

倍压 Boost-APFC 变换器的改进型单周期控制

蔡逢煌,王 武,陈浩龙

(福州大学 电气工程与自动化学院,福建 福州 350116)

摘要: 阐述了单相倍压 Boost 有源功率因数校正(Boost-APFC)变换器拓扑的工作原理以及传统单周期控制算法的特点。基于电感电流混合导通模式的工作条件,并针对电感电流连续模式下的单周期算法在电感电流断续模式下的失效,提出了改进型单周期控制算法。该算法针对电感电流断续模式下存在的电感电流采样误差,引入电流修正系数对采样电流进行修正。同时,对单周期算法中的稳态部分进行改进,使其能够适用于电感电流混合导通的情况。改进型单周期控制算法能够使倍压 Boost-APFC 电路从轻载到满载的全功率范围获得较高的功率因数。基于 PSIM 仿真软件平台对控制算法进行了仿真,试制了 4.8 kW 的实验平台和控制板。仿真和样机实验结果均表明理论分析的正确性。

关键词: 有源功率因数校正; 变换器; 改进型单周期控制; 倍压 Boost; 数字控制

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.10.018

0 引言

在许多在线式不间断电源(UPS)中,输入前级为 Boost 有源功率因数校正变换器(Boost-APFC)整流(AC/DC)电路,后级为逆变(DC/AC)电路。与全桥整流 Boost-APFC 电路相比,倍压 Boost-APFC 电路是由正、负 2 套 Boost 电路构成,上、下 Boost 电路分别以半个工频周期交替工作,它无需变压器就能够获得更高的输出电压,因此在在线式 UPS 中获得了较多的应用^[1-3]。

基于电感电流是否连续,Boost-APFC 工作模式分为电感电流连续模式(CCM)和电感电流断续模式(DCM)2 种类型^[4-7]。当变换器工作于 CCM 时,电感电流纹波较小、功率因数较高^[8];当变换器工作于 DCM 时,电感电流纹波较大、功率因数较低^[9-10]。

由于设备负载的随机变化,Boost-APFC 电路有可能工作在 CCM、DCM 或者这 2 种的混合模式。因此无法采用基于单一的 CCM 或者 DCM 进行算法设计。针对该问题,文献[11-12]采用一种 DCM 与 CCM 相结合的混合单周期功率因数校正技术,它利用模拟电路搭建的电流检测器判断电感电流工作模式。当电感电流断续时,采用 DCM 单周期控制方式;当电感电流连续时,采用 CCM 单周期控制方式。该方法虽然能够解决 CCM 与 DCM 的混合控制问题,但是采用模拟电路搭建的硬件控制器存在一些缺点,如运放的温漂与失真、积分电容不能立即复位、模拟控制电路调试繁琐等。基于模拟控制存在的问题,文献[13]提出了一种数字化功率因数校正技术,

通过决策机制判断电感电流断续与否,实现 CCM 与 DCM 的混合控制,使得变换器能够在宽负载范围内高效工作。但是这种方法在 DCM 与 CCM 切换时输入电流波形不平滑,输入电流畸变率较大,功率因数低。

本文以单相倍压 Boost-APFC 为研究对象,简单介绍了单相倍压 Boost-APFC 电路拓扑工作原理以及 CCM 下单周期控制算法的特点。根据变换器输入导纳推导出变换器混合导通模式的工作条件。针对 DCM 下存在的采样误差,引入电流修正系数,对断续电感电流进行修正,使改进后的单周期控制算法能够在轻载时保证输入平均电流波形为正弦。同时,对 CCM 下单周期算法中的稳态部分进行改进,使其能够适用于电感电流断续的情况。最后,对改进型单周期算法进行仿真验证,并在样机上对算法进行实验测试。

1 CCM 下的单周期算法

如图 1 所示,倍压 Boost-APFC 电路由 2 套 Boost 电路组成。晶闸管 K_1 、 K_2 在主电路上电时起到缓启动的作用。缓启动结束后,晶闸管处于导通状态,上、下 Boost 电路分别以半个工频周期交替运行,母线输出正、负 2 种电压。在半个工频周期内倍压 Boost-APFC 工作原理与全桥 Boost-APFC 工作原理

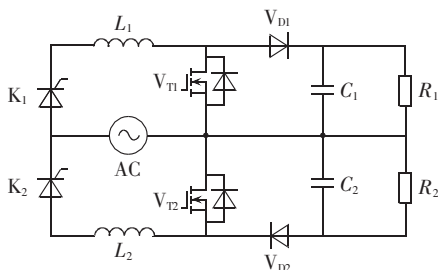


图 1 倍压 Boost-APFC 电路拓扑

Fig.1 Topology of double-voltage Boost-APFC converter

收稿日期:2014-10-22;修回日期:2015-08-11

基金项目:福建省自然科学基金资助项目(2013J01178)

Project supported by the Natural Science Foundation of Fujian Province(2013J01178)

是完全相同的,为便于阐述,本文接下来以全桥 Boost-APFC(简称 Boost-APFC)进行理论分析与推导。

在 Boost-APFC 中采用单周期控制策略具有一定的优势,它能够在在一个开关周期内使输出变量的平均值达到参考值,单周期控制的脉宽调制(PWM)占空比的离散表达式为^[14-16]:

$$d((n+1)T) = \frac{(i_{\text{ref}}((n+1)T) - i_{L,\text{sample}}(nT))L}{Tu_{\text{ref}}(nT)} + \frac{u_{\text{ref}}(nT) - u_{\text{in}}(nT)}{u_{\text{ref}}(nT)} \quad (1)$$

其中, $u_{\text{ref}}(nT)$ 、 $u_{\text{in}}(nT)$ 分别为第 n 个开关周期的母线给定电压和输入电压; L 、 T 分别为电感和开关周期; $i_{\text{ref}}((n+1)T)$ 、 $i_{L,\text{sample}}(nT)$ 分别为下一个开关周期给定电流和当前开关周期的采样电流。从式(1)可以看出,单周期算法分为暂态部分 d_1 和稳态部分 $d_{\text{ff}}^{\text{ccm}}$ 。

$$d((n+1)T) = d_1 + d_{\text{ff}}^{\text{ccm}} \quad (2)$$

$$d_1 = \frac{(i_{\text{ref}}((n+1)T) - i_{L,\text{sample}}(nT))L}{Tu_{\text{ref}}(nT)} \quad (3)$$

$$d_{\text{ff}}^{\text{ccm}} = 1 - \frac{u_{\text{in}}(nT)}{u_{\text{ref}}(nT)} \quad (4)$$

暂态部分的占空比控制量 d_1 用来减小电流跟踪误差,使电流无静差跟踪参考电流;稳态部分占空比控制量 $d_{\text{ff}}^{\text{ccm}}$ 能够使系统保持稳定和具有良好的动态性能。从文献[14-16]可知,该单周期算法是基于 CCM 下推导得出的,因此在 DCM 下该算法不适用,必须对算法进行改进。

2 电感电流混合导通条件

当 Boost 电路作为 AC/DC 变换器,电感工作于临界电流模式时,输入电流在一个开关周期的平均值为:

$$\bar{i}_L = \frac{dT u_{\text{in}}}{2L} \quad (5)$$

电感电流连续时,输入电流平均值大于临界模式的电流平均值;电感电流断续时,输入电流平均值小于临界模式的电流平均值。

考虑如下条件。

a. 输入电压为整流后的正弦电压:

$$u_{\text{in}}(t) = \hat{U}_g |\sin(\omega t)| \quad (6)$$

b. 电流控制器能够使电感电流采样值为:

$$i_L(nT) = g_e(nT) u_{\text{in}}(nT) \quad (7)$$

其中, $\hat{U}_g$ 为输入电压幅值; $g_e(nT)$ 为第 n 个开关周期变换器输入导纳; $i_L(nT)$ 、 $u_{\text{in}}(nT)$ 分别为第 n 个开关周期采样电流和采样电压。

c. 变换器工作于稳态,这就意味着输入电压、输出电压、输入电流纹波、平均电感电流在一个开关周期中变化很小。

d. 电压环控制采用慢环(均值反馈),电流环控制采用快环(瞬时值反馈)。

基于以上条件,输入导纳可以视为一个固定的常数:

$$i_L(nT) = G_e u_{\text{in}}(nT) \quad (8)$$

可得到临界电感电流平均值为:

$$\bar{i}_L(t) = G_e u_{\text{in}}(t) = \frac{d(t) T u_{\text{in}}(t)}{2L} \quad (9)$$

当电感工作于临界状态时,平均电流等于采样电流,因此得到:

$$G_e = \frac{d(t) T}{2L} \quad (10)$$

由于变换器近似工作于稳态,占空比等效为:

$$d(t) = 1 - \frac{u_{\text{in}}(t)}{u_o(t)} = 1 - \frac{\hat{U}_g}{U_o} |\sin(\omega t)| \quad (11)$$

其中, $u_o(t)$ 为输出电压瞬时值; U_o 为输出电压有效值。可得电感电流 CCM 与 DCM 的临界 G_e :

$$G_e = \frac{T}{2L} \left(1 - \frac{\hat{U}_g}{U_o} |\sin(\omega t)| \right) \quad (12)$$

当 Boost-APFC 在半个工频周期内只工作于 CCM 时,输入导纳 $G_e > T/(2L)$;同理,若变换器只工作于 DCM,输入导纳在整个工频周期内小于式(12)值,因此变换器混合导通模式下的工作条件:

$$\frac{T}{2L} \left(1 - \frac{\hat{U}_g}{U_o} \right) < G_e < \frac{T}{2L} \quad (13)$$

当输入导纳 G_e 满足式(13)时,电感电流工作于混合导通模式,如图 2 所示,电感电流一部分处于断续状态,另一部分处于连续状态。所以,DCM 下的单周期控制无法在电感电流断续情况下起到控制作用。这就造成基于式(1)的单周期控制在混合导通模式下失效的问题,因此需要对其进行改进。本文后续部分将对采样电流修正和占空比稳态部分的改进作详细论述。

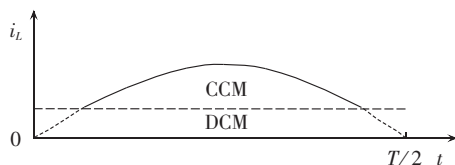


图 2 混合导通模式下平均电流

Fig.2 Average current in hybrid inductive current modes

3 采样电流修正

变换器工作于混合导通方式时,电感电流采样值的准确与否直接影响到系统的控制效果。借鉴文献[17]中采用的采样电流修正方法,得到混合导通模式下平均电流采样修正方法。变换器工作于 CCM 时,输入采样电流为开关管导通期间电感电流上升的

中点电流,即为输入电流平均值;工作于 DCM 时,输入电流采样方式与 CCM 的电流采样方式相同,如图 3 所示。数字化控制系统实现时把 PWM 设置成增减计数模式(对称 PWM 模式),这样在 PWM 周期中断处触发采样,刚好对应电感电流上升的中点值。

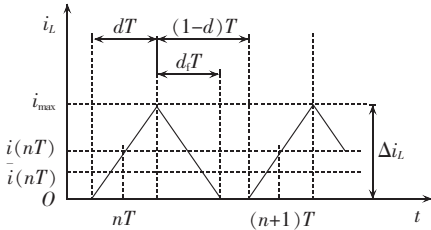


图 3 DCM 下电感电流

Fig.3 Inductive current under DCM

采样电流为 $i_L(nT) = i_{\max}(nT) / 2$, DCM 时电流平均值为:

$$\bar{i}_L(nT) = \frac{i_{\max}(nT)}{2} \frac{(d(nT) + d_f(nT))T}{T} \quad (14)$$

因此,有:

$$\bar{i}_L(nT) = i_L(nT) (d(nT) + d_f(nT)) \quad (15)$$

定义采样电流修正因子:

$$\kappa(nT) = d(nT) + d_f(nT) \quad (16)$$

$$\bar{i}_L(nT) = \kappa(nT) i_L(nT) \quad (17)$$

$\kappa(nT)$ 表示一个开关周期内电流不为零部分的开关占空比,它是由电流上升部分占空比 d 以及电流下降部分占空比 d_f 两部分组成。在 CCM 工作方式下,根据定义可知 $\kappa(nT)$ 为 1。然而,在 DCM 工作方式下, $\kappa(nT)$ 小于 1。因此,DCM 模型下实际的输入电流平均值小于采样值,导致数字控制算法失效。

根据一个开关周期内电感电流上升部分与下降部分电感电流斜率以及电感两端电压关系:

$$dT u_{in} = d_f T (u_o - u_{in}) \quad (18)$$

代入式(17),得:

$$\kappa(nT) = d(nT) + d_f(nT) = \frac{d(nT)u_o(nT)}{u_o(nT) - u_{in}(nT)} \quad (19)$$

在一个开关周期内电感电流最大值为:

$$i_{\max}(nT) = \frac{d(nT)T u_{in}(nT)}{L} \quad (20)$$

输入电流采样为:

$$i_L(nT) = \frac{d(nT)T}{2L} u_{in}(nT) \quad (21)$$

联立式(7)、(21),得:

$$d(nT) = \frac{2LG_e}{T} \quad (22)$$

代入式(19)得到 DCM 电流采样修正因子为:

$$\kappa(nT) = \frac{2G_e L}{T} \frac{u_o(nT)}{u_o(nT) - u_{in}(nT)} \quad (23)$$

可以得到不同输入导纳情况下,电感电流修正因

子变化曲线,如图 4 所示。

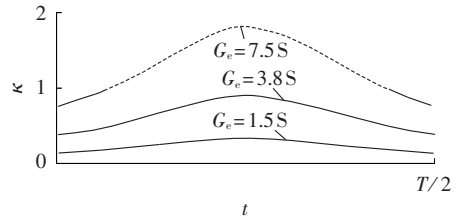


图 4 DCM 下电感电流修正因子曲线

Fig.4 Correction factor of inductive current under DCM

从图 4 可以看出,输入导纳比较小即负载功率比较小时,电流修正因子小于 1,此时电感电流处于断续状态;负载增大时,电流修正因子也随之增大;负载达到一定程度时,电流修正因子一部分将会大于 1,这部分对应的电感电流处于连续状态。由式(16)可以看出电流修正因子只能小于等于 1,所以大于 1 的电流修正因子在算法中被强制为 1。

4 稳态部分的改进

CCM 下单周期算法由两部分构成:一部分是暂态部分,一部分是稳态部分。变换器工作于 DCM 时系统模态发生变化,需要对稳态部分进行改进。

当变换器工作于 DCM 时,系统的动态性能发生明显的变化,利用状态空间平均法^[18]得:

$$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = \frac{2\bar{i}_L}{dT} \left(1 - \frac{u_o}{u_{in}}\right) + \frac{du_o}{L} \quad (24)$$

得到静态方程:

$$\bar{i}_L = \frac{d^2 T u_{in} u_o}{2L(u_o - u_{in})} \quad (25)$$

假设输入平均电流为理想的正弦电流,联立式(7),可以得到 DCM 稳态部分表达式:

$$d_{ff}^{dcn} = \sqrt{\frac{2G_e L}{T} \frac{u_o - u_{in}}{u_o}} = \sqrt{\frac{2G_e L}{T} d_{ff}^{ccm}} \quad (26)$$

从式(26)可以看出随着 G_e 的增大,DCM 稳态部分 d_{ff}^{dcn} 也随之变大。对于 CCM 下的稳态部分 d_{ff}^{ccm} 而言,只要输入电压和输出母线电压不变,其大小不变。由式(23)可以看出,采样修正因子等于 1 时,DCM 稳态部分 d_{ff}^{dcn} 与 CCM 稳态部分 d_{ff}^{ccm} 相等,因此改进型单周期算法稳态部分取 DCM 稳态部分 d_{ff}^{dcn} 与 CCM 稳态部分 d_{ff}^{ccm} 较小值作为控制量。综上所述,改进型单周期算法离散表达式如下:

$$\kappa = \frac{2G_e L}{T} \frac{u_o(nT)}{u_o(nT) - u_{in}(nT)} \quad (27)$$

$$\kappa = \begin{cases} \kappa & 0 \leq \kappa \leq 1 \\ 1 & \kappa > 1 \end{cases} \quad (28)$$

$$d_{ff}^{ccm} = 1 - \frac{u_{in}(nT)}{u_o(nT)} \quad (29)$$

$$d_{ff}^{dcn} = \sqrt{\frac{2G_e L}{T} d_{ff}^{ccm}} \quad (30)$$

$$d_{\text{ff}}^{\text{mcm}} = \begin{cases} d_{\text{ff}}^{\text{dcm}} & 0 \leq \kappa \leq 1 \\ d_{\text{ff}}^{\text{ccm}} & \kappa > 1 \end{cases} \quad (31)$$

$$d = \frac{L}{T_s U_o} (i_{\text{ref}} - \kappa i_{L, \text{sense}}) + d_{\text{ff}}^{\text{mcm}} \quad (32)$$

其中, $d_{\text{ff}}^{\text{mcm}}$ 为改进型单周期算法稳态部分; $i_{L, \text{sense}}$ 为改进型单周期算法采样电流。

5 仿真分析

基于上述理论推导, 为验证改进型单周期控制算法的正确性, 利用 PSIM 仿真软件搭建倍压 Boost-APFC 系统模型并进行仿真研究。系统参数如下: 交流输入电压 220 V/50 Hz, 电感 $L_1=L_2=600 \mu\text{H}$, 输出滤波电容 $C_1=C_2=1640 \mu\text{F}$, 开关频率 20 kHz, 母线参考电压 $U_{\text{ref}}=360 \text{ V}$ 。

倍压 Boost-APFC 采用电压、电流双环控制算法。控制算法的仿真程序在动态链接库(DLL)里实现。如图 5 所示, 电压外环采用 PI 调节器 G_{VC} 进行控制, 使输出母线电压跟踪参考电压; 电流内环采用改进型单周期控制器, 使输入电流跟踪参考电流。

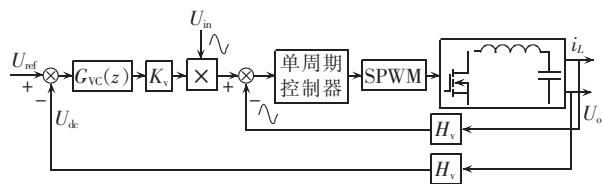


图 5 系统控制结构框图

Fig.5 Block diagram of system control structure

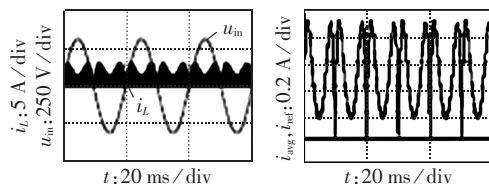
图 6 为 2 种负载情况下分别采用 CCM 下的单周期控制算法与改进型单周期控制算法时系统的输出波形, 其中 i_L 、 u_{in} 、 i_{avg} 、 i_{ref} 分别表示电感电流、输入电压、电感平均电流、参考电流。

轻载时, 电感电流断续, CCM 下的单周期算法失效, 控制得到的电感平均电流不再是正弦曲线, 变换器功率因数低。采用改进型单周期算法后, 电感电流平均值能跟随参考电流, 提高了变换器的功率因数。

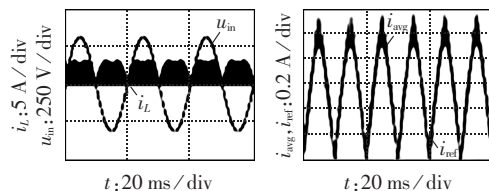
当负载为 650 W 时, 电感处于混合导通模式, 可以看出未改进的单周期算法在电流断续部分控制得到的电感平均电流不是正弦, 只是在电流连续部分能够使平均电流跟随参考电流。采用改进型单周期算法后在混合导通模式下电感平均电流始终能够跟踪参考电流。

6 实验分析

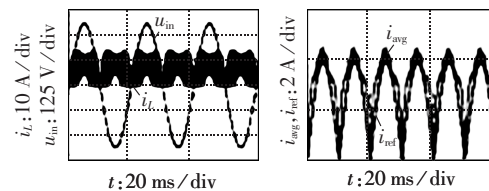
在仿真的基础上, 搭建一台 4.8 kW 实验样机, 验证算法的实际控制效果。控制芯片采用 Ti 公司 DSP TMS320F28069PNT, 最高时钟频率 90 MHz。同时利用示波器及 CCS 编译环境采集数据并绘制实验波形, 实验波形如图 7—10 所示。



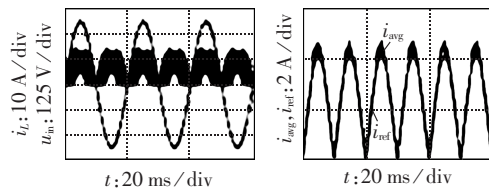
(a) 传统单周期控制下 200 W 轻载波形



(b) 改进型单周期控制下 200 W 轻载波形



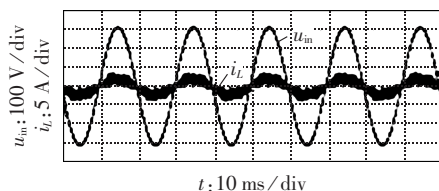
(c) 传统单周期控制下 650 W 中载波形



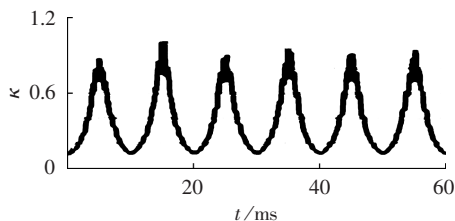
(d) 改进型单周期控制下 650 W 中载波形

图 6 仿真波形

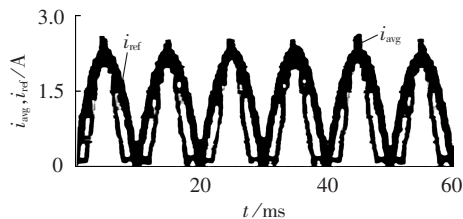
Fig.6 Simulative waveforms



(a) 输入电压、输入电流



(b) 电流修正因子



(c) 参考电流、平均电流

图 7 200 W 负载实验波形

Fig.7 Experimental waveforms with 200 W load

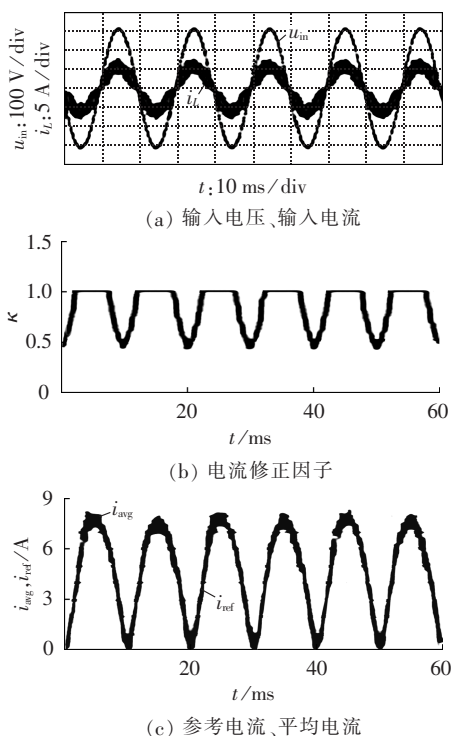


图 8 650 W 负载实验波形

Fig.8 Experimental waveforms with 650 W load

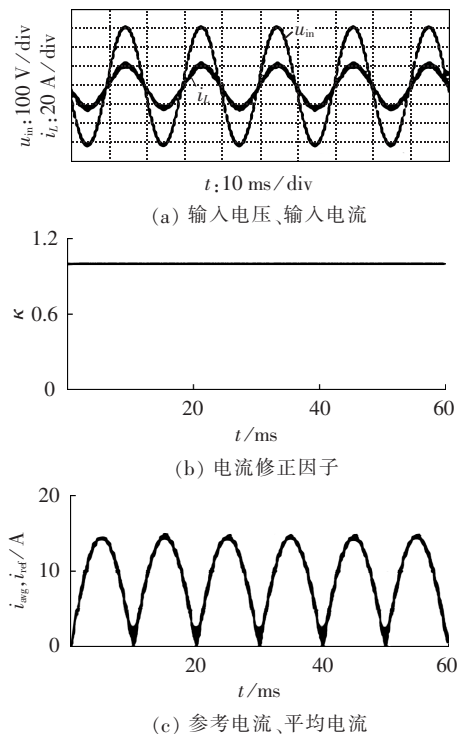


图 9 2500 W 负载实验波形

Fig.9 Experimental waveforms with 2500 W load

图 7 为轻载时实验波形,可以看出轻载时电感电流处于断续工作状态,电流修正因子 κ 小于 1,在采用电流修正方法的改进型单周期算法后能够使输入电流较好地跟踪参考电流。随着负载功率逐渐增大,电感电流部分开始进入连续状态,在连续部分电流修正因子为 1,在断续部分小于 1。当负载为 2.5 kW

时,电流处于完全连续状态,电流修正因子 κ 等于 1。从图 10 的性能指标可以看出,轻载 0.7 kW 以下时改进型单周期算法得到的功率因数要比未改进的单周期算法的功率因数高,电流总谐波畸变率更小;当负载功率大于 0.7 kW 时,由于电感电流逐渐连续,断续部分越来越少,在性能指标上改进型单周期算法与未改进的单周期算法已无明显差别,2 种算法得到的功率因数与输入电流 THD 基本一致。因此,改进型单周期算法改善了轻载条件下输入电流波形,输入电流畸变率减小,功率因数提高。

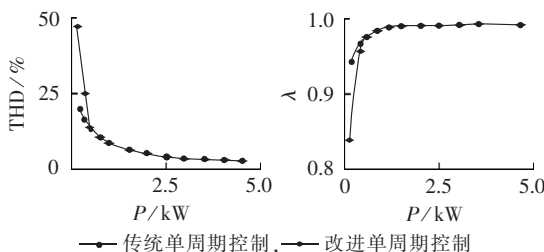


图 10 性能指标

Fig.10 Performance indexes

7 结论

轻负载时倍压 Boost-APFC 电路工作在电感电流混合模式或 DCM,基于 CCM 下的单周期功率因数校正算法控制失效。文中提出的改进型单周期控制算法分别对电感电流采样和算法的稳态部分进行了修正和改进。通过仿真和样机实验验证了算法的正确性。实验表明改进型单周期算法能够改善轻载条件下的输入电流波形,使输入电流畸变率减小,变换器的功率因数提高。

参考文献:

- [1] 吴凤江,孙秀冬,孙力,等. 电网功率可控型太阳能电池-电网-蓄电池混合供电不间断逆变电源[J]. 电力自动化设备,2011,31(6):11-15.
- [2] WU Fengjiang,SUN Xiudong,SUN Li,et al. Grid-power-controllable UPS powered by photovoltaic cell,grid and battery [J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(6):11-15.
- [3] 梁量,和军平,郭堃,等. 新型 UPS 用无损软开关 Buck-Boost 变换器研究[J]. 电力电子技术,2011,45(1):77-79.
- [4] LIANG Liang,HE Junping,GUO Kun,et al. Research on a novel lossless soft-switching topology based on Buck-Boost converter in UPS system[J]. Power Electronics,2011,45(1):77-79.
- [5] 李宋,叶满园,袁义生. 单相 UPS 的单开关 AC-DC/DC-DC 变换电路[J]. 电力自动化设备,2011,31(7):92-95.
- [6] LI Song,YE Manyuan,YUAN Yisheng. Mono-switch AC-DC/DC-DC converter for single-phase UPS[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(7):92-95.
- [7] ZHANG Xiaotian,SPENCER J W. Analysis of Boost PFC converters operating in the discontinuous conduction mode[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2011,26(12):3621-3628.

- [5] YAO K, RUAN X, MAO X, et al. Reducing storage capacitor of a DCM Boost PFC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(1): 151-160.
- [6] JAPPE T K, MUSSA S A. Current technique applied in single phase PFC Boost converter based on discrete-time one cycle control [C]//Proceedings of the Telecommunications Energy Conference (INTELEC), IEEE 33rd International. Amsterdam, Holland: IEEE, 2011: 1-5.
- [7] ETZ R, PATARAU T, PETREUS D. Comparison between digital average current mode control and digital one cycle control for a bridgeless PFC Boost converter [C]//Proceedings of the Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), IEEE 18th International Symposium. Alba Lulia, Romania: IEEE, 2012: 211-215.
- [8] 万珍梅, 马运东. 单周期控制正负输出 Boost PFC 的研究[J]. 电力电子技术, 2008, 42(9): 12-14.
WAN Zhenmei, MA Yundong. Research on a $\pm$ output Boost PFC topology with one-cycle control strategy [J]. Power Electronics, 2008, 42(9): 12-14.
- [9] 姚凯, 阮新波, 冒小晶, 等. 电流断续模式 Boost 功率因数校正变换器的变占空比控制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(11): 14-24.
YAO Kai, RUAN Xinbo, MAO Xiaojing, et al. DCM Boost PFC converter with variable duty cycle control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(11): 14-24.
- [10] 阎铁生, 许建平, 张斐, 等. 反激 PFC 变换器输出电压纹波分析[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(9): 41-46.
YAN Tiesheng, XU Jianping, ZHANG Fei, et al. Analysis of output voltage ripple for flyback PFC converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(9): 41-46.
- [11] de MELO BENTO A A, da SILVA E R C. Hybrid one-cycle controller for Boost PFC rectifier [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(1): 268-277.
- [12] 于海坤, 许建平, 张斐, 等. 具有宽负载范围的新型 Boost 功率因数校正器[J]. 电工技术学报, 2011, 26(12): 93-98.
YU Haikun, XU Jianping, ZHANG Fei, et al. A novel Boost PFC converter with wide load range [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(12): 93-98.
- [13] ROGGIA L, BELTRAME F, BAGGIO J E, et al. Digital control system applied to a PFC Boost converter operating in mixed conduction mode [C]//Proceedings of the Power Electronics Conference, 2009 COBEP'09 Brazilian. Bonito-Mato Grosso do Sul, Brazil: IEEE, 2009: 698-704.
- [14] JINGQUAN C, PRODIC A, ERICKSON R W, et al. Predictive digital current programmed control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1): 411-419.
- [15] ZHANG W, GUANG F, YAN-FEI L, et al. A new predictive control strategy for power factor correction [C]//Proceedings of the Applied Power Electronics Conference and Exposition. Miami Beach, FL, USA: IEEE, 2003: 403-409.
- [16] ZHANG W, GUANG F, YAN-FEI L, et al. A digital Power Factor Correction (PFC) control strategy optimized for DSP [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(6): 1474-1485.
- [17] FU-ZEN C, MAKSIMOVIC D. Digital control for improved efficiency and reduced harmonic distortion over wide load range in Boost PFC rectifiers [C]//Proceedings of the Applied Power Electronics Conference and Exposition. Washington DC, USA: IEEE, 2009: 760-766.
- [18] JIAN S, MITCHELL D M, GREUEL M F, et al. Averaged modeling of PWM converters operating in discontinuous conduction mode [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(4): 482-492.

作者简介:



蔡逢煌

蔡逢煌(1976—),男,福建莆田人,副教授,博士,研究方向为电力电子的控制策略、鲁棒控制理论等(E-mail: caifenghuang@fzu.edu.cn);

王武(1973—),男,福建莆田人,教授,博士,研究方向为电力电子的控制策略、鲁棒控制理论等;

陈浩龙(1988—),男,福建福州人,硕士研究生,研究方向为电力电子控制技术与应用。

Improved single-cycle control of double-voltage Boost-APFC converter

CAI Fenghuang, WANG Wu, CHEN Haolong

(College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350116, China)

Abstract: The operating principle of single-phase double-voltage Boost-APFC (Boost Active Power Factor Correction) converter and the characteristics of traditional single-cycle control algorithm are described. As the traditional single-cycle control algorithm can be applied only in the continuous inductive current mode, an improved single-cycle control algorithm is proposed based on the operating conditions of hybrid inductive current modes, which applies a current correction coefficient to modify the sampling current for correcting the error of inductive current sampling in the discontinuous inductive current mode. The steady-state part of the traditional single-cycle control algorithm is improved to adapt for the hybrid inductance current modes, which achieves a whole-range higher power factor of the double-voltage Boost-APFC converter. Results of the simulation based on PSIM and the experiment based on a 4.8 kW prototype show the validity of theoretical analysis.

Key words: active power factor correction; electric converters; improved single-cycle control; double-voltage Boost; digital control