

使用 TMS320LF2407A 平均电流模式控制功率因素校正转换器

Shami m Choudhury

数字电源 C2000 DSP 和系统电源管理

摘要

低成本、高性能 DSP 控制器具备集成外设，例如模数 (A/D) 转换器和脉冲宽度调制器 (PWM)，为电源设计人员提供了一种能够实现电源转换功能控制的新工具。但是，当电源设计人员开始采取这种新技术，并从现有的模拟空间转换到新的数字环境中时，即使他们具有丰富的模拟控制经验，也仍然会面临新的挑战。

此应用报告指出了两种方法之间的某些基本差异，并显示了如何逐步实现 DSP 控制平均电流模式功率因素校正 (PFC) 转换器。在数字实现前重新定义模拟控制空间中不同的控制环路参数。分析控制环路，并导出所需电压和电流环路补偿器。最后，此应用报告会介绍这些补偿器的离散化和在软件中的实现。

内容

1	介绍	2
2	TMS320LF2407A 的 PFC 级硬件接口	3
3	PFC 级数字控制器设计	4
4	PFC 级数字控制器设计示例	10
5	试验结果	13
6	参考	14

附图目录

1	TMS320LF2407A 控制功率因素校正 (PFC) 级	3
2	DSP 控制 PFC 级控制环路结构图	4
3	频率和平均分量计算	6
4	电流环路补偿波特图	9
5	输入电流和电压波形 (224Vrms)	13
6	输入电流和电压波形 (100Vrms)	14

1 介绍

专为闭环控制实现而设计的数字信号处理器 (DSP) 已广泛应用于电机控制、不间断电源 (UPS) 和运动控制应用领域中。

借助于低成本、高性能 DSP 控制器及其高 CPU 带宽和集成电力电子外设, 例如模数 (A/D) 转换器、具有内置死区时间的脉冲宽度调制器 (PWM) 和异步功率级保护, 电源设计人员已经将此技术视为实时功率转换和控制应用的理想选择。

与传统模拟控制相比, DSP 控制器有着诸多明显优势:

- 适用于多种平台的标准控制硬件设计
- 受到老化和环境变换的影响更少
- 更佳的噪声抗扰度
- 易于实现复杂的控制算法
- 设计灵活多变, 能够满足特定的客户需求
- 用于控制和通信功能的单芯片解决方案

电源应用领域中 DSP 的使用给许多努力将设计从当前的模拟空间更改到新的数字环境中的模拟设计人员带来了新的挑战。

对于 DSP 控制电源, 设计中的许多相关因素以及数字控制环路的实现都是需要解决的问题。在模拟设计人员将控制设计从模拟硬件更改为对应产品数字软件时, 模拟控制块和数字域中相关参数的重新定义非常重要。本应用报告讨论了基于 DSP、带输入电压前馈的功率因素校正级平均电流模式控制的不同实现情况。在数字实现前重新定义模拟域中不同的控制环路参数。同时详细讨论了对模拟前馈电路的修改和它在软件中的实现。对于基于 16 位的定点 DSP (TMS320LF2407A) 的实现, 则会对实现通用输入工作范围 (85Vac-265Vac, 47Hz-63Hz) 所需的缩放比例和标准化进行解释。环路会在 s 域中分析, 并且会导出所需电压和电流环路补偿器。同时也会介绍这些补偿器的离散化和在软件中的实现。

还会解释示例设计以说明 PFC 转换器的 DSP 实现。最后, 将演示实验室原型中的测试结果以验证数字实现的性能。

2 TMS320LF2407A 的 PFC 级硬件接口

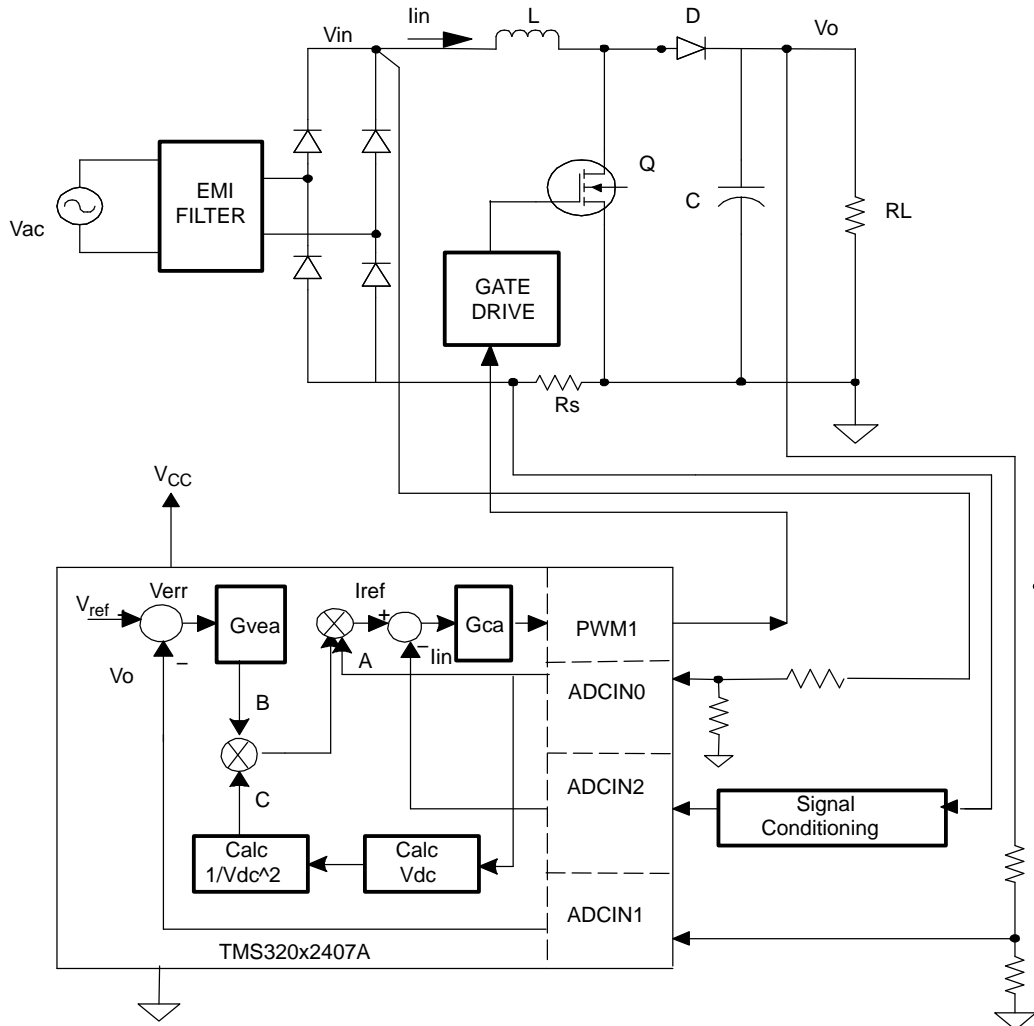


图 1. TMS320LF2407A 控制功率因素校正 (PFC) 级

图 1 显示了一个连接至 TMS320LF2407A DSP 的功率因素校正 (PFC) 级。这是一个 Ac-Dc 升压转换器级，它可以将交流输入电压转换至高压直流总线，并保持正弦输入电流处于高输入功率因素。如图 1 所示，控制算法的执行需要三个信号。这三个信号是，整流输入电压 V_{in} 、电感器电流 I_{in} 以及直流总线电容器电压 V_o 。转换器由两个反馈环路控制。平均输出直流电压由一个缓慢响应的‘外部环路’进行调节；而调整输入电流的内部环路则是更快的环路。

瞬时信号 V_{in} 、 V_o 和 I_{in} 均可由各自的电压和电流感应电路感应并调整。随后，感应信号通过三个 ADC 通道 ADCIN0、ADCIN1 和 ADCIN2 各自反馈至 DSP。ADC 感应并转换这些信号的速率称为控制环路采样频率 f_s 。数字化感应总线电压 V_o 会与所需参考总线电压 V_{ref} 比较。然后将差动信号 ($V_{ref} - V_o$) 接入电压环路控制器 G_{vea} 。显示为 'B' 的控制器 G_{vea} 的数字输出会乘以其它两个分量 ('A' 和 'C') 来为内部电流环路生成参考电流命令。在图 1 中，分量 'A' 代表数字化瞬时感应信号 V_{in} 。计算分量 'C'

$$C = \frac{1}{V_{dc} * V_{dc}}$$

其中 V_{dc} 是计算出的感应数字信号 V_{in} 的

平均分量。在图 1 中， I_{ref} 是内部电流环路的参考电流命令。 I_{ref} 具有可整流正弦波的波形，并且其振幅也与正弦波相同，因此它可以保持输出直流电压处于参考电平 V_{ref} ，以抵御负载的变化和线路电压的波动。感应数字电感器电流 I_{in} 将与参考电流 I_{ref} 进行比较。两者的差值电流将传递至电流控制器 G_{ca} 。此控制器的输出最后将用于为 PFC 开关生成 PWM 占空比命令。

3 PFC 级数字控制器设计

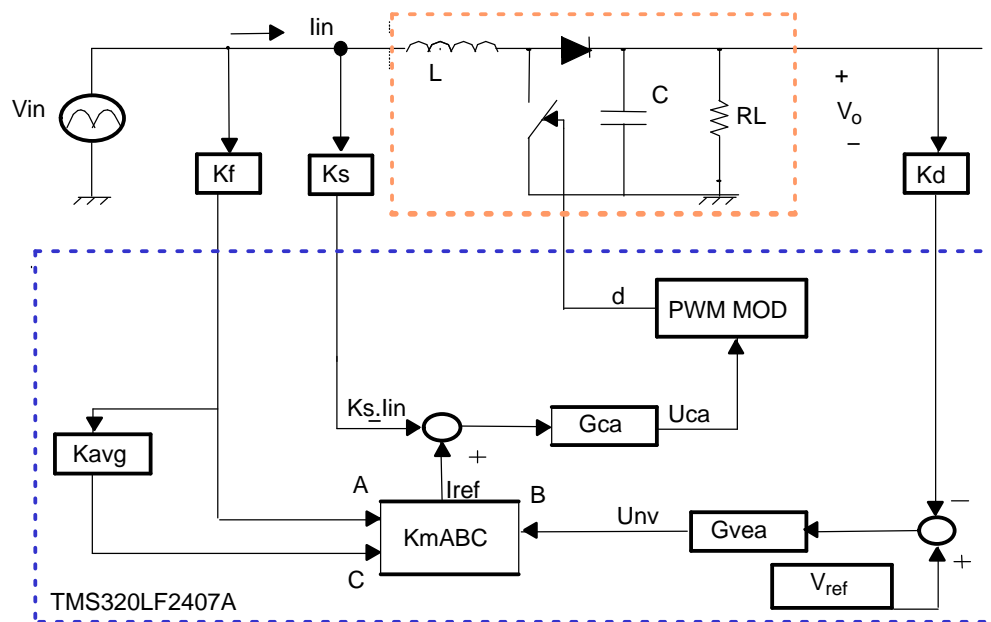


图 2. DSP 控制 PFC 级控制环路结构图

图 2 显示了图 1 中的 DSP 控制 PFC 转换器的控制环路结构图。在此图中，电压和电流感应/调节电路被它们各自的增益块替换。这些块被标记为 K_f 、 K_s 和 K_d 。乘法器增益 K_m 也添加在控制块中。 K_m 允许基于转换器输入工作电压调节参考信号 I_{ref} 。内部环路为电流环路，由参考电流信号 I_{ref} 对其进行编程。对电流环路功率级的输入为占空比命令 d ，输出为电感器电流 I_{in} 。电流控制器 G_{ca} 设计用于生成相应的控制输出 U_{ca} ，以便电感器电流 I_{in} 符合参考电流 I_{ref} 。外部电压环路由参考电压信号 V_{ref} 编程。对电压环路功率级的输入为 U_{nv} （电压控制器输出），输出为直流总线电压 V_o 。电压控制器 G_{vea} 设计用于生成合适的 U_{nv} ，以便控制参考电流 I_{ref} 的振幅，从而将外加负载电流、线路电压和总线电压 V_o 保持在参考电平。要实现这一控制，需要考虑这些电压和电流控制器。这要求依次对图 1 中的某些结构图进行识别，尤其是在使用定点 DSP 控制器（例如 TMS32LF2407A）的软件中实现时。

3.1 电压和电流感应增益

对于图 1 中显示的 PFC 级，根据以下算法得出瞬时整流输入电压 V_{in} 和功率因素校正的整流输入电流：

$$V_{in} = V_m \sin 2\omega t, 0 \leq V_m \leq V_{max}, \text{ and, } I_{in} = I_m \sin 2\omega t, 0 \leq I_m \leq I_{max}$$

其中， V_{max} 和 I_{max} 是最大振幅 V_m 和 I_m 的最大绝对值。对于基于 DSP 的 PFC 实现，这些信号由片上 A/D 转换器感应，并为每一信道添加相应的外部调节电路，从而使这些信号处于 A/D 转换器的范围内。用户软件从 A/D 转换器结果寄存器中读取转换的信号（即数字化信号），并将信号以合适的定点格式保存在临时存储器位置中。对于诸如 TMS320LF2407A 的定点 DSP，这些数字信号代表具有有限字长的数字。TMS320LF2407A 的 16 个可用数据位中的 15 个最低有效位 (LSB) 可用于代表信号的幅度，而最高有效位 (MSB) 则用于代表其

信号。因此有必要选择要转换的信号范围，然后将转换结果的整个范围映射到定点表示的整个范围中。对于 TMS320LF2407A，此范围是介于 0 到 32767 的正缘信号。此映射正确完成后，下一步便是为这些数字信号选择合适的定点算术符号。对于 16 位 DSP，使用 Q15 符号作为这些信号的定点表示将十分有利。运用此表示法，介于 0 到 32767 之间的数字可以代表 0 到 1 之间的绝对值。这意味着，就电压和电流信号各自的最大值而言，运用 Q15 表达式能够将电压和电流信号自动保存为每单元 (pu) 数字。

使用此方法，图 2 中的前馈电压感应电路将会得出

$$A = V_{in}K_f \Rightarrow A|_{\max} = V_{\max} K_f \Rightarrow 1 = V_{\max} K_f$$

其中， V_{\max} 是整流输入电压 V_{in} 的绝对最大振幅。因此，前馈电压感应增益 K_f 定义为

$$K_f = 1/V_{\max}$$

类似地，计算电流感应增益

$$K_S = 1/I_{\max}$$

其中， I_{\max} 是整流输入电流 I_{in} 的绝对最大振幅。计算直流总线电压感应增益

$$K_d = 1/V_{o_{\max}}$$

其中， $V_{o_{\max}}$ 是直流总线电压的绝对最大值。请注意，对增益块的定义仅适用于以下情况，即将 Q15 符号用于转换的信号时，以及如上文所述将其整个范围映射至整个定点范围时。

3.2 输入电压前馈的软件实现

输入电压前馈能使功率输入保持在恒定的给定电平（由负载确定），无论线路电压如何变化。要实现这一点，需要将 V_{dc} 与 V_{dc} 成比例的电压 V_{dc} 进行平方计算，并分成控制电平。因此我们可以将前馈实现所需的信号定义为

$$C = \frac{1}{V_{dc} * V_{dc}}$$

这与前面第 2 部分中所提到的信号相同。这是根据对整流输入电压信号 V_{in} 的测量用软件计算得出的。要计算整流输入 V_{in} 的平均分量 V_{dc} ，需要计算信号的频率 $f (=1/T)$ ，然后再求出该信号在一个周期内的积分。如图 3 中所示。

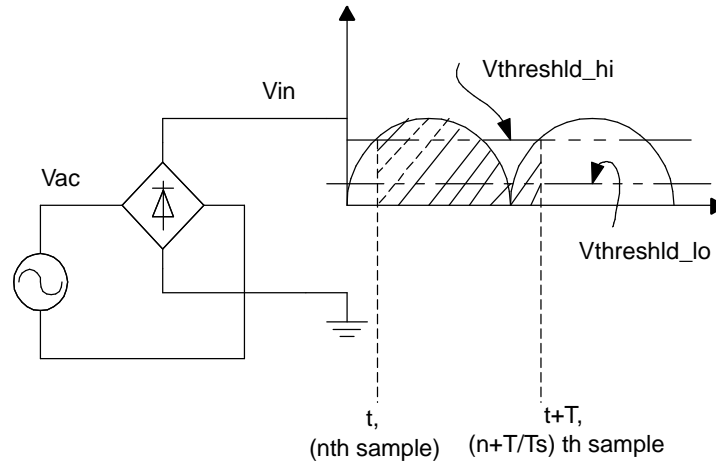


图 3. 频率和平均分量计算

3.2.1 频率计算

在频率的软件实现和随后的平均 V_{in} 计算中，信号每通过一个阈值电平就会计算并保存 V_{in} 的采样数 (N)。在图 3 中，此电平显示为 “ $V_{threshld_hi}$ ”。低阈值电平 “ $V_{threshld_lo}$ ” 用于实现噪声抗扰度。这意味着，在采样环路频率为 $f_s=1/T_s$ 时， $N=T/T_s$ 是信号 V_{in} 在一个周期 (T) 内被采样的次数。一旦 N 已知，就可以计算每单元频率 f_{pu}

$$f_{PU} = \frac{f}{f_{max}} = \frac{\frac{1}{T}}{\frac{1}{T_{MIN}}} = \frac{\frac{1}{NT_s}}{\frac{1}{N_{MIN}T_s}} = \frac{N_{MIN}}{N}$$

其中， f_{max} 是 V_{in} 的最大频率，而 N_{min} 是一个周期内 V_{in} 的最小采样数（与其最大频率相符）。计算频率的用户软件将使用 N 值，并首先计算中间值 $1/N$ 。然后乘以 N_{min} 得出 pu 频率。现在，为了在累加器不溢出的前提下保存具有最大精确度的中间值 $1/N$ ，了解 N_{min} 的值将非常关键，请参阅使用 *TMS320C24x DSP 测量电机速度的注意事项 (SPRA771)*。这意味着用户应该选择要测量信号的最大频率，并根据该频率以及 T 值，确定 N_{min} 。一旦 N_{min} 已知，则量 $1/N$ 能以适当的定点表达式与最大精确度进行保存。例如，一个 PFC 转换器的输入工作频率范围是 47Hz ~ 63Hz，则可以将最大输入频率选为 70Hz。然后根据 $f_{max}=140Hz$ （输入频率的两倍）以及从执行采样环路中得到的已知 T 值就可以方便地算出 N_{min} 了。

3.2.2 前馈分量计算

一旦信号 V_{in} 的频率已知，就可以使用

$$V_{dc} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} V_{in} \cdot dt$$

计算平均分量，其中， T 是与整流输入电压 V_{in} 的频率 f 相应的时间周期。平均分量以离散形式表达为

$$V_{dc} = \frac{1}{T} \sum_{i=n}^{i=n+T/T_s} V_{in}(i) \times T_s = \sum_{i=n}^{i=n+T/T_s} V_{in}(i) \times \frac{1}{T/T_s} = \sum V_{in}(i) \times \frac{1}{N}$$

其中， $V_{in}(i)$ 代表 V_{in} 的第 i 个数字化采样。

同理，如果 N 已知，通过计算一个周期内积的总和，

$$\sum V_{in}(i) \times \frac{1}{N}$$

就可以计算出 V_{in} 曲线的积分。由此得出输入整流电压 V_{in} 的平均分量 V_{dc} 。就 V_{in} 的最大值 V_{max} 而言，由于 V_{in} 是作为归一化的每单位值来测量的，因此计算值 V_{dc} 也是 V_{max} 的一个归一化基本值的 pu 量。但对于正弦波输入电压，平均分量 V_{dc} 的最大值仅为 $2V_{max}/\pi$ 。因此，要在 V_{dc} 的定点表达式中达到更高的精确度，可以将以前计算的值转换为一个用其本身的最大值来归一化 pu 量。此值可由以下算法得出：

$$V_{dc1} = \sum V_{in}(1) \times \frac{1}{N} \times \frac{V_{max}}{(2V_{max}/\pi)}, = V_{dc} \times \frac{\pi}{2}$$

现在，计算 V_{dc1} 的反向 V_{inv} 时（即 $V_{inv}=1/V_{dc1}$ ），当 V_{dc1} 为最小时， V_{inv} 就是最大的，反之亦然。因此，如果要在 V_{inv} 的定点表达式中达到更高的精确度，就需要以其本身的最大值来归一化的 pu 量来表达。对于正弦输入电压， V_{dc} 的最小值为 $2V_{min}/\pi$ ，其中，整流输入电压的最小振幅 V_{min} 是根据 PFC 转换器的输入工作电压的范围进行选择的。例如，要操作具有 90Vrms 低线路电压的 PFC 转换器，则所选的 V_{min} 值应该小于或等于 127V。根据所选的 V_{min} 值， V_{inv} 的最大值即为 $(\pi/2V_{min})$ ，而 V_{inv} 的值则是其本身最大值的相应 pu 值：

$$V_{inv} = \frac{1}{V_{dc1} \times V_{dc_MAX}} \times \frac{1}{V_{inv_MAX}} = \frac{1}{V_{dc1}} \times \frac{V_{dc_MIN}}{V_{dc_MAX}} = \frac{1}{V_{dc1}} \times \frac{V_{min}}{V_{max}}$$

一旦使用最大精确度计算 V_{inv} ，则可以使用相同精确度计算前馈分量 C

$$C = V_{inv}^2$$

3.3 硬件乘法器增益 K_m

调节硬件乘法器增益 K_m ，以便在输入电压最小而 PFC 转换器提供最大负载时使参考电流 I_{ref} 达到最大值。根据图 2 中的结构图，

$$I_{ref} = K_m ABC = K_m (V_{in} K_f) (U_{nv}) V_{inv}^2$$

电流环路关闭时，

$$I_{ref} = I_{in} K_S \Rightarrow I_{ref_MAX} = I_{MAX} K_S = 1$$

如第 3.2.2 部分所述，处于最小工作电压 $V_{inv} = 1$ 。而对于满负荷功率，电压控制器输出将处于最大值，也即 $U_{nv} = 1$ 。因此，处于最小工作电压时，如果要生成最小参考电流，所需的 K_m 值则为

$$K_m = I_{ref} \text{MAX} \left[\frac{1}{V_{min} K_f U_{nv} V_{inv}^2} \right] = \frac{V_{max}}{V_{min}}$$

3.4 电压和电流环路补偿器

电流环路功率级 ($1/sC = 0$) 的高频近似值为

$$G_{id} = \frac{\hat{I}_{in}}{\hat{d}} = \frac{V_O}{sL}$$

根据图 2 中的 PFC 控制结构图，电流环路的环路增益方程为

$$T_i = G_{id} K_S G_{CA} F_m$$

其中调制器增益为

$$F_m = \frac{\hat{d}}{\hat{U}_{CA}}$$

此调制器部分在软件，部分在 DSP PWM 硬件中实现。软件将使用调制器输入，即电流控制器输出 U_{ca} ，并为 TMS320LF2407A 中的 PWM 硬件模块计算占空比值。PWM 硬件将使用该占空比值并为 PEC 开关生成相应的 PWM 信号。软件能够实现：当调制器输入 U_{ca} 为 1 时，调制器输出，即 PWM 占空比为 100%。这表示，此情况下的调制器增益为 $F_m = 1$ 。因此，对于 f_{ci} 的电流环路交叉频率，所需的电流误差信号放大器补偿值为

$$G_{CA} = \frac{2\pi f_{ci} L}{K_S V_O}$$

一旦闭合电流环路，电压环路功率级传输函数可以按下式计算

$$G_{VC} = \hat{V}_O / \hat{U}_{nv} = \frac{K_m}{2K_f K_S} \left[\frac{V_{min}}{V_{max}} \right]^2 \frac{Z_f}{V_O}$$

其中， Z_f 代表并联支路的等效阻抗，包含总线电容器 C 、PFC 级输出阻抗 r_o 和负载阻抗 Z_L ，并由下式得出：

$$Z_f = \frac{1}{\frac{1}{r_o} + \frac{1}{Z_L} + sC}$$

对于恒定功率负载 P_o ，负载阻抗 Z_L 和输出阻抗 r_o 是通过以下算法建立关联的：

$$Z_L = \frac{-V_O^2}{P_o} = -r_o$$

对于电阻性负载 R_L ，负载阻抗 Z_L 和输出阻抗 r_o 则是通过以下算法建立关联的：

$$Z_L = R_L = \frac{V_O}{I_O} = r_o$$

根据图 2 中的结构图，电压环路的环路增益方程为

$$T_V = K_d G_{VEA} G_{VC}$$

对于 f_{cv} 的电压环路交叉频率，使用此环路增益方程所需的电压误差信号放大器补偿是

$$G_{VEA} = \frac{2K_f K_S \left[\frac{V_{\max}}{V_{\min}} \right]^2}{K_d K_m} \frac{V_O}{Z_f |_{f=f_{cv}}}$$

3.5 电压和电流环路补偿的软件实现

在使用 TMS320LF2407A 的软件执行之前，上文给出的电压和电路环路控制器将转换为等效的数字形式（参见下文）。例如，电流控制器可以写为：

$$G_{CA}(s) = K_P \times \frac{1 + T_I s}{T_I s} = K_P + \frac{K_I}{s} = \frac{U_{CA}(s)}{E(s)}$$

其中， K_P 是在第 3.4 部分中计算的电流补偿器幅度， E 是电流误差信号。

通常将补偿器零点 $\omega_z = 2\pi f_z = 1/T_I$ 的位置选在交叉频率 f_{ci} 下的某处，以便保持足够的相位裕度。电流环路补偿器设计通过图 4 的电流环路波特图以图形方式展示。图 4 中的顶部线迹代表电流环路中除电流补偿器 G_{ca} 之外的所有控制结构图的增益图，例如， G_d 、 F_m 和 K_s 。补偿器 G_{ca} 的增益图（如图 4 中的中部线迹所示）会被导出以达到以底部线迹表示的所需环路增益 T_i 。在图 4 中，功率级的斜率为 -1 。因此，将补偿器零点 f_z 放置于 f_{ci} 所需的交叉频率处将导致形成 45° 的相位裕度。但是，在数字实现中，此相位裕度会由于控制环路采样和计算延迟而丢失一部分。要补偿此损失就有必要将补偿器零点放置在交叉频率的下方某处，如图 4 中所示。

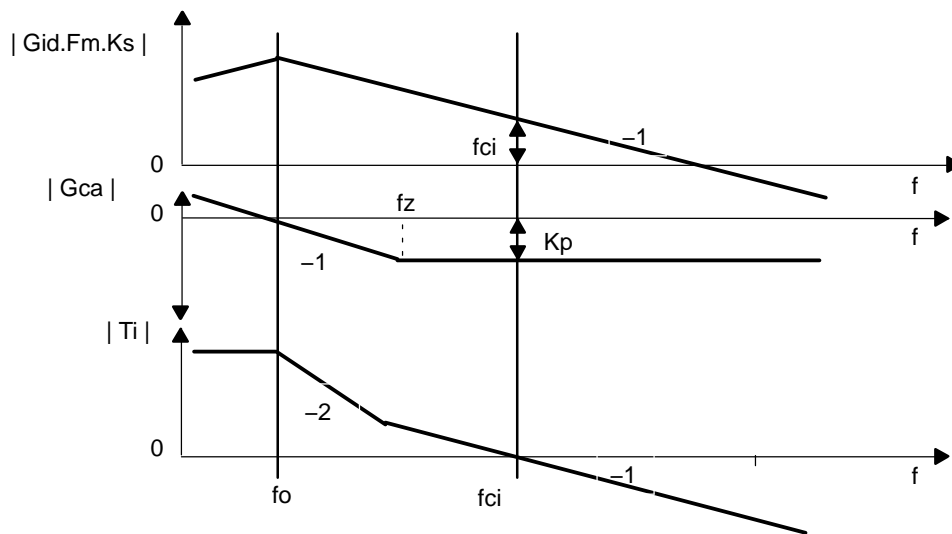


图 4. 电流环路补偿波特图

在分立形式中，上文提到的电流控制器可以表达为

$$U_{CA}(n) = K_P E(n) + K_I T_S \sum_{j=0}^n E(j)$$

其中， T_S 是环路样片时间。这是通过输出饱和以及积分分量校正实现的，所使用的三个方程为：

$$\begin{aligned}
 U_{CA}(n) &= K0 * E(n) + I(n - 1), \\
 I(n) &= I(n - 1) + K1 * E(n) + Kcorr * Epi \\
 Epi &= Us - U_{CA}(n)
 \end{aligned}$$

其中,

$$Us = U_{CAmax} \text{ when } U_{CA}(n) \geq U_{CAmax}$$

$$Us = U_{CAmin} \text{ when } U_{CA}(n) \leq U_{CAmin}$$

另外,

$$Us = U_{CA}(n)$$

此处, Us 表示具有饱和以及积分分量校正的电流控制器的最后输出。最后三个方程中的系数表示模拟电流补偿器的分立形式, 可定义为

$$K0 = K_P, K1 = K_I T_S, K_{CORR} = K1/K0$$

在使用 TMS320LF2407A 的软件中可以方便地运用这些方程。

4 PFC 级数字控制器设计示例

此设计使用的系统参数为:

Output power $P_o=825$ W,
 DC bus voltage $V_o = 380$ V,
 Switching frequency $f_{sw}=120$ kHz;
 Digital loop sampling frequency $f_s = 60$ kHz
 $L=100$ uH, $C=390$ uF,
 Volt loop bandwidth $f_{cv}=10$ Hz, Current loop bandwidth $f_{ci}=8$ kHz,
 Maximum frequency of rectified input voltage $f_{max}=200$ Hz
 $V_{max}=410$ V, $V_{min}=109.95$ V, $V_{omax}=410$ V

要在输入电压最小时传送出最大的输出功率, 输入电流 (忽略 PFC 转换器的损失) 的最大值应该为 $I_{max}=2P_o/V_{min} = 15$ A。将不同的增益参数计算为

$$K_f = 1/410, K_d = 1/410, K_s = 1/15, K_m = 410/109.95 = 3.7286$$

4.1 电流控制器实现示例

由于 $f_{ci} = 8$ kHz, 所以电流控制器幅度为 $G_{CA} = 0.1985$ 。将电流环路 PI 补偿器零点设置为 800Hz。因此, 电流补偿器的积分时间常数是 $T_{IC} = 1/(2\pi \cdot 800) = 198.94 \times 10^{-6}$ 。因此, 对于完整的电流环路控制器有

$$G_{CA}(s) = 0.1985 \times \frac{1 + 198.94 \times 10^{-6}s}{198.94 \times 10^{-6}s}$$

$$\Rightarrow G_{CA}(s) = K_{Pi} + \frac{K_{Ii}}{s} = \frac{U_i(s)}{E_i(s)}$$

其中, $K_{Pi} = 0.1985$, $K_{Ii} = 997.77$

使用以下方程实现分立控制器:

$$U_i(n) = K0i * E_i(n) + I_i(n - 1),$$

$$I_i(n) = I_i(n - 1) + K1i * E_i(n) + Kcorri * Epii$$

$$Epii = Usi - U_i(n)$$

其中,

$$U_{si} = U_{i_{\max}} \text{ when } U_i(n) \geq U_{i_{\max}}$$

$$U_{si} = U_{i_{\min}} \text{ when } U_i(n) \leq U_{i_{\min}}$$

另外,

$$U_{si} = U_i(n)$$

分立电流控制器的系数是

$$K_{0i} = K_{P_i} = 0.1985 = 6504(Q15)$$

$$K_{1i} = K_{I_i} T_S = 0.016629 = 545(Q15)$$

$$K_{corri} = \frac{K_{1i}}{K_{0i}} = 0.08376 = 2745(Q15)$$

其中 $T_S = 16.667 \times 10^{-6}$ 秒

以下为实现上述控制器的代码段:

```

PFC_I_CONTROL_INIT:
;PFC current control loop initialization
    LDP    # K0i
    SPLK   #6504, K0i          ; Q15
    SPLK   #545, K1i          ; Q15
    SPLK   #2745, Kcorri      ; Q15
    RET

PFC_I_CONTROL:
;PFC current control loop using feed-forward technique
    SETC   SXM
    SETC   OVM
    spm    #0
    LDP    #Iref
LACC    Iref          ; Q15
SUB     Ipfcc         ; Q15
SACL    En0i         ; Q15
LACC    Uni, 15      ; Q30, 32-bit
LT      En0i         ; Q15
MPY     K0i          ; Q15*Q15
APAC                    ; Q30
SACH    GPRO_pfc     ; Q31
ADDH    GPRO_pfc     ; Q31
SACH    Upi          ; Q15
SACH    Usi          ; Q15
UiMAX   .set        7ffeh
UiMIN   .set        0
        LACC    Upi
        BCND   SAT_UiMIN, LT
        LACC    Upi
        SUB    #UiMAX
        BCND   SAT_UiMAX, GEQ
        B      FWD_i
SAT_UiMIN SPLK    #UiMIN, Usi
B          FWD_i
SAT_UiMAX SPLK    #UiMAX, Usi
FWD_i:    LACC    Usi          ; Q15
SUB     Upi          ; Q15
SACL    Epi          ; Q15
LT      Epi          ; Q15
MPY     Kcorri       ; Q15
LTP     En0i         ; Q15
MPY     K1i          ; Q15
APAC                    ; Q30
ADD     Uni, 15
SACH    GPRO_pfc     ; Q31
ADDH    GPRO_pfc     ; Q31
  
```

```
SACH  Uni          ;Q15, Controller final output
RET
```

4.2 电压控制器实现示例

由于功率负载恒定, $ZL = -175.03$ 。由于 $f_{cv} = 10\text{Hz}$, 电压控制器的幅度是 $G_{VEA} = 4.63$ 。将电压环路 PI 补偿器零点设置为 10Hz 。而且积分时间常数是 $T_{IV} = 1/(2\pi \cdot 10) = 15.9155 \times 10^{-3}$ 。因此, 完成的电压环路控制器是

$$G_{vea}(s) = 4.7517 \times \frac{1 + 15.9155 \times 10^{-3}s}{15.9155 \times 10^{-3}s}$$

$$\Rightarrow G_{vea}(s) = K_{PV} + \frac{K_{IV}}{s} = \frac{UV(s)}{EV(s)}$$

其中, $K_{PV} = 4.63$, $K_{IV} = 290.91$

使用以下方程实现分立控制器:

$$Uv(n) = K0v * Ev(n) + Iv(n - 1),$$

$$Ivi(n) = Iv(n - 1) + K1v * Ev(n) + Kcorr * Epiv$$

$$Epiv = Usv - Uv(n)$$

其中,

$$Usv = Uv_{\max} \text{ when } Uv(n) \geq Uv_{\max}$$

$$Usv = Uv_{\min} \text{ when } Uv(n) \leq Uv_{\min}$$

另外,

$$Usv = Uv(n)$$

分立电压控制器的系数是

$$K0v = K_{PV} = 4.7517 = 19463(Q12)$$

$$K1v = K_{IV} T_S = 0.004976 = 163(Q15)$$

$$Kcorr = \frac{K1v}{K0v} = 0.001047 = 34(Q15)$$

其中 $T_S = 16.667 \times 10^{-6}$ 秒

以第 4.1 部分中所示的方式书写实现上述控制器的代码段。

5 试验结果

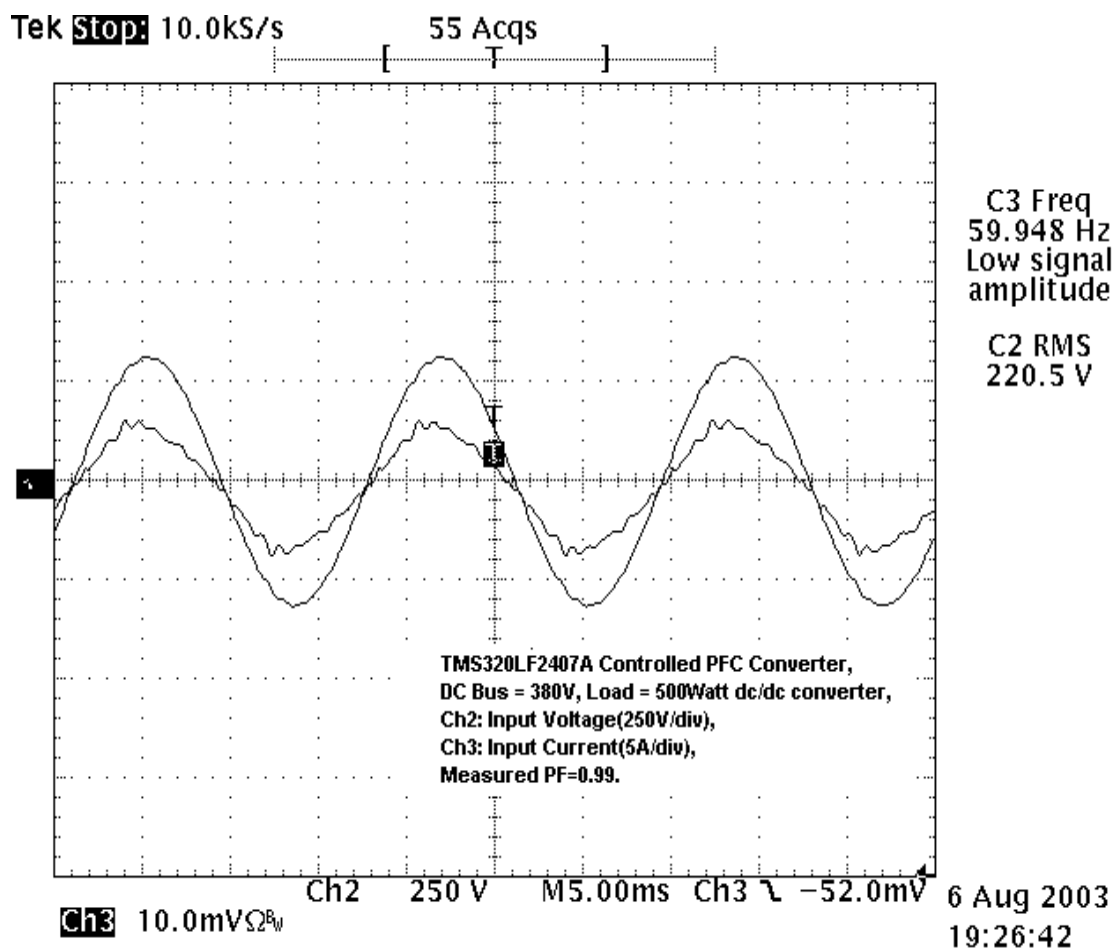


图 5. 输入电流和电压波形 (224Vrms)

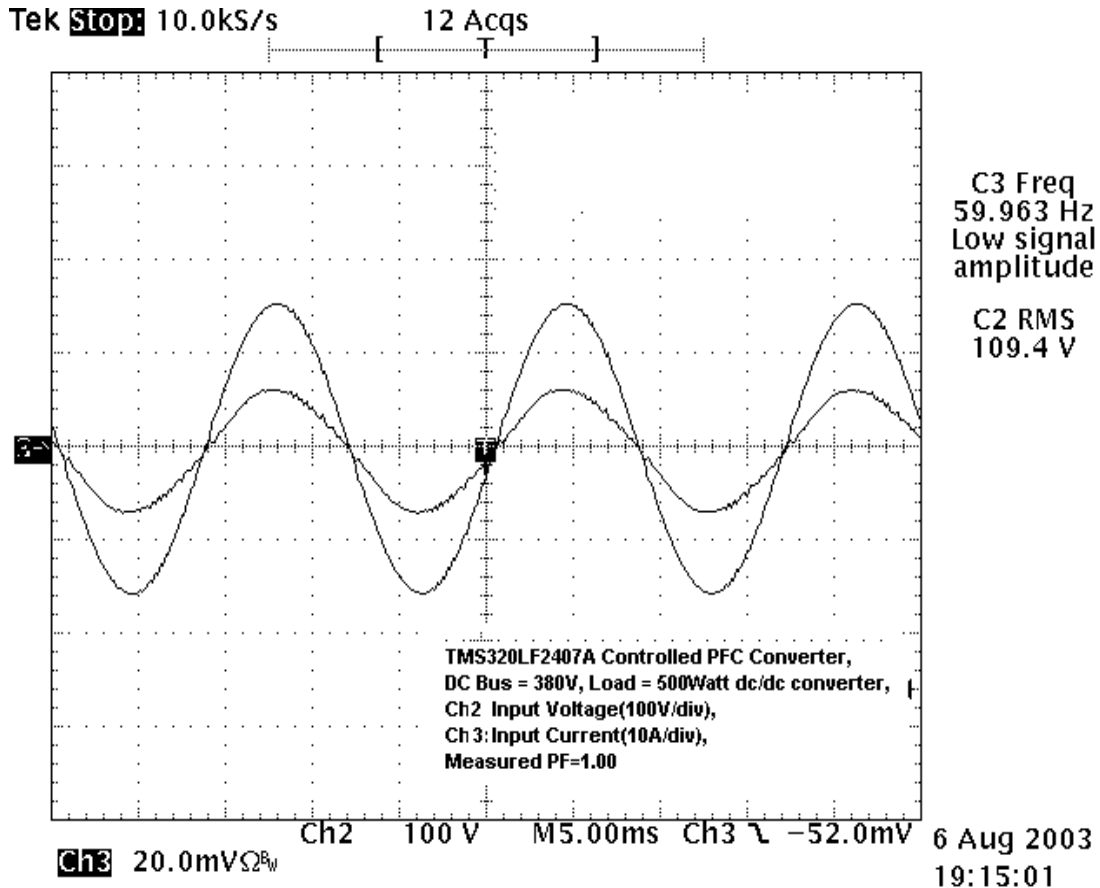


图 6. 输入电流和电压波形 (100Vrms)

图 5 显示的是 PFC 转换器的输入电流 (5A/div) 和输入电压 (224Vrms) 波形。图 6 显示的是在不同输入电压 (100Vrms) 下相同输出负载的相同波形。在此情况下, PFC 级用于驱动 Dc/Dc 级, 它可以在负载电流为 10A 时提供 48V 的输出。

6 参考

1. L. H. Dixon, " Average Current Mode Control of Switching Power Supplies", Uni trode Power Supply Design Seminar Manual SEM700, 1990
2. R. B. Ridley, " Average small signal analysis of the boost power factor correction circuit", Proceedings of the Virginia Power Electronics Center Seminar (VPEC), Blacksburg, VA, Sept., 1989.
3. 使用 TMS320C24x/24xx 时测量电机速度的注意事项(SPRA771)。

重要声明

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

TI 保证其所销售的硬件产品的性能符合 TI 标准保修的适用规范。仅在 TI 保修的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非政府做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

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

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

对于 TI 的数据手册或数据表, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。在复制信息的过程中对内容的篡改属于非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。

在转售 TI 产品或服务时, 如果存在对产品或服务参数的虚假陈述, 则会失去相关 TI 产品或服务的明示或暗示授权, 且这是非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类虚假陈述不承担任何责任。

可访问以下 URL 地址以获取有关其它 TI 产品和应用解决方案的信息:

产品

放大器	http://www.ti.com.cn/amplifiers
数据转换器	http://www.ti.com.cn/dataconverters
DSP	http://www.ti.com.cn/dsp
接口	http://www.ti.com.cn/interface
逻辑	http://www.ti.com.cn/logic
电源管理	http://www.ti.com.cn/power
微控制器	http://www.ti.com.cn/microcontrollers

应用

音频	http://www.ti.com.cn/audio
汽车	http://www.ti.com.cn/automotive
宽带	http://www.ti.com.cn/broadband
数字控制	http://www.ti.com.cn/control
光纤网络	http://www.ti.com.cn/opticalnetwork
安全	http://www.ti.com.cn/security
电话	http://www.ti.com.cn/telecom
视频与成像	http://www.ti.com.cn/video
无线	http://www.ti.com.cn/wireless

邮寄地址: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2006, Texas Instruments Incorporated