

并联交错临界连续 PFC变换器的单周期控制

蒋志宏¹, 黄立培², 朱纪洪¹

(1. 清华大学 计算机科学与技术系, 北京 100084; 2. 清华大学 电机工程与应用电子技术系, 北京 100084)

摘要: 为了利用临界连续导电模式功率因数校正器(PFC)高效的优点, 将其应用到较大功率场合, 提出一种用于临界连续 PFC的单周期控制策略。采用开关频率和采样频率可变的方法, 利用单数字信号处理器实现了 3 个临界连续 PFC变换器的并联交错运行。提出的针对临界连续 PFC变换器的单周期控制器无需对开关的高频峰值电流、电感电流过零点进行检测与判断, 简化了临界连续 PFC变换器的控制。实验结果表明: 该方案可实现临界连续 PFC变换器输入电流和输出电压的有效控制, 可在保证高的输入功率因数同时, 获得稳定的直流输出电压。

关键词: 电源; 临界连续导电模式; 功率因数校正器; 单周期; 并联交错; 数字控制

中图分类号: TN 86

文献标识码: A

文章编号: 1000-0054(2007) 07-1197-04

One-cycle controller for parallel-connected interleaving critical continuous conduction mode PFC converter

JIANG Zhihong¹, HUANG Lipai², ZHU Jihong¹

(1. Department of Computer Science and Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China;

2. Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract This paper proposes a one-cycle controller for a critical conduction mode (CRM) power factor correction (PFC) converter, and with variable switching-frequency and variable sampling-frequency used to have three CRM PFC modules operating in paralleling and interleaving mode with a single digital signal processor (DSP). The one-cycle controller for the CRM PFC needs not detect the peak switching current and judge the zero-cross of the inductor current, so it can simplify control of the CRM PFC converter at a great extent. Experiments show that the controller provides very effective control of the current input and the voltage output, so it can achieve stable output voltage with high input power factor.

Key words power supply; critical conduction mode; power factor correction; one-cycle; paralleling and interleaving; digital control

连续导电模式 (continuous conduction mode, CCM)功率因数校正器 (PFC)变换器在工业中已经得到广泛的应用; 但是, 在 CCM PFC中, 高压快恢复二极管的反向恢复损耗限制了变换器效率的提高, 而在临界连续导电模式 (critical conduction mode, CRM) PFC可以消除该损耗, 而且还可以实现开关管开通零电压、零电流开通 (ZVZCS), 且是一种自然的、不用任何辅助功率器件的软开关, 因此, CRM PFC变换器得到了广泛的应用^[1-2]。

然而, 较大的电感电流纹波导致单开关 CRM PFC变换器一般只适用于小功率场合。为了利用 CRM工作模式的优点, 将其应用到较大功率场合, 本文提出一种单周期控制方法。基于该方法可容易地实现 CRM PFC变换器并联交错运行, 将 CRM PFC变换器应用到较大功率场合, 同时, 并联工作可减小器件的电流应力, 交错技术可减小总输入电流高频纹波幅值、提高总输入电流的纹波频率, 降低输入端 EMI滤波器的体积^[3-6]。

1 CRM PFC变换器的工作原理

CRM PFC变换器的系统原理如图 1所示。

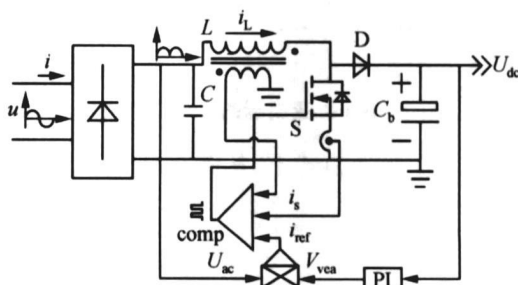


图 1 CRM PFC系统原理图

由图 1可见, 主电路采用 Boost拓扑, 控制部分采用开关频率可变的峰值电流控制方法, 其中 L 为

收稿日期: 2006-01-10

作者简介: 蒋志宏 (1974-), 男 (汉), 江苏, 博士后。

通讯联系人: 黄立培, 教授, E-mail: huanglipai@tsinghua.edu.cn

电感, D为二极管, S为开关管。控制输入为电流 i 波形和输出电压 U_{dc} 的幅值。电压控制环的输出 V_{vea} 乘以输入电压 U_{ac} 得到电流给定 i_{ref} , 使得输入电流的包络线跟随 i_{ref} , 实现功率因数校正和输出电压幅值控制。为了使电感电流临界连续, 实现开关管开通的软开关以及消除快恢复二极管的反向恢复损耗, 控制器对电感电流过零点进行了检测, 使开关管在电感电流值过零附近开通

2 针对 CRM Boost PFC的单周期控制器

由于对 CRM Boost PFC变换器进行控制, 需对高频的电感电流过零点和高频的开关电流峰值进行检测与判断, 因此, 要实现其数字控制具有一定的难度。因为其控制要求数字控制器要在一个高频控制周期内, 对 2 个高频的信号点进行检测与判断, 由采样定理可知, 这对低端数字控制器来说是很困难的, 即使采用数字控制器的外部中断可以实现基本控制, 但变换器的控制频率将很低, 满足不了高功率密度变换器的要求。为此, 本文提出一种开关频率可变的单周期控制器, 只需使用现有的低成本数字控制器就可以实现 CRM Boost PFC变换器的控制。该控制器只需对输入电压和输出电压采样, 无需用硬件电路对高频的电感电流过零点和开关管电流峰值进行检测与判断。

根据 Boost变换器一个开关周期内开关管 S的工作状态, 可将变换器的工作模式分为 2 种, 如图 2 所示。

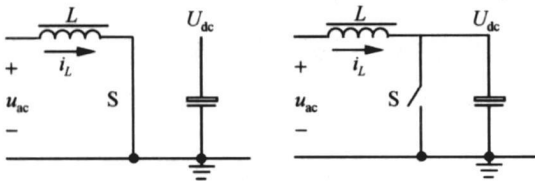


图 2 Boost变换器的 2 种工作模式

在 CRM工作模式下, 从图 2 可得到, S导通时

$$i_L = \int_0^{t_{on}} \frac{u_{ac}}{L} dt. \tag{1}$$

S断开时

$$i_L = \frac{u_{ac}}{L} t_{on} + \int_0^{t_{off}} \frac{u_{ac} - U_{dc}}{L} dt. \tag{2}$$

式中: u_{ac} 、 U_{dc} 是输入和输出电压的瞬时值, 假定在一个高频开关周期内保持不变; t_{on} 、 t_{off} 是开关管的导通和断开时间。

根据式 (1) 和式 (2) 就可得到一个用于 CRM Boost PFC变换器的单周期控制方案, 如图 3 所示。

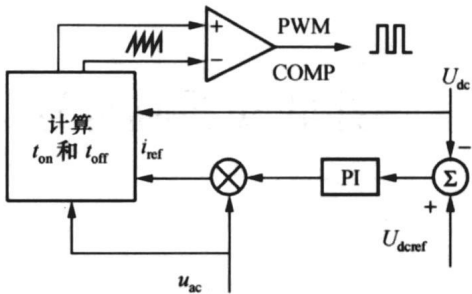


图 3 CRM Boost PFC的单周期控制器

由图 3 可知, 电感电流的参考值为

$$i_{ref} = u_{ac} U_{vea}. \tag{3}$$

由 CRM PFC变换器的工作原理可知, 电感电流的包络是跟踪 i_{ref} 的, 因此, 由式 (1) 和式 (2) 可以得到

$$t_{on} = L \frac{i_{ref}}{u_{ac}}, \tag{4}$$

$$t_{off} = L \frac{i_{ref}}{U_{dc} - u_{ac}}. \tag{5}$$

依据式 (4) 和 (5) 可得到每个控制周期开关管的导通和关断时间, 实现电感电流的临界连续, 同时, 通过电压环来改变 i_{ref} 实现输出电压的幅值控制。

可以看出, 在每个控制周期内, t_{on} 和 t_{off} 与前一个周期的状态无关, 只取决于该开关周期的 i_{ref} 、 u_{ac} 和 U_{dc} , 也就是说, 当给定变化时, 输入电流和输出电压的瞬态响应过程可在一个控制周期内结束。

3 并联交错数目 N 对输入功率因数的影响

为了研究变换器交错数目 N 对输入功率因数的影响, 对并联交错变换器的输入电流波形进行了数学分析与研究。N 个并联交错的电感电流波形, 如图 4 所示。

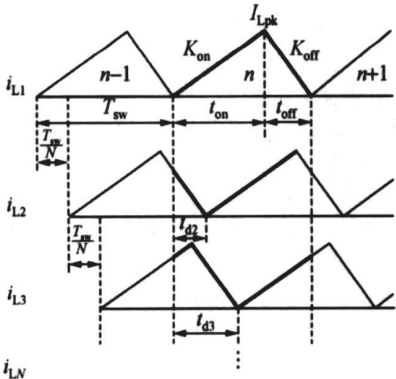


图 4 N 个交错的电感电流波形

图中: T_{sw}/N 为电感电流 $i_{L(N-1)}$ 较 i_{LN} 的延迟时间; T_{sw} 为开关周期; K_{on} 和 K_{off} 为电感电流第 n 个周期的上升斜率和下降斜率; t_{d2} 、 t_{d3} 、 \dots 、 t_{dN} 为第 n 个

周期内各电感电流起始点,较电感电流 i_{L1} 起始点的延迟时间; I_{Lpk} 为第 n 个周期电感电流的峰值。

由图 4 可知,由于电感电流是交错的,在第 n 个周期,除了 i_{L1} 为规则的临界连续电感电流波形以外, i_{L2} i_{L3} \cdots i_{LN} 都不是规则的临界连续电感电流波形。这些电流可以通过电感电流 i_{L1} 来计算。为了计算电感电流,可根据 t_{dN} ($N \geq 2$) 与关断时间 t_{off} 的关系,将 i_{L2} i_{L3} \cdots i_{LN} 的波形分为 3 类,如图 5 所示。

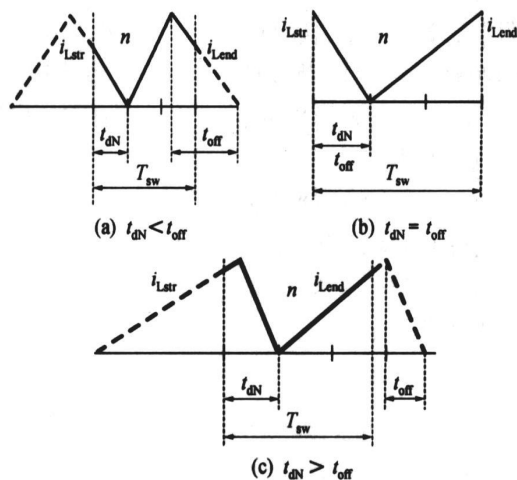


图 5 第 n 周期 i_{L2} i_{L3} \cdots i_{LN} 的可能波形

以图 5a 为例来说明电感电流 i_{LN} 的计算方法。图中 i_{Lstr} 和 i_{Lend} 为第 n 周期内电感电流 i_{LN} 的起始值和终点值。由于 CRM PFC 变换器具有较高的开关频率,可以假设相邻两个开关周期内,电感电流的上升斜率 K_{on} 及下降斜率 K_{off} 相等。开关管的开通时间 t_{on} 及关断时间 t_{off} 相等,因此,可得到

$$i_{Lstr} = i_{Lend} = I_{Lpk} + K_{off}(t_{off} - t_{dN}). \quad (6)$$

根据式 (6), 可得到第 n 周期内所有的电感电流 i_{LN} , 然后可得到总输入电流, 对其进行分析就可确定合适的并联交错数目 N 。

一般来说, 当 $N=2$ 时, 其功率因数要比单开关变换器 ($N=1$) 提高很多, 但当 $N>2$ 时, 功率因数的提高并不明显。本文综合考虑, 选取 $N=3$ 来进行研究。 $N=3$ 时, 变换器可得到较高的输入功率因数、较小的输入电流纹波和较大的功率输出, 因此, 还可以得到合适的控制频率。

4 基于单周期单闭环控制器的并联交错

本文利用数字控制器的优点, 提出采用单闭环控制器, 即前面提到的单周期控制器, 使用变开关频率和占空比的方法控制 3 个 Boost 变换器在 CRM 模式下并联交错运行, 实现 PFC 功能, 并联交错变

换器的结构框图如图 6 所示。控制器选用的是低成本的数字信号处理器 TMS320LF2407。

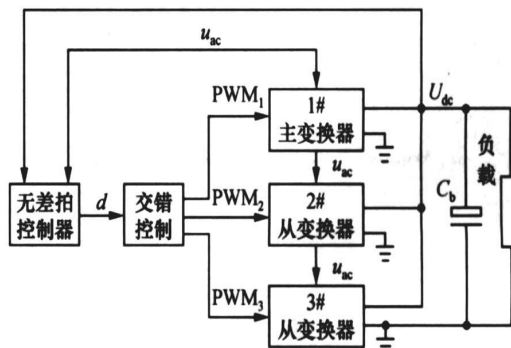


图 6 并联交错变换器的系统结构框图

由图 6 所示结构框图可知, 在 3 个并联的 Boost 变换器中间确定 1 个为主变换器单元, 另外 2 个为从变换器单元。考虑到电感电流是临界连续的, 即电感电流每个开关周期都要过零点, 所以可以采用主变换器单元闭环控制, 另外 2 个从变换器单元开环控制, 让从变换器的电感电流跟随主变换器的电感电流变化, 并将 3 个变换器的 PWM 交错 120° , 使得电感电流交错起来, 实现 3 个 CRM Boost 变换器的并联交错运行。3 个 PWM 的交错原理如下, 选择 TMS320LF2407 的 T1PWM、T2PWM 和 T3PWM 通道作为并联变换器的 3 个驱动脉冲, 相应的定时器 T1、T2、T3 的周期寄存器 T1PR、T2PR 和 T3PR 决定开关周期 T_{sw} 。定时器 T4 的周期寄存器 T4PR 决定控制周期 T_s 。由于 T_{sw} 是可变的, 因此必须有一个同步信号才能实现 3 个 PWM 的均匀交错, 然而要引入该同步信号又是非常困难的。本文考虑到 DSP 的 PWM 发生原理, 提出采用使 T4 的计数器 T4CNT 和 T1 的计数器 T1CNT 同时计数到零的方法来实现信号的同步即可, 并在定时器 T4 的中断里对并联交错变换器进行控制。

5 实验结果

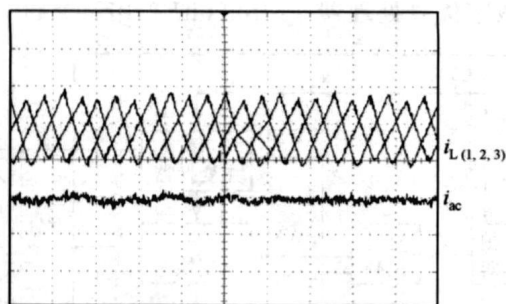
实验的基本条件: 输入电压 $u_{ac} = 110$ V, 输出电压 $U_{dc} = 380$ V, 输出功率为 520 W, 最低的开关频率为 100 kHz, 电感为 100μ H, 输出滤波电容 $C_b = 660 \mu$ F, 开关管的型号是 STW20NM60, 二极管的型号是 HFA15TB60。

利用上述的控制方案进行了实验研究, 实验波形如图 7 和 8 所示。

图 7 为交错的电感电流与输入电流波形。

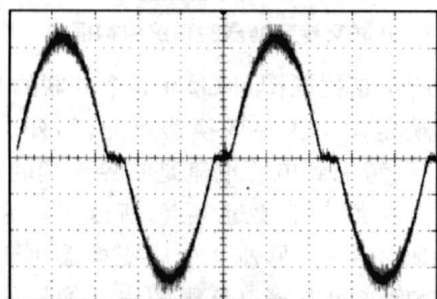
由图 7a 和 7b 可见, 3 个电感电流实现了均匀交错, 且得到的总输入电流的纹波很小, 满足时功率因数可达 0.99, 可与 CCM 工作模式下的输入电流

质量相媲美



i_L : 2 A/div; i_{ac} : 5 A/div; t : 8 μ s/div

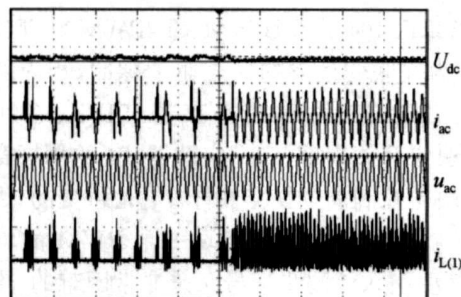
(a) 交错及总的输入电流



i_{ac} : 2 A/div; t : 8 ms/div

(b) 总的输入电流

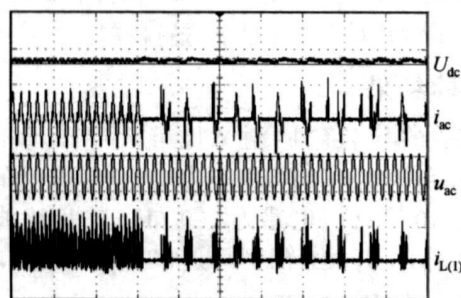
图 7 交错的电感电流与输入电流波形



U_{dc} : 100 V/div; i_{ac} : 5 A/div; u_{ac} : 250 V/div;

i_L : 2 A/div; t : 100 ms/div

(a) 轻载到满载



U_{dc} : 100 V/div; i_{ac} : 5 A/div; u_{ac} : 250 V/div;

i_L : 2 A/div; t : 100 ms/div

(b) 满载到轻载

图 8 输出电压瞬态测试波形

图 8为在输出负载跃变时,并联交错变换器的输出电压瞬态测试波形。

由图 8可见,当负载从轻载跃变到满载,从满载跃变到轻载时,输出电压的变化幅度很小(只有 14 V),而且响应速度非常快。

6 结 论

本文针对 CRM PFC变换器,提出一种开关频率可变的单周期控制方案,研究并实现了基于 DSP2407的高频 CRM PFC模块的并联交错运行,取得了满载时功率因数为 0.99和稳态输出电压稳定的性能。提出的单周期控制器从很大程度上简化了 CRM PFC变换器的控制,输出电压具有较好的动态响应性能;基于采用的开关频率和采样频率皆可变方法,仅用 1颗 DSP实现了 3个 CRM PFC变换器的并联交错工作,减小了总的输入电流纹波,获得了较大的功率输出,可将 CRM PFC变换器应用到较大功率场合。

参考文献 (References)

- [1] 韩兆伟, 那才. MC34262系列 PFC控制芯片的应用研究 [J]. 电子设计应用, 2003, 5: 69-73.
HAN Zhaowei, NA Bucai. The application research of MC34262 series controller for PFC [J]. *Electronic Design Application*, 2003, 5: 69-73. (in Chinese)
- [2] TAO Fengfeng, Fred C L. Critical conduction mode single-stage power factor correction electronic ballast [C] // APFC. Virginia IEEE, 2000: 729-734.
- [3] ZHANG Jindong, Fred C L, Milan M J. A novel interleaved discontinuous-current-mode single stage APFC technique with universal-line input [C] // PESC. Virginia IEEE, 2001: 1007-1012.
- [4] ZHANG Jindong, SHAO Jianwen, XU P, et al. Evaluation of input current in the critical mode boost APFC converter for distributed power systems [C] // Virginia IEEE, 2001: 130-136.
- [5] 蒋志宏, 黄立培, 孙晓东, 等. 基于 DSP的 DC/DC Boost PFC模块的并联交错研究 [J]. 电工电能新技术, 2004, (3): 27-30.
JIANG Zhihong, HUANG Lipai, SUN Xiaodong, et al. DSP-based parallel-connected interleaving DC/DC boost PFC module [J]. *Adv Tech of Elec Eng & Energy*, 2004, (3): 27-30. (in Chinese)
- [6] Chan C H, Pong M H. Input current analysis of interleaved boost converters operating in discontinuous-inductor-current mode [C] // PESC. Virginia IEEE, 1997: 392-398.