

一种新颖的应用于 PFC 电路中电流控制的方法

胡庆波, 瞿 博, 吕征宇

(浙江大学电力电子国家实验室, 浙江省 杭州市 310027)

A Novel Method for Current Control Used in PFC Converter

HU Qing-bo, QU Bo, LÜ Zheng-yu

(National Key Laboratory of Power Electronics, Zhejiang University, Hangzhou 310027, Zhejiang Province, China)

ABSTRACT: Due to the large current ripple of PFC based on digital hysteresis control, this paper proposes a novel control arithmetic for current ripple minimum. Calculating the slope of current raise and fall, duty cycle can be worked out real-time with help of the current sampling value. In addition, considering the characteristic of digital sampling, this paper proposes a method that the point of current sampling during every switching period can be adjusted based on duty cycle, and it can ensure the precision in sampling process. Experimental results prove that this control arithmetic can decrease the current ripple with fast response based on digital hysteresis control.

KEY WORDS: Power electronics; Hysteresis; Power factor correction(PFC); Current ripple; Duty cycle

摘要: 该文针对数字滞环控制 PFC 电路中存在电流脉动较大的问题, 提出了一种电流脉动最小化的算法。通过计算出电流上升、下降的斜率, 并结合电流采样值, 实时的计算出每个开关周期的占空比。另外, 该文针对数字系统离散采样的特点, 根据每个开关周期的占空比调整相应的电流采样点, 以保证电流采样的精度。实验结果表明, 该文提出的电流脉动最小化算法可以减小开关周期内的电流脉动, 同时保证系统的快速响应性。

关键词: 电力电子; 滞环; 功率校正因数; 电流脉动; 占空比

1 引言

随着电力电子和数字控制技术的发展, 越来越多的电力电子装置采用数字控制方式。与模拟控制相比, 数字控制不仅具有控制简单, 性能稳定, 成本低廉等优点, 而且通过软件编程, 可以实现不同

的控制功能。目前, 数字信号处理器(DSP)已在通讯、智能控制以及电机控制等有着大量的应用。随着数字信号处理器实时运算能力的进一步提高, DSP 已经可以应用于高频开关电源, 例如直流变换器、功率因数校正器^[1-2]以及高频的 PWM 逆变器等。

与模拟控制相比, DSP 在控制 PWM 信号时无法做到很高的频率。其主要原因一方面受芯片工作频率的限制, 对此, 文献[3]提出了一种采用预测算法来提高开关频率的方法; 另一方面受实时采样的影响, 通常在一个载波周期内, 至少完成一次电流或电压信号的采样, 然后根据一定的控制算法实时计算出下个开关周期的占空比。但受开关噪声的干扰, 采样过程中往往容易引入干扰信号。与模拟控制的连续采样相比, 干扰信号对数控系统的离散采样影响更大, 容易造成电路的误动作, 这在采用数字滞环控制的 PFC (Power Factor Correction) 电路中尤为严重。针对数控系统的电流采样, 文献[4-6]提出了对 PFC 电路的实时采样方法, 具有很好的控制效果。

对于 PFC 电路, 文献[7-14]对其进行了深入的研究。其中滞环控制具有控制简单、系统动态性能好等优点。但是, 由于滞环开关频率的不确定性, 特别在 PFC 电路中, 受正弦电流变化趋势的影响较大。因而文献[9]提出了一种恒频滞环控制方法。另外, 在滞环控制中, 开关管在一个周期内处于完全导通和关断状态, 从而开关电流的脉动较大。针对这一问题, 本文提出了一种应用于数字 PFC 滞环控制中电流脉动最小化的控制算法, 即在每个采样周期内根据电流的上升和下降斜率的不同, 实时计算出开关管的占空比。另一方面, 本文针对高频数字电路中存在的采样问题, 提出了一种改进型电流采

基金项目: 国家自然科学基金项目 (50237030)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50237030).

样方案，从而保证电流采样的正确性。经实验证明，采用本文的控制策略可以实时有效的检测到电流值，并减小电流的开关脉动，该方案可以应用到其他采用数字控制的高频变换器中。

2 传统滞环控制 PFC 电路

图 1 是采用 DSP 作为控制芯片的 PFC 变换器的结构框图，其中主电路采用 BOOST 电路结构，变换器必须同时控制输入电流 i_{in} 和输出电压 V_o 。可以通过电压外环获得对参考电流的幅值控制，另外，通过采集整流后电压波形以获得参考电流的波形控制，两者通过乘法器后获得参考电流。控制内环采用滞环控制，根据 Bang_Bang 控制的原理来实现开关管的开通和关断。

在滞环 PFC 电路中，需要采集三个主要的电气量，其中整流后输入电压 $|V_{in}|$ 和输出电压 V_o 是两个低频信号（相对于开关频率），但电感电流随开关频率脉动，如采用模拟控制器可以很容易的对电感电流进行控制，但在数字控制中，由于受采样速度和 A/D 转换率以及电路中开关噪声的影响，使电流采样较为困难。另外，在 PFC 变换器中，开关管的占空比随电网电压呈正弦状变化。其最小占空比为

$$D_{min} = (1 - \frac{|V_{inmin}|}{V_o}) \quad (1)$$

因此如何在高频和变占空比条件下实现对电流的正确采样是决定系统控制性能好坏的主要因素。

由于滞环控制时开关器件始终处于导通或关断状态，因此电流脉动取决于一个开关周期中的脉动。当开关 T 导通时，其电流变化率为

$$\Delta i_1 = \frac{|V_{in}| T_c}{L} = \frac{V_m |\sin \omega t| T_c}{L} \quad (2)$$

当开关 T 关断时，其电流变化率为

$$\Delta i_2 = \frac{(|V_{in}| - V_o) T_c}{L} = \frac{(V_m |\sin \omega t| - V_o) T_c}{L} \quad (3)$$

式(2)、(3)中 T_c 为开关周期； L 为电路的电感值； $V_{in} = V_m \sin \omega t$ 是交流输入电压； V_o 为直流输出电压。

从上两式可以看出，当 $\omega t = 0$ 时， Δi_1 有最小值， Δi_2 有最大值；当 $\omega t = 90^\circ$ 时， Δi_1 有最大值， Δi_2 有最小值。通常情况下，由于数字控制的纯滞环性，很难通过设定滞环宽度来限制开关电流的最大脉动。从而造成数字滞环控制中开关电流脉动过大的现象。

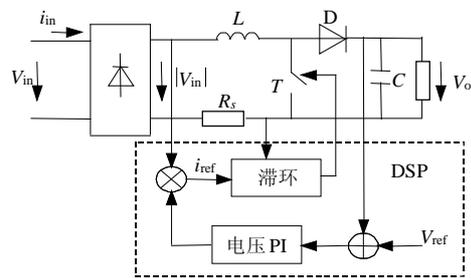


图 1 滞环 PFC 变换器控制框图

Fig. 1 Block diagram of PFC based on hysteresis control

3 电流脉动最小化方案

首先分析滞环控制 PFC 产生电流脉动的原因。在 PFC 传统的数控滞环方案中，当设计开关频率为 f_c ，开关周期为 $T_c = 1/f_c$ 时。在整个开关周期内，开关一直处于导通或关断的状态。另外，在数控电路中，受控制芯片工作频率的限制，在一个开关周期内往往只能采样一次。而在实际的功率电路中，开关器件的导通和关断会产生较大的电流毛刺，一旦采样点碰到这些开关毛刺后，就会造成开关的误动作。因此，数字滞环控制性能的好坏很大程度上取决于采样精度。这里暂时先不考虑由电流采样引起的电流脉动情况。

在一个开关周期中，电流始终沿着一个方向变化，在电流误差较小的情况下，电流在一个开关周期的较短时间内就达到参考电流值，而在余下的时间内由于开关管状态没有改变，使电感电流继续沿原来的方向变化，从而产生较大的电流脉动。因此，有上述分析可以看出，解决滞环控制电流脉冲的方法是在一个开关周期内控制开关管的导通时间，从而使电流脉动最小化。

考虑到开关周期远小于工频周期，因此在一个开关周期中，给定参考电流可以看作是常量。此时开关周期内的电流脉动如图 2 所示。

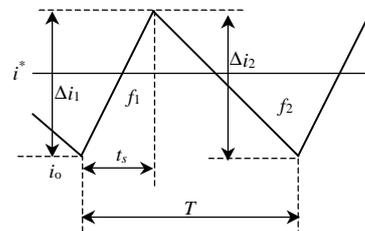


图 2 开关周期内的电流脉动

Fig. 2 Current ripple in switching period

图中 i^* 代表此时给定电流的大小； i_0 代表初始电流值； t_s 代表开关管导通时间； f_1 、 f_2 分别代表开关周期内电流上升和下降的斜率，可以计算如下：

$$f_1 = \frac{|V_{in}|}{L} = \frac{V_m |\sin \omega t|}{L} \quad (4)$$

$$f_2 = \frac{|V_{in}| - V_o}{L} = \frac{V_m |\sin \omega t| - V_o}{L} \quad (5)$$

在一个开关周期 T 内, 相对于电流参考值的电流脉动 i_{eripp} 的平方可以表示为

$$i_{eripp}^2 = \frac{1}{T_c} \left[\int_0^{t_s} (f_1 * t + i_0 - i^*)^2 dt + \int_{t_s}^{T_c} (f_2 * t - f_2 * t_s + f_1 * t_s + i_0 - i^*)^2 dt \right] \quad (6)$$

把 i_{eripp}^2 对 t_s 求一阶偏导, 即令 $\partial i_{eripp}^2 / \partial t_s = 0$, 可得到关于开关管的导通时间 t_s 的极小值方程, 进一步求解获得

$$t_s = \frac{2(i^* - i_0) - f_2 * T_c}{2f_1 - f_2} \quad (7)$$

因此, 总的控制策略可以表述如下:

(1) 根据电流采样值计算出电流初始值 i_0 ;

(2) 根据式(4)、(5)以及式(7)计算出开关管导通时间 t_s ;

(3) 判断 t_s 的取值, 若 $t_s \geq T_c$, 则在一个开关周期 T_c 内开关完全导通; 若 $t_s \leq 0$, 则在一个开关周期 T_c 内开关管不导通; 如 $0 < t_s < T_c$, 则一个开关周期 T_c 内开关管导通时间为 t_s 。

4 电流的实时采样

在上文对电流脉动最小化的分析中, 需要获得电流的初始值 i_0 , 而 i_0 涉及到对电流的实时采样。目前已有大量的文献[4-6]对数控系统的电流采样进行了研究报道。本文提出了一种改进型电流采样算法, 根据占空比大小的不同, 避开开关导通和关断期间的电流毛刺, 并经计算直接获得电流的初始值 i_0 。

在采用 UC3854 模拟控制的 PFC 电路中, 电感电流能被实时采样。但在数字控制中, 受控制芯片工作频率的限制, 在每个开关周期一般只能采样一次。这使主电路开关管的开关噪声对电流采样的影响变大。图 3 是带有高频噪声的电感电流波形。通常在数控电路采样电流时, 需要先进行采样保持, 然后进行模数转换, 其采样保持需要一定的时间。对于 TMS320F2407A 来说, 对于单通道采样保持和转换时间最小为 375ns, 这里考虑到采样时阻抗匹配问题, 故考虑采样保持时间最小为 1 μ s。假设在这段时间内存在开关噪声, 就会采到干扰信号, 造成电路的误动作。在 PFC 电路中, 由于输入电压

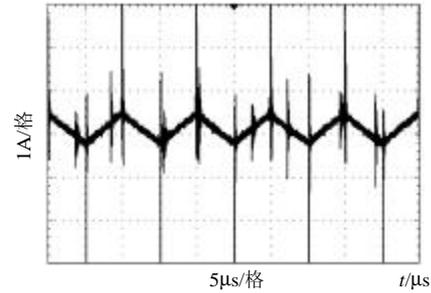


图 3 电感电流波形

Fig. 3 Current waveform of inductor

随电网电压而变化, 输出电压保持不变。其占空比有如下关系:

$$D = 1 - |V_{in}| / V_o \quad (8)$$

在每个开关周期内, 采用固定采样时间进行电流采样的方法很容易引入开关噪声。因此, 对每个开关周期的电流采样必须实时调整采样点。在本文的控制方案中, 需要知道每个开关周期初始电流值。因此, 下面分两种情况来加以讨论。这里设有源器件开关振荡的时间为 $t_{osc} = 3\mu$ s, 采样时间为 $t_{sam} = 1\mu$ s, 令 $d_1 T_c = t_{osc} + t_{sam}$ 有如下关系:

$$(1) T_c - t_s > t_{osc} + t_{sam}$$

如图 4 所示, 此时可以采样 $d_1 T_c + t_s$ 时刻的电流值, 然后计算出下一个开关周期的电流初始值 $i_0(KT_c + T_c)$, 其计算公式如下:

$$i_0(KT_c + T_c) = i(d_1 T_c + t_s) + f_2 \times [T_c - (t_s + d_1 T_c)] \quad (9)$$

$$(2) T_c - t_s \leq t_{osc} + t_{sam}$$

如图 5 所示, 此时可以采样 $d_1 T_c$ 时刻的电流值, 然后计算出下一个开关周期的电流初值, 其计算公式如下:

$$i_0(KT_c + T_c) = i(d_1 T_c) + f_2 \times (T_c - t_s) \quad (10)$$

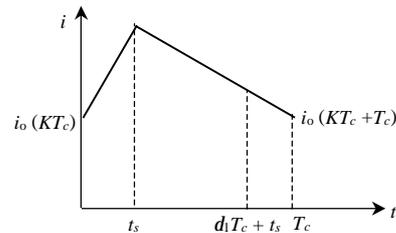


图 4 采样时刻选择一

Fig. 4 One point of current sampling

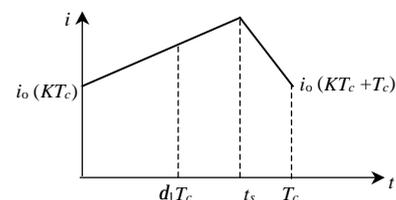


图 5 采样时刻选择二

Fig. 5 Another point of current sampling

图 6 是整个数控 PFC 的控制流程图。

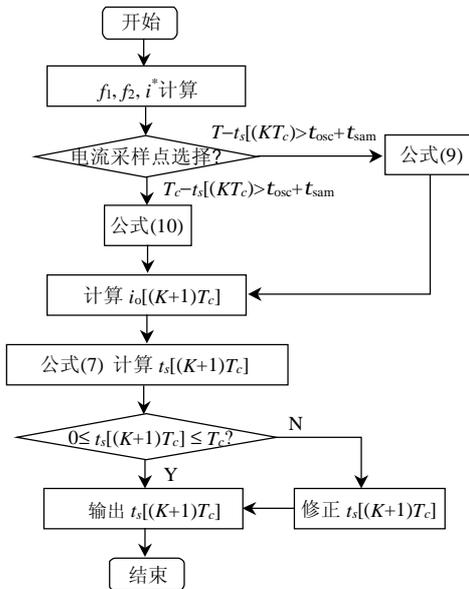


图 6 控制系统的软件流程图

Fig. 6 Flow chart of the whole control system

5 实验结果

实验中采用 TI 公司的 TMS320F2407A DSP 控制芯片，片内自带 A/D 转换功能。电路参数如下：开关周期 $T_c=10\mu s$ ，开关管 T 采用 IFR840，电感 $L=2.65mH$ ，电容 $C=470\mu F$ ，输入交流 110V，输出直流 200V，负载功率 400W。图 7 是采用常规滞环控制时输入电流和电压波形，从图中可以看出，输入电流在波峰和波谷处存在较大的电流脉动。图 8

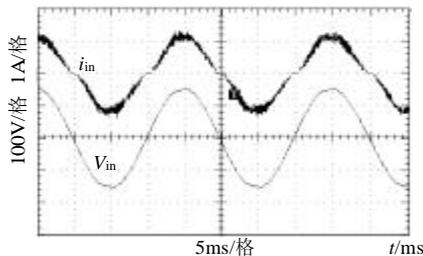


图 7 纯滞环控制下输入电流和电压波形

Fig. 7 Input current and voltage waveforms used hysteresis control

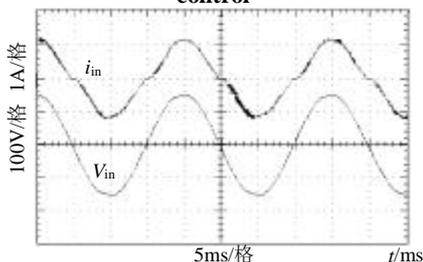


图 8 新算法下输入电流和电压波形

Fig. 8 Input current and voltage waveforms used proposed control scheme

是采用本文的电流脉动最小化算法后的输入电流和电压波形。和图 7 相比，输入电流的脉动明显减少了。

6 结论

针对数控滞环 PFC 电路中开关电流脉动较大的问题，本文提出了一种电流脉动最小化的控制方案，即在每个采样周期中实时计算出所需占空比，以获得最小的电流脉动。同时，本文提出了一种适用于数字控制的改进型电流采样算法。实验结果表明，该控制方案不仅实现了电流信号的准确采样，而且可以使滞环控制下电流脉动达到最小。该控制方法可以推广到其他采用数字控制的高频开关变换器中。

参考文献

- [1] Fu M, Chen Q. A DSP based controller for power factor correction (PFC) in a rectifier circuit[C]. Anaheim, California, United States, APEC'2001, 1: 144-149.
- [2] Zhi-Hong Jiang, Xiao-Dong Sun, Li-Pei Huang. The controller of high frequency and high dynamic performance dual-boost pfc module based on DSP[C]. IECON'03, Maribor, Slovenia December 10-12, 2003, 1: 249-254.
- [3] Wanfeng Zhang, Guang Feng, Yan-Fei Liu, et al. Analysis and implementation of a new PFC digital control method[C]. Acapulco, Mexico, June 15-19, PESC'2003, 1: 335-340.
- [4] Van De Sype D M, De Gussem K, Van den Bossche A P, et al. A sampling algorithm for digitally controlled boost pfc converters [J]. Trans on Power Electronics, 2004, 19(3): 649-657.
- [5] Jinghai Zhou, Zhengyu Lu, Zhengyu Lu, et al. Novel sampling algorithm for dsp controlled 2kW PFC converter[J]. Trans on Power Electronics, 2001, 16(2): 217-222.
- [6] 曾勇, 吕征宇, 钱照明, 等. 高频 DC/DC 电路中数字脉宽调制极限环的抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(8): 22-25.
Zeng Yong, Lu Zhengyu, Qian Zhao-ming, et al. A limit-cycle suppressor method for digital pwm resolution enhancement in high frequency dc/dc converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(8): 22-25.
- [7] Spangle J J, Behera A K. A comparison between hysteresis and fixed frequency boost converters used for power factor correction [C]. APEC'93, Acapulco, Mexico, June 15-19 1993, 281-286.
- [8] Hirota A, Nagai S, Al M A, et al. A novel hysteresis current control scheme for single switch type single phase pfc converter[C]. Power Conversion Conference, Osaka, Japan, 2002, 3: 1223-1225.
- [9] Ninkovic P S. A novel constant-frequency hysteresis current control of PFC converters[C]. Laquila, Italy, July 15, ISIE 2002, 4: 1059-1064.
- [10] 李冬, 阮新波. 高效率的 BOOST 型功率因数校正预调节器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 2(10): 153-156.
Li Dong, Ruan Xinbo. A high efficient boost converter with power factor correction[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 2(10): 153-156.
- [11] 王鸿雁, 陈立烽, 江泓, 等. 单相多电平功率因数校正变换器应用

- 的实验研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 28-33.
- Wang Hongyan, Chen Lifeng, Jiang Hong, et al. Experimental research on single phase multilevel power factor correction converter application[J]. Proceeding of the CSEE, 2004, 24(11): 28-33.
- [12] 吴洪洋, 何湘宁. 一种新颖的三电平软开关功率因数校正电路[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(10): 22-27.
- Wu Hongyang, He Xiangning. A novel three-level power factor correct circuit with passive soft switching[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(10): 22-27.
- [13] 邓卫华, 张波. 一种全新的临界工作模式下的单级功率因数校正电路工作特性研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(7): 36-40.
- Deng Weihua, Zhang Bo. Research on a novel boundary conduction mode of single-stage PFC circuit[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(7): 36-40.
- [14] 邓超平, 刘晓东, 凌志斌, 等. 三相单开关零电流 Cuk 型功率因数校正器的研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(4): 74-79.

Deng Chaoping, Liu Xiaodong, Ling Zhibin, et al. Study of a three-phase power factor correction based on a single zero-current switching cuk converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(4): 74-79.

收稿日期: 2005-09-24。

作者简介:

胡庆波 (1979-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为电力电子装置的数字控制, 伺服系统, 低压大电流变换器以及混合动力等相关技术等;

瞿博 (1982-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为低压大电流变换器以及电力电子装置的数字控制等;

吕征宇 (1957-), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电磁兼容, 电力电子的系统集成, 多电平变换器, 伺服控制系统, 混合动力等相关技术等。

(编辑 王彦骏)