

# 一种基于 DSP 的 PFC 变换器采样控制算法

张恩利, 余侃民, 侯振义

(空军工程大学 电讯工程学院, 陕西 西安 710077)

**摘要:**为 DSP 控制的功率因数校正(PFC)变换器提出了一种新的采样算法,它能够很好地消除 PFC 电路中高频开关动作产生的振荡对数字采样的影响。尤其是当开关频率高于 30 kHz 时,所提出的采样算法能有效地提高开关抗噪声性能。最后将此算法运用到一台 2 kW 的 PFC 变换器中,实验结果证明了该算法对于分析、设计和调试所有含开关的数字采样电路均有实用参考价值。

**关键词:**数字信号处理;功率因数校正;采样算法

**中图分类号:**TN86 **文献标识码:**A **文章编号:**1009-3516(2004)05-0042-04

数字信号处理器(DSP)由于具有处理速度快、灵活、精确、可靠等特点,已逐渐取代了开关电源中传统的模拟控制,例如开关电源中的直流-直流(DC-DC)变换器,功率因数校正(PFC)变换器,以及高频脉宽调制(PWM)逆变器等<sup>[1-2]</sup>。本文在传统 PFC 变换器控制电路的基础上,提出了一种采用 DSP 作为 PFC 的控制电路的方法,并详细分析了在平均电流模式控制下传统的单周期单采样(SSOP)方法的不足,提出了能够极大改善开关抗噪声性能的新采样算法。

## 1 基于 DSP 的 PFC 控制原理

图 1 为 PFC 变换器的系统框图,图 2 为 DSP 控制原理图。为了获得高功率因数,采用了升压拓扑结构。乘法器是图中的关键部件,其输入信号由电压环路中电压补偿器 EA1 的输出电压信号和整流电压信号组成,其输出作为控制开关管的基准,与反映电感电流  $I_L$  的信号进行比较,从而控制开关管的通断时间。因此变换器必须同时对输入电流  $I_{in}$ 、输入电压  $V_{in}$  和输出电压  $V_{out}$  采样。

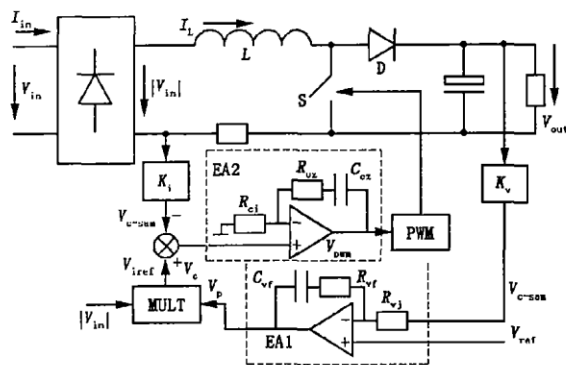


图 1 PFC 变换器的系统框图

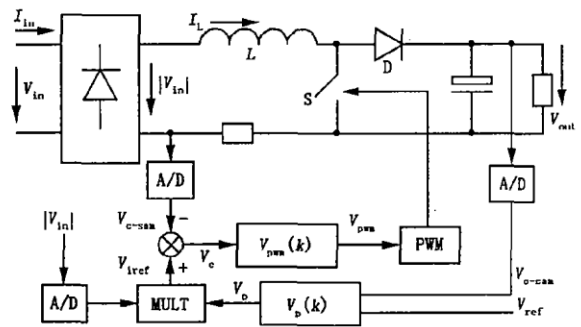


图 2 PFC 变换器的 DSP 控制原理图

为了实现 PFC 变换器的数字控制,要求转移函数为离散表达式。为方便起见,这里首先采用拉普拉斯变换。根据图 1,电压补偿器 EA1 的连续转移函数可表示为

收稿日期:2003-11-05

基金项目:军队科研基金资助项目

作者简介:张恩利(1979-),男,陕西佳县人,硕士生,主要从事电力电子装备智能监测与控制技术研究;  
侯振义(1952-),男,陕西永寿人,教授,主要从事通信电源技术研究。

$$G_1(S) = \frac{V_{\text{ref}} - V_p}{V_{v\text{-sam}} - V_{\text{ref}} = K_1 + \frac{K_2}{S}} \quad (1)$$

其中  $K_1 = \frac{R_{\text{vf}}}{R_{\text{vi}}}$ ,  $K_2 = \frac{1}{R_{\text{vi}}C_{\text{vf}}}$ 。

考虑到第一级采样和保持效果,将式(1)变成:

$$G'_1(S) = \frac{1 - e^{-TS}}{S} G_1(S) = \frac{1 - e^{-TS}}{S} \left( K_1 + \frac{K_2}{S} \right) \quad (2)$$

从而得到转移函数的离散表达式:

$$\Delta V_0(k) = \Delta V_0(k-1) + K_1 \Delta V_1(k) + (TK_2 - K_1) \Delta V_1(k-1) \quad (3)$$

式中  $\Delta V_0(k) = V_{\text{ref}} - V_p(k)$ ,  $\Delta V_1(k) = V_{v\text{-sam}}(k) - V_{\text{ref}}$ ,  $k$  表示采样序列数。

从式(3)中可以清楚地看出,电压环路中电压补偿器 EA1 的输出电压在当前的采样周期是由它前一刻的值和  $V_{\text{sam}}$  共同决定的,其关系式如下:

$$V_p(k) = V_p(k-1) - K_1 V_{v\text{-sam}}(k) - (TK_2 - K_1) V_{v\text{-sam}}(k-1) + TK_2 V_{\text{ref}} \quad (4)$$

同样,电流环中的补偿器 EA2 的转移函数也可由图 1 得到:

$$G_2(S) = \frac{V_{\text{pwm}}}{V_{\text{iref}} - V_{c\text{-sam}}} = \frac{V_{\text{pwm}}}{V_c} = 1 + \frac{SK_3 + 1}{SK_4} \quad (5)$$

其中,  $K_3 = R_{\text{cz}}C_{\text{cz}}$ ,  $K_4 = R_{\text{ci}}C_{\text{ci}}$ 。因此,转移函数的离散表达式为

$$V_{\text{pwm}}(k) = V_{\text{pwm}}(k-1) + \frac{K_3 + K_4}{K_4} V_c(k) + \left( \frac{T - K_3 - K_4}{K_4} \right) V_c(k-1) \quad (6)$$

图 2 是 PFC 变换器的 DSP 控制阶段。该阶段对 3 个主要电量进行采样:感应电流  $I_L$ 、整流输入电压  $V_{\text{in}}$  和输出电压  $V_{\text{out}}$ 。这些值经过采样后再被转换成数字量,参与 DSP 随后的计算过程。与开关频率比较,这 3 个信号中的两个电压信号就成了主要的低频信号。这里要求感应电流最好能被瞬时反馈,这一点在模拟控制器中是很容易实现的,而在数字信号处理中由于采样速率的限制和 A/D 转换使得很难满足这一要求。在实际的采样算法中,采样信号用来计算后边周期脉冲的宽度。

## 2 单周期单采样方法的缺陷

对于一个数控的 PFC 来说,SSOP 使控制器相对模拟 PFC 而言对噪声更加敏感。由于开关噪声与电流传感器有关并受其影响,在开关点上经常会出现高频振荡,而且振荡将持续在一个相当长的周期内,这些噪声将影响系统的正常工作。最佳的解决方法就是通过调整采样点来避开此采样区间,即不固定点采样算法。另一方面,可采用 DSP 芯片来限制采样速率和 A/D 转换。

基于上述分析,SSOP 采样方法看似完美<sup>[3]</sup>。但采用这种采样算法后又会带来新的问题:如何在每一次开关循环中都能确定一个固定的采样点?而上面所提到的条件又如何在任何时刻都能得到满足呢?在采用了 SSOP 方法的 PFC 应用中,输入电流必须跟随正弦输入电压,且输出电压必须始终为常数。占空比从接近于 1 减小到最小值  $\delta_{\text{min}}$ ,而正弦交流电压相应地从零变化到峰值。如果  $\delta_{\text{min}}$  太小的话,就无法满足 SSOP 算法的要求。最小占空比由下式给出:

$$\delta_{\text{min}} = \left( 1 - \frac{\sqrt{2}V_{\text{in,max}}}{V_{\text{out}}} \right) \quad (7)$$

通常,对于一个通用输入电压的 PFC 变换器来说,一般将其输出电压设计在 385 V 左右。输入电压若为 110 V,  $\delta_{\text{min}}$  可以满足要求,但若为 220 V,  $\delta_{\text{min}}$  就只能达到 0.12 ~ 0.22。假定主电压的变化范围为 10%,则  $\delta_{\text{min}}$  将变得更低。由于占空比  $\delta$  在每一周期内从  $\delta_{\text{min}}$  变化到 1,因此如果采样过程能够在导通时间内结束,就可能避开开关噪声的干扰。所以功率转换开关 S 的导通时间便成了提高 DSP 控制 PFC 变换器开关频率的主要限制因素。

## 3 采样算法原理

由于 DSP 本身具有很强的运算能力,所以它能够通过一种新的采样算法来消除 SSOP 算法的缺陷。假

定电路工作在固定频率  $f_s = (1/T)$  下,开关噪声振荡保持周期为  $\tau_{osc}$ ,采样周期为  $\tau_{sam}$ 。为保证开关的抗噪声性能,必须满足以下要求:

- a) 在开关转换后的  $\tau_{osc}$  间隔时间内不能进行采样;
- b) 在采样后的  $\tau_{sam}$  间隔时间内不能进行开关转换,因为任何扰动都有可能引起采样结果发生错误。

针对以上两个条件,对采样时刻  $\delta_1 T$  和  $\delta_2 T$  定义如下:

$$\delta_1 T = \tau_{osc} \quad (8)$$

$$\delta_2 T = 2\tau_{osc} + \tau_{sam} \quad (9)$$

由以上两式可知:一旦  $\tau_{osc}$  和  $\tau_{sam}$  确定后,  $\delta_1 T$  和  $\delta_2 T$  的值也就确定了。此时,就可以在控制器中应用 Z 域的稳定性分析。经计算可得最大开关频率为

$$f_s = \frac{1}{\delta_2 T + \tau_{sam}} \quad (10)$$

本周期时间脉冲宽度  $\delta T$  是利用上一周期所获得采样值经计算得到的,再根据  $\delta T$  是否大于  $\tau_{osc} + \tau_{sam}$  来确定采样时间是否合适。如果  $\delta T$  比  $\tau_{osc} + \tau_{sam}$  大,如图 3(a) 所示,  $\delta_1 T$  便是合适的采样点;如果  $\delta T < \tau_{osc} + \tau_{sam}$ ,则  $i_L(\delta_2 T)$  被采样。但不能直接用  $i_L(\delta_2 T)$  来计算脉宽,因为在  $i_L(\delta_1 T)$  和  $i_L(\delta_2 T)$  之间存在着一定的误差(此误差可通过电流补偿环路中的积分算法来消除)。因此,必须先从  $i_L(\delta_2 T)$  中求出  $i_L(\delta_1 T)$  的值。这又需要考虑 2 种情况,分别如图 3(b) 和图 3(c) 所示。

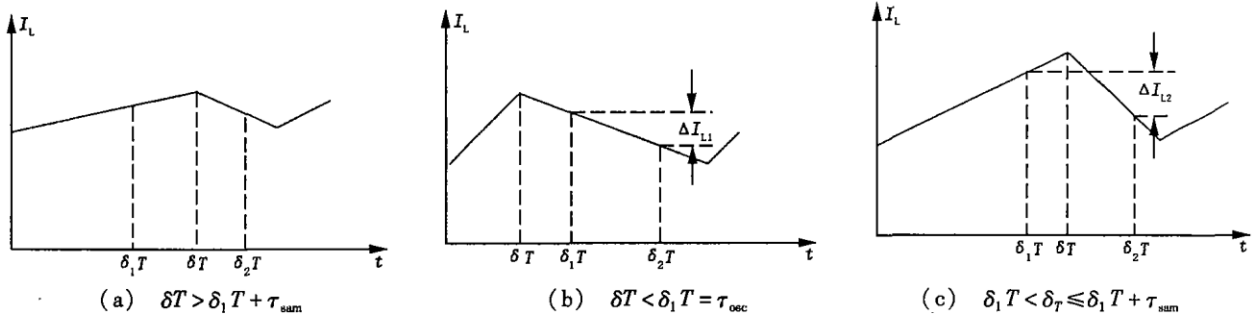


图3 当  $\delta$  变化时的 3 种不同采样模式

$$1) \delta T < \delta_1 T = \tau_{osc}$$

在此条件下,两个采样点  $\delta_1 T$  和  $\delta_2 T$  都位于开关周期的截止时间段,如图 3(b) 所示。

$$2) \delta_1 T < \delta T \leq \delta_1 T + \tau_{sam}$$

在此条件下,采样点  $\delta_1 T$  和  $\delta_2 T$  分别位于开关 S 的导通时间和截止时间,如图 3(c) 所示,此时可得到以下等式:

$$i_L(\delta T) - i_L(\delta_1 T) = \frac{|V_{in}|}{L}(\delta - \delta_1)T \quad (11)$$

$$i_L(\delta T) - i_L(\delta_2 T) = \frac{V_{out} - |V_{in}|}{L}(\delta_2 - \delta)T \quad (12)$$

由以上两式,又可以得到:

$$\Delta i_{L2} = i_L(\delta_1 T) - i_L(\delta_2 T) = \frac{V_{out}}{L}(\delta_2 - \delta)T - \frac{|V_{in}|}{L}(\delta_2 - \delta_1)T \quad (13)$$

## 4 实验结果

将此算法运用到一台 2 kW 的 PFC 变换器中,为了提高效率并减少噪声,选择开关频率为 33 kHz 的折衷方案。采用 DSP TMS320F240 作为控制芯片,其最大采样保持时间  $\tau_{sam}$  约为 1  $\mu$ s。开关转换后的每一个振荡周期  $\tau_{osc}$  约为 6  $\mu$ s。再根据式(8)、(9),采样点  $\delta_1 T$  和  $\delta_2 T$  分别选在 6  $\mu$ s 和 13  $\mu$ s 处,输入和输出电压分别为交流 220 ~ 240 V 和直流 400 V。

图 4 为在 3 种不同采样模式下的感应电流波形,图 5 为输入电压和输入电流波形图。经测量,输入电流的总谐波失真为 4.4%,功率因数为 0.98。

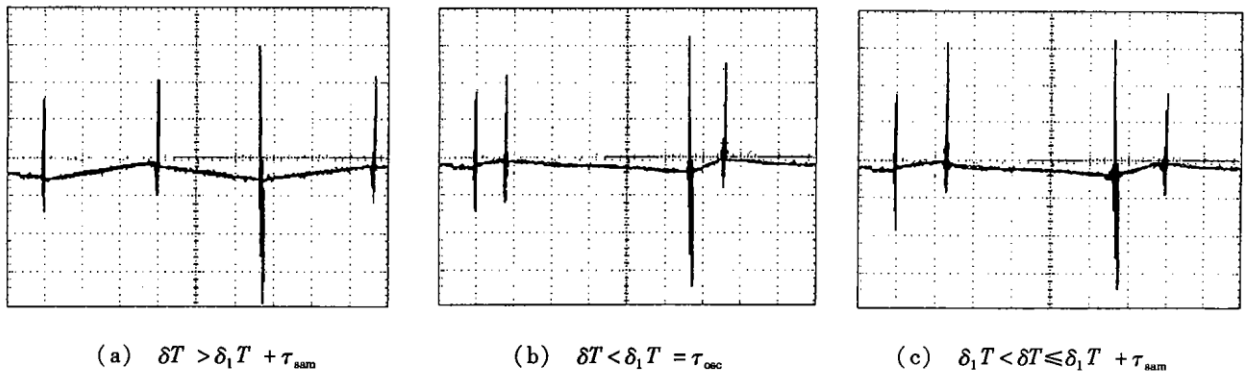
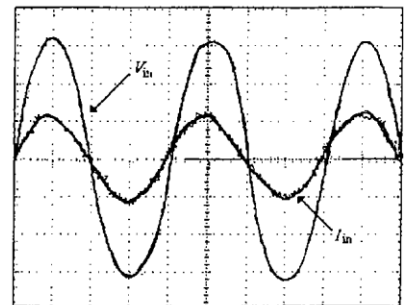


图4 3种采样模式下电流波形图(5A/格)

## 5 结论

本文提出了一种 DSP 控制的 PFC 新的采样算法,它节省了大量的系统资源,这些节省的系统资源可以用来控制 DC - DC 或是 DC - AC 变换器。该方案使整个系统仅用一片 DSP 芯片来控制,从而极大降低了硬件的成本。本文的方法和结论对于分析、设计和调试所有含开关的数字采样电路均有实用参考价值。



$V_{in}$ :100V/格,  $i_{in}$ :10A/格,  $t$ :5ms/格

图5 输入电压和电流波形图

### 参考文献:

- [1] Qin Y, Du S. Control of Single Phase Power Factor Pre - Regulator for An On - Line Uninterruptible Power Supply Using Fuzzy Logic Inference [A]. Proc. 15th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. (APEC97) [C]. San Jose;1996. 699 - 702.
- [2] Qin Y, Du S. A Novel Adaptive Hysteresis Band Current Control Using A DSP For A Power Factor Corrected On - Line UPS [A]. Proc. 23rd IEEE Int. Conf. Ind. Electron., Contr. Instrum. (IECON97) [C]. New orleans;1997. 208 - 212.
- [3] Wall S, Jackson R. Fast Controller Design For Single - Phase Power - Factor Correction System [J]. IEEE Trans. IE, 1997, (44):654 - 660.

(编辑:门向生)

## A Sampling Algorithm for DSP Controlled PFC Converter

ZHANG En - li, YU Kan - min, HOU Zhen - yi

(The Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710077, China)

**Abstract:** A novel sampling algorithm is presented for DSP controlled power factor correction (PFC) converters, which can successfully avoid the influences of the oscillation brought by the operational high - frequency switching in PFC circuit. The proposed sampling algorithm can greatly improve the switching noise immunity, especially when the switching frequency is above 30 kHz. Finally a PFC converter with 2kW based on the proposed sampling algorithm is implemented, and the experimental results prove the practicality of the proposed novel sampling algorithm in the analysis, design and debugging of all digital sampling circuits with switching.

**Key words:** DSP; power factor correction (PFC); sampling algorithm