

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2015.06.026

混合式降压型 PFC 变流器的研究

赵思阳, 张军明*, 曾鹤龙

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:针对降压型功率因数校正(Buck PFC)变流器输入电流存在固有死区、功率因数低、谐波失真严重的问题,提出了一种 Buck PFC 变流器与辅助变流器相结合的混合式降压型 PFC 变流器,通过在输入电压瞬时值低于输出电压时让辅助变流器工作的办法,弥补了输入电流死区,保持 Buck PFC 变流器输出电压低、低输入电压下仍能保持高效率等优点的同时显著改善了其输入电流波形。研究表明,混合式降压型 PFC 变流器在 90 V 最低交流输入电压下的功率因数为 0.99,相比于 Buck PFC 变流器提高 0.09; 115 V 交流输入电压下总谐波失真仅为 8%,相比于 Buck PFC 变流器降低 20% 左右;效率相比于 Buck PFC 变流器仅下降 0.5%。

关键词:输入电流失真; AC-DC 变流器; 功率因数校正

中图分类号: TM461

文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2015)06-0868-05

Research of hybrid step-down PFC converter

ZHAO Si-yang, ZHANG Jun-ming, ZENG Hu-long

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Aiming at solving the problem of the inherent input current dead zone of step-down power factor correction (Buck PFC) converter, a hybrid step-down PFC converter was proposed, which was comprised of Buck PFC converter and an auxiliary converter. By making the auxiliary converter operating when the input voltage instantaneous value was lower than the output voltage, the input current dead zone was eliminated. The hybrid converter had the advantages of low output voltage and high efficiency at low input voltage, which was the same as Buck converter, and the input current waveform of hybrid converter was improved obviously. The experimental results indicate that the power factor of the hybrid converter at 90 V input voltage is 0.99, which is 0.09 higher than that of Buck PFC converter. The total harmonic distortion (THD) of the hybrid converter at 115 V input voltage is 8%, which is about 20% lower than that of Buck PFC converter. And the efficiency of hybrid converter is just 0.5% lower than that of Buck converter.

Key words: input current distortion; AC-DC converter; power factor correction

0 引 言

目前,越来越多的场合需要 AC-DC 电力电子变流器来完成电能的转换。为防止 AC-DC 变流器的输入电流谐波对电网造成的污染,世界上的许多国家和地区都对不同功率等级的 AC-DC 变流器的输入电流功率因数和谐波做出了限制性规定,如 Energy Star^[1] 和 IEC61000-3-2^[2] 等标准。因此,笔记本适配器、LED 驱动器等 AC-DC 变流器中通常需要使用有源 PFC 技术,使输入电流满足相关标准的要求。

目前,AC-DC 变流器中一般使用升压型功率因数校正(Boost PFC)变流器作为前级来实现功率因数校正并输出直流电压,使用谐振变换器如 LLC 拓扑作为后级 DC-DC 变流器实现恒压或恒流输出。Boost PFC 变流器得到如此广泛的应用主要是因为其输入电流功率因数高,谐波失真小。但同时,Boost PFC 变流器也存在着很多缺点:低输入电压时变换效率低、输出电压高不利于后级 DC-DC 变流器的效率优化和 EMI 共模噪声大等。而降压型功率因数校正(Buck PFC)变流器^[3-7]恰好能够弥补这些缺点,因此受到了越来越多的关注。

收稿日期:2015-01-21

作者简介:赵思阳(1989-),男,黑龙江哈尔滨人,主要从事小功率电源的研究. E-mail: ThomasYoung@126.com

通信联系人:张军明,男,工学博士,教授,博士生导师. E-mail: zhangjm@zju.edu.cn

Buck PFC 变流器具有低输入电压时效率较高、输出电压低等优点,但也存在着输入电流有死区等缺点,导致输入电流功率因数差,最低交流输入电压下功率因数通常低于 0.9,谐波失真也较为严重,难以满足相关标准。

为保留 Buck PFC 变流器的优点,同时弥补其缺点,本研究提出一种混合式降压型 PFC 变流器,在 Buck PFC 变流器的基础上增加一个辅助电路(Flyback 拓扑),弥补输入电流存在的死区。相比于文献[8-9]中提出的方案,该方案具有拓扑简单、整体效率较高、控制方便、增加功率器件数目少等优点。本研究针对所提出的方案给出相应的控制策略和参数设计。

1 Buck PFC 变流器概述

Buck 变流器应用于功率因数校正场合时缺点明显:Buck PFC 变流器只有在输入电压瞬时值高于输出电压时才能工作,其输入电流波形存在死区。在低交流输入电压下,Buck PFC 变流器的输入电流功率因数差,谐波失真严重。

通常,Buck PFC 变流器采用恒定导通时间控制策略^[10],即在输入电压和输出功率不变时,MOSFET 在每个开关周期内的导通时间保持恒定。为减小 MOSFET 开关损耗,避免续流二极管反向恢复等问题,中小功率等级的 AC-DC 变流器包括 Buck PFC 变流器一般工作于电感电流临界连续导通模式,即通过检测电感电流的过零点来决定 MOSFET 的导通时刻。因此,MOSFET 的关断时间为电感电流由峰值降至 0 的时间。所以,在该控制策略中输出电压值是唯一可供设计者调整的变量,使得 Buck PFC 变流器的输入电流功率因数、谐波失真等参数的优化与变流器效率的优化存在矛盾。

文献[11]提出了一种针对 Buck PFC 变流器的改进型峰值电流模式控制策略,变流器也工作于电感电流临界连续导通模式,采用 $V_{in} - kV_o$ 作为电感电流峰值基准,相比于恒定导通时间控制策略增加了设计上的灵活性,可在改善变流器总体效率的同时改善输入电流功率因数和谐波失真情况,但输入电流谐波仍无法通过 IEC61000-3-2 Class C 标准。

2 混合式降压型 PFC 变流器概述

针对 Buck PFC 变流器输入电流功率因数差、谐波失真严重的缺点,本研究提出了一种混合式降压型 PFC 变流器。变流器由 Buck PFC 变流器和 Flyback 变流器并联构成,如图 1 所示。为 MOSFET 驱动方便,Buck PFC 变流器为浮地输出形式。混合式降压型 PFC 变流器的工作模式如图 2 所示。当输入电压瞬时

值 V_{in} 高于输出电压 V_o 时,控制信号 V_s 为高电平,Buck PFC 变流器工作,MOSFET S_1 保持开关动作;当输入电压瞬时值 V_{in} 低于输出电压 V_o 时,控制信号 V_s 为低电平,Flyback 变流器工作,MOSFET S_2 保持开关动作。因此,变流器的输入电流不再存在死区,功率因数和谐波失真情况可得到显著改善。在 Buck PFC 变流器和 Flyback 电路基础上增加与 MOSFET S_1 串联的辅助二极管 D_2 是为了防止 S_2 导通时输出电容被短路,拓扑结构如图 1 所示。

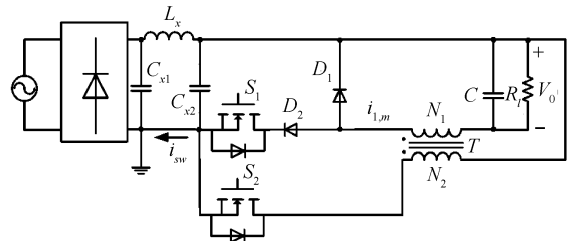


图 1 混合式降压型 PFC 变流器拓扑结构

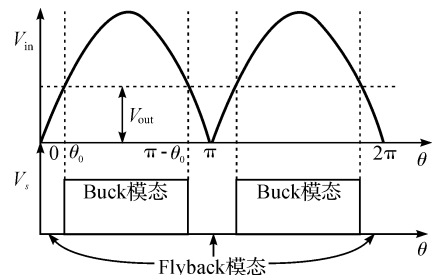


图 2 混合式降压型 PFC 变流器模式示意图

混合式降压型 PFC 变流器的控制框图如图 3 所示。当电感电流下降至 0 时,通过辅助绕组检测产生过零信号,MOSFET 开通,给电感充电。当电感电流峰值达到设定值时,MOSFET 关断,具体实现原理为:输出电压经采样和反馈,得到误差信号 V_{EAO} ,由于控制环路穿越频率远低于工频,所以 V_{EAO} 在工频周期内可认为是定值, V_{EAO} 作为乘法器的一个输入,乘法器的另一个输入为电感电流峰值基准的分压值。Buck 模式电感电流峰值基准为 $V_{in} - kV_o$,Flyback 模式时电感电流峰值基准为 V_{in} ,如前所述,输入电压瞬时值 V_{in} 与输出电压 V_o 比较得到切换信号,即 V_{in} 高于 V_o 时,切换信号为高电平; V_{in} 低于 V_o 时,切换信号为低电平。为防止两模式切换时 V_{in} 上的噪声对切换信号造成干扰,采用阈值比较器产生切换信号。切换信号控制多路选择器,使得两种工作模式时电感电流峰值基准为相应值。采样电阻电压与乘法器输出进行比较,当采样电阻电压升高至乘法器输出电压时,MOSFET 关断。

在该控制策略下,Buck PFC 模式和 Flyback 模式的输入电流峰值包络线分别正比于 $V_{in} - kV_o$ 和 V_{in} ,两模式输入电流能够衔接,实现了功率因数校正。

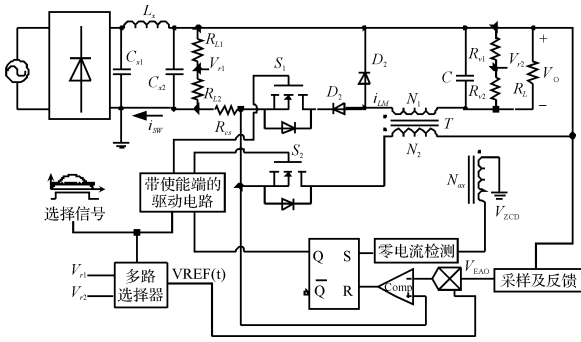


图 3 混合式降压型 PFC 变流器控制框图

3 主要参数设计及计算

根据第 2 节中对混合式降压型 PFC 变流器的阐述,可假设 Buck 模态电感电流峰值为:

$$I_{\text{peak_buck}}(\theta) = 2k \cdot (\sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot |\sin(\theta)| \cdot k_b V_o) \quad (1)$$

式中: θ —工频角度, $\theta = \omega_{\text{line}} t$; k_b —Buck PFC 的控制系数,决定 Buck PFC 输入电流波形; k —比例系数,由输入、输出功率守恒决定; V_{ac} —输入电压有效值; V_o —输出电压。

Buck PFC 绕组与 Flyback 绕组匝比取为 1:1,则 Flyback 模态电感电流峰值为:

$$I_{\text{peak_flyback}}(\theta) = 2k \cdot k_f \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot |\sin(\theta)| \quad (2)$$

式中: k_f —Flyback PFC 与 Buck PFC 电感电流峰值分压系数之比。从而可计算出两模态输入电流平均值分别为:

$$I_{\text{avg_buck}}(\theta) = \frac{k \cdot (\sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot |\sin(\theta)| \cdot k_b V_o) \cdot V_o}{\sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot |\sin(\theta)|} \quad (3)$$

$$I_{\text{avg_flyback}}(\theta) = \frac{k \cdot k_f \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot |\sin(\theta)| \cdot V_o}{\sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot |\sin(\theta)| + V_o} \quad (4)$$

为在切换处保证两模态输入电流平均值相等,使得两模态输入电流能够相互衔接,可以得到:

$$\begin{cases} \sqrt{2} V_{in} \cdot |\sin(\omega_{\text{line}} \cdot t)| = V_o \\ I_{\text{avg_b}}(t) = I_{\text{avg_f}}(t) \end{cases} \quad (5)$$

由式(5)可以求得:

$$k_f = 2 - 2k_b \quad (6)$$

在此基础上,可以利用功率守恒计算参数 k :

$$k = \frac{\frac{P_o}{\eta} \cdot \frac{\pi}{2}}{\int_0^{\theta_0} \frac{k_f \cdot V_o \cdot (\sqrt{2} \cdot V_{in} \cdot \sin\theta)^2}{\sqrt{2} \cdot V_{in} \cdot \sin\theta + V_o} d\theta + \int_{\theta_0}^{\pi/2} \frac{V_o \cdot (\sqrt{2} \cdot V_{in} \cdot \sin\theta \cdot k_b \cdot V_o)}{\sqrt{2} \cdot V_{in} \cdot \sin\theta + V_o} d\theta} \quad (7)$$

综合考虑两模态,可以得到输入电流平均值和峰值的表达式:

$$I_{\text{avg}}(\theta) = \begin{cases} I_{\text{avg_buck}}(\theta), \theta_0 < \theta < \frac{\pi}{2} \\ I_{\text{avg_flyback}}(\theta), 0 < \theta < \theta_0 \end{cases} \quad (8)$$

$$I_{\text{peak}}(\theta) = \begin{cases} I_{\text{peak_buck}}(\theta), \theta_0 < \theta < \frac{\pi}{2} \\ I_{\text{peak_flyback}}(\theta), 0 < \theta < \theta_0 \end{cases} \quad (9)$$

根据输入电流平均值表达式可计算得到混合式降压型 PFC 变流器不同输入电压下的输入电流波形如图 4 所示。

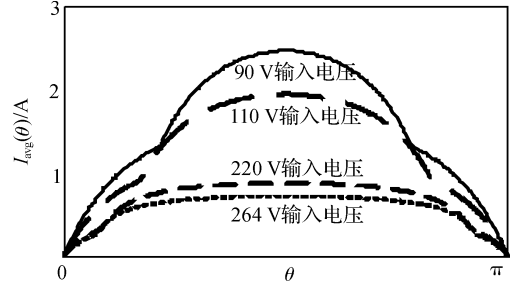


图 4 混合式降压型 PFC 变流器输入电流波形计算结果

在输入电流计算基础上,本研究对主要元器件取值进行设计。PFC 电感的取值主要由变流器开关频率 f_s 决定。由于变流器工作于临界连续导通模式,故 f_s 随工频角度 θ 变化而变化。则工频周期内,开关频率 f_s 与电感值 L_m 的关系为:

$$f_s(\theta) = \begin{cases} \frac{V_o \cdot (\sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot \sin(\theta) \cdot V_o)}{I_{\text{peak}}(\theta) \cdot L_m \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot \sin(\theta)}, \theta_0 < \theta < \frac{\pi}{2} \\ \frac{V_o \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot \sin(\theta)}{I_{\text{peak}}(\theta) \cdot L_m \cdot (\sqrt{2} \cdot V_{ac} \cdot \sin(\theta) + V_o)}, 0 < \theta < \theta_0 \end{cases} \quad (10)$$

为保证最低开关频率大于 20 kHz,以避免产生音频噪声,并使得额定输入电压时开关频率不过高,以避免产生开关次的 EMI 噪声,本研究选择电感值为 135 μH 。两绕组匝比取为 1:1,变压器骨架选为 PQ2625。

输出电容 C_o 的取值主要取决于输出电压纹波:

$$C_o = \frac{2P_o}{\omega \cdot (V_{o_{\text{max}}}^2 - V_{o_{\text{min}}}^2)} = \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot f_{ac} \cdot V_o \cdot \Delta V_{o_{\text{pp}}}} \quad (11)$$

式中: ω —工频角频率, $V_{o_{\text{max}}}$ —输出电压最大值, $V_{o_{\text{min}}}$ —输出电压最小值, f_{ac} —工频 50 Hz, $\Delta V_{o_{\text{pp}}}$ —输出电压纹波峰峰值。为保证输出电压纹波峰峰值占输出电压比例小于 10%,本研究取输出电容为两只 470 μF 、100 V 耐压电解电容并联。

控制芯片选用 ST 公司的峰值电流模式控制芯片 L6562。MOSFET、二极管等功率器件的选择主要考虑其电压电流应力及损耗情况,具体如表 1 所示。

4 实验验证

为了验证所提出的混合式降压型 PFC 变流器方案,本研究设计制作了一台样机进行实验验证,交流输入电压范围为 90 V ~ 264 V,输出功率为 150 W,输出电压为 80 V。设计参数如表 1 所示。

表 1 样机参数

参数	符号	取值
输入电压	V_{in}/V	90 ~ 264
输出电压	V_o/V	80
输出功率	P_o/W	150
控制芯片	IC	L6562
功率 MOSFET	S_1	IPA60R160
续流二极管	D	MUR860
辅助二极管	D_2	MBR30H150
变压器	T	PQ2625
输出电容	$C_o/\mu F$	940

110 V 和 220 V 交流输入电压下的经整流的输入电压波形 V_{in} 、切换信号 V_s 、Buck 模态驱动信号 $V_{gs,b}$ 、Flyback 模态驱动信号 $V_{gs,f}$ 分别如图 5、图 6 所示。可以看到, V_{in} 高于 V_o 时, 切换信号 V_s 为高电平, Buck PFC 变流器工作; V_{in} 瞬时值低于 V_o 时, 切换信号 V_s 为低电平, Flyback 变流器工作, 与理论分析一致。两模态进行切换时, 切换信号无抖动。

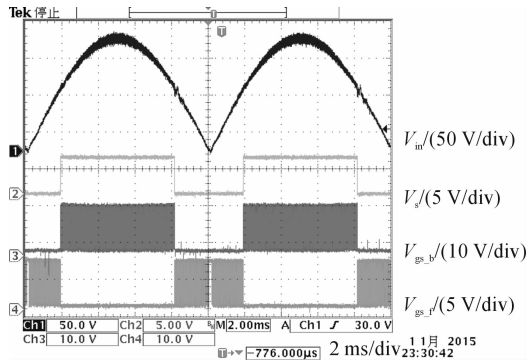


图 5 110 V 输入电压下典型波形

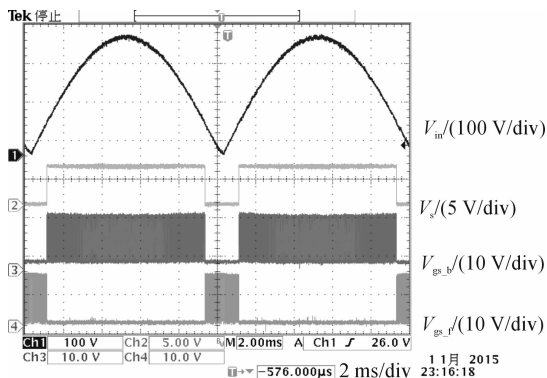


图 6 220 V 输入电压下典型波形

110 V 和 220 V 交流输入电压下的输入电流波形 I_{ac} 分别如图 7、图 8 所示。可以看到, 输入电流波形无死区, 两模态输入电流能够相互衔接。两模态切换时输入电流有一定振荡, 主要是因为虽然通过前面的设计使切换处两模态输入电流平均值相等, 但切换后的模态的输入电流仍从 0 开始上升, 从而导致输入电流在切换处存在振荡。从下面的测试结果可以看出该振荡对混合式降压型 PFC 变流器的输入电流功率因数

和谐波失真情况影响不大。

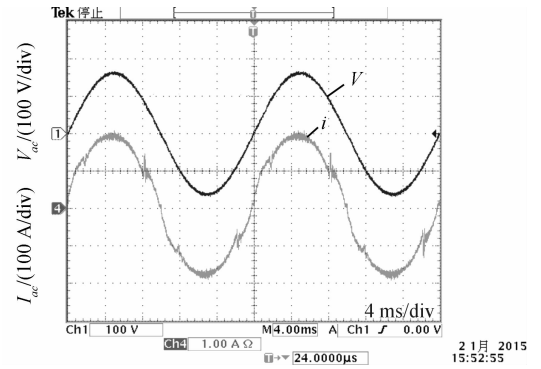


图 7 110 V 输入电压下输入电流波形

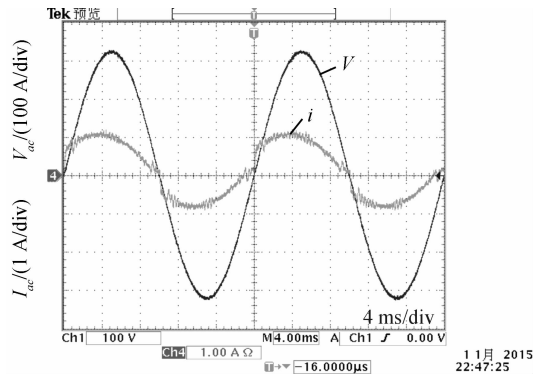


图 8 220 V 输入电压下输入电流波形

混合式降压型 PFC 变流器与 Buck PFC 变流器的输入电流功率因数测试结果比较如图 9 所示。可以看到, 最低 90 V 交流输入电压下, 混合式降压型 PFC 变流器功率因数可达 0.99 以上, 相比于 Buck PFC 变流器提高 0.09 左右。而当输入电压变高时, 二者的功率因数都会明显下降, 主要是由输入端差模电容上的无功电流造成的。115 V 交流输入电压下混合式降压型 PFC 变流器和 Buck PFC 变流器的输入电流谐波测试结果对比如图 10 所示。可以看到, 混合式降压型 PFC 变流器的总谐波失真仅为 8%, 相比于 Buck PFC 变流器降低 20% 左右, 以较大裕量通过了 IEC61000-3-2 Class C 标准的要求。

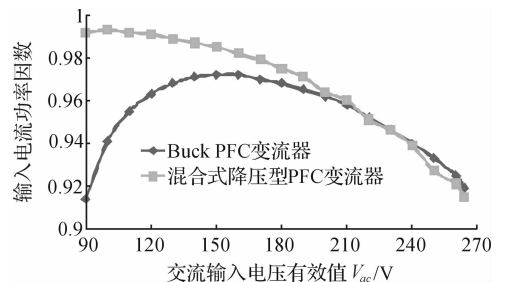


图 9 混合式降压型 PFC 变流器与 Buck PFC 变流器输入电流功率因数测试结果比较

混合式降压型 PFC 变流器与 Buck PFC 变流器的效率测试结果对比如图 11 所示。可以看到混合式降

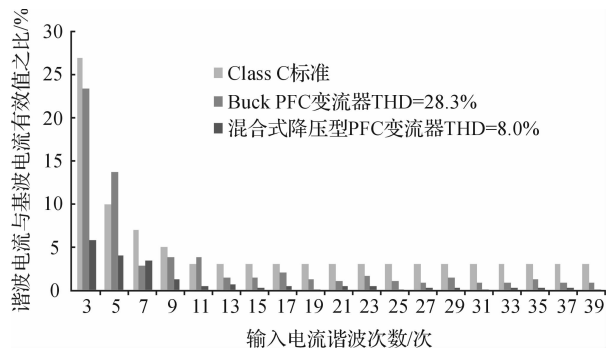


图 10 115 V 输入电压下混合式降压型 PFC 变流器与 Buck PFC 变流器输入电流谐波测试结果比较

压型 PFC 变流器的效率随输入电压升高而升高,这主要是由于低输入电压下输入电流有效值大,变流器中的导通损耗较大。变流器最高效率达到 96.1%,最低效率超过 94%,相比于 Buck PFC 变流器仅降低 0.5% 左右。因此,本研究提出的混合式降压型 PFC 变流器在显著改善 Buck PFC 输入电流情况的同时,保持了其效率高、输出电压低等优点。

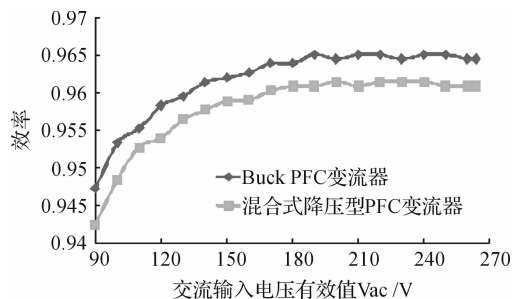


图 11 混合式降压型 PFC 变流器与 Buck PFC 变流器效率测试结果比较

5 结束语

本研究提出了一种混合式降压型 PFC 变流器,并完成了其参数设计,进行了实验验证。样机在传统 Buck PFC 变流器的基础上增加了一个辅助电路,即 Flyback 变流器,弥补了 Buck PFC 变流器存在的输入电流死区,显著改善了其输入电流功率因数和谐波失真情况,功率因数最高可达 0.99 以上,输入电流谐波情况可通过相关标准的要求,同时效率相比于 Buck PFC 变流器仅下降 0.5% 左右。

本研究还存在不足之处,首先,混合式降压型 PFC 变流器的输入电流波形在两模态切换时存在一定振荡;

其次,变流器的输入电流功率因数在输入电压升高时下降明显;最后,变流器的整体效率还偏低。后续研究中,将对控制参数和器件选型等进一步优化,以达到更好的实验结果,使研究更具应用价值。

参考文献 (References):

- [1] United States Department of Energy. Energy star [OL]. <http://www.energystar.gov/>.
- [2] IEC std 61000-61003, Compatibility E. Part 3-2: Limits-Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase) [S]. Geneva: International Electrotechnical Commission, 2005.
- [3] ENDO H, YAMASHITA T, SUGIURA T. A high-power-factor buck converter [C]//Proceedings of IEEE-PESC, 1992:1071-1076.
- [4] Bing C, Yun-Xiang X, Feng H, et al. A novel single-phase buck pfc converter based on one-cycle control [C]//Proceedings of IEEE-IPEMC, 2006(2):1-5.
- [5] KEOGH B, YOUNG G, WEGNER H, et al. Design considerations for high efficiency Buck PFC with Half-Bridge regulation stage [C]//Proceedings of IEEE-APEC, 2010(1):1384-1391.
- [6] WU Xin-ke, YANG Jian-you, ZHANG Jun-ming, et al. Design Considerations of Soft-Switched Buck PFC Converter With Constant On-Time (COT) Control [J]. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, 2011, 26(11): 3144-3152.
- [7] WU Xin-ke, YANG Jian-you, ZHANG Jun-ming, et al. Variable On-Time (VOT)-Controlled Critical Conduction Mode Buck PFC Converter for High-Input AC/DC HB-LED Lighting Applications [J]. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, 2012, 27(11): 4530-4539.
- [8] XIE Xiao-gao, ZHAO Chen, ZHENG Ling-wei, et al. An improved buck PFC converter with high power factor [J]. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, 2013, 28(5): 2277-2284.
- [9] XIE Xiao-gao, ZHAO Chen, LU Qiang, et al. A novel integrated buck-flyback nonisolated PFC converter with high power factor [J]. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, 2013, 60(12): 5603-5612.
- [10] 杨剑友. 基于 Buck 变流器的高效率功率因数校正技术研究 [D]. 杭州: 浙江大学电气工程学院, 2011.
- [11] 曾鹤龙. 90 W 超薄笔记本电脑适配器研究 [D]. 杭州: 浙江大学电气工程学院, 2013.

[编辑:张 豪]

本文引用格式:

赵思阳, 张军明, 曾鹤龙. 混合式降压型 PFC 变流器的研究 [J]. 机电工程, 2015, 32(6): 868-872.

ZHAO Si-yang, ZHANG Jun-ming, ZENG Hu-long. Research of hybrid step-down PFC converter [J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2015, 32(6): 868-872.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>