

# Boost PFC 变换器的无模型预测电流控制

曾燊杰, 李红梅, 张恒果, 董锡康, 顾佳媛  
(合肥工业大学 电气与自动化工程学院, 安徽 合肥 230009)

**摘要:** 升压型功率因数校正(Boost PFC)变换器在中轻载运行时存在电感电流的断续导通模式, 采用线性的比例-积分(PI)控制器难以有效地控制平均电感电流, 导致输入电流存在较为严重的畸变。为改善输入电流质量, 基于变换器统一的超局部模型并结合预测控制思想, 建立了无模型预测电流控制器以生成合适的占空比控制信号并提高电流环路的响应速度。该方法在克服控制器对系统参数依赖的同时, 有效地提高了变换器在电流连续导通模式和断续导通模式时的电流控制性能, 避免了额外的模式识别算法或硬件检测电路。

**关键词:** 功率因数校正; 升压变换器; 超局部模型; 无模型预测电流控制; 电流畸变

**中图分类号:** TM 46

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.16081/j.epae.201912009

## 0 引言

随着电网谐波污染问题的日益加剧, 谐波抑制标准如 IEC61000-3-2 对相关设备注入电网的谐波电流规范不断加强<sup>[1]</sup>。为了减少设备对电网的谐波污染, 满足谐波抑制要求, 功率因数校正 PFC (Power Factor Correction) 变换器获得研究重视。

PFC 变换器主电路包含升压型 (Boost)、降压型 (Buck)、升-降压型 (Boost-Buck) 等<sup>[2-4]</sup>。基于平均电流控制 ACC (Average Current Control) 的 Boost 变换器由于具有动态响应速度快、结构简单的优点, 并且可以满足高功率密度和高效率的设计需求, 在 PFC 变换器电路中获得广泛应用<sup>[5-6]</sup>。根据电感电流在一个开关周期中的导通状态, 变换器存在连续导通模式 CCM (Continuous Conduction Mode) 和断续导通模式 DCM (Discontinuous Conduction Mode)。此外, 当变换器运行于中轻载工况时, 输入电流过零点附近电感电流断续, 输入电流峰值处电感电流连续, 这种在一个工频周期中同时出现 CCM 和 DCM 的模式, 称之为混合导通模式 MCM (Mixed Conduction Mode)<sup>[7]</sup>。

传统的 PFC 控制主要是基于变换器的 CCM 数学模型设计比例-积分(PI)电流控制器, 最终实现 PFC。但是基于变换器数学模型的 PI 控制, 存在对变换器参数变化及内、外部扰动敏感的不足。此外, 在中轻载运行工况中, 由于存在 DCM, 基于 PI 控制的 PFC 变换器交流输入电流存在畸变现象。究其原因, 一是当变换器运行于 CCM 时, 其平均电感电流

与占空比呈线性关系, 而变换器运行于 DCM 时, 其平均电感电流与占空比的平方成正比, 呈非线性关系, 导致输入电流不能完全正弦化<sup>[8]</sup>; 二是因 PI 控制器欠缺足够的带宽, 难以控制平均电感电流对正弦参考电流的准确跟踪, 导致 PFC 变换器出现输入电流畸变<sup>[9]</sup>。为此, 研究学者们提出了分别设计 PFC 变换器的 CCM 控制器和 DCM 控制器, 实现对变换器不同导通模式下平均电感电流的有效控制。但是该控制方法需要设计额外的算法或者硬件检测电路以准确实时识别变换器的导通模式, 无疑增加了控制方法的实现难度或硬件电路复杂度<sup>[10-11]</sup>。文献<sup>[8]</sup>提出带有校正因子的 PFC 变换器的 DCM 控制策略, 设计思路是基于电感电流的导通特点设计校正因子, 并将校正因子与 CCM 控制器相结合, 构建 CCM-DCM 控制器。其根据校正因子的变化, 实现 CCM 控制器与 DCM 控制器的平滑切换, 改善了变换器运行于 DCM 时存在的输入电流畸变现象。但是校正因子是基于查表获得的, 当变换器参数发生变化时, 需要匹配参数制定不同的表格, 这不仅影响了控制效果而且降低了该控制方法的灵活性。

预测控制具有高动态响应、清晰的物理概念等技术优势, 逐渐获得了研究关注<sup>[12]</sup>, 已在电能质量控制、电机驱动控制、并网逆变器及可控电源等领域中获得了应用<sup>[13-17]</sup>。基于预测控制具有高动态响应的特点, 文献<sup>[9]</sup>提出了基于模式识别的 PFC 变换器的预测控制, 其设计思路是分别建立工作于 CCM 和 DCM 的预测控制器, 通过实时比较 2 个控制器生成的占空比信号以确定电流导通模式, 根据电流导通模式匹配选择不同的预测控制器, 实现整个工频周期内平均电感电流的控制, 有效改善了变换器输入电流的畸变。但是, 预测控制本质上为依赖于模型的控制方法, 同样存在对变换器参数变化以及内、外部扰动敏感的不足。无模型控制 MFC (Model-Free Control) 由 Michel Fliess 于 21 世纪初提出, 其基于系

收稿日期: 2019-03-01; 修回日期: 2019-09-30

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51877064); 安徽省科技厅重点研究和开发计划资助项目(1804a09020092)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51877064) and the Key Research and Development Program of the Science and Technology Department of Anhui Province(1804a09020092)

统输入和输出,采用代数辨识方法在线估计系统已知结构、不确定性与扰动,通过在线建立不断更新的受控系统超局部模型设计无模型控制器<sup>[18]</sup>。根据该控制思想,文献[19]提出一种无模型功率控制策略,通过控制变换器瞬时功率达到 PFC 的目的,但该方法中瞬时功率参考值的生成依赖于对负载特性的了解,且输出电压处于不可控制状态,该缺点限制了它的应用范围。文献[20]将 MFC 中的超局部模型建模与无差拍预测控制 DPC(Deadbeat Predictive Control)相结合,提出了永磁同步电机 PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor)驱动系统的无模型无差拍电流预测控制,不仅提升了 DPC 对电机参数不确定性及逆变器非线性的鲁棒性,而且兼具 DPC 优良的动静态控制性能。

本文采用电流内环控制和电压外环控制相结合的控制方案,针对电流内环控制,提出 Boost PFC 变换器的无模型预测电流控制 MFPC( Model-Free Predictive Current Control)。基于 MFC 思想建立变换器的占空比和平均电感电流之间统一的超局部模型,结合预测控制设计 Boost PFC 变换器的无模型预测电流控制器,旨在实现对变换器在不同导通模式下的平均电感电流控制,降低中轻载运行工况时输入电流的总谐波畸变率 THD(Total Harmonic Distortion),并有效提升其功率因数。在理论研究的基础上,采用系统仿真研究与实验研究相结合的技术路线,验证所提 MFPC 方案的可行性及技术优势。

## 1 MFPC 的 Boost PFC 变换器系统

### 1.1 Boost PFC 变换器的 CCM 与 DCM 数学模型

变换器在 CCM 时的数学模型为<sup>[21]</sup>:

$$\frac{L}{v_o} \frac{di_L}{dt} = \frac{|v_{in}| - v_o}{v_o} + d \quad (1)$$

其中,  $i_L$  为平均电感电流;  $|v_{in}|$  为整流后的输入电压;  $v_o$  为变换器的输出电压;  $L$  为升压电感值;  $d$  为占空比。

根据式(1), CCM 下平均电感电流的变化率为:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{|v_{in}| - v_o}{L} + \frac{v_o}{L} d \quad (2)$$

变换器在 DCM 时的数学模型为<sup>[21]</sup>:

$$L \frac{di_L}{dt} = |v_{in}| - v_o + dv_o + (v_o - |v_{in}|) \left( 1 - \frac{2Li_L}{|v_{in}|dT_s} \right) \quad (3)$$

其中,  $T_s$  为变换器的开关周期。

根据式(3), DCM 下平均电感电流的变化率为:

$$\frac{di_L}{dt} = \left( |v_{in}| - v_o \right) \frac{2i_L}{|v_{in}|dT_s} + \frac{v_o}{L} d \quad (4)$$

### 1.2 Boost PFC 变换器超局部模型建立

单输入单输出系统的超局部模型<sup>[18]</sup>可表示为:

$$\dot{y} = F + \alpha u \quad (5)$$

其中,  $y$  为系统输出;  $u$  为系统输入;  $F$  为不断更新的参数,包含了系统不确定性以及系统各种扰动;  $\alpha$  为由设计者决定的不具备物理意义的常数。

基于式(2)和式(5)建立变换器在 CCM 时的超局部模型如下:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{|v_{in}| - v_o}{L} + \frac{v_o}{L} d = F_{CCM} + \alpha d \quad (6)$$

其中,  $F_{CCM}$  为变换器运行于 CCM 时不断更新的参数。

同理,基于式(4)和式(5)建立变换器在 DCM 时的超局部模型如下:

$$\frac{di_L}{dt} = \left( |v_{in}| - v_o \right) \frac{2i_L}{|v_{in}|dT_s} + \frac{v_o}{L} d = F_{DCM} + \alpha d \quad (7)$$

其中,  $F_{DCM}$  为变换器运行于 DCM 时不断更新的参数。

由式(6)和式(7)可知,变换器的超局部模型为:

$$\frac{di_L}{dt} = \begin{cases} F_{CCM} + \alpha d & \text{运行于 CCM} \\ F_{DCM} + \alpha d & \text{运行于 DCM} \end{cases} \quad (8)$$

$F_{CCM}$  和  $F_{DCM}$  分别表示变换器运行于 CCM 和 DCM 时系统包含的已知量和未知量,两者的大小均取决于系统实时的输入、输出数据。当变换器运行时,根据系统的输入、输出数据实时计算相应的  $F$ 。因此,基于式(8),建立不同导通模式下 Boost PFC 变换器的统一超局部模型,其表达式为:

$$\frac{di_L}{dt} = F + \alpha d \quad (9)$$

式(9)中,  $F$  根据 Boost PFC 变换器超局部模型的输出(平均电感电流  $i_L$ )、输入(占空比  $d$ ),经不断更新获得。

基于代数辨识技术<sup>[18]</sup>,  $F$  的实时估计用  $\hat{F}$  表示:

$$\hat{F} = -\frac{3!}{T_F^3} \int_0^{T_F} \left[ (T_F - 2\delta) y(\delta) + \alpha \delta (T_F - \delta) u(\delta) \right] d\delta \quad (10)$$

其中,  $[0, T_F]$  为时间窗口;  $\delta$  为积分变量;  $y(\delta)$  为超局部模型输出采样;  $u(\delta)$  为超局部模型输入采样。

令  $f(\delta) = (T_F - 2\delta) y(\delta) + \alpha \delta (T_F - \delta) u(\delta)$ ,  $T_F = n_F T_s$ ,

其中  $n_F$  为由设计者决定的数据窗口长度,采用复合梯形法计算  $\hat{F}$ ,则有:

$$\begin{aligned} \hat{F} &= -\frac{3!}{(n_F T_s)^3} \int_0^{n_F T_s} f(\delta) d\delta = \\ &= -\frac{3!}{(n_F T_s)^3} \left( \int_0^{T_s} f(\delta) d\delta + \dots + \int_{(n_F-1)T_s}^{n_F T_s} f(\delta) d\delta \right) = \\ &= -\frac{3!}{(n_F T_s)^3} \left\{ \frac{T_s}{2} [f(0) + f(T_s)] + \dots + \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \frac{T_s}{2} \left[ f \left( (n_F - 1) T_s \right) + f \left( n_F T_s \right) \right] = \\ & - \frac{3}{n_F^3 T_s} \sum_{m=1}^{n_F} \left\{ \left[ n_F - 2(m-1) \right] y[m-1] + \right. \\ & \left. \alpha(m-1) T_s \left[ n_F - (m-1) \right] u[m-1] + \right. \\ & \left. (n_F - 2m) y[m] + \alpha m T_s (n_F - m) u[m] \right\} \quad (11) \end{aligned}$$

其中,  $m$  为离散后的采样点。

### 1.3 Boost PFC 变换器的 MFPC 控制

基于所建立的 Boost PFC 变换器的统一超局部模型, 设计匹配的无模型预测电流控制器。考虑到数字控制系统存在“一步延时”, 控制器需要根据变换器当前的平均电感电流  $i_L[n]$  预测 2 个开关周期后的平均电感电流  $i_L[n+2]$ , 基于式(9), 则有:

$$i_L[n+2] = i_L[n] + 2T_s(F[n] + \alpha d[n]) \quad (12)$$

为了准确跟踪在第  $n+2$  时刻的电感电流参考值  $i_L^*[n+2]$ , 式(12)中的  $i_L[n+2]$  由  $i_L^*[n+2]$  替代, 则有:

$$i_L^*[n+2] = i_L[n] + 2T_s(F[n] + \alpha d[n]) \quad (13)$$

由式(13)可知, 第  $n$  时刻的占空比信号  $d[n]$  为:

$$d[n] = \frac{1}{2T_s} \alpha^{-1} (i_L^*[n+2] - i_L[n]) - \alpha^{-1} F[n] \quad (14)$$

基于式(11),  $F[n]$  在第  $n$  时刻的估计值  $\hat{F}[n]$  为:

$$\begin{aligned} \hat{F}[n] = & - \frac{3}{n_F^3 T_s} \sum_{m=1}^{n_F} \left\{ \left[ n_F - 2(m-1) \right] y[m-1] + \right. \\ & \left. \alpha(m-1) T_s \left[ n_F - (m-1) \right] u[m-1] + \right. \\ & \left. (n_F - 2m) y[m] + \alpha m T_s (n_F - m) u[m] \right\} \quad (15) \end{aligned}$$

由无模型预测电流控制器的控制时序可知, 第  $n$  时刻生成的占空比将决定第  $n+2$  时刻的平均电感电流。同理, 第  $n-2$  时刻生成的占空比将决定第  $n$  时刻的平均电感电流。因此, 式(15)中有:

$$\begin{cases} u[0] = d[n-2-n_F] \\ \vdots \\ u[n_F] = d[n-2] \end{cases}, \quad \begin{cases} y[0] = i_L[n-n_F] \\ \vdots \\ y[n_F] = i_L[n] \end{cases}$$

其中,  $u[0], \dots, u[n_F]$  分别为第  $n-2-n_F$  时刻至第  $n-2$  时刻生成的占空比;  $y[0], \dots, y[n_F]$  分别为第  $n-n_F$  时刻至第  $n$  时刻的平均电感电流。即第  $n$  时刻的估计值  $\hat{F}[n]$  为:

$$\begin{aligned} \hat{F}[n] = & - \frac{3}{n_F^3 T_s} \sum_{m=1}^{n_F} \left\{ \left[ n_F - 2(m-1) \right] i_L[n-n_F+m-1] + \right. \\ & \left. \alpha(m-1) T_s \left[ n_F - (m-1) \right] d[n-2-n_F+m-1] + \right. \\ & \left. (n_F - 2m) i_L[n-n_F+m] + \right. \\ & \left. \alpha m T_s (n_F - m) d[n-2-n_F+m] \right\} \quad (16) \end{aligned}$$

因此, 无模型预测电流控制器的离散控制律表达式为:

$$d[n] = \frac{1}{2T_s} \alpha^{-1} (i_L^*[n+2] - i_L[n]) - \alpha^{-1} \hat{F}[n] \quad (17)$$

实际运行中, 考虑到占空比的变化区间, 为了防止占空比在系统运行过程中超限, 对式(17)生成的占空比进行限制, 即:

$$d[n] = \begin{cases} 0.95 & d[n] > 0.95 \\ 0 & d[n] < 0 \end{cases} \quad (18)$$

### 1.4 Boost PFC 变换器的输出电压控制

为了达到输出电压稳定的效果, Boost PFC 变换器控制系统采用双闭环控制结构。其中, 电压外环采用 PI 控制器调节输出电压。同时, 为了消除输出电压二次纹波对电压控制环路的影响, 在电压环路中增加陷波器<sup>[22]</sup>, 滤除电压环路中的 2 次谐波, 提高环路的动态性能。构建基于 MFPC 的 Boost PFC 变换器系统, 如图 1 所示。

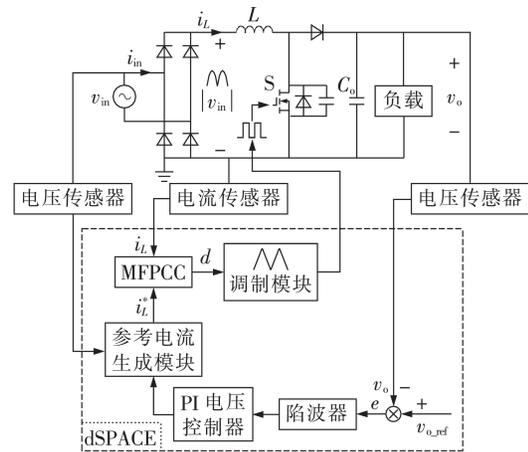


图1 基于MFPC的Boost PFC变换器系统

Fig.1 Boost PFC converter system based on MFPC

## 2 仿真分析

通过 MATLAB / Simulink 软件建立采用双闭环控制结构的 Boost PFC 变换器系统仿真模型, 设计外环采用 PI 电压控制器实现变换器输出电压调整, 并分别设计电流内环的无模型预测电流控制器和 PI 电流控制器, 变换器主电路参数如表 1 所示。为了兼顾系统稳定性和动态响应速度, 选择电流内环的 PI 控制器带宽为 20 000 rad/s, 相位裕度为 45°, 其对

表1 Boost PFC 变换器主电路参数

Table 1 Main circuit parameters of Boost PFC converter

参数	数值	参数	数值
额定功率	1 000 W	输出电容	990 $\mu$ F
交流输入电压 / 频率	110 V / 50 Hz	开关频率	50 kHz
直流输出电压	360 V	电流采样频率	50 kHz
升压电感	500 $\mu$ H		

应的电流比例控制参数和电流积分控制参数分别为  $K_{pi}=0.0273$ ,  $K_{ii}=102.4$ ; 选择电压外环的 PI 控制器带宽为  $83 \text{ rad/s}$ , 相位裕度为  $57^\circ$ , 其对应的电压比例控制参数和电压积分控制参数分别为  $K_{pv}=0.362$ ,  $K_{iv}=11.7$ 。无模型预测电流控制器中, 估计值  $\hat{F}$  的数据窗口长度  $n_f=12$ ,  $\alpha=v_o/L$ 。系统仿真结果如图 2 所示。图中,  $i_{in}$  为变换器的输入电流;  $i_{in\_ref}$  为变换器的正弦参考电流。

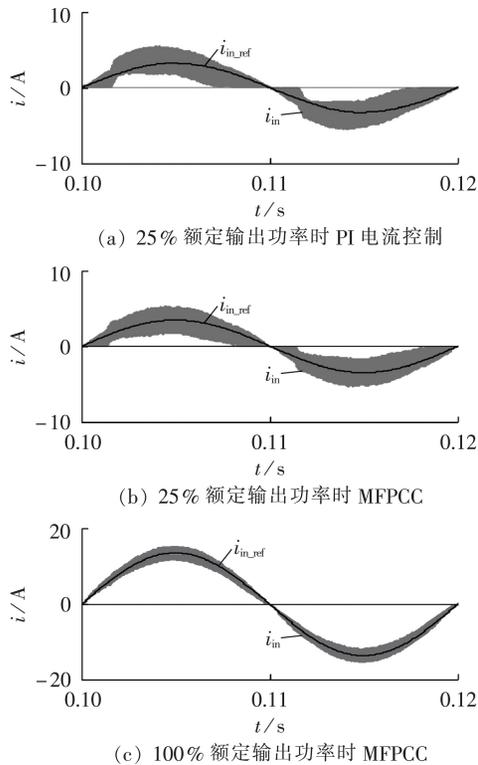


图 2 变换器输入电流波形

Fig.2 Input current waveforms of converter

系统输出 25% 额定功率时, 输入电流导通模式为 MCM, 采用 PI 电流控制的 Boost PFC 变换器输入电流如图 2(a) 所示。可见输入电流存在较为严重的畸变, 主要原因是 PI 电流控制器的响应速度不足以及 DCM 运行时 PI 控制效果欠佳。采用 MFPC 的 Boost PFC 变换器输入电流如图 2(b) 所示。与 PI 电流控制器的控制效果相比, MFPC 下的变换器输入电流畸变情况得到了改善, 究其原因是无模型预测电流控制器具有快速响应速度以及在 DCM 运行区域对电流的有效控制。图 2(c) 为采用 MFPC 的变换器在 100% 额定输出功率时的输入电流波形。可见变换器完全工作于 CCM, 输入电流很好地实现了对正弦参考电流的跟踪。

### 3 实验分析

本文制作了额定输出功率为 1 000 W 功率等级的 Boost PFC 变换器系统实验样机, 对提出的控制方法

进行实验验证。实验平台如附录中图 A1 所示。通过 Chroma 可编程交流电源为变换器供电, 变换器负载为 Chroma 直流电子负载, 同时控制代码自动生成并下载至 dSPACE / DS1007, 生成控制 Boost PFC 变换器的占空比信号。实验样机的主电路参数如表 1 所示。实验中, 仍然基于相同的 PI 控制电压外环, 针对电流内环分别设计无模型预测电流控制器和 PI 电流控制器。同时, 电流内环的 PI 控制器依然设定带宽为  $20\,000 \text{ rad/s}$ , 相位裕度为  $45^\circ$ , 其对应的电流比例控制参数和电流积分控制参数依然分别为  $K_{pi}=0.0273$ ,  $K_{ii}=102.4$ ; 电压外环的 PI 控制器带宽为  $83 \text{ rad/s}$ , 相位裕度为  $57^\circ$ , 其对应的电压比例控制参数和电压积分控制参数依然分别为  $K_{pv}=0.362$ ,  $K_{iv}=11.7$ 。无模型预测电流控制器中, 估计值  $\hat{F}$  的数据窗口长度  $n_f=12$ ,  $\alpha=v_o/L$ 。在 25% 的额定输出功率条件下, 开展采用 MFPC 与传统 PI 电流控制的系统控制性能的实验对比研究。

当系统输出 25% 额定功率时, 采用 PI 电流控制的 Boost PFC 变换器的系统实验输入电流如图 3(a) 所示, 采用 MFPC 的系统实验输入电流如图 3(b) 所示。实验结果表明: 所提的 MFPC 能够明显改善 PI 电流控制下的 Boost PFC 变换器系统在 DCM 区域运行时出现的输入电流畸变。图 3(c) 显示了 100% 额定输出功率时 MFPC 的系统实验输入电流。可见输入电流很好地实现了对正弦参考电流的跟踪。

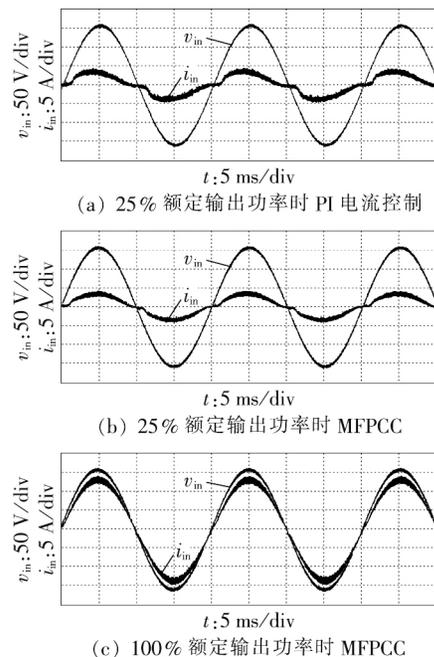


图 3 系统输入电流实验波形

Fig.3 Experimental waveforms of system input current

图 4(a) 显示了负载功率由 50% 额定输出功率跳变至 100% 的 MFPC 系统实验波形, 图 4(b) 显示了负载功率由 100% 额定功率跳变至 50% 的 MFPC

系统实验波形。实验结果表明:即使出现负载功率跳变,所提的MFPC能够受控的Boost PFC变换器系统兼具优越的动态控制性能和稳态运行性能。

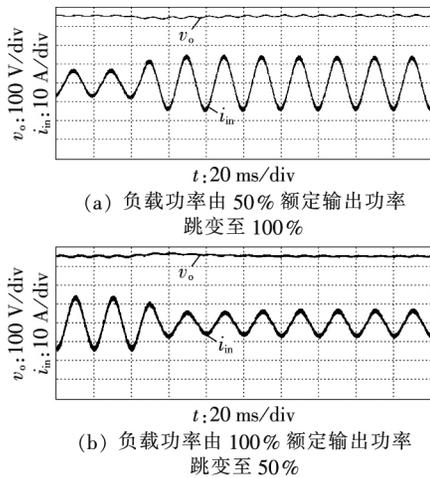


图4 负载功率跳变时的系统实验波形

Fig.4 Experimental waveforms of system when load power hop

不同输出功率、不同控制方法下Boost PFC变换器的输入电流THD和功率因数分别如图5和图6所示。图5和图6清楚地揭示出采用所提的MFPC的系统控制效果整体优于PI电流控制,特别是在系统低负载功率输出时,MFPC明显改善了输入电流的THD值和功率因数,实现了Boost PFC变换器输入电流质量的明显提升。

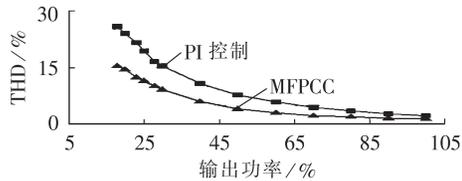


图5 Boost PFC变换器输入电流的THD

Fig.5 THD of input current for Boost PFC converter

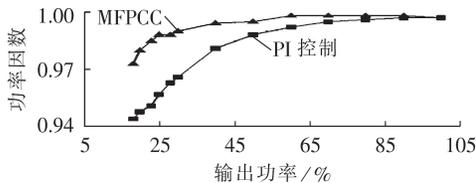


图6 Boost PFC变换器输入电流功率因数

Fig.6 Power factor of input current for Boost PFC converter

图7显示了25%的额定输出功率时采用MFPC和PI电流控制的谐波电流。从图7可以看出,相较于PI电流控制,MFPC具有更小的低次谐波电流,这也是MFPC中输入电流的THD值得以降低的重要原因。此外,图7还显示了谐波电流抑制标准IEC61000-3-2,可以看出采用MFPC和PI电流控制均可满足谐波抑制要求。但是,由于PI电流控制

包含更多的低次谐波电流,这将会导致输入电流的质量下降。

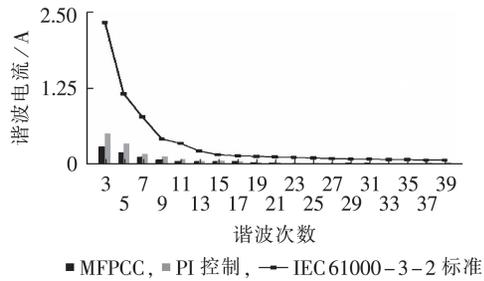


图7 25%额定输出功率时采用MFPC和PI电流控制的谐波电流

Fig.7 Harmonic currents at 25% rated output power with MFPC and PI current control

## 4 结论

本文采用了电流内环控制和电压外环控制相结合的双闭环控制方案,设计了电流内环的无模型预测电流控制器。针对不同的导通模式,建立了Boost PFC变换器的统一的超局部模型,避免了额外的模式识别算法或硬件检测电路。结合预测控制思想,生成相应的占空比控制信号,提高了电流环路的响应速度,实现了输入电流对正弦参考电流更加准确地跟踪。该方法克服了控制器对系统参数的依赖,同时提高了中轻载工况下的电流控制性能。通过仿真和实验验证证实了采用所提的Boost PFC变换器的无模型预测电流控制策略可以有效控制变换器的输入电流,提高变换器输入电流的质量。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

## 参考文献:

- [1] International Electrotechnical Commission(IEC). ElectroMagnetic Compatibility(EMC)-part 3-2 limits-limits for harmonic current emissions(equipment input current $\leq 16$  a per phase):IEC-61000-3-2[S]. Geneva,Switzerland:IEC,2018:12-21.
- [2] 王日文,曹文思,程立雪,等. Boost结构单周期控制的有源功率因数校正电路设计[J]. 电力自动化设备,2011,31(12):114-119.  
WANG Riwen, CAO Wensi, CHENG Lixue, et al. Design of Boost active power factor correction circuit with one-cycle control [J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(12):114-119.
- [3] 刘雪山,许建平,王楠. 临界连续模式单电感双输出Buck功率因数校正变换器[J]. 电力自动化设备,2015,35(5):64-69.  
LIU Xueshan, XU Jianping, WANG Nan. SIDO Buck PFC converter operating in critical continuous conduction mode [J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(5):64-69.
- [4] HENAO G, CASTRO J, TRUJILLO C, et al. Design and development of a LED driver prototype with a single-stage PFC and low current harmonic distortion [J]. IEEE Latin America Transactions, 2017, 15(8):1368-1375.
- [5] ERICKSON R W, MAKSIMOVIC D. Fundamentals of power electronics[M]. 2nd ed. Norwell, MA, USA: Kluwer, 2001.
- [6] KIM Y S, SUNG W Y, LEE B K. Comparative performance

- analysis of high density and efficiency PFC topologies [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 2666-2679.
- [7] CLARK C W, MUSAVI F, EBERLE W. Digital DCM detection and mixed conduction mode control for Boost PFC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(1): 347-355.
- [8] LIM S F, KHAMBADKONE A M. A simple digital DCM control scheme for Boost PFC operating in both CCM and DCM [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(4): 1802-1812.
- [9] PARK J H, KIM D J, LEE K B. Predictive control algorithm including conduction-mode detection for PFC converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(9): 5900-5911.
- [10] MOON S, CORRADINI L, MAKSIMOVIC D. Autotuning of digitally controlled Boost power factor correction rectifiers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(10): 3006-3018.
- [11] ROGGIA L, BELTRAME F, EDUARDO B J, et al. Digital current controllers applied to the Boost power factor correction converter with load variation[J]. IET Power Electronics, 2012, 5(5): 532-541.
- [12] VAZQUEZ S, RODRIGUEZ J, RIVERA M, et al. Model predictive control for power converters and drives: advances and trends[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2): 935-947.
- [13] VAZQUEZ S, LEON J I, FRANQUELO L G, et al. Model predictive control: a review of its applications in power electronics[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2014, 8(1): 16-31.
- [14] KOURO S, PEREZ M A, RODRIGUEZ J, et al. Model predictive control: MPC's role in the evolution of power electronics[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2015, 9(4): 8-21.
- [15] 刘英培, 张腊, 梁海平, 等. 适用于风电并网的 VSC-HVDC 系统模型预测控制[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(6): 102-108. LIU Yingpei, ZHANG La, LIANG Haiping, et al. Model predictive control of VSC-HVDC system for wind power integration [J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(6): 102-108.
- [16] 程建材, 康龙云, 胡毕华, 等. 三电平并网逆变器恒定开关频率的模型预测控制[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(5): 169-175. CHENG Jiancai, KANG Longyun, HU Bihua, et al. Model predictive control with constant switching frequency of three-level grid-connected inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(5): 169-175.
- [17] 高道男, 陈希有. 一种改进的永磁同步电机模型预测控制[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(4): 197-202. GAO Xiaonan, CHEN Xiyou. Improved model predictive control of permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(4): 197-202.
- [18] FLIESS M, JOIN C. Model-free control[J]. International Journal of Control, 2013, 86(12): 2228-2252.
- [19] CAO L, LI H, ZHANG H. Model-free power control of front-end PFC AC/DC converter for on-board charger[C]//2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia). Hefei, China: IEEE, 2016: 2719-2723.
- [20] ZHOU Y, LI H, ZHANG H. Model-free deadbeat predictive current control of a surface-mounted permanent magnet synchronous motor drive system[J]. Journal of Power Electronics, 2018, 18(1): 103-115.
- [21] LE H N, ORIKAWA K, ITOH J I. Circuit-parameter-independent nonlinearity compensation for Boost converter operated in discontinuous current mode[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2): 1157-1166.
- [22] LI B, HUANG S, CHEN X. Performance improvement for two-stage single-phase grid-connected converters using a fast DC bus control scheme and a novel synchronous frame current controller[J]. Energies, 2017, 10(3): 1-30.

#### 作者简介:



曾燊杰

曾燊杰(1993—),男,广西贵港人,硕士研究生,主要研究方向为开关电源控制与设计;

李红梅(1969—),女,安徽淮北人,教授,博士研究生导师,通信作者,主要研究方向为新能源汽车、电机控制、故障诊断与容错控制等(E-mail: hongmei.li@hfut.edu.cn);

张恒果(1992—),男,安徽合肥人,博士研究生,主要研究方向为开关电源控制与设计。

(编辑 李玮)

## Model-free predictive current control for Boost PFC converter

ZENG Shenjie, LI Hongmei, ZHANG Hengguo, DONG Xikang, GU Jiayuan

(School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

**Abstract:** The Boost PFC (Power Factor Correction) converter may enter the discontinuous conduction mode of inductor current when in medium- and light-load conditions. Linear proportional-integral controller has difficulty in controlling the average inductor current effectively, resulting in severe distortion of input current. To improve the input current quality, the model-free predictive current controller is proposed, based on the unified ultra-local model of the converter and the inspiration of predictive control, to generate the appropriate duty cycle signal and enhance the response speed of the current loop. The proposed method not only overcomes the dependence on system parameters of the controller, but also enhances the current control performance of the converter in both continuous conduction mode and discontinuous conduction mode, avoiding additional mode recognition algorithms or hardware detection circuits.

**Key words:** power factor correction; Boost converter; ultra-local model; model-free predictive current control; current distortion

## 附录

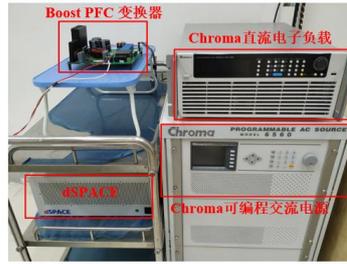


图 A1 Boost PFC 变换器实验平台

Fig.A1 Experiment platform for Boost PFC converter