2016年8月

第31卷第16期

# 变占空比控制二次型 Boost 功率 因数校正变换器

电工技术学报

TRANSACTIONS OF CHINA ELECTROTECHNICAL SOCIETY

陈正格 ' 许建平 ' 杨 平 ' 陈章勇 '

(1. 西南交通大学磁浮技术与磁浮列车教育部重点实验室 成都 6100312. 香港理工大学电子及资讯工程学系 香港 999077)

摘要 与传统电流断续模式(DCM)Boost 功率因数校正(PFC)变换器相比,定占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的输出电压纹波明显减小,然而,其功率因数(PF)低于传统 DCM Boost PFC 变换器,并随输入电压的增大而下降。针对此问题,提出了变占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器,研究了其 PF 和输出电压纹波的表达式,通过占空比的拟合,给出了相应的控制电路。在90~220V输入电压范围内,变占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的 PF 均接近于 1,且具有较小的输入电感电流纹波和较低的输出电压纹波,实现了高功率因数与低输出电压纹波特性。实验结果验证了理论分析的正确性。

关键词: 功率因数校正 二次型 Boost 变换器 变占空比控制 高功率因数 中图分类号: TM46

# Variable Duty Cycle Control Quadratic Boost Power Factor Correction Converter

Chen Zhengge<sup>1</sup> Xu Jianping<sup>1</sup> Yang Ping<sup>2</sup> Chen Zhangyong<sup>1</sup> (1. Key Laboratory of Magnetic Suspension Technology and Maglev Vehicle Southwest Jiaotong University Chengdu 610031 China

2. Department of Electronic and Information Engineering The Hong Kong Polytechnic University Hong Kong 999077 China)

Abstract Constant duty cycle control quadratic DCM-DCM Boost converter has much lower output voltage ripple than the traditional DCM Boost PFC converter. However, its power factor (PF) is worse than the traditional DCM Boost PFC converter and decreases sharply as the input voltage increases. This paper proposes a variable duty cycle control quadratic DCM-DCM Boost PFC converter, derives the expressions of PF and the output voltage ripple, and provides the corresponding implementation circuit by fitting the duty cycle. In 90 $\sim$ 220V input voltage range, the PF of quadratic DCM-DCM Boost PFC converter with the proposed control is nearly to 1. Meanwhile the converter demonstrates small input inductor current ripple and low output voltage ripple. Experimental results verify the theoretical analysis.

Keywords: Power factor correction, quadratic Boost converter, variable duty cycle control, high power factor

国家自然科学基金(51177140)和中央高校基本科研业务费专项资金(2682013ZT20)资助项目。 收稿日期 2014-07-08 改稿日期 2014-09-09

# 0 引言

功率因数校正(Power Factor Correction, PFC) 技术因其具有改善电气设备输入电流波形、减少电 流畸变引起的设备发热、运行噪声、提高设备电能 的利用率等优势而得到了广泛关注与应用[1]。在小 功率应用场合(<250W),工作于电感电流断续模 式 (Discontinue Current Mode, DCM) 的 Boost PFC 变换器以其控制简单、二极管无反向恢复损耗和开 关管零电流开通等优点而成为研究热点[2-5]。然而, 为了实现输入电流的 PFC 和输出电压的调节, 传统 DCM Boost PFC 变换器的输出电压通常存在较大的 二倍工频纹波,影响其输出特性<sup>[6-8]</sup>。文献[6,7]提出 在单级 PFC 变换器中增加辅助绕组以抑制输出电压 纹波的方法,但需要增加一个开关管和相应的控制 电路, 增大了变换器成本。在设计变换器输出电压 反馈控制环路时,可以通过设置较大的控制环路带 宽来减小输出二倍工频纹波,但是较大的带宽会降 低输入功率因数<sup>[8]</sup> (Power Factor, PF)。因此研究高 功率因数、低输出电压纹波的功率因数校正交换器 具有重要意义。

二次型 Boost 变换器仅使用一个开关管实现与 占空比呈二次方关系的电压增益<sup>[9,10]</sup>,适合应用于 燃料电池和光伏发电系统[11-13]。文献[12,13]分别采 用电感电流和开关电流作为平均电流控制的反馈 量,实现了二次型 Boost 变换器宽输入与快速动态 响应的设计目标。文献[14]的研究发现,峰值电流 控制二次型 Boost 变换器具有瞬态响应好、输出电 压纹波小的特性。文献[15]研究了输入电感工作于 连续工作模式(Cortinuons Current Mode, CCM) 时二次型 CCM Boost 变换器的能量传输模式,分析 了变换器的输出电压纹波特性。文献[16]提出将二 次型 Boost 变换器应用于功率因数校正(称为二次 型 Boost PFC 变换器),当输入电感工作于 CCM 时, 二次型 CCM Boost PFC 变换器的输入电感电流纹 波低于 CCM Boost PFC 变换器,因而可降低变换器 的 EMI 滤波电路体积和系统成本。文献[17]指出二 次型 Boost PFC 变换器输入电感和储能电感均工作 于 DCM 时,变换器具有高功率因数和低输出电压 纹波特性,但其 PF 低于传统 DCM Boost PFC 变换 器,并随输入电压的增大而急剧下降。

本文分析了定占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的 PF 低于传统 DCM Boost PFC 变换器,并随输入电压增大而急剧下降的原因,提 出了变占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变 换器。通过对占空比进行拟合,得到了拟合的占空 比表达式和相应的控制电路。研究结果表明,在 90~220V 输入电压范围内,变占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的 PF 均接近于 1, 且其具有较小的输入电感电流纹波和较低的输出 电压纹波,实现了高功率因数与低输出电压纹 波特性。最后通过实验验证了理论分析的正确性。

### 1 二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器

#### 1.1 二次型 Boost PFC 变换器

二次型 Boost PFC 变换器的主电路如图 1 所示, 图 1 中,Q为开关管;VD<sub>1</sub>、VD<sub>2</sub>和 VD<sub>3</sub>为二极管;  $L_1$ 为输入电感、 $L_2$ 为储能电感; $C_1$ 为中间电容、 $C_2$ 为输出电容; $R_L$ 为负载电阻; $v_{in}$ 为交流侧输入电压;  $v_i$ 为整流后的输入电压; $V_o$ 为输出电压; $V_{C1}$ 、 $V_{C2}$ 分别为电容 $C_1$ 、 $C_2$ 两端电压; $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$ 分别为流过 电感  $L_1$ 、 $L_2$ 的电流; $V_{L1}$ 、 $V_{L2}$ 分别为电感  $L_1$ 、 $L_2$ 两端电压。



#### 1.2 定占空比控制

为简化分析,作如下假设:①所有元器件均为 理想元器件;②开关频率 f<sub>s</sub>远高于交流侧输入电压 频率;③电容 C<sub>1</sub>、C<sub>2</sub>足够大,稳态工作时,电容电 压纹波远小于其直流电压。④在一个开关周期 T<sub>s</sub>内, 输入电压保持不变,d<sub>1</sub>为开关导通时间占空比,d<sub>2</sub>、 d<sub>2</sub>分别为电感 L<sub>1</sub>、L<sub>2</sub>的放电时间占空比,d<sub>3</sub>、d<sub>3</sub>分 别为电感 L<sub>1</sub>、L<sub>2</sub>电流下降为零时刻到下一个开关周 期起始时刻的时间占空比。

文献[17]详细叙述了定占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的工作模态,在此不 作赘述。二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器可以 看作两个级联的 Boost 变换器,前级 Boost 变换器 实现 PFC 功能,后级 Boost 变换器实现 DC-DC 变 换功能,采用单电压环控制即可实现 PFC 功能,如 图 2 所示。

令 V<sub>M</sub> 为输入交流电压峰值,可得整流后输入电压 v<sub>i</sub>为

$$v_{i}(t) = V_{M} |\sin(\omega t)|$$
(1)





# Fig.2 Constant duty cycle control circuit of quadratic DCM-DCM Boost PFC converter

式中, *w*为输入交流电压的角频率。则流过输入电感 *L*<sub>1</sub>的电流峰值为

$$i_{L1\_pk} = \frac{V_{\rm M} \left| \sin\left(\omega t\right) \right| d_1}{L_1 f_{\rm S}} \tag{2}$$

稳态工作时,在一个开关周期内,由于电感 L<sub>1</sub> 的电流平均值 I<sub>L1 av</sub> 为整流后的输入电流 i<sub>i</sub>,可得

$$i_{1}(t) = \frac{i_{L1\_pk}(d_{1}+d_{2})}{2} = \frac{V_{M}d_{1}^{2}}{2L_{1}f_{s}} \cdot \frac{\left|\sin(\omega t)\right|}{1 - \frac{V_{M}}{V_{C1}}\left|\sin(\omega t)\right|} \quad (3)$$

式中, d<sub>2</sub>可由电感 L<sub>1</sub>的伏秒平衡得到, d<sub>2</sub>=v<sub>i</sub>d<sub>1</sub>/(V<sub>C1</sub>-v<sub>i</sub>)。 利用式(1)和式(3)可得输入功率 P<sub>in</sub>为

$$P_{\rm in} = \frac{1}{T_{\rm line}/2} \int_{0}^{T_{\rm line}/2} v_{\rm i}(t) i_{\rm i}(t) dt$$
  
=  $\frac{V_{\rm M}^2 d_1^2}{2\pi f_{\rm s} L_1} \int_{0}^{\pi} \frac{\sin^2(\omega t)}{1 - \frac{V_{\rm M}}{V_{C1}} |\sin(\omega t)|} d(\omega t)$  (4)

式中, T<sub>line</sub>为交流侧输入电压的工频周期。

由式(3)、式(4)可得二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的输入功率因数为

$$PF = \frac{P_{in}}{\frac{V_{M}}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{1}{\pi}}\int_{0}^{\pi}i_{i}^{2}(t)d(\omega t)}$$
$$= \frac{\sqrt{\frac{2}{\pi}}\int_{0}^{\pi}\frac{\sin^{2}(\omega t)}{1-\frac{V_{M}}{V_{C1}}|\sin(\omega t)|}d(\omega t)}{\sqrt{\int_{0}^{\pi}\left(\frac{\sin(\omega t)}{1-\frac{V_{M}}{V_{C1}}}|\sin(\omega t)|\right)^{2}}d(\omega t)}$$
(5)

由于二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的后 级 Boost 电路工作于 DCM, 故式(5)中 V<sub>C1</sub>满足

$$\frac{V_{\rm o}}{V_{\rm C1}} = \frac{1 + \sqrt{4K_1 + 1}}{2} \tag{6}$$

其中

$$K_1 = \frac{R_{\rm L} T_{\rm s} d_1^2}{2L_2}$$

同理,可得传统 DCM Boost PFC 变换器的输入 功率因数表达式为

$$PF = \frac{\sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_{0}^{\pi} \frac{\sin^{2}(\omega t)}{1 - \frac{V_{M}}{V_{o}} |\sin(\omega t)|} d(\omega t)}{\sqrt{\int_{0}^{\pi} \left(\frac{\sin(\omega t)}{1 - \frac{V_{M}}{V_{o}} |\sin(\omega t)|}\right)^{2} d(\omega t)}}$$
(7)

根据式(5)和式(7)可以绘出输出电压为 400V时,定占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器与传统 DCM Boost PFC 变换器的 PF 随输入电压的变化趋势曲线,如图 3 所示。



图 3 两变换器 PF 与 V<sub>in</sub> 的关系曲线



of two converters

绘制图 3 时需要说明的是:①当电路参数确定 时,令  $P_{in}=P_o$ ,联立式(4)与式(6)可得  $V_{C1}$ 值, 进而由式(5)可得二次型 DCM-DCM Boost PFC 变 换器的 PF。此处为简化分析,假设输入电压由 90V 增大到 220V 时,变换器的  $V_{C1}$ 始终为一固定值;②由 于二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器类似于两级 级联 Boost 变换器,故  $V_{C1}$ 始终满足  $V_{M} < V_{C1} < V_o$ , 当假设  $V_{C1}$ 为一固定值时, $V_{C1}$ 应满足  $V_{Mmax} < V_{C1} < V_o$ , 即图 3 中 312V <  $V_{C1} < 400$ V。

由图 3 可知: ①在 90~220V 输入电压范围内, 二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的 PF 均低于 传统 Boost PFC 变换器; ②随输入电压的增大, 二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的 PF 下降趋 势大于传统 DCM Boost PFC 变换器的 PF 下降趋势。 出现图 3 中两种 PF 变化趋势的原因是相似的。 容易得到在一个稳态开关周期,二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的输入电感电流 *i*<sub>L1</sub>在上升阶段的 平均值 *I*<sub>L1\_rav</sub>和下降阶段的平均值 *I*<sub>L1\_dav</sub>分别为

$$I_{L1_{rav}} = \frac{V_{\rm M} \left| \sin\left(\omega t\right) \right| d_1^2}{2L_1 f_{\rm s}} \tag{8}$$

$$I_{L1_{dav}} = \frac{V_{M}^{2} |\sin(\omega t)|^{2} d_{1}^{2}}{2L_{1} f_{s} V_{C1} \left(1 - \frac{V_{M}}{V_{C1}} |\sin(\omega t)|\right)}$$
(9)

由式(8)、式(9)可知,输入电感电流在上升阶段的平均值  $I_{L1_{rav}}$  总是趋于正弦的,但其在下降阶段的平均值  $I_{L1_{dav}}$ 并不是正弦。

为便于分析,对式(9)进行标幺化,取其基准 值为 $d_1^2 |\sin(\omega t)| / [2L_l f_s V_{Cl}(V_{Cl} - V_M)]$ ,标幺化后的表 达式为

$$I_{L1\_dav}^{*} = \left(1 - \frac{V_{M}}{V_{C1}}\right) \frac{\left|\sin\left(\omega t\right)\right|}{1 - \frac{V_{M}}{V_{C1}}\left|\sin\left(\omega t\right)\right|}$$
(10)

根据式(10)可得:在半个工频周期内,标幺 化后的输入电感电流下降阶段的平均值波形如图 4 所示。由图 4 可知,二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器  $V_{C1}/V_M$  的值越大, $I_{L1\_dav}^*$ 越趋于正弦,则其 输入电感电流平均值也越趋于正弦,变换器的 PF 越高。同理可知,传统 DCM Boost PFC 变换器  $V_0/V_M$ 的值越大时,其输入电感电流下降平均值也越趋于 正弦,其相应的 PF 也越高。当传统 DCM Boost PFC 变换器的输出电压  $V_0$ 与二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器相同时,前者  $V_0/V_M$ 总是大于后者  $V_{C1}/V_M(V_{C1} < V_0)$ ,因此在 90~220V 输入电压范围 内,二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的 PF 均 低于传统 DCM Boost PFC 变换器。同理可得,在输





入电压增大时,两个变换器相对应的  $V_o/V_M$  与  $V_{C1}/V_M$ 均会下降,因此随输入电压的增大,两个变换器的 PF 均会出现明显的下降趋势,且由于  $V_{C1} < V_o$ ,故二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的 PF 下降趋势总是要大于传统 DCM Boost PFC 变换器。

## 2 变占空比控制

### 2.1 变占空比控制的实现

由上述分析可知,为得到 PF=1 的二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器,应使式(8)和式(9)均 接近于正弦,即保证式(3)输入电感电流的表达式 为正弦形式。因此,观察式(3),取导通占空比 *d*1为

$$d_1 = d_0 \sqrt{1 - \frac{V_{\rm M}}{V_{C1}} \left| \sin\left(\omega t\right) \right|} \tag{11}$$

式中, *d*<sub>0</sub> 为一常数, 在后面将给出具体表达式。当 占空比由式(11)确定时, 输入电感电流可表示为 理想的正弦形式为

$$i_{\rm i}(t) = \frac{V_{\rm M} d_0^2}{2f_{\rm s}L_1} \left| \sin\left(\omega t\right) \right| \tag{12}$$

将式(11)代入式(4),可得二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的输入功率 *P*<sub>in</sub>为

$$P_{\rm in} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_{\rm M}^2 d_0^2}{2f_{\rm s} L_1} \sin^2(\omega t) \mathbf{d}(\omega t) = \frac{V_{\rm M}^2 d_0^2}{4f_{\rm s} L_1} \qquad (13)$$

假设变换器的效率为 1,则 P<sub>in</sub>=P<sub>o</sub>,与式(13) 联立可得式(11)中的 d<sub>0</sub>为

$$d_0 = \frac{2\sqrt{f_{\rm s}L_{\rm I}P_{\rm o}}}{V_{\rm M}} \tag{14}$$

利用式 (12)和式 (13),容易验证占空比由式 (11)确定时二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器 的 PF 恒等于 1。然而,实现式 (11)的占空比表达 式的电路较为复杂,需要乘法器、除法器和开方电 路。文献[3]采用 DSP 来实现如式 (11)所示的占空 比表达式,使用器件较多,成本较高。文献[4,5]分 别采用泰勒展开的第一项与前两项来拟合,以实现 电路的简化,取得了良好的效果。参考文献[4,5] 的思路,本文采用泰勒展开对式 (11)进行简化, 并取有限项进行拟合,为此,令  $x=|\sin(\omega t)|$ ,则式 (11)可表示为以 x 为自变量的函数  $d_1(x)$ ,其在 泰勒展开点  $x=x_0$ (具体数值会在后面给出)处的展 开式为

$$d_{1}(x) = d_{1}(x_{0}) + \frac{d'_{1}(x_{0})}{1!}(x - x_{0}) + \frac{d''_{1}(x_{0})}{2!}(x - x_{0})^{2} + \dots + \frac{d_{1}^{(n)}(x_{0})}{n!}(x - x_{0})^{n} + \dots$$
(15)

为便于占空比实现电路的设计,只取  $d_1(x)$ 泰勒 展开的前两项来拟合式(11)所示的占空比表示为  $d_1 = d_2(x_2) + d'_2(x_2)(x - x_2)$ 

$$= d_{0}\sqrt{1 - \frac{V_{M}}{V_{C1}}x_{0}} - \frac{d_{0}}{2} \cdot \frac{\frac{V_{M}}{V_{C1}}(x - x_{0})}{\sqrt{1 - \frac{V_{M}}{V_{C1}}x_{0}}}$$
$$= \frac{d_{0}(2V_{C1} - V_{M}x_{0} - V_{M}x)}{2\sqrt{V_{C1}^{2} - V_{M}V_{C1}x_{0}}}$$
$$= D_{0}\frac{2V_{C1} - V_{M}x_{0} - V_{M}|\sin(\omega t)|}{V_{C1}}$$
(16)

其中

$$D_0 = \frac{d_0 V_{C1}}{2\sqrt{V_{C1}^2 - V_{\rm M} V_{C1} x_0}}$$

由式(16)所示的拟合占空比随输入电压瞬时 值变化而变化,将其代入式(3)和式(4),可分别 得到占空比由式(16)确定时的输入电流 *i*<sub>i</sub>和输入 功率 *P*<sub>in</sub>为

$$i_{i}(t) = \frac{V_{\rm M} D_{0}^{2} |\sin(\omega t)|}{2f_{\rm s} L_{1} (1 - m |\sin(\omega t)|)} (2 - mx_{0} - m |\sin(\omega t)|)^{2}$$

$$(17)$$

$$P_{\rm M} = \frac{V_{\rm M}^{2} D_{0}^{2}}{1 + \frac{1}{2} \sin(\omega t)} \int_{0}^{2} (2 - mx_{0} - m |\sin(\omega t)|)^{2} d(\omega t)$$

$$P_{\rm in} = \frac{\gamma_{\rm M} D_0}{2\pi L_1 f_{\rm s}} \int_0^{\alpha} \frac{1}{1 - m \left| \sin(\omega t) \right|} d(\omega t)$$
(18)

式中,  $m=V_{\rm M}/V_{C1}$ 。

由输入电流 *i*<sub>i</sub> 和输入功率 *P*<sub>in</sub> 可得占空比由式 (16) 确定时的 PF 表达式为

$$PF = \frac{\sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_{0}^{\pi} \frac{\sin^{2}(\omega t) \left(2 - mx_{0} - m |\sin(\omega t)|\right)^{2}}{1 - m |\sin(\omega t)|} d(\omega t)}{\sqrt{\int_{0}^{\pi} \frac{\sin^{2}(\omega t) \left(2 - mx_{0} - m |\sin(\omega t)|\right)^{4}}{\left(1 - m |\sin(\omega t)|\right)^{2}}} d(\omega t)}$$
(19)

根据式(19)可得 PF 关于 m 和 x<sub>0</sub>的函数关系 如图 5 所示。由图 5 可以看出,当 m 较小时,即输 入电压较小时,展开点 x<sub>0</sub>在取值范围[0,1]内所对应 的 PF 均为 1 左右; 当 *m* 越来越大时,即输入电压 变大时,展开点 *x*<sub>0</sub> 在其取值范围内所对应的 PF 均 呈现下降趋势。当输入电压取得最大值时,可发现 展开点 *x*<sub>0</sub>=0.806 所对应的 PF 下降程度最小。因此 选择此展开点,可保证输入电压在 90~220V 之间 变化时,式(19)所示的 PF 取得最大值。





$$d_1 = D_0 \left( 2 - 0.806m - m |\sin(\omega t)| \right)$$
(20)

$$PF = \frac{\sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_{0}^{\pi} \frac{\sin^{2}(\omega t) \left(2 - 0.806m - m |\sin(\omega t)|\right)^{2}}{1 - m |\sin(\omega t)|} d(\omega t)}{\sqrt{\int_{0}^{\pi} \frac{\sin^{2}(\omega t) \left(2 - 0.806m - m |\sin(\omega t)|\right)^{4}}{\left(1 - m |\sin(\omega t)|\right)^{2}}} d(\omega t)}$$
(21)

根据式(20),通过合理使用分压电阻和运放电路,可以设计二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的变占空比运算电路,如图 6 所示。图 6 中  $v_A$ 为输入电压跟随电路的输出信号;  $v_B$ 为电压峰值保持电路的输出信号;  $v_C$ 为三个输入信号的求差电路的输出信号,  $v_C = k \left( 2 V_{C1} - 0.806 V_M - V_M \left| \sin(\omega t) \right| \right)$ , k为采样系数;  $v_D$ 为中间电容电压采样信号;  $v_E$ 为输出电压误差反馈信号。 $v_C$ 、 $v_D$ 和  $v_E$ 经乘法器运算后可以得到  $v_G$ 信号为

$$v_{\rm G} = \frac{2V_{C1} - 0.806V_{\rm M} - V_{\rm M} |\sin(\omega t)|}{V_{C1}} v_{\rm E}$$
(22)





# Fig.6 Variable duty cycle control circuit of quadratic DCM-DCM Boost PFC converter

式(22)所示的 v<sub>G</sub>再与锯齿波比较即可实现式 (20)确定的 d<sub>1</sub>。

# 2.2 中间电容电压 V<sub>C1</sub>

由式(21)可知,当输入电压峰值 V<sub>M</sub>已知时, 只要解得中间电容电压 V<sub>C1</sub>值,就可得到变换器的 PF。由二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的工作 模态分析可知,一个开关周期内,当占空比由式(20) 拟合变占空比确定时,二极管 VD<sub>1</sub>、电感 L<sub>2</sub>的平均 电流分别为

$$I_{\rm VD1_av} = \frac{V_{\rm M}^2 D_0^2}{2L_1 f_{\rm s}} \cdot \frac{\left(2V_{C1} - 0.806V_{\rm M} - V_{\rm M} \left|\sin\left(\omega t\right)\right|\right)^2 \sin^2(\omega t)}{\left(V_{C1} - V_{\rm M} \left|\sin\left(\omega t\right)\right|\right) V_{C1}^2}$$

$$I_{L2_av} = \frac{V_{C1}V_0 D_0^2}{2L_2 f_{\rm s}(V_0 - V_{C1})} \cdot \frac{\left(2V_{C1} - 0.806V_{\rm M} - V_{\rm M} \left|\sin\left(\omega t\right)\right|\right)^2}{V_{C1}^2}$$

$$(23)$$

$$(23)$$

$$(23)$$

$$(24)$$

稳态工作时,每经过半个电网工频周期 *T*<sub>line</sub>/2, 电容 *C*<sub>1</sub>两端的电压均保持不变,因此可得

$$\int_{0}^{T_{\text{line}}/2} I_{\text{VD1}_{av}} dt = \int_{0}^{T_{\text{line}}/2} I_{L2_{av}} dt \qquad (25)$$

$$\frac{\frac{L_{1}V_{C1}V_{0}}{L_{2}(V_{0}-V_{C1})V_{M}^{2}}\int_{0}^{\pi} (2V_{C1}-0.806V_{M}-V_{M}|\sin(\omega t)|)^{2}d(\omega t)}{\int_{0}^{\pi} \frac{(2V_{C1}-0.806V_{M}-V_{M}|\sin(\omega t)|)^{2}\sin^{2}(\omega t)}{V_{C1}-V_{M}|\sin(\omega t)|}d(\omega t)}$$
=1
(26)

式(26)表明中间电容电压 *V*<sub>C1</sub> 和输入电压、 输出电压以及两个电感比值有关。当输入电压为 90~220V,输出电压为 400V,两个电感比值 *L*<sub>1</sub>/*L*<sub>2</sub>= 1/8 时,根据式(26)可解得 *V*<sub>C1</sub>值,如图 7 所示。 再由 *V*<sub>C1</sub>值代入式(21)即可得到由上述参数条件 所确定的变换器 PF。



duty cycle control

# 2.3 输出电压纹波 v<sub>o\_rip</sub>

功率因数校正变换器的输出电压纹波一般可分 为两部分,一部分为输出电容的等效串联电阻引起 的开关纹波;另一部分为瞬时输入功率的脉动变化 和恒定输出功率不匹配而引起的输出电压二倍工频 纹波<sup>[18]</sup>。由于开关纹波通常远小于二倍工频纹波, 因此本文只考虑输出电压二倍工频纹波。

在一个开关周期内,占空比由式(20)确定时, 二极管 VD<sub>3</sub>的平均电流 *I*<sub>VD3\_av</sub>为

$$I_{\rm VD3\_av} = \frac{1}{2} i_{L2\_pk} d_2 = \frac{V_{C1}^2 d_1^2 T_{\rm s}}{2L_2 (V_{\rm o} - V_{C1})}$$
$$= \frac{D_0^2 \left(2V_{C1} - 0.806V_{\rm M} - V_{\rm M} \left|\sin\left(\omega t\right)\right|\right)^2}{2L_2 f_{\rm s} (V_{\rm o} - V_{C1})} \quad (27)$$

忽略 *V<sub>C1</sub>*的电压波动,对式(27)进行如式(28) 所示的傅里叶分解。

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (28)$$

其中

$$\begin{cases} a_n = \frac{2}{T_{\text{line}}} \int_0^{T_{\text{line}}} f(t) \cos(n\omega t) dt & n = 0, 1, 2, \cdots \\ b_n = \frac{2}{T_{\text{line}}} \int_0^{T_{\text{line}}} f(t) \sin(n\omega t) dt & n = 1, 2, 3, \cdots \end{cases}$$

由于 I<sub>VD3 av</sub> 为偶函数,故其傅里叶分解中无正

弦分量和奇次余弦分量, IvD3 av 可表示为

$$I_{\text{VD3}_a\text{v}} = \frac{a_0}{2} + a_2 \cos(2\omega t) + a_4 \cos(4\omega t) + \dots \quad (29)$$

其中

$$a_{0} = \frac{0.159L_{1}P_{0}V_{C1}(12.6V_{C1}^{2} - 18.1V_{C1}V_{M} + 6.84V_{M}^{2})}{L_{2}V_{M}^{2}(V_{0} - V_{C1})(V_{C1} - 0.806V_{M})}$$
$$a_{2} = \frac{0.212L_{1}P_{0}V_{C1}(4V_{C1} - 2.799V_{M})}{L_{2}V_{M}(V_{0} - V_{C1})(V_{C1} - 0.806V_{M})}$$

$$a_{4} = \frac{0.17L_{1}P_{0}V_{C1}(V_{C1} - 0.403V_{M})}{L_{2}V_{M}(V_{0} - V_{C1})(V_{C1} - 0.806V_{M})}$$

由式(29)可知,式(20)所示的拟合变占空 比实际上在 IVD3 av 中引入了偶次余弦分量,其会流 向电容 C<sub>2</sub>,进而产生变换器的输出电压纹波。本处 仅考虑 I<sub>VD3 av</sub> 的直流量和二倍工频分量,其中直流 量流向负载,二倍工频分量流向电容 C2,产生的输 出电压二倍工频纹波 vo\_rip 为

$$v_{o_{\rm rip}} = \frac{1}{C_2} \int a_2 \cos(2\omega t) dt = \frac{a_2}{2\omega C_2}$$
 (30)

#### 变换器性能比较 3

#### 3.1 PF 比较

当电路参数由表1确定时,联立式(4)~式(6), 可绘出定占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的 PF 曲线。联立式(21)和式(26),可绘 出变占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换 器的 PF 曲线。根据式(7) 可绘出传统 DCM Boost PFC 变换器的 PF 曲线。如图 8 所示为不同输入电 压时三个变换器 PF。

由图 8 可知,在 90~220V 输入电压范围内,

투	長1	主电路参数
Tab.1	Key	circuit parameters

参数	传统 DCMBoost PFC 变换器	二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器
$C, C_1/\mu F$	470	470
$C_2/\mu F$	_	470
<i>f</i> /kHz	40	40
$V_{\rm in}/{ m V}$	90~220	90~220
$V_{\rm o}/{ m V}$	400	400
$R_{ m L}/\Omega$	1 600	1 600
$P_{\rm o}/{ m W}$	100	100
$L, L_1/\mu H$	50	50
$L_2/\mu \mathrm{H}$	—	400

定占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器 的 PF 均低于传统 DCM Boost PFC 变换器, 且随输 入电压的升高而急剧下降。而变占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的 PF 均接近于 1,明 显高于传统 DCM Boost PFC 变换器和定占空比控 制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器。



Fig.8 PF of three converters over the input voltage range

根 据 文 献 [18] 给 出 的 总 谐 波 畸 变 ( Total Harmonic Distortion, THD)的表达式,代入图 8 的 PF 数据可得不同输入电压时三个变换器 THD,如 图 9 所示。由图 9 可知,在 90~220V 输入电压范 围内,变占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的 THD 明显低于定占空比控制时的 THD 和 传统 DCM Boost PFC 变换器的 THD。



#### 3.2 输入电感电流纹波∆*i*比较

在半个工频周期内,当输入电压为 110V 和 220V, 电路参数由表 1 确定时。联立式(20) 和式 (28) 可绘出变占空比控制时变换器占空比的变化 曲线; 联立式(4)和式(6)可绘出定占空比控制 时变换器占空比变化曲线; 根据文献[17]中传统 DCM Boost PFC 变换器的占空比表达式,可绘出传 统 Boost PFC 变换器占空比变化曲线, 如图 10 所示。 再根据式 (2), 分别代入变占空比控制和定占空比





Fig.10 Duty ratio curves of three converters

#### in a half line cycle

控制时的占空比,可分别绘出两种控制方式时变换器的输入电感电路纹波Δ*i*曲线,同理,可得传统 DCM Boost PFC 变换器Δ*i*曲线,如图 11 所示。

由图 10 可知, 在半个工频周期内, 当输入电压 为 110V 和 220V 时, 传统 DCM Boost PFC 变换器 和定占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换 器的占空比均固定不变, 当输入电压达到峰值时, 这两个变换器的Δ*i* 也将达到峰值。变占空比控制二 次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的占空比在输入 电压最小时取最大值。而在输入电压最大时取最小 值,这使得变换器在半个工频周期内输入更小的电 感电流纹波。





Fig.11 The input inductor current ripples curves of three converters in a half line cycle

由图 11 可知,当输入电压为 110V 和 220V 时, 变占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器 的输入电感电流纹波Δ*i* 分别约为传统 DCM Boost PFC 变换器Δ*i* 的 75.10%和 77.35%,约为定占空比 控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器Δ*i* 的 87.95%和 88.37%。综上所述,变占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器具有较小的输入电感 电流纹波,变换器可以降低 EMI 滤波电路体积和系 统成本。

#### **3.3** 输出电压纹波 *v*<sub>o</sub> rip 比较

文献[17]在推导定占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的输出电压纹波 vo\_rip时,为 得到流过二极管 VD1的平均电流 I<sub>VD1\_av</sub>的二倍工频 分量,将整流后输入电压近似为直流量,因此推导 得到的 vo\_rip 值与实际值有所偏差。本处对 I<sub>VD1\_av</sub> 表达式进行傅里叶分解以得到其二倍工频分量,再 参考文献[17]的思路,推导出变换器输出电压纹波 vo\_rip 为

$$v_{o_{rip}} = \frac{d_1^2 |a_2'| \cos(2\omega t)}{8\omega^2 C_1 C_2 L_2 f_8(M_1 - 1)}$$
(31)

式中, M<sub>1</sub>为输出电压与中间电容电压的比值 V<sub>o</sub>/V<sub>C1</sub>; a'<sub>2</sub>为 I<sub>VD1 av</sub> 经傅里叶分解得到二倍工频分量峰值。

使用类似的推导方法,可得传统 DCM Boost PFC 变换器的输出电压纹波 vorip 为

$$v_{o_{rip}} = \frac{|a_2''|}{2\omega C} \sin(2\omega t)$$
 (32)

式中, a<sup>7</sup><sub>2</sub>为传统 DCM Boost PFC 变换器二极管的平均电流 I<sub>VD av</sub>经傅里叶分解得到的二倍工频分量峰值。

当电路参数由表 1 确定时,分别利用式(30)~ 式(32)绘出不同输出电压时变占空比控制、定占 空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器以及 传统 DCM Boost PFC 变换器的输出电压纹波 vo\_rip 曲线,如图 12 所示。





对比图 12 中三个变换器的 v<sub>o\_rip</sub> 曲线,在 90~220V 输入电压范围内,传统 DCM Boost PFC 变换器的 v<sub>o\_rip</sub>最大,当输入电压为 110V 和 220V 时, 其值分别为 2.01V 和 2.43V。定占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的 v<sub>o\_rip</sub>最小,其值均 接近于 0。变占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的 v<sub>o\_rip</sub>相比于定占空比控制有所增大, 这是由于式 (20)所示的拟合变占空比在提高变换 器前级 PFC 变换的 PF 的同时,给后级 DC-DC 变换 部分引入了二倍工频分量,进而增大了变换器的输 出电压纹波。但是变占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的输出电压纹波仍小于传统 DCM Boost PFC 变换器,当输入电压为 110V、220V 时, 其 v<sub>o\_rip</sub>分别为 0.84V 和 1.78V,仅为传统 DCM Boost PFC 变换器的 41.8%和 73.3%。

综上所述,变占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器为提高 PF 而增加了变换器输出电 压纹波,虽然其输出电压纹波大于定占空比控制, 但仍小于传统 DCM Boost PFC 变换器,因此变换器 仍具有较小的输出电压纹波特性。

# 4 实验

本文分别对传统 DCM Boost PFC 变换器、定占 空比控制和变占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器进行了实验,其主电路参数见表 1。图 13~图 15 分别为传统 DCM Boost PFC 变换器、定 占空比控制和变占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的实验波形。根据上述三个变换器的实验波形,可以得到实验结果见表 2。

由表 2 所示的 PF、THD 可知,输入电压为 110V 和 220V 时,变占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的 PF 均在 0.99 以上,明显高于其他两个变换器。其 THD 均明显低于其他两个变换器。由







Fig.15 Experimental waveforms of variable duty cycle control quadratic DCM-DCM Boost PFC converter

表 2 实验结果 Tab.2 Experimental results

会粉		什体刑	定占空比	变占空比
参奴		传纸型	控制二次型	控制二次型
PF	110V	0.995 3	0.983 7	0.997 5
	220V	0.955 8	0.924 9	0.991 5
THD(%)	110V	8.52	16.99	6.68
	220V	30.11	36.44	13.21
$\Delta i/\mathrm{A}$	110V	14.6	11.8	10.5
	220V	10.0	8.0	7.4
v <sub>o_rip</sub> /V (峰峰值)	110V	2.8	0.28	0.98
	220V	3.6	0.38	2.3

表 2 所示的 $\Delta i$  可得输入电压为 110V 和 220V 时,变 占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的  $\Delta i$ 分别约为传统 DCM Boost PFC 变换器 $\Delta i$ 的 72%、 74%。约为定占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器 $\Delta i$ 的 89%、93%。由表 2 所示的  $v_{o_{rip}}$ 可 知,输入电压为 110V 和 220V 时,变占空比控制二 次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的  $v_{o_{rip}}$ 分别为 0.98V、2.3V,虽然大于定占空比控制的  $v_{o_{rip}}$ ,但 仅为传统 DCM Boost PFC 变换器  $v_{o_{rip}}$ 的 35%、64%, 明显小于传统 DCM Boost PFC 变换器。

由上述实验结果分析可知,在 90~220V 输入 电压范围内,变占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的 PF 均接近于 1, 且其具有较小的输入 电流纹波和较低的输出电压纹波,验证了理论分析 的正确性。

# 5 结论

定占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的输出电压纹波相比于传统 DCM Boost PFC 变换器明显减小,但其 PF 低于传统 DCM Boost PFC 变换器并随输入电压增大而急剧下降,为此本文提 出变占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器,通过对占空比进行拟合,得到了拟合的占空比 表达式和相应的实现电路。研究结果表明,在 90~ 220V 输入电压范围内,变占空比控制二次型 DCM-DCM Boost PFC 变换器的 PF 均接近于 1,且 其具有较小的输入电感电流纹波和较低的输出电压 纹波特性,实现了高功率因数与低输出电压纹波特性。

#### 参考文献

- Garcia O, Cobos J A, Prieto R, et al. Single phase power factor correction: a survey[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3): 749-755.
- [2] 杨飞,阮新波,杨洋,等.采用耦合电感的交错并 联电流临界连续 Boost PFC 变换器[J].电工技术学 报, 2013, 28(1): 215-224.
  Yang Fei, Ruan Xinbo, Yang Yang, et al. Interleaved critical conduction mode Boost PFC converter with coupled inductor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(1): 215-224.
- [3] Ye Z Z, Jovanovic M M. Implementation and performance evaluation of DSP-based control for constant-frequency discontinuous-conduction-mode Boost PFC front end[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(1): 98-107.
- [4] 杨飞,阮新波,季清,等.采用耦合电感的交错并 联电流临界连续 Boost PFC 变换器输入差模 EMI 分析[J].电工技术学报, 2013, 28(3): 202-214.
  Yang Fei, Ruan Xinbo, Ji Qing, et al. An input EMI analysis of interleaved critical conduction mode Boost PFC converter with coupled inductor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(3): 202-214.
- [5] 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):16-24.

44-49.

Yao Kai, Ruan Xinbo, Mao Xiaojing, et al. DCM Boost PFC converter with variable duty control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(11): 16-24.

- [6] Michihiko N. A novel one-stage forward-type powerfactor-correction circuit[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(1): 103-110.
- [7] 贲洪奇,王大庆,孟涛,等.基于辅助绕组的单级 桥式 PFC 变换器纹波抑制策略[J].电工技术学报, 2013, 28(4): 58-64.
  Ben Hongqi, Wang Daqing, Meng Tao, et al. Output

voltage ripple suppression scheme of single-stage full-bridge PFC converter basic on auxiliary winding[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(4): 58-64.

- [8] Lamar D G, Fernández A, Arias M, et al. A unity power factor correction preregulator with fast dynamic response based on a low-cost microcontroller[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(2): 635-642.
- [9] Kadri R, Gaubert J P, Champenois G, et al. Performance analysis of transformless single switch quadratic Boost converter for grid connected photovoltaic systems[C]//XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM), Rome, 2010: 1-7.
- [10] Maksimovic D, Cuk S. Switching converters with wide DC conversion range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1991, 6(1): 151-157.
- [11] Moschopoulos G. Quadratic power conversion for industrial applications[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APECE), Palm Spring, CA, 2010: 1320-1327.
- [12] Leyva-Ramos J, Ortiz-Lopez M G, Diaz-Ssldierna L H, et al. Switching regulator using a quadratic Boost converter for wide DC conversion ratios[J]. IET Power Electron, 2009, 2(5): 605-613.
- [13] Morales-Saldana J A, Galarza-Quirino R, Leyva-Ramos J, et al. Multiloop controller design for a quadratic Boost converter[J]. IET Electric Power Applications, 2007, 1(3): 362-367.
- [14] 杨平,许建平,张士宇,等.峰值电流控制二次型

Boost 变换器[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 101-107. Yang Ping, Xu Jianping, Zhang Shiyu, et al. Peak current control mode for quadratic Boost converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 101-107.

- [15] 杨平, 许建平, 张士宇, 等. 二次型 CCM Boost 变换器 能量传输模式[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(6): 44-49.
  Yang Ping, Xu Jianping, Zhang Shiyu, et al. Energy transmission mode of quadratic CCM Boost converter[J]. Electric Machines and Control, 2012, 16(6):
- [16] 杨平,许建平,董政,等. 低输入电感电流纹波二 次型 Boost PFC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(12): 32-38.
  Yang Ping, Xu Jianping, Dong Zheng, et al. Quadratic Boost power factor correction converters with small input inductor current ripple[J]. Pro-
- ceedings of the CSEE, 2013, 33(12): 32-38.
  [17] 陈正格,许建平,杨平,等.二次型Boost PFC变换器低输出电压纹波分析[J].电力电子技术, 2014, 48(5): 24-26.
  Chen Zhengge, Xu Jianping, Yang Ping, et al. Output voltage ripple of quadratic Boost PFC converter[J]. Power Electronics, 2014, 48(5): 24-26.
- [18] 阎铁生,许建平,张斐,等.变导通时间控制临界 连续模式反激 PFC 变换器[J].中国电机工程学报, 2013,33(27): 60-68.

Yan Tiesheng, Xu Jianping, Zhang Fei, et al. Variable on-time controlled critical conduction mode flyback PFC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(27): 60-68.

许建平 男,1963 年生,教授,博士生导师,研究方向为现代电 力电子动力学与控制技术、电力电子系统数字控制技术、分布式发 电与并网逆变技术、功率因数校正变换器技术等。

E-mail: jpxu-swjtu@163.com

作者简介

陈正格 男,1991 年生,硕士研究生,研究方向为功率因数校正 变换器及其控制技术。

E-mail: zhenggechen@163.com (通信作者)