

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2024.2.139

中图分类号: TM92

文献标志码: A

一种新型的 CRM-Boost APFC 控制方法

陈明城(中国电源学会会员), 张卫平, 刘元超, 史本元, 张晓强
(北方工业大学节能照明电源集成与制造北京市重点实验室, 北京 100144)

摘要:介绍了 Boost-APFC 电路工作在临界导通模式下的优势。针对传统单相 CRM-Boost APFC 电压模式控制方法存在 PI 参数调试时间较长、调节效果较差、不稳定因素增加等不足,提出了一种有静态工作点的单相 CRM-Boost APFC 电压模式控制方法,并通过 PSIM 仿真验证了该方法的优点。针对新型交错控制方法存在 PI 参数调试时间较长、不稳定因素增加等不足和需要额外使用一个电压控制电流源的情况,提出了一种改进型两相交错并联 CRM-Boost APFC 电压模式控制方法,并且完成了 PSIM 仿真,功率因数高达 99.96%。制作了一台 4kW 的两相交错并联 CRM-Boost APFC 实验样机,并进行了实验调试,功率因数达到了 99.66%,效率为 98.02%。

关键词: Boost-APFC; 临界导通模式; 静态工作点; 两相交错并联

Novel CRM-Boost APFC Control Method

CHEN Mingcheng, Member, CPSS, ZHANG Weiping, LIU Yuanchao, SHI Benyuan,
ZHANG Xiaoqiang

(Beijing Key Laboratory of Energy-saving Lighting Power Integration and Manufacture, North China University of Technology, Beijing 100144, China)

Abstract: The advantages of a Boost-APFC circuit operating in critical conduction mode are introduced. Aimed at the disadvantages of the traditional single-phase CRM-Boost APFC voltage mode control method, such as a long PI parameter debugging time, a poor adjustment effect and increasing unstable factors, a single-phase CRM-Boost APFC voltage mode control method with a static operating point is proposed, and the advantages of this method are verified by PSIM simulations. Considering the shortcomings of the novel interleaved control method, such as a long PI parameter debugging time, increasing unstable factors and the need to use an additional voltage-controlled current source, an improved two-phase interleaved parallel CRM-Boost APFC voltage mode control method is put forward, and the PSIM simulations are completed, with a power factor as high as 99.96%. A 4 kW two-phase interleaved parallel CRM-Boost APFC experimental prototype was made, and it was experimentally debugged, with a power factor of 99.66% and an efficiency of 98.02%.

Keywords: Boost-APFC; critical conduction mode; static operating point; two-phase interleaved parallel

当前,提高功率因数已成为海内外电力电子技术的研究热点之一^[1-3]。在进行 AC/DC 变换时,输入

交流电流易产生尖峰电流,不仅含有基波,还携带有其他各高次谐波分量,造成很强的谐波污染。其主要危害可分为如下几点:①由于输电线路都有一定的阻抗,致使谐波电流产生额外压降,进而给电网电压带来畸变,影响其他电气设备的正常运行;②谐波电流会使输电线或变电设备积聚大量热量,加速老化;③谐波电流存有高频分量,在电场耦合、磁场耦合作用下,会干扰通信电路^[4-5]。

根据电路是否采用有源器件,功率因数校正电

收稿日期:2021-11-22; 修回日期:2022-03-04; 录用日期:
2022-03-16; 网络首发日期:2022-04-24

基金项目:北京市自然科学基金资助项目(3202009);北京高校基本科研业务费专项资金资助项目(KM201910009012)

This work is supported by the Natural Science Foundation of Beijing, China under the grant 3202009; the Fundamental Research Funds for Beijing Universities under the grant KM201910009012

路可以分为无源功率因数校正 PFC(passive power factor correction)和有源功率因数校正 APFC(active power factor correction)两种^[6-7]。本文的研究对象主要为 Boost APFC 电路。传统的单相 CRM-Boost APFC 的控制方法有电流模式控制和电压模式控制两种^[8]。由于电流模式控制方法需要使用乘法器和 PI 调节器,并且需要实时检测输入电压值和电感电流值,控制方式较复杂^[9]。而对于电压模式控制方法,只要保证开关管导通时间基本恒定,便能使输入电流平均值正比于输入电压,实现高功率因数,无需实时检测输入电压值,控制方式较简单。因此,本文采用电压模式控制。

APFC 电路按照储能电感的电流状态可分为三种工作模式:连续导通模式 CCM(continuous conduction mode)、断续导通模式 DCM(discontinuous conduction mode)和临界导通模式 CRM(critical conduction mode)。CRM 电路相比于 CCM 和 DCM,具有如下优点:①与 CCM 相比,CRM 电路当电感电流下降到零时,开关管开通,二极管关断,避免了二极管的反向恢复,降低了二极管的关断损耗和开关管的开通损耗^[10-11];②与 DCM 相比,CRM 电路的输入电流和输出电压纹波小、功率因数较高^[12]。

1 CRM-Boost APFC 原理分析及控制方法改进

1.1 单相 CRM-Boost APFC 工作原理介绍

单相临界导通模式 Boost APFC(简称“单相 CRM-Boost APFC”)主电路如图 1 所示。一个开关周期内的工作状态可分为开关管导通状态和关断状态。开关管 G 导通时,二极管 D 关断,电感电流 i_L 以 V_g/L 的斜率线性上升,导通 T_{on} 时间后电感电流达到峰值 i_{Lpeak} ;开关管 G 关断时,二极管 D 导通,电感电流 i_L 以 $(V_o-V_g)/L$ 的斜率大小线性下降,经过 T_{off} 时间降为 0。

电感电流的峰值表达式为

$$i_{Lpeak} = \frac{V_g}{L} T_{on} = \frac{V_m |\sin(\omega t)|}{L} T_{on} \quad (1)$$

式中, V_m 为输入电压的峰值。

电感电流的波形为三角波,因此输入电流平均值为电感电流峰值的一半^[13],即

$$i_{in} = \frac{V_m |\sin(\omega t)|}{2L} T_{on} \quad (2)$$

输出功率的表达式为

$$P_o = \eta P_{in} = \eta \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_g i_{in} d\omega t = \frac{\eta V_m^2}{4L} T_{on} \quad (3)$$

式中, η 为效率^[14]。

由式(3)可得到导通时间的表达式为

$$T_{on} = \frac{4LP_o}{nV_m^2} \quad (4)$$

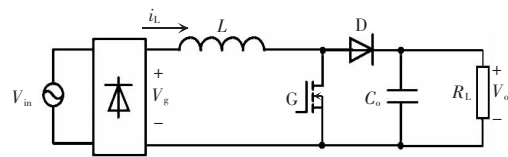


图 1 单相 CRM-Boost APFC 主电路

Fig. 1 Single-phase CRM-Boost APFC circuit

1.2 单相 CRM-Boost APFC 电压模式控制原理

图 2 和图 3 分别为单相 CRM-Boost APFC 电压模式控制的原理及其主要波形。在 t_0 时刻,电感电流 $i_L=0$,导致产生一个 ZCD 信号,使得 $S=1$,RS 触发器置位。RS 触发器置位使得 $Q=1$, $\bar{Q}=0$,这时驱动开关管 G 导通,SW 断开,电流源 I_c 给电容 C 充电,电容电压 V_c 和电感电流 i_L 同时开始线性上升。

在 t_1 时刻, V_c 上升到 V_{comp} 值,使得 $R=1$,RS 触发器复位。RS 触发器复位使得 $Q=0$, $\bar{Q}=1$,这时驱动开关管 G 断开,SW 接通,电感电流 i_L 开始线性下降,电容 C 瞬间放电, V_c 瞬间为 0。在 t_2 时刻电感电流 i_L 下降到 0 时,再次产生一个 ZCD 信号,进入到下一个开关周期,如此循环往复进行下去。

由于 V_c 和 i_L 同时从 0 开始线性上升,因此 V_c 的大小对应 i_L 的上升时间 t_r ,二者具有线性关系。 V_{comp} 的大小直接决定了 T_{on} 的大小。 V_c 和 t_r 之间符合电容充电公式,即

$$V_c = \frac{1}{C} i_c t_r \quad (5)$$

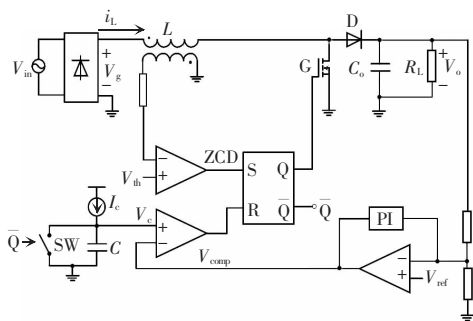


图 2 单相 CRM-Boost APFC 电压模式控制原理

Fig. 2 Schematic of single-phase CRM-Boost APFC voltage mode control

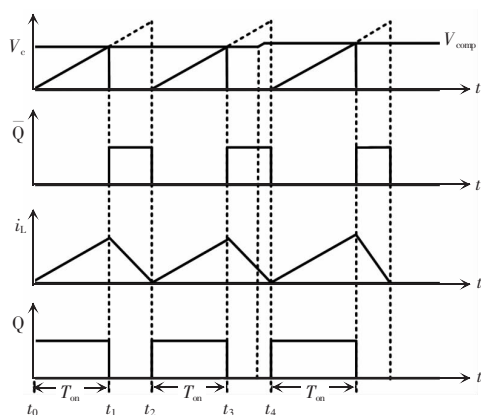


图 3 单相 CRM-Boost APFC 电压模式控制的主要波形

Fig. 3 Main waveforms under single-phase CRM-Boost APFC voltage mode control

APFC voltage mode control

1.3 单相 CRM-Boost APFC 电压模式控制方法改进

本文对传统单相 CRM-Boost APFC 电压模式控制方法进行改进,提出了一种有静态工作点的单相 CRM-Boost APFC 电压模式控制方法。由公式(2)可知,当电感 L 选定,只要控制导通时间 T_{on} 恒定时,输入电流的平均值正比于输入电压,很好地实现功率因数校正。然而,如果实际导通时间完全是一个定值,将导致输出电压负反馈失效,输出电压实际值与给定值偏差较大。本文以公式(4)计算出来的 T_{on} 作为静态工作点,并让实际导通时间 t_{on} 在 T_{on} 附近微小变化,这样既保证了系统较高的功率因数,也保证了输出电压的准确度和调节速度。

图 4 为有静态工作点的单相 CRM-Boost APFC 电压模式控制原理图,里面的 V_{Ton} 对应着静态工作点 T_{on} ,可通过公式(4)与公式(5)求出。 V_{PI} 为误差放大器输出且经过限幅后的值, V_{PI} 的限幅范围决定

了 V_{comp} 的变化范围,进而影响着导通时间 t_{on} 的变化范围。

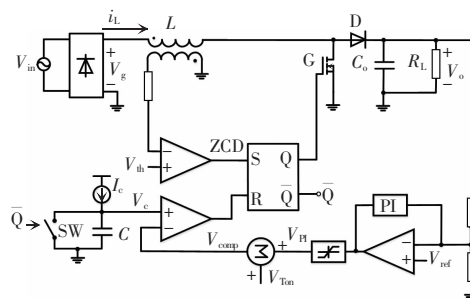


图 4 有静态工作点的单相 CRM-Boost APFC 电压模式

控制原理

Fig. 4 Schematic of single-phase CRM-Boost APFC voltage mode control with a static operating point

当 V_{PI} 限幅范围过大时,导致 V_{comp} 变化范围过大,从而导致 t_{on} 变化范围过大,使得输入电流跟随输入电压效果较差、输出电压负反馈调节速度较快,最终使得系统的功率因数较低、输出电压较快达到目标值,但启动时输出电压冲击较大;相反,当 V_{PI} 限幅范围过小时,会最终使得功率因数较高、输出电压较慢达到目标值,但启动时输出电压冲击较小。 V_{PI} 限幅范围一般在 $\pm 0.1 \times V_{Ton}$ 左右比较合适。表 1 总结了 V_{PI} 限幅范围大小对系统的影响。

表 1 V_{PI} 限幅范围大小对系统的影响

Tab. 1 Impact of V_{PI} amplitude limiting on system

V_{PI} 限幅范围	优点	缺点
过大	输出电压较快达到目标值	功率因数较低;输出电压超调量较大
过小	功率因数较高;输出电压超调量较小	输出电压较慢达到目标值

有无静态工作点对 PI 调试的影响:有静态工作点时,可以在 V_{Ton} 基础上,权衡系统对功率因数、输出电压超调量与输出电压调节速度的要求,较快且合理地选择 PI 参数和 V_{PI} 限幅范围,大大简化 PI 参数调试过程;无静态工作点时,PI 参数调试时间较长、调节效果较差、不稳定因素增加,严重时可能存在“炸管”和“烧器件”等风险。

1.4 两相交错并联 CRM-Boost APFC 介绍及电压模式控制方法改进

当今,变换器的功率等级不断增大。在输出电

压一定的情况下，必然会增加升压电感的电流，使开关管的电流增大，带来很大的电流应力和电压应力，并且产生很大的电磁干扰和功率损耗^[15]。与单相 CRM-Boost APFC 电路相比，两相交错并联 CRM-Boost APFC 电路具有器件应力更低、输入电流纹波更小、电感磁性尺寸更小和功率等级更高等优点^[16,17]。两相交错并联 CRM-Boost APFC 电路含有两个电感、两个功率开关管和两个续流二极管。两条并联支路的参数均一致。

本文对文献[9]提出的电压模式两相交错并联 CRM-Boost APFC 新型交错控制方法(以下简称为“新型交错控制方法”)进行了改进,提出了一种改进型两相交错并联 CRM-Boost APFC 电压模式控制方法(以下简称为“改进型控制方法”)。

图 5 和图 6 分别为改进型控制方法的控制原理和控制波形。该控制方法中 V_{comp} 由静态工作点对应的电压 V_{Ton} 与 V_{PI} 叠加。A 相的比较电压为 V_{comp} , 而 B 相的比较电压为 $V_{comp}+V_e$ 。 V_e 的存在是为了控制 B 相的相位与 A 相差 180° , 实现两相交错。

A 相电感电流下降到零时会产生一个 ZCD1 信号。图 6 中,为了区别表示 A 相在不同时刻产生的 ZCD1 信号,分别用 ZCD11、ZCD12、ZCD13 表示 ZCD1 的先后顺序。同理,B 相先后产生的 ZCD2 信号分别用 ZCD21 和 ZCD22 表示。

当 A 相电感电流下降到 0 时,产生一个 ZCD11 信号,使得图 5 中的 V_{ramp1} 触发器置位,触发器置位使得 $\bar{Q}=0$, 进而使 SW1 断开, 电流源 IC 给电容 C 充电,使得 V_{ramp1} 线性上升。当 B 相电感电流下降到 0 时, 产生一个 ZCD21 信号, 使得 V_{ramp1} 触发器复位, 触发器复位使得 $\bar{Q}=1$, 进而使 SW1 接通, 电容 C 迅速放电,使得 V_{ramp1} 瞬间变为 0。当 A 相电感电流再次下降到 0 时,产生一个 ZCD12 信号,使得 V_{ramp1} 再次线性上升,如此循环往复进行下去。从中不难发现, V_{ramp1} 有个特点: 每次遇到 ZCD1 信号都开始线性上升,遇到 ZCD2 信号瞬间变为 0。由电容充电式(5)可知,当充电电容和充电电流为恒值时,上升电压与上升时间具有线性关系。因此,可用 V_{ramp1} 的峰值电压 V_{1to2} , 表示 ZCD11 到 ZCD21 的时间。同

理,根据对偶性,可以用 V_{ramp2} 的峰值电压 V_{2to1} , 表示 ZCD21 到 ZCD12 的时间。通过比较 V_{1to2} 与 V_{2to1} 的大小, 可用判断 ZCD11 到 ZCD21 的时间是否等于 ZCD21 到 ZCD12 的时间, 即 A、B 相是否实现 180° 交错。

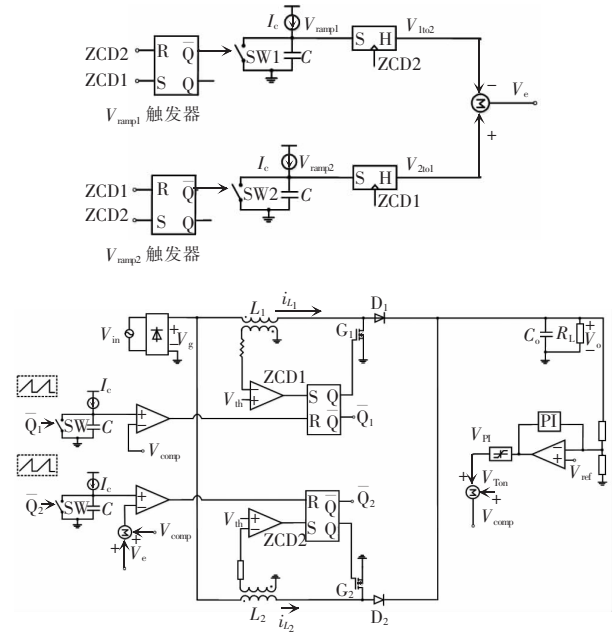


图 5 改进型控制方法的控制原理

Fig. 5 Schematic of improved control method

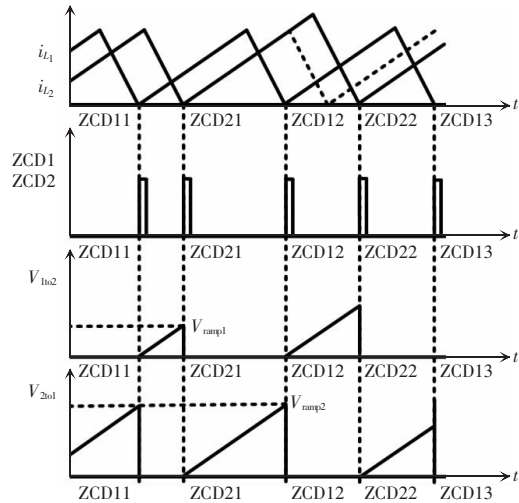


图 6 $\theta < 180^\circ$ 时,改进型控制方法的控制波形

Fig. 6 Waveforms obtained using the improved control method when $\theta < 180^\circ$

以图 6 展示的控制波形为例,当 $V_{1to2} < V_{2to1}$ 时,意味着 ZCD21 偏离了 ZCD11 与 ZCD12 的中心点,向 ZCD11 方向靠拢,此时 B 相与 A 相的相位差 $\theta < 180^\circ$ 。

由于 $V_{1to2} < V_{2to1}$, 所以, $V_e = V_{2to1} - V_{1to2} > 0$ 。B 相的比较电压为 $V_{comp} + V_e$ 增大。由电容充电公式(5)可知, 当充电电容和充电电流为恒值时, 比较电压越大, 所需要的充电时间就越长, 对应着开关管的导通时间 t_{on} 越长。由于 B 相的比较电压 $V_{comp} + V_e$ 增大, 所以下一个开关周期, B 相开关管的导通时间增加, 使 ZCD22 更加接近 ZCD12 和 ZCD13 的中心点。同理, 根据对偶性, 当 B 相与 A 相的相位差 $\theta > 180^\circ$ 时, B 相下一开关周期的导通时间将减少。通过负反馈控制 B 相跟踪 A 相相位, 实现 180° 相移。

本文提出的改进型控制方法与新型交错控制方法相比有两大改进点: ①在对输出电压进行闭环控制的过程中, 本文采用有静态工作点的控制方法, 有静态工作点的控制优点在 1.3 节已经阐述; ②在对 A、B 相位进行交错控制的过程中, 新型交错控制方法使用了一个电压控制电流源, A、B 相充电电容和比较电压相同的前提下, 通过 B 相充电电流的变化改变导通时间。而本文的改进型控制方法

省去了一个电压控制电流源, 在 A、B 相充电电容和充电电流相同的前提下, 直接改变 B 相比较电压来改变导通时间。

2 仿真与实验

2.1 有静态工作点的单相 CRM-Boost APFC 仿真

本文对有静态工作点的单相 CRM-Boost APFC 电压模式控制方法进行了 PSIM 仿真, 如图 7 所示, 并验证了该方法的优点。仿真的主要参数如表 2 所示。

表 2 单相仿真主要参数

Tab. 2 Main parameters of single-phase simulation

参数	数值
V_{in}/VAC	220
V_o/VDC	400
P_o/kW	4
$L/\mu H$	23
V_{Ton}	0.038
V_{PI}	± 0.0038

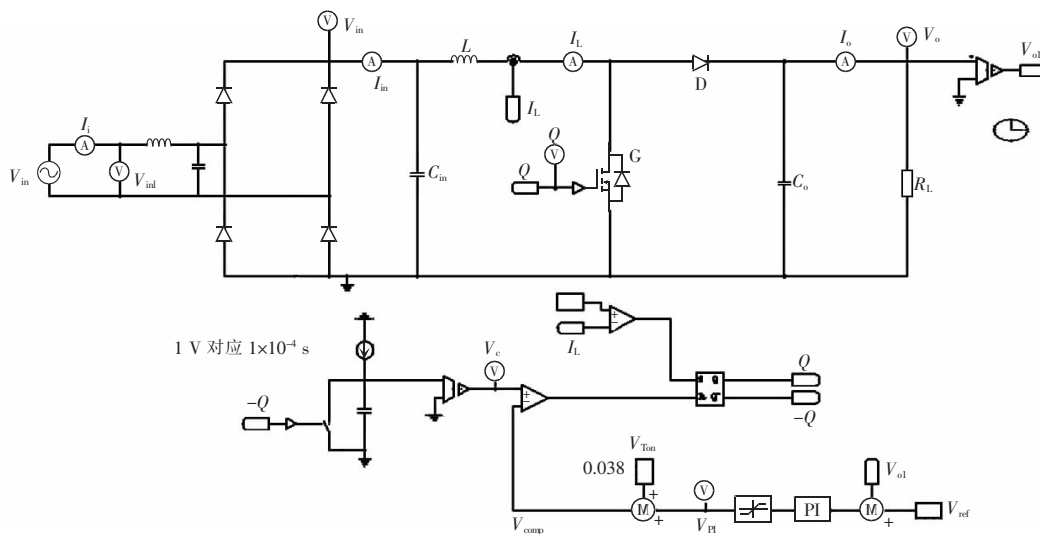


图 7 有静态工作点的单相 CRM-Boost APFC 电压模式控制仿真

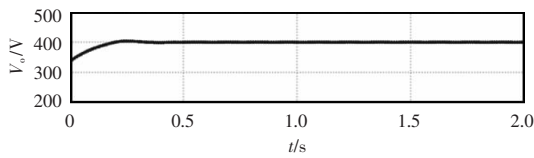
Fig. 7 Simulation of single-phase CRM-Boost APFC voltage mode control with a static operating point

从图 8(a)可以看出, 输出电压很好地控制在 400 V。图 8(b)上面的是电感电流波形, 下面的是开关管驱动波形, 从图中可看出电感电流工作在临界导通模式。

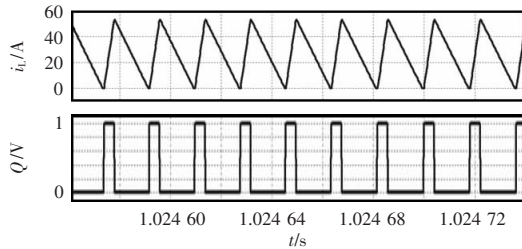
在系统达到稳定的状态下比较功率因数。从图 8(c)可看出, 无静态工作点时功率因数为 99.73%。

图 8(d)可看出, 有静态工作点时功率因数为 99.97%, 相比于前者较高。这是因为有静态工作点时, 在静态工作点附近对 V_{PI} 进行合理的限幅, 导通时间受输出电压纹波变化的程度较小, 功率因数较高。

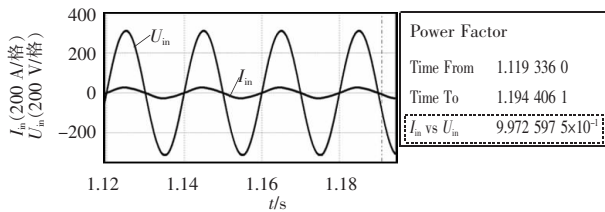
从图 8(e)与(f)的对比可看出, 与无静态工作点相比, 有静态工作点时输出电压超调量较小。这



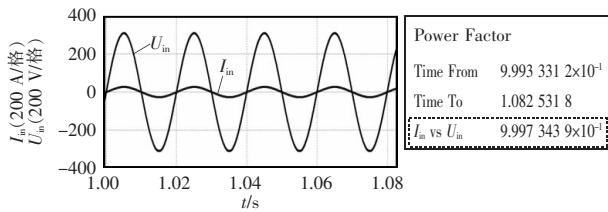
(a)输出电压波形



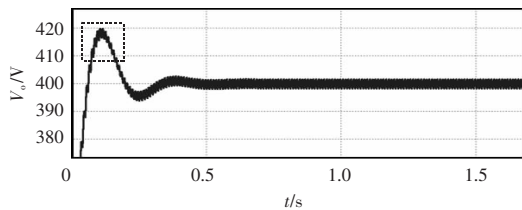
(b)电感电流和开关管驱动波形



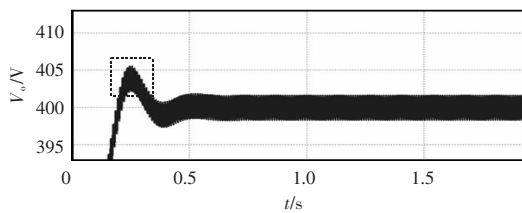
(c)无静态工作点时输入电压、输入电流波形



(d)有静态工作点时输入电压、输入电流波形



(e)无静态工作点时输出电压波形



(f)有静态工作点时输出电压波形

图 8 单相 CRM-Boost APFC 仿真波形
Fig. 8 Single-phase CRM-Boost APFC simulation waveforms

是由于在静态工作点附近很好地对 V_{PI} 限幅,使得刚启动时, t_{on} 变化没那么激烈。

2.2 改进型两相交错并联 CRM-Boost APFC 仿真

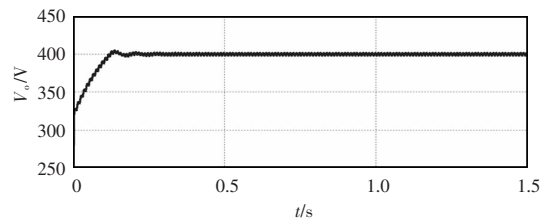
针对 1.4 节提出的改进型两相交错并联 CRM-Boost APFC 电压模式控制方法进行了 PSIM 仿真。仿真的主要参数如表 3 所示。

表 3 两相交错并联仿真主要参数

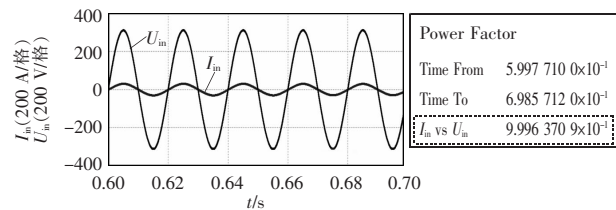
Tab. 3 Main parameters of two-phase interleaved parallel simulation

参数	数值
V_{in}/VAC	220
V_o/VDC	400
P_0/kW	4
$L_1, L_2/\mu H$	23
V_{Ton}	0.019
V_{PI}	± 0.0019

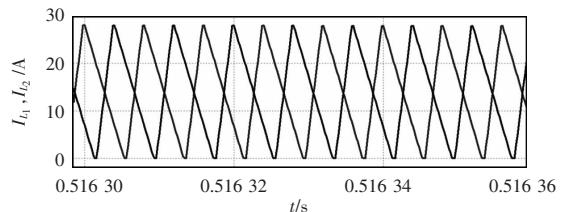
由图 9(a)可看出,输出电压稳定在 400 V;由图 9(b)可看出,功率因数 PF 达到了 99.96%;由图 9(c)可看出, A、B 相实现了 180° 交错导通。



(a)输出电压波形



(b)输入电压、输入电流波形



(c) A、B 相电感电流波形

图 9 两相交错并联 CRM-Boost APFC 仿真波形
Fig. 9 Two-phase interleaved parallel CRM-Boost APFC simulation waveforms

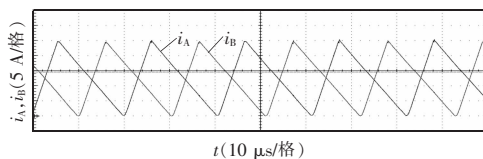
2.3 两相交错并联 CRM-Boost APFC 实验

本文制作了一台 4 kW 两相交错并联 CRM-Boost APFC 实验样机,并进行了调试。实验主要参数如表 4 所示。由图 10(a)可看出,A、B 相实现 180° 交错导通,具体实验数据如表 5 所示。

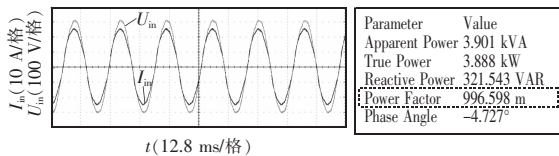
表 4 实验主要参数

Tab. 4 Main experimental parameters

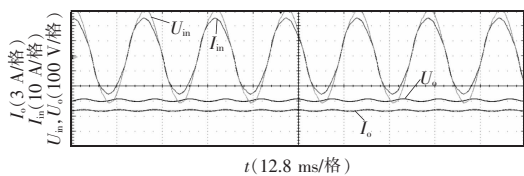
参数	数值
V_{in}/VAC	220
V_0/VDC	400
P_0/kW	4
$L_1, L_2/\mu H$	65
$C_0/\mu F$	4×470



(a) A、B 相电感电流实验波形



(b) 输入电压、输入电流实验波形及功率因数



(c) 输入电压、输入电流、输出电压、输出电流实验波形

图 10 两相交错并联 CRM-Boost APFC 实验波形

Fig. 10 Two-phase interleaved parallel CRM-Boost APFC experimental waveforms

表 5 实验数据

Tab. 5 Experimental data

参数	数值
$V_{in}(rms)/V$	221.3
$I_{in}(rms)/A$	18.5
$V_0(rms)/V$	401.3
$I_0(rms)/A$	10.0
P_0/kW	4.01
$\eta/\%$	98.02
PF/%	99.66

3 结语

本文针对传统单相 CRM-Boost APFC 电压模式控制方法存在的一些不足,提出了一种有静态工作点的单相 CRM-Boost APFC 电压模式控制方法,并通过 PSIM 仿真验证了该方法的优点。相比于单相 CRM-Boost APFC 电路,两相交错并联 CRM-Boost APFC 电路更加适用于大功率、大电流的场合。针对新型交错控制方法存在的一些不足,提出了一种改进型两相交错并联 CRM-Boost APFC 电压模式控制方法,并且完成了 PSIM 仿真,功率因数高达 99.96%。制作了一台 4kW 的两相交错并联 CRM-Boost APFC 实验样机,并进行了实验调试,功率因数达到了 99.66%,效率为 98.02%。

参考文献:

- [1] Dragen M, Regan Z. Nonlinear-carrier control for high power factor rectifiers based on up-down switching converters [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1998, 13(2): 213-221.
- [2] Liu Yaoping, Smedley K. Control of a dual boost power factor corrector for high power applications [C]// IECON'03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Roanoke, VA, USA, 2003: 2929-2932.
- [3] Bryan A B, Ino L A, Jahres R S, et al. Performance evaluation of a two-phase interleaved transition mode boost converter power factor correction with phase shedding [C]// 2019 IEEE 11th International Conference on Humanoid, Nanotechnology, Information Technology, Communication and Control, Environment, and Management (HNICEM). Laoag, Philippines, 2019: 1-6.
- [4] 林雯, 齐长远. 有源功率因数校正技术[J]. 电源技术应用, 1998(2): 53-55.
Lin Wen, Qi Changyuan. Active Power factor correction technology [J]. Application of Power Supply Technology, 1998(2): 53-55 (in Chinese).
- [5] 王山山. 交错并联 Boost PFC 变换器的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2010.
Wang Shanshan. Study on interlaced Boost PFC converter [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2010 (in Chinese).

- [6] 李艳, 阮新波, 杨东升. 一种新的双输入直流变换器[J]. 电工技术学报, 2008, 23(6): 10-19.
Li Yan, Ruan Xinbo, Yang Dongsheng. A new double-input DC-DC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(6): 10-19 (in Chinese).
- [7] Hamdad F S, Bhat A K S. A novel pulse width control scheme for fixed frequency zero voltage switching DC to DC PWM bridge converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(1): 2-4.
- [8] Alberto B, Claudio A, Giuseppe S. Enhanced constant-on-time control for DCM/CCM boundary boost PFC pre-regulators: Implementation and performance evaluation [C]// 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Fort Worth, TX, USA, 2014: 69-75.
- [9] 任玉伟. 交错并联 BCM Boost PFC 变换器的研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2014.
Ren Yuwei. Research on the interleaved BCM Boost PFC converter [D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2014 (in Chinese).
- [10] Lin Y C, Cheng S J, Lin Jingyuan, et al. Analysis and design of a push-pull quasi-resonant boost power factor corrector [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1): 347-356.
- [11] Antonszczuk P, Retegui R, Uicich G. Interleaved boundary conduction mode versus continuous conduction mode magnetic volume comparison in power converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(12): 8037-8041.
- [12] 方磊. 一种临界导通模式功率因数校正电路设计[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2009.
Fang Lei. Design of A BCM power factor correction circuit [D]. Xi'an: Xidian University, 2009 (in Chinese).
- [13] Lu Bing. A novel control method for interleaved transition mode PFC [C]// 2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Austin, TX, USA, 2008: 697-701.
- [14] Giovanni G. Improvement of constant-on-time control for transition mode PFC Boost pre-regulators [C]// 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. New Orleans, LA, USA, 2020: 1268-1272.
- [15] 林安娜. 基于 CRM 交错并联 Boost PFC 研究[D]. 广州: 华南理工大学, 2020.
Lin Anna. Study on Boost PFC based on CRM [D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2020 (in Chinese).
- [16] 林安娜, 谢运祥. 一种交错并联 Boost PFC 变换器的控制方法[J]. 电子技术应用, 2019, 45(9): 106-109.
Lin Anna, Xie Yunxiang. A control method for interleaved Boost PFC converter [J]. Application of Electronic Technique, 2019, 45(9): 106-109 (in Chinese).
- [17] Cordova D A, Martin C D F, Satur J R M, et al. Design optimization of a phase shedding twophase interleaved transition mode PFC converter compliant to Class A EMI limits [C]// IEEE Control and System Graduate Research Colloquium. Shah Alam, Selangor, Malaysia, 2020: 1-6.



陈明城

作者简介:

陈明城(1996-),男,中国电源学会会员,通信作者,硕士。研究方向:开关电源设计。E-mail:2515830251@qq.com。

张卫平(1957-),男,博士,教授。研究方向:开关电源设计。E-mail:zwp@ncut.edu.cn。

刘元超(1981-),男,硕士,高级实验师。研究方向:开关电源设计。E-mail:lyc@ncut.edu.cn。

史本元(1998-),男,硕士。研究方向:开关电源设计。E-mail:shibenyan98@163.com。

张晓强(1976-),男,博士,副教授。研究方向:动力锂离子电池。E-mail:zxq@ncut.edu.cn。