

伪连续导电模式Boost PFC变换器研究

张 斐, 许建平, 杨 平, 阎铁生

(磁浮技术与磁浮列车教育部重点实验室, 西南交通大学电气工程学院 成都 610031)

【摘要】分析工作于伪连续导电模式(PCCM)的Boost功率因数校正(PFC)变换器,设计电压环与电流环并行的控制环路。针对传统连续导电模式(CCM)和不连续导电模式(DCM)Boost PFC变换器负载功率范围受限的问题,研究以负载电流为基准量实时调整参考电流的控制策略,给出其网侧输入电流和功率因数的表达式。为了在宽输入电压范围内提高正弦参考电流控制三态PCCM Boost PFC变换器的功率因数(PF),提出非正弦参考电流控制算法。此外建立小信号模型给出其频域分析结果。最后通过实验结果验证了理论分析的正确性。

关键词 高功率因数; 功率因数校正变换器; 伪连续导电模式; 三态; 宽负载范围
中图分类号 TM77 **文献标志码** A **doi**:10.3969/j.issn.1001-0548.2013.05.012

Boost Power Factor Correction Converter Operating in Pseudo Continuous Conduction Mode

ZHANG Fei, XU Jian-ping, YANG Ping, and YAN Tie-sheng

(Key Laboratory of Magnetic Suspension Technology and Maglev Vehicle, Ministry of Education,
College of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University Chengdu 610013)

Abstract A Boost power factor correction (PFC) converter operating in pseudo continuous conduction mode (PCCM) is analyzed and side-by-side voltage and current control loops is proposed. In order to extend the load power range of the conventional Boost PFC converter operating in continuous conduction mode (CCM) and discontinuous conduction mode (DCM), a control strategy to adjust the reference current with respect to the load is designed. The input current and PF expression of the tri-state PCCM Boost PFC converter is also derived. To improve the input power factor (PF) of the tri-state PCCM Boost PFC converter with sinusoidal reference current control strategy over whole input voltage range, the non-sinusoidal reference current control strategy is proposed. Besides, the frequency domain analysis based on small-signal mode is given. Finally, the tri-state PCCM Boost PFC converter prototype is built and the experimental results verify the analysis results.

Key words high power factor (PF); power factor correction (PFC) converter; pseudo continuous conduction mode (PCCM); tri-state; wide range of load

为了减小电力电子装置对电网的谐波污染,需要采用有源功率因数校正(PFC)技术。Boost变换器是应用最广泛的PFC变换器拓扑,但工作于电感电流连续模式(CCM)时,Boost PFC变换器负载动态响应能力差^[1];而工作于电感电流不连续模式(DCM)时,开关管的电流应力限制Boost PFC变换器仅能用于小功率场合(小于250 W)^[2]。因此,研究宽负载范围的PFC技术具有重要意义。

文献[3-4]提出轻载时工作于DCM、重载时工作于CCM的思想来拓宽PFC变换器的负载工作范围,设计了单电感、双开关频率Boost PFC变换器^[3]和双电感、单工作频率Boost PFC变换器^[4],但双开关频

率使EMI滤波器设计困难,可变电感器又增加了系统的复杂性和控制器成本。针对CCM Boost PFC变换器在宽负载范围内出现DCM的现象,文献[5]提出一种数字控制技术,但开关频率随负载的变化而变化,且需要额外的DCM检测电路。

文献[6-8]提出并研究了电感电流伪连续导电模式(PCCM)。PCCM变换器在一个开关周期内有3个工作模式,不存在CCM变换器“控制-输出”传递函数的右半平面(right half plane, RHP)零点,具有优于CCM和DCM变换器的动态响应速度^[7-8]。因此,文献[9]提出了具有快速动态响应的三态PCCM Boost PFC变换器。但是,与恒定占空比控制的DCM

收稿日期: 2012-03-01; 修回日期: 2012-06-01

基金项目: 国家自然科学基金(51177140); 中央高校基本科研业务费专项资金(2682013ZT20)

作者简介: 张斐(1984-),男,博士生,主要从事功率因数校正变换器及其控制策略方面的研究。

Boost PFC变换器一样,在宽输入电压范围内,基于正弦参考电流控制的三态PCCM Boost PFC变换器功率因数(PF)较低^[10]。

本文研究了三态PCCM Boost PFC变换器,给出了电压环与电流环独立并行的控制环路。为实现宽负载范围的目标,利用三态PCCM Boost PFC变换器平均电感电流大于平均输入电流的特点,设计了以负载电流为基准量实时调整参考电流的控制策略。为了在宽输入电压范围内提高PF,推导了三态PCCM Boost PFC变换器输入电流和PF值的表达式,并提出了非正弦参考电流控制算法。最后,通过实验结果验证了理论分析的正确性。

1 三态PCCM Boost PFC变换器

三态PCCM Boost PFC变换器如图1所示,并联在电感两端的 S_f 和 D_f 为变换器提供一个额外的控制自由度,使其工作于PCCM模式。

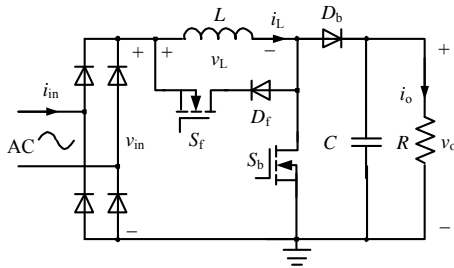


图1 三态 PCCM Boost PFC 变换器

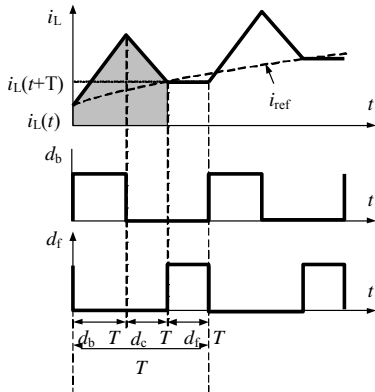


图2 三态 PCCM Boost PFC 变换器工作波形

一个开关周期内三态PCCM Boost PFC变换器存在三个工作模式,如图2所示。 S_b 导通、 S_f 关断时变换器处于电感充电模式(d_bT), i_L 线性上升, D_b 承受反向电压关断, C 向 R 放电; S_b 与 S_f 均关断时变换器处于电容充电模式(d_cT), D_b 承受正向电流导通, L 向 C 及 R 放电, i_L 线性下降; S_b 关断、 S_f 导通时变换器处于惯性模式(d_fT), D_b 再次承受反向电压关断且 C 向 R 放电, i_L 经过 S_f 和 D_f 续流,若忽略 L 、 S_f 和 D_f 的寄

生电阻时 i_L 保持不变。

由图2可得:

$$d_bT + d_cT + d_fT = T \quad (1)$$

利用时间平均等效分析方法,可得三态PCCM Boost PFC变换器的直流稳态特性为:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_o} = \frac{d_b + d_c}{d_c} = \frac{d_b}{d_c} + 1 \quad (2)$$

$$I_L = \frac{I_{in}}{d_b + d_c} = \frac{I_{in}}{1 - d_f} \quad (3)$$

式中, V_{in} 、 V_o 、 I_{in} 与 I_o 分别表示输入电压、输出电压、输入电流和输出电流的时间平均等效值。

基于正弦参考电流控制的三态PCCM Boost PFC变换器控制框图如图3所示。稳态工作时,电压控制环控制 S_b 的导通时间,使 d_bT 保持恒定,则电感电流在电感充电模式阶段内的上升值自动跟踪输入电压波形^[11]。根据滞环控制原理,通过控制 S_f 的通断,实时调节惯性模式时电感电流的续流值并使其跟踪输入电压波形与相位,达到输入电流基波功率因数接近1的目的。

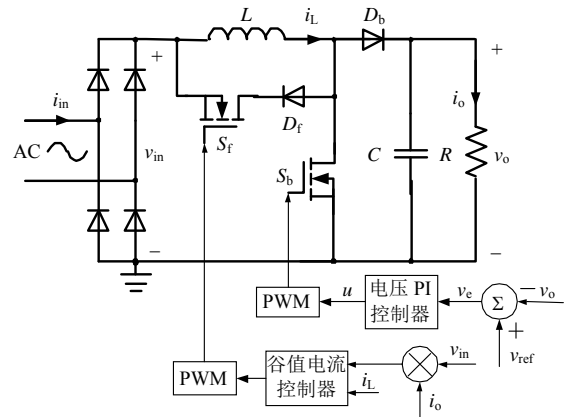


图3 三态 PCCM Boost PFC 变换器控制框图

在图1中,假设三态PCCM Boost PFC变换器整流后的电网输入电压为:

$$v_{in}(t) = V_M |\sin \omega t| \quad (4)$$

式中, V_M 为输入电压幅值; ω 为输入电压角频率。忽略变换器损耗时,根据功率平衡原理可得:

$$I_{in,rms} = \frac{V_o I_o}{V_{in,rms}} = \frac{V_{ref} I_o}{V_{in,rms}} \quad (5)$$

式中, $V_{in,rms}$ 与 $I_{in,rms}$ 分别表示输入电压和输入电流的有效值。由式(5)可知,以负载电流为参考量,实时调整电感电流并使三态PCCM Boost PFC变换器的平均电感电流大于平均输入电流时,变换器可稳定地工作于PCCM。因此正弦参考电流为:

$$i_{ref}(t) = k\sqrt{2}I_{in,rms} |\sin \omega t| = k\sqrt{2} \frac{V_{ref} I_o}{V_{in,rms}} |\sin \omega t| \quad (6)$$

式中, k 为电流控制环的采样系数。

2 网侧输入电流和PF值分析

根据图2可知, 三态PCCM Boost PFC变换器的电感电流满足如下关系:

$$i_L(t+T) = i_L(t) + \frac{v_{in}(t)}{L} d_b T - \frac{v_o(t) - v_{in}(t)}{L} d_c T \quad (7)$$

在一个开关周期内, 三态PCCM Boost PFC变换器网侧输入电流的平均值为电感电流在电感充电模态($d_b T$)和电容充电模态($d_c T$)阶段内的周期平均值, 即如图2a所示阴影部分面积在一个开关周期内的平均值。因此可得三态PCCM Boost PFC变换器的网侧输入电流平均值为:

$$i_{in_av}(t) = \frac{1}{T} \int_t^{t+d_b T+d_c T} i_L(t) dt = \frac{Td_b^2}{2L} v_{in}(t) + (d_b + d_c) i_{ref}(t) + \frac{Td_b d_c}{L} v_{in}(t) + \frac{T}{2L} d_c^2 (v_o(t) - v_{in}(t)) \quad (8)$$

则三态PCCM Boost PFC变换器PF值的表达式为:

$$PF = \frac{\frac{2}{T_{line}} \int_0^{T_{line}/2} v_{in}(t) i_{in_av}(t) dt}{V_{in,rms} \sqrt{\frac{1}{T_{line}} \int_0^{T_{line}/2} (i_{in_av}(t))^2 dt}} \quad (9)$$

式中, T_{line} 表示交流输入电压的工频周期。根据三态PCCM Boost PFC变换器的控制策略可知, 稳态工作时占空比 d_b 保持恒定, 占空比 d_c 与 d_f 分别为:

$$d_c = \frac{d_b v_{in}(t)}{v_o(t) - v_{in}(t)} - \frac{L i_L(t) - i_{ref}(t)}{T v_o(t) - v_{in}(t)} \quad (10)$$

$$d_f = 1 - \frac{d_b v_o(t)}{v_o(t) - v_{in}(t)} + \frac{L i_L(t) - i_{ref}(t)}{T v_o(t) - v_{in}(t)} \quad (11)$$

因此, 根据式(6)、式(8)~式(11)可得在交流输入电压的半个工频周期内, 正弦参考电流控制三态PCCM Boost PFC变换器的占空比 d_b 、 d_c 、 d_f 以及标么化后的平均输入电流 $i_{in}^*(t)$, 如图4所示。由图4可知, 与DCM Boost PFC类似, 正弦参考电流控制三态PCCM Boost PFC变换器的网侧输入电流和PF均与 V_M/V_o 有关, V_M/V_o 越小, 网侧输入电流越接近正弦, PF越高。这是因为电感电流在电感充电模态($d_b T$)阶段内, 网侧输入电流的平均值为正弦形式; 而电感电流在电容充电模态($d_c T$)阶段内的下降斜率与 V_M/V_o 有关, V_M/V_o 越小, 电感电流下降越快, 此阶段内网侧输入电流的平均值越接近于正弦形式; 在惯性模态($d_f T$)阶段内网侧输入电流为零。因此在整个开关周期内, V_M/V_o 越小, 网侧输入电流的平均值

越接近于正弦形式, PF越高。

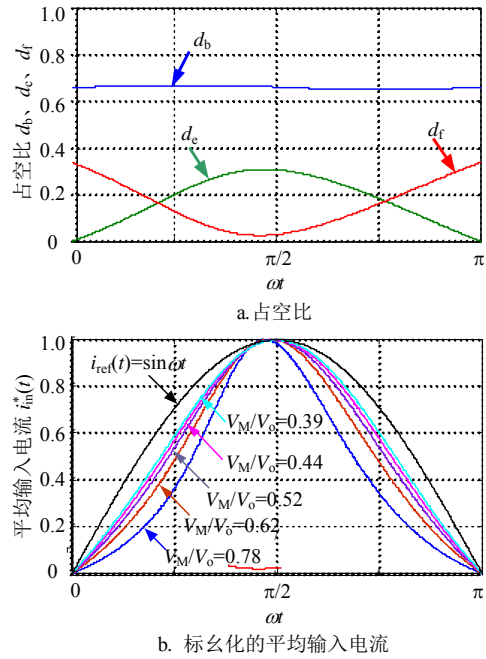


图4 占空比 d_b 、 d_c 、 d_f 以及标么化后的平均输入电流 $i_{in}^*(t)$ 波形

3 非正弦参考电感电流控制

为了提高三态PCCM Boost PFC变换器的PF, 由式(8)可知, 令:

$$I_N \sin \omega t = (d_b + d_c) i_{ref}(t) + \frac{Td_b d_c}{L} v_{in}(t) + \frac{T}{2L} d_c^2 (v_o(t) - v_{in}(t)) \quad (12)$$

式中, I_N 为控制系数。则三态PCCM Boost PFC变换器的网侧输入电流平均值为:

$$i_{in_av}(t) = \left(\frac{Td_b^2 V_M}{2L} + I_N \right) \sin \omega t = I_M \sin \omega t \quad (13)$$

式中, I_M 为变换器网侧输入电流峰值。由式(13)可知, 当参考电流 $i_{ref}(t)$ 、占比空 d_b 和 d_c 满足关系式(12)时, 三态PCCM Boost PFC变换器的平均网侧输入电流为正弦波, 跟踪输入电压 $v_{in}(t)$ 的波形和相位, 实现单位PF。因此, 为提高三态PCCM Boost PFC变换器的PF, 其电流控制环的非正弦参考电流为:

$$i_{n-ref}(t) = \frac{1}{L} \frac{I_N L \sin \omega t - Td_b d_c v_{in}(t)}{d_b + d_c} + \frac{Td_c^2}{2L} \frac{v_o(t) - v_{in}(t)}{d_b + d_c} \quad (14)$$

根据功率平衡原理, 由式(5)和式(13)可得控制系数为:

$$I_N = \frac{V_o I_o}{V_M} - \frac{Td_b^2 V_M}{2L} \quad (15)$$

因此, 根据式(1)、式(10)、式(11)、式(13)和式

(15)可得在交流输入电压的半个工频周期内,三态PCCM Boost PFC变换器标么化后的非正弦参考电流 $i_{n-ref}^*(t)$ 如图5所示。由图5可知,当 V_M/V_0 越小时,非正弦参考电流 $i_{n-ref}(t)$ 越接近正弦波形。这意味着,当采用正弦参考电流 $i_{ref}(t)$ 时, V_M/V_0 越小网侧输入电流 $i_{in}(t)$ 越接近正弦。因此,可由图4和图5得出同样的结论,验证了非正弦参考电流控制三态PCCM Boost PFC变换器的PF高于正弦参考电流控制三态PCCM Boost PFC变换器。

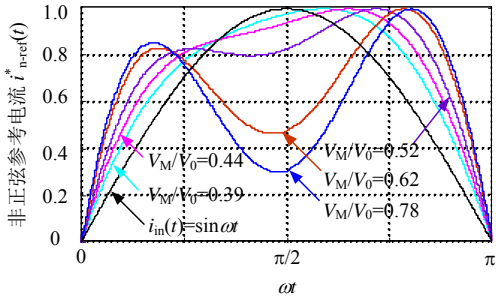


图5 标么化后的非正弦参考电流 $i_{n-ref}^*(t)$

4 频域分析

PFC变换器功率级的动态小信号模型可近似为其对应DC-DC变换器功率级的动态小信号模型^[12]。因此,根据状态空间平均等效,可得三态PCCM Boost PFC变换器的框图如图6所示,其中 K_1 、 K_2 、 K_3 分别表示交流输入电压、直流输出电压和负载电流的采样系数, V_p 表示PWM载波的峰峰值, K_p 、 K_I 表示电压PI补偿控制器系数。

因此由图6可得三态PCCM Boost PFC变换器控制到输出的交流小信号传递函数为:

$$G_{VC}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{in,rms}}{\frac{LC}{D_{c,rms}}s^2 + \frac{L}{RD_{c,rms}}s + D_{c,rms}} \quad (16)$$

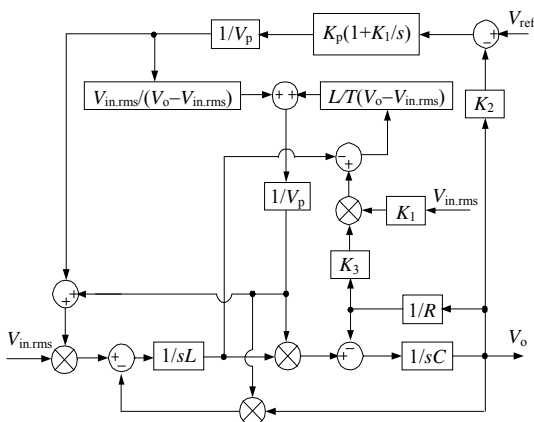
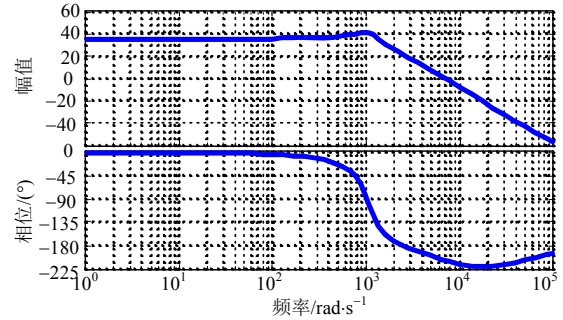


图6 三态PCCM Boost PFC变换器框图
同理可得CCM和DCM Boost PFC变换器控制到

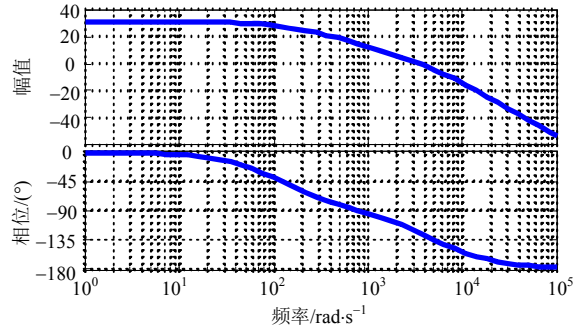
输出的交流小信号传递函数分别为:

$$G_{VC}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{in,rms} - s \frac{LV_{in,rms}}{R(1-D_{rms})^2}}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + (1-D_{rms})^2} \quad (17)$$

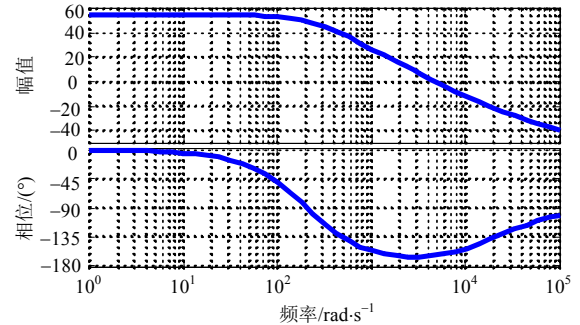
$$G_{VC}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{2V_{in,rms} - 5DV_{in,rms}T}{LCs^2 + \left(\frac{L}{R} + \frac{2LC}{D'_{rms}T}\right)s + D'_{rms} + \frac{2L}{D'_{rms}RT}} \quad (18)$$



a. CCM模式



b. DCM模式



c. PCCM模式

图7 控制到输出传递函数的频域响应

由式(16)~式(18)可知,CCM Boost PFC变换器的控制到输出传递函数存在RHP零点,而DCM与三态PCCM Boost PFC变换器的控制到输出传递函数均为简单的二阶系统,不存在RHP零点,使控制环的补偿设计简单^[12]。CCM、DCM和三态PCCM Boost PFC变换器控制到输出传递函数的Bode曲线如图7所示,CCM Boost PFC变换器存在的复合极点(频率

1 131 rad/s附近)和RHP零点(频率6 713 rad/s附近),使其相频曲线超出 -180° 并向 -225° 移动,DCM与三态PCCM Boost PFC变换器的相频曲线一直处于 -180° 以上,且谐振峰值很小,为不含RHP零点的二阶系统。而三态PCCM Boost PFC变换器带宽最大(频率4 000 rad/s附近),在低频段的幅频增益(54.8 dB)最大。

5 实验结果分析

分别对CCM、DCM和三态PCCM Boost PFC变换器进行了实验研究。电路参数选取如下:输入电压有效值 $V_{in,rms}=110\text{ V}$,参考直流输出电压 $V_{ref}=200\text{ V}$,额定负载功率 $P_o=200\text{ W}$,储能电容 $C=470\text{ }\mu\text{H}$,电网频率 $f_{line}=50\text{ Hz}$,开关频率 $f=50\text{ kHz}$,升压电感 $L=1\text{ mH}$ (CCM), $L=50\text{ }\mu\text{H}$ (DCM), $L=200\text{ }\mu\text{H}$ (PCCM)。CCM、DCM和三态PCCM模式下电压PI控制环的补

偿参数均为 $K_p=0.005$ 、 $K_i=10.6$,CCM模式下电流PI控制环的补偿参数为 $K_p=0.05$ 、 $K_i=0.65$ 。

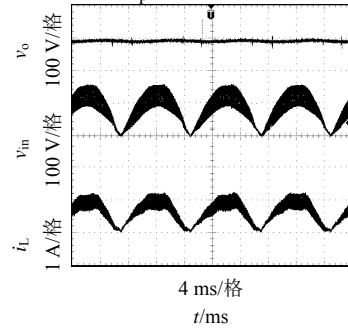


图8 三态PCCM Boost PFC变换器稳态工作波形

图8所示为100 W负载功率时,正弦参考电流控制三态PCCM Boost PFC变换器的稳态工作波形。由图8可知,三态PCCM Boost PFC变换器的输入电流跟踪输入电压波形与相位,直流输出电压稳定,实现了PFC变换器的功率因数校正功能。

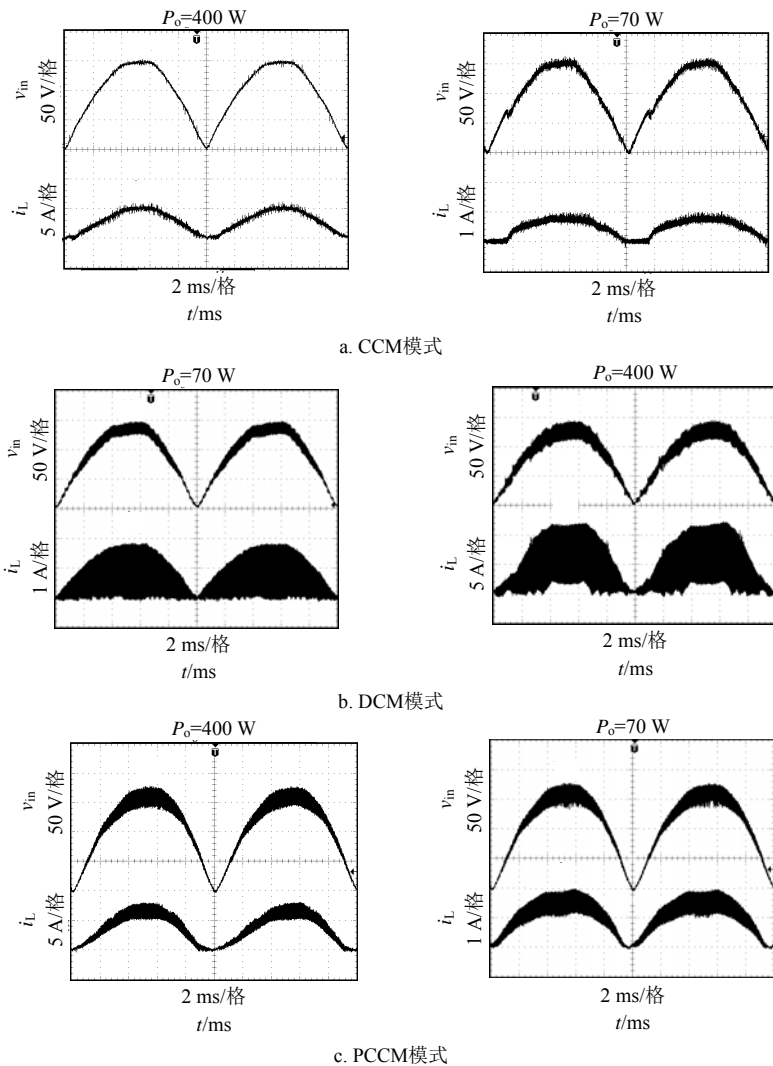


图9 400 W与70 W负载功率下Boost PFC变换器整流输入电压 v_{in} 和电感电流 i_L 波形

图9分别给出200%额定负载功率(400 W)和35% 额定负载功率(70 W)时,CCM、DCM与三态PCCM

Boost PFC变换器的输入电压和电感电流波形。由图9可知,当负载功率为400 W时,在输入电压峰值点附近DCM Boost PFC变换器会工作于CCM,导致输入电流发生畸变,验证了三态PCCM与CCM Boost PFC变换器在重载情况下均具有较高的功率因数。当负载功率为70 W时,DCM与三态PCCM Boost PFC变换器均具有很好的工作性能,而CCM Boost PFC变换器的电感电流在输入电压过零点附近会工作于DCM,导致输入电流发生畸变,验证了DCM与三态PCCM Boost PFC变换器在轻载情况下均具有较高的功率因数。因此,与传统CCM和DCM Boost PFC变换器相比,三态PCCM Boost PFC变换器在35%~200%的宽负载范围内均具有高功率因数。

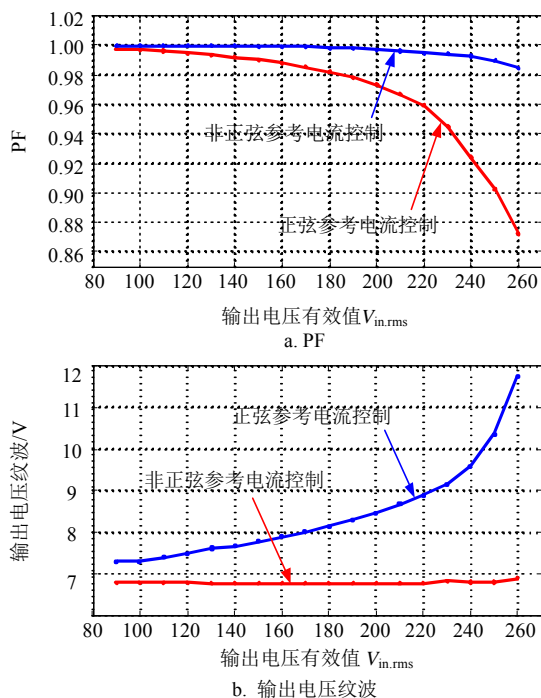


图10 正弦和非正弦参考电流控制三态 PCCM Boost PFC 变换器的 PF 和输出电压纹波对比曲线

分别采用正弦参考电流控制和非正弦参考电流控制时,三态PCCM Boost PFC变换器PF值和输出电压纹波的变化曲线如图10所示。由图10可知,采用非正弦参考电流控制后,在宽输入电压有效值90~260 V范围内,三态PCCM Boost PFC变换器的PF值得到了极大地提高,且输出电压纹波明显减小,当输入电压有效值为260 V时,PF值从0.872提高为0.985,输出电压纹波值从11.7 V降低为6.9 V。

6 结论

本文研究了在一个开关周期内具有3个开关工作状态的伪连续导电模式Boost功率因数校正变换器,给出了它的工作原理和控制策略。与传统Boost

PFC变换器相比,该变换器可拓宽负载工作范围。针对正弦参考电流控制三态PCCM Boost PFC变换器PF较低的问题,提出了非正弦参考电流控制算法,在宽输入电压范围内既提高了PF又降低了输出电压纹波。实验结果证明了理论分析的正确性。

参考文献

- [1] VAN de SYPE D M, GUSSEME K D, VAN DEN BOSSCHE A P, et al. A sampling algorithm for digitally controlled Boost PFC converters[J]. IEEE Trans Power Electron, 2004, 19(3): 649-657.
- [2] ZHEN Z Y, JOVANOVIĆ M M. Implementation and performance evaluation of DSP based control for constant frequency discontinuous conduction mode Boost PFC front end[J]. IEEE Trans Ind Electron, 2005, 52(1): 98-107.
- [3] TRIPATHI R K, DAS S P, DUBEY G K. Mixed-mode operation of Boost switch-mode rectifier for wide range of load variations[J]. IEEE Trans Power Electron, 2002, 17(6): 999-1009.
- [4] RAJEST G, NARAYANAN G. A single-phase Boost rectifier system for wide range of load variations[J]. IEEE Trans Power Electron, 2007, 22(2): 470-479.
- [5] CHEN F Z, MASKIMOVIE D. Digital control for improved efficiency and reduced harmonic distortion over wide load range in Boost PFC rectifiers[J]. IEEE Trans Power Electron, 2010, 25(10): 2683-2692.
- [6] MA Dong-sheng, KI Wing-hung, TSUI Chi-Ying. A pseudo-CCM/DCM SIMO switching converter with freewheel switching[J]. IEEE Trans Solid-State Circuits, 2003, 38(6): 1007-1014.
- [7] VISWANATHAN K, ORUGANTI R, SRINIVASAN D. Dual-mode control of tri-state Boost converter for improved performance[J]. IEEE Trans Power Electron, 2005, 20(4): 790-796.
- [8] MA Dong-sheng, KI Wing-hung. Fast-transient PCCM switching converter with freewheel switching control[J]. IEEE Trans Circuits and Systems II: Express Briefs, 2007, 54(9): 825-829.
- [9] ZHANG Fei, XU Jian-ping. A novel PCCM Boost PFC converter with fast dynamic response[J]. IEEE Trans Ind Electron, 2011, 58(9): 4207-4216.
- [10] ATHAB H S. A duty cycle control technique for elimination of line current harmonics in single-state DCM Boost PFC circuit[C]//Proc IEEE TENCON. [S.l.]: IEEE, 2008: 1-6.
- [11] LIU K H, LIN Y L. Current waveform distortion in power factor correction circuits employing discontinuous-mode Boost converters[C]//Proc IEEE PESC. [S.l.]: IEEE, 1989, 2: 825-829.
- [12] HULIEHEL F A, LEE F C, CHO B H. Small signal modeling of the single phase Boost high power factor converter with constant frequency control[C]//Proc IEEE PESC. [S.l.]: IEEE, 1992, 1: 475-482.