保护等级，这需要采用更高额定值的元器件以应对更高负载的情况。

PFC 单元可在下列应用中用作重要的组成部分：

- 电机控制应用
- 不间断电源应用
- 开关电源应用

PFC 软件使用了一些不能与其他任何应用共享的器件外设和资源。这不包括 ADC 模块，因为它可使用 PFC 应用中未使用的模拟通道。

不能与其他应用共享的外设：

- 输出比较模块的 OC6 引脚
该模块用于 PWM 模式且基于自身的时基，不使用电机控制（Motor Control, MC）PWM 模块（该模块能驱动其他应用，如电机控制中的开关逆变器和其他与电源相关的应用）。
- Timer3 模块
除作为 ADC 模块的触发源，该模块还用来提供输出比较模块运行的时基。
- 模数转换器
该模块分别使用模拟通道 AN6、AN9 和 AN11 转换模拟信号 IAC、VAC 和 VDC。剩余的 13 个通道可用于同 PFC 软件结合使用的任何其他应用。

用于 PFC 应用的资源：

- 程序存储器（ROM）：2013 个字节
- 数据存储器（RAM）：142 个字节
- 处理器速度：30 MIPS（采用 7.37 MHz 外部晶振时）
- MIPS：当 dsPIC 工作频率为 30 MHz 时，大约为 10 MIPS

实验室测试结果和波形

以下图表显示了包括电感电流、直流母线电压、输入电流的各实验波形，以及 PF 改善和电流谐波减少的测试结果。除提供使用和未使用 PFC 系统的性能比较之外，这些信息还有助于验证 PFC 实现的有效性。

图 20: 未使用 PFC 时的电感电流波形

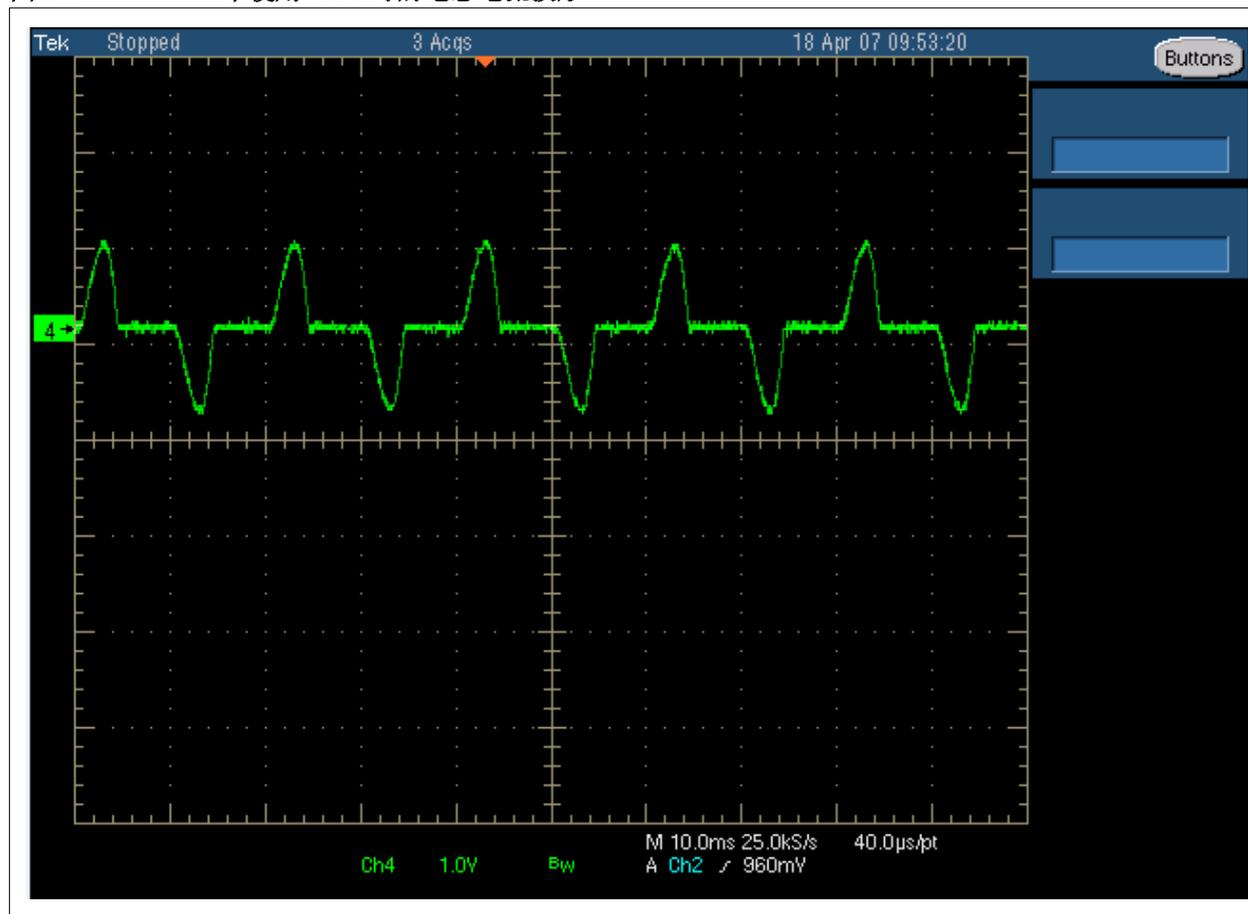


图 21: PFC 启动特性

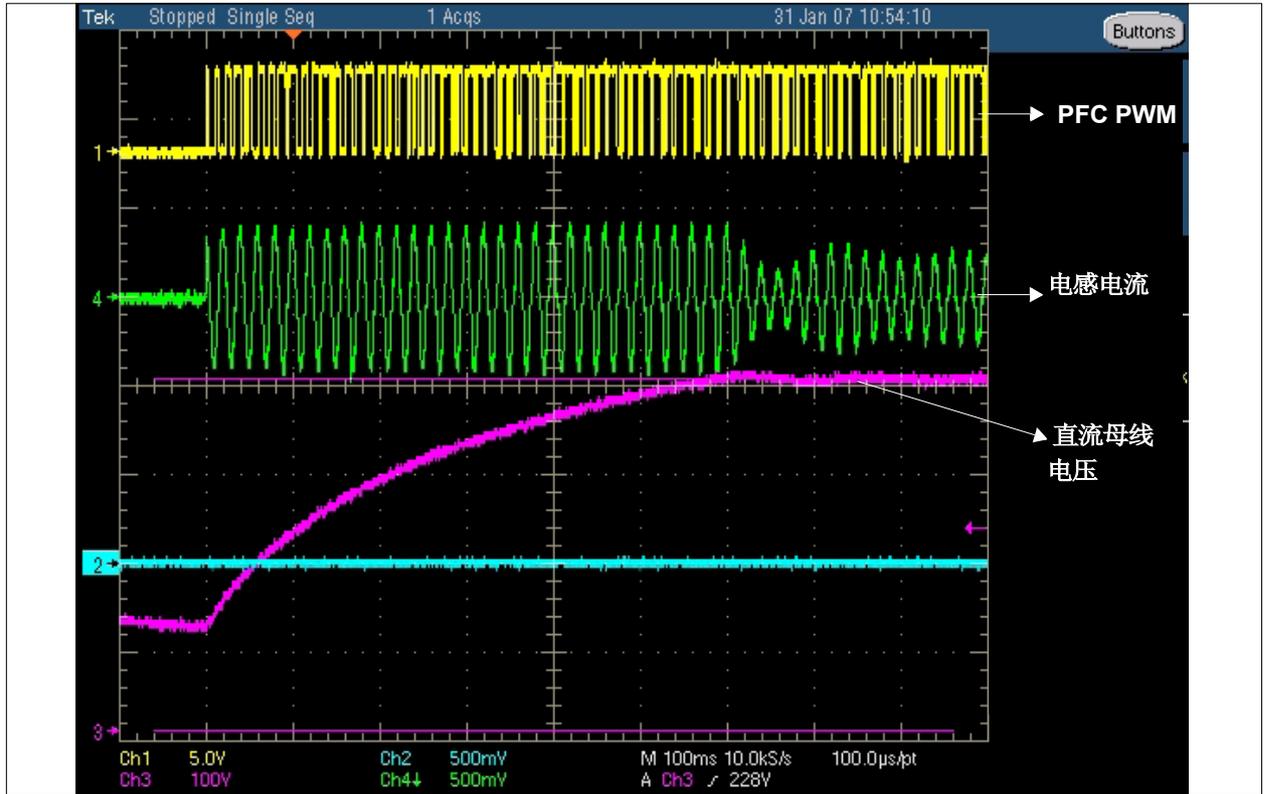


图 22: 使用 PFC 时的波形

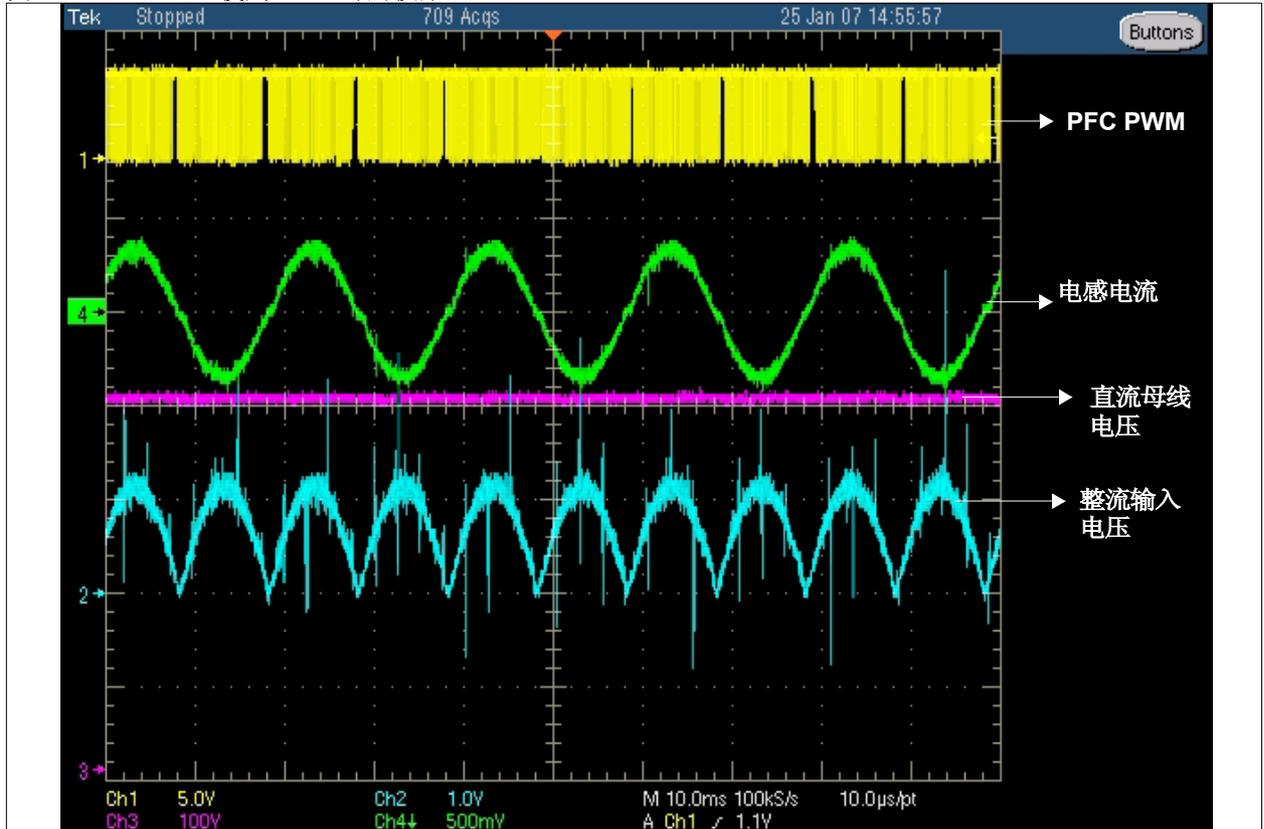


图 23: 使用 PFC 时的功率因数

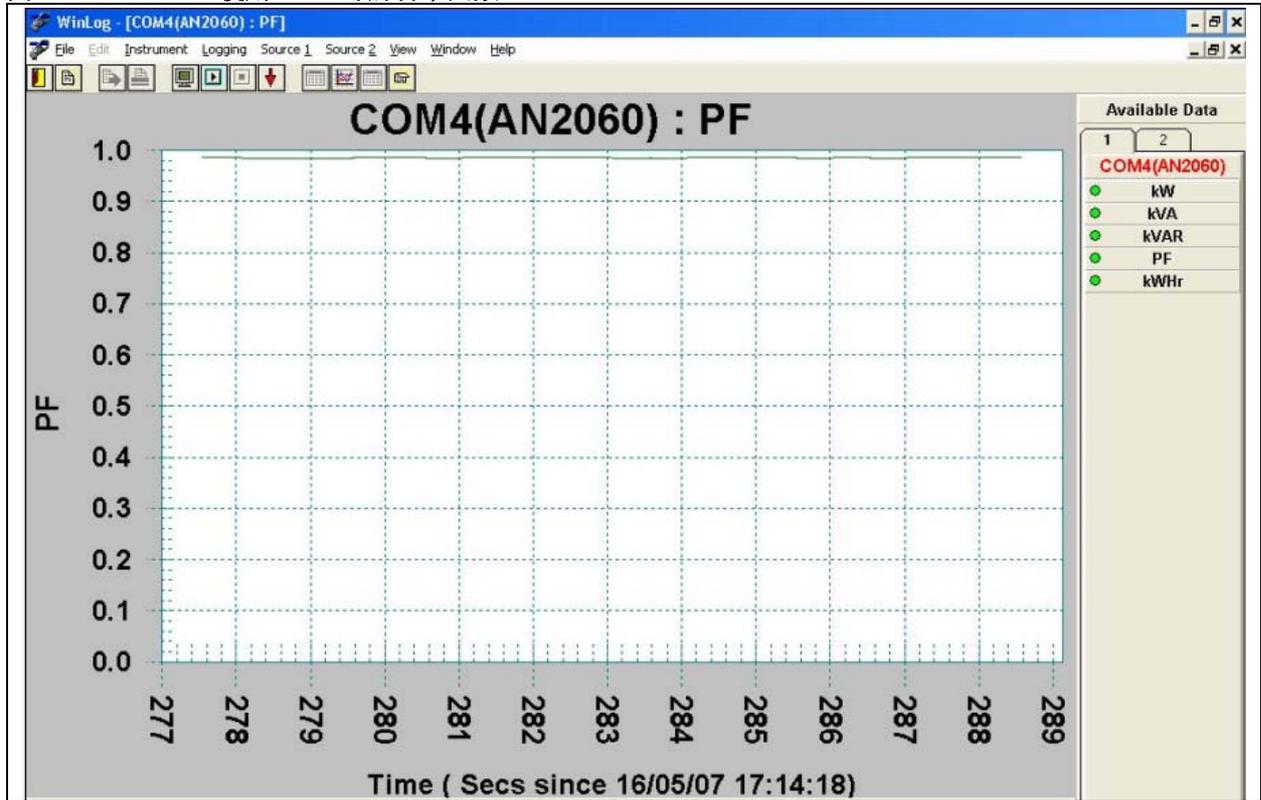
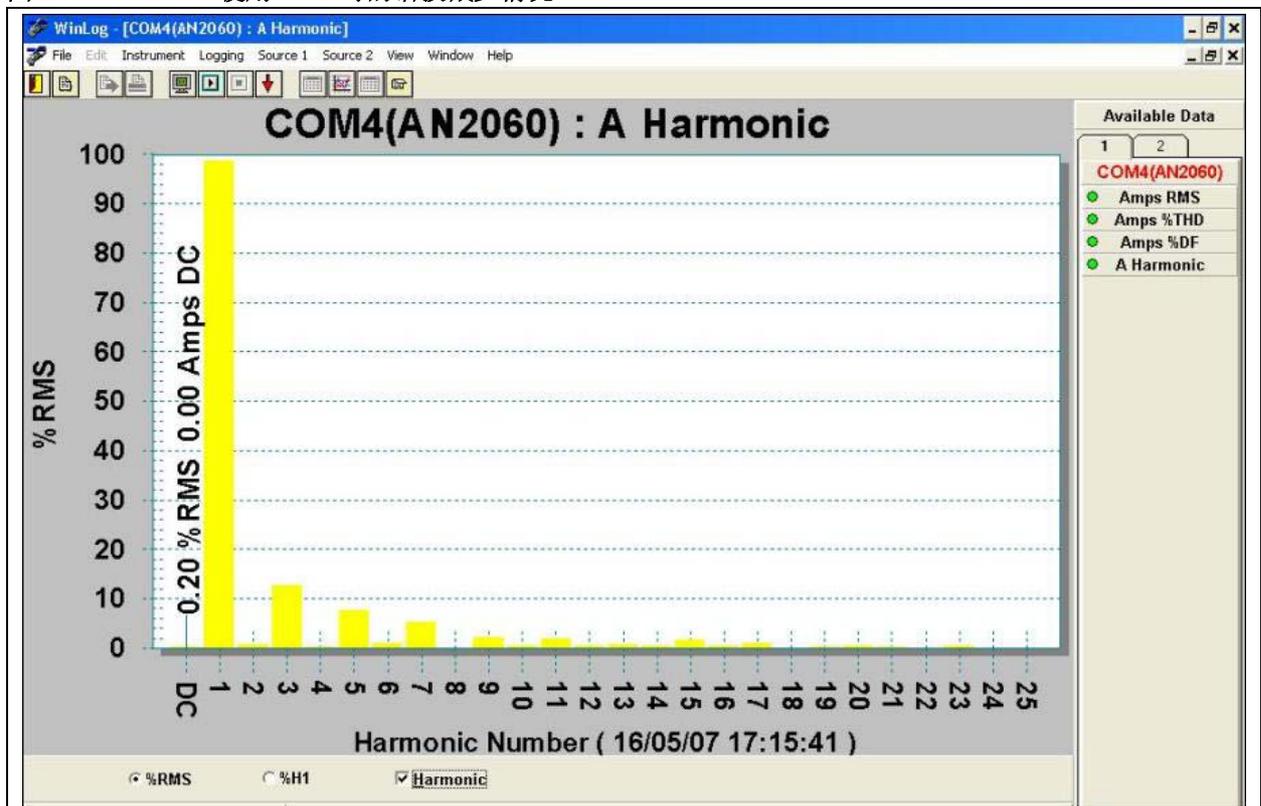


图 24: 使用 PFC 时的谐波减少情况



总结

此应用笔记描述了如何通过基于 dsPIC 器件的平均电流模式控制实现功率因数校正 (PFC)。

dsPIC 器件提供了多种的外设和存储器, 从而可使该应用与其他使用 dsPICDEM™ MC1H 三相高电压功率模块 (P/N DM300021) 和 dsPICDEM™ MC1 电机控制开发板 (P/N DM300020) 的相关应用进行集成。

本应用中使用的固件 (见附录 A: “源代码”) 采用汇编语言进行编写, 以充分利用特殊 DSP 运算功能。

对于进一步的开发工作, 用户可利用 MPLAB® IDE 和开发工具提供的灵活开发平台进行代码开发和程序调试。

- 注:** 当使用 dsPIC33F 器件实现 PFC 算法时, 必须遵从下列相应变动:
- dsPIC33F 器件运行速度为 40 MIPS (40 MHz):
应对所有时序的考量进行验证以适合这一工作频率。输出比较模块的周期和占空比应根据这一频率进行重新计算。来自定时器的 ADC 触发事件也应重新计算。
 - dsPIC33F 系列中的某些器件可使用带有 ADC 模块的 DMA:
所有 ADC 结果都存储到 DMA RAM 中的缓冲区中。因此, 需为 ADC 模块配置 DMA 控制器以从 / 向相应的缓冲区接收和发送结果。
 - 必须检查 GPIO 端口与每个型号器件的兼容性。

参考文献

- *Digital Control For Power Factor Correction*, Manjing Xie. Virginia Polytechnic Institute and State University, 2003 年 6 月。
- *Topological Issues in Single Phase Power Factor Correction*, Vlad Grigore, Helsinki University of Technology. Institute of Intelligent Power Electronics, 2001 年 11 月 - <http://lib.tkk.fi/Diss/2001/isbn9512257351/>
- *dsPICDEM™ MC1H 3-Phase High Voltage Power Module User's Guide* (DS70096)
- *dsPICDEM™ MC1 Motor Control Development Board User's Guide* (DS70098)
- dsPIC30F 系列参考手册 (DS70046E_CN)

附录 A: 源代码

用户可从 Microchip 公司网站 (www.microchip.com) 下载与本应用笔记相关的所有库文件和源文件的存档文件。

附录 B: PFC 升压电路的硬件元件选择

PFC 升压电路的基本元件为:

- 电感
- MOSFET
- 二极管
- 电容

该应用的开发过程中使用了 dsPICDEM™ MC1H 三相高电压功率模块 (部件编号 DM300021) 及其硬件元件。有关硬件元件及其取值的详细信息, 请参见用户指南 (见 “参考文献”)。

对于任何期望的功率等级要求, 可使用 PFC 元件计算器 (Excel® 电子表格的形式) 进行正确的元件选择。文件 PFC_component_calculator.xls 可从 Microchip 网站 (www.microchip.com) 下载。

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 safest 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、适用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、Accuron、dsPIC、KEELOQ、KEELOQ 徽标、MPLAB、PIC、PICmicro、PICSTART、PRO MATE、rfPIC 和 SmartShunt 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的注册商标。

FilterLab、Linear Active Thermistor、MXDEV、MXLAB、SEEVAl、SmartSensor 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、In-Circuit Serial Programming、ICSP、ICEPIC、Mindi、MiWi、MPASM、MPLAB Certified 徽标、MPLIB、MPLINK、mTouch、PICkit、PICDEM、PICDEM.net、PICtail、PIC³² 徽标、PowerCal、PowerInfo、PowerMate、PowerTool、REAL ICE、rfLAB、Select Mode、Total Endurance、UNI/O、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。

© 2008, Microchip Technology Inc. 版权所有。

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[®] 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

亚特兰大 Atlanta
Duluth, GA

Tel: 678-957-9614
Fax: 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

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: 408-961-6444
Fax: 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 - 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 - 厦门
Tel: 86-592-238-8138
Fax: 86-592-238-8130

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

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

台湾地区 - 高雄
Tel: 886-7-536-4818
Fax: 886-7-536-4803

台湾地区 - 台北
Tel: 886-2-2500-6610
Fax: 886-2-2508-0102

台湾地区 - 新竹
Tel: 886-3-572-9526
Fax: 886-3-572-6459

亚太地区

澳大利亚 Australia - Sydney
Tel: 61-2-9868-6733
Fax: 61-2-9868-6755

印度 India - Bangalore
Tel: 91-80-4182-8400
Fax: 91-80-4182-8422

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 - Drunen
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