



单周期控制的三相 PWM 整流器的动态特性研究

雷 涛, 张晓斌, 林 辉, 赵敬辉

(西北工业大学 自动化学院, 陕西 西安 710072)

摘要: 分析了在单周期控制条件下三相高功率因数整流器的工作原理, 并推导了三相 PWM 整流器的开关数学模型和等效控制方程。在建立此模型的基础上, 基于庞加莱映射推导了三相 PWM 整流器工作时的稳定性条件及动态特性。应用仿真软件 Saber 在以上理论分析基础上完成了功率因数校正变换器建模与数字仿真, 并进行了 2 kW 三相 PWM 整流器的试验研究, 详细研究了系统在负载变化或输入电压扰动等动态情况下的稳定性和动态特性, 仿真和试验结果验证了理论分析的正确性。

关键词: 单周期控制; 功率因数校正; PWM 整流器; 稳定性分析; 庞加莱映射

中图分类号: TM 461

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2007)08-0021-05

0 引言

在多种有源功率因数校正(PFC)方案中, 单相整流器方案主要用于中、小功率; 三相 PWM 整流器方案用于大功率的场合。在三相高功率因数整流器中, 六开关桥式整流器是最常用的拓扑结构。在该拓扑结构中, 低功率因数主要是由谐波畸变引起的。在关于三相高功率因数整流器控制方式的文献中, 最常用的是电流滞环控制^[1-2]和 $d-q$ 变换控制方式^[3], 以及空间矢量控制方式^[4-6]用于控制三相六开关拓扑电路。电流滞环控制常常会产生可变的开关频率, 使滤波器设计变得困难。 $d-q$ 变换控制方式和空间矢量控制是基于数字信号实现的, 这造成了控

制电路系统的复杂性, 成本高, 且可靠性降低。

这里采用的单周期控制技术是一种大信号非线性 PWM 技术, 电路简单可靠, 具有不带乘法器、响应速度快等优点。三相向量控制的单周期功率因数校正电路^[7]能达到高功率因数和低电压畸变率, 且不需要繁琐的参考量计算过程。因三相功率因数校正技术目前还不够成熟, 特别是单周期控制技术尚未实际应用到三相 PWM 整流电路中, 在此主要对这种控制技术在稳态和动态工作条件下的性能进行仿真和试验研究, 并结合非线性系统的稳定性问题进行理论分析, 为该控制技术应用与实际作一些有益的探索。

1 电路结构与工作原理

这里所研究的单周期控制三相功率因数校正电

收稿日期: 2006-07-04; 修回日期: 2007-03-19

+++++

路的结构包括作为主电路的三相桥式电路,如图 1 所示。主电路是三相 H 桥式升压整流电路。电源侧在正常工作情况下提供对称的三相正弦交流电压 u_a 、 u_b 、 u_c 和电流 i_a 、 i_b 、 i_c 。桥式整流器包含 3 个大小相等的电感 $L_a=L_b=L_c=L_f$ 及 6 个开关管 $V_{Ti}(i=1\sim6)$ 分别分布在三相中某一相的上桥臂和下桥臂。每一桥臂的上下 2 个开关管工作在互补方式下,在开关频率很高的情况下,变换器可以工作在连续导通模式下(CCM)。

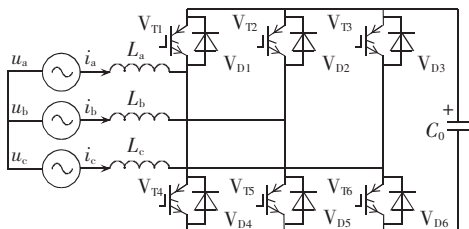


图 1 三相六开关升压整流器拓扑图

Fig.1 Topology of three-phase H-bridge boost rectifier

将电压的 1 个线性周期划分为 6 个区间,三相整流器可以通过在每个 60° 区间内控制两相的开关,同时另一相开关在此区间内保持开通或断开状态来实现单位功率因数。可以将图 1 所示的三相整流器解耦成图 2、3 所示的拓扑结构。在图 3 中,开关 S_p 、 S_n 为在不同区间的开关管的组合, U_p 、 U_n 为不同区间所对应的等效电压,在 $[0^\circ, 60^\circ]$ 内分别为 u_{ab} 、 u_{cb} ; L_p 、 L_n 分别对应 L_a 、 L_b 、 L_c 。从该拓扑图中可以看出, S_p 、 S_n 的开关状态有 4 种:

- S_p 、 S_n 均开通;
- S_p 开通, S_n 断开;
- S_p 断开, S_n 开通;
- S_p 、 S_n 均断开。

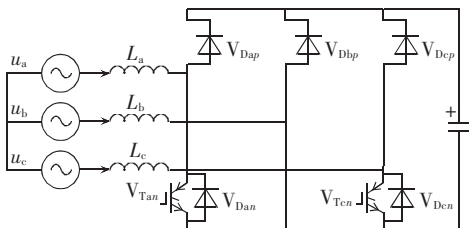


图 2 $[0^\circ, 60^\circ]$ 区间内的三相升压整流电路

Fig.2 Three-phase boost rectifier for interval $[0^\circ, 60^\circ]$

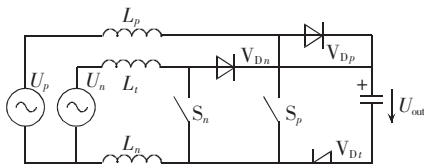


图 3 $[0^\circ, 60^\circ]$ 区间内并联双端升压拓扑等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of dual parallel boost topology for interval $[0^\circ, 60^\circ]$

根据这 4 种不同的开关状态可以分析电感 L_p 、 L_n 上的电压值,当 PFC 整流器工作在固定开关频率时,如果在下降沿调制,在每个开关周期只可能有 2 种开关顺序,即 **a**、**b**、**d**(满足 $d_p > d_n$, d_p 、 d_n 分别为开关管 S_p 、 S_n 的占空比)和 **a**、**c**、**d**($d_p < d_n$)。因为开关频

率远高于电网频率,因此在 1 个开关周期内,电感电压的平均值可以认为等于零。如果令式(1)成立^[7]:

$$\begin{bmatrix} U_p^* \\ U_n^* \\ U_t^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 \\ 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_p \\ U_n \\ U_t \end{bmatrix} \quad (1)$$

则由式(1)可得式(2):

$$U_p^* d_n + \left(U_p^* + \frac{1}{3} U_{out} \right) (d_p - d_n) + \left(U_p^* - \frac{1}{3} U_{out} \right) (1 - d_p) = 0$$

$$U_n^* d_n + \left(U_n^* + \frac{2}{3} U_{out} \right) (d_p - d_n) + \left(U_n^* - \frac{1}{3} U_{out} \right) (1 - d_p) = 0 \quad (2)$$

$$U_t^* d_n + \left(U_t^* - \frac{1}{3} U_{out} \right) (d_p - d_n) + \left(U_t^* - \frac{2}{3} U_{out} \right) (1 - d_p) = 0$$

对于一个对称(平衡)的三相系统,由于 $u_a + u_b + u_c = 0$, 则有以下式成立:

$$U_p^* + U_n^* - U_t^* = 0$$

由式(2)可以化简得到:

$$\begin{bmatrix} 1 - d_p \\ 1 - d_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_p^* / U_{out} \\ U_n^* / U_{out} \end{bmatrix} \quad (3)$$

在稳定状态时,等式 $U_{out} / U_{in} = 1 / (1 - D)$ 对工作在连续导通模式的直流升压变换器是成立的。这里 U_{in} 、 U_{out} 分别代表 DC-DC 升压变换器的输入和输出电压。式(3)给出了并联双端升压拓扑电路的输入电压、输出电压和占空因数三者之间的固定关系。只要电路工作在连续导通模式,这个等式并不依赖于控制电路,即与所采取的控制方案无关。

2 三相单周期 PFC 控制器

为了实现三相电路单位功率因数和输入电流低失真度,可通过图 4 所示的单周期控制模块来完成上述目标。

单周期控制电路包含单周期控制核心电路,一组向量选择逻辑器件和反馈电路,单周期控制核心电路包含 3 个加法器、2 个比较器、1 个带复位的积分器和 2 个触发器。向量工作逻辑电路包括区间选择电路,根据线电压的状态将 1 个线性周期划分为 6 个区间,多路开关电路从三相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 选择向量电流 I_p 、 I_n ,将 2 个驱动信号送到对应的开关上,反馈环调节直流侧电压 U_{out} ,该电压围绕参考电压调节,使它在稳态工作过程中保持常量。误差信号通过比例-积分(PI)控制器 $A_v(s)$ 形成调制信号 U_m ,单周期控制核心电路将 U_m 与 I_p 、 I_n 调制在一起,在触发器输出端产生开关触发信号 Q_p 、 Q_n ,这样开关的占空比信号 d_{ij} 与开关管 S_i 联系在一起。

对于单位功率因数的三相 PWM 整流电路,在一个开关周期内,每相电感电流 i_a 、 i_b 和 i_c 分别跟踪正弦相电压 u_a 、 u_b 和 u_c 。用公式表示为

$$u_a = R_e i_a, \quad u_b = R_e i_b, \quad u_c = R_e i_c$$

式中 R_e 代表反映负载电流的等效电阻。

由于系统是对称、平衡的三相系统,通过控制电感电流 I_p 、 I_n 分别跟踪电压 U_p^* 和 U_n^* ,即可实现控制的目的。因此,三相 PFC 控制的目标可表示为下式:

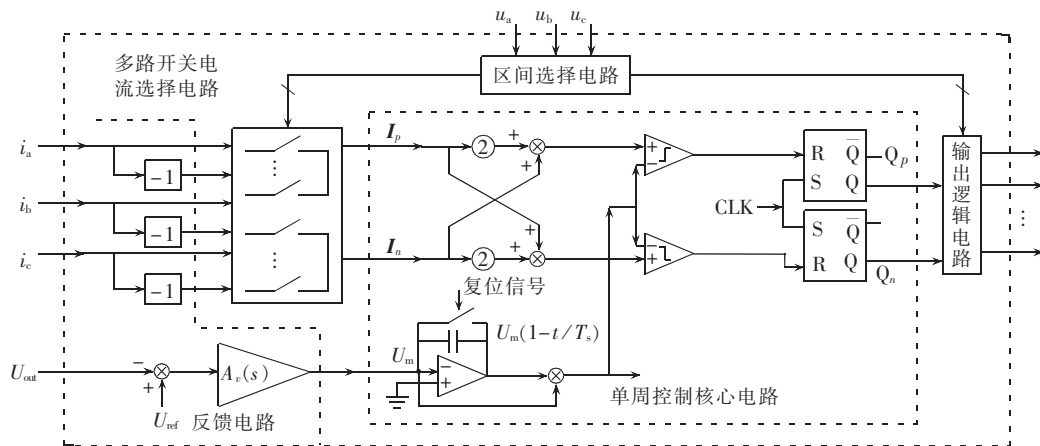


图 4 单周期控制核心电路框图

Fig.4 Kernel of one-cycle control

$$U_p^* = R_e I_p, \quad U_n^* = R_e I_n \quad (4)$$

将式(4)代入式(3)中得到:

$$\begin{bmatrix} 1-d_p \\ 1-d_n \end{bmatrix} = \frac{R_e}{U_{out} R_s} R_s \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_{lp} \rangle \\ \langle i_{ln} \rangle \end{bmatrix} \quad (5)$$

这里, R_s 表示等效的电流检测电阻(假设三相的电流检测电阻都等于 R_s)。

令 $U_m = U_{out} R_s / R_e$, U_m 表示反馈电压环误差补偿器的输出,式(5)可被重写为

$$U_m \begin{bmatrix} 1-d_p \\ 1-d_n \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_{lp} \rangle \\ \langle i_{ln} \rangle \end{bmatrix} \quad (6)$$

式(6)即为实现单周期控制的核心函数,只要控制了开关 S_p 、 S_n 的占空比,使其组合满足式(6),就可以实现三相整流电路的单位功率因数。

3 单周期控制电路的动态分析

首先,单周期控制的三相 PWM 整流电路是一个变结构分段线性化的非线性系统,因此使用庞加莱映射法对系统的稳定性进行分析是非常有效的。根据庞加莱映射分析^[8],状态变量(三相电感电流和电容电压)的动态关系可以绘制出来,在系统稳定的情况下,状态变量运动轨迹收敛于封闭轨道 γ 。可以通过选择一个局部横截面 Σ ,使得状态运动轨迹总是穿过这个截面,在状态轨迹每次穿过横截面时,对状态变量进行采样。这些采样点就形成了一个新的离散事件系统,称为庞加莱映射 $P(q)$,这一映射描述了系统状态变量的动态特性,对绝大多数功率变换器而言,通过对庞加莱映射的分析即对在 Σ 平面上稳定性分析就可以反映整个原系统的稳定性。对于图 5 所示的工作波形图,每个时钟周期开始时,对应 2 个等效开关管开通,此时电感充电,电感电流上升,当积分器输出电压与信号 I 和信号 II 等效电感电流之和相等时,开关关断,此时电感处于放电状态,电感电流下降,从图中可看出,电感电流具有上升斜率为 $m_1 = R_s u_{ab} / L_f$,且其对应的下降斜率为 $m_2 = R_s (E - u_{ab}) / L_f$,载波信号 $U_m(1-t/T_s)$ 的斜率为 $m_c = U_m / T_s$,假定电感电流随时间线性变化,通过对图中波形的几何关系分

析可以建立起关于第 n 个开关周期和第 $n+1$ 个周期占空比的离散映射关系,在这里对于 2 个开关管的占空比 d_n 、 d_p 都是存在如下关系:

$$d_{n+1} = \frac{m_2}{m_c + m_1} + \frac{m_c - m_2}{m_c + m_1} d_n \quad (7)$$

为了判断系统的稳定性,对式(7)求导数得到:

$$\mu = \frac{d}{dd} f(d) = \frac{m_c - m_2}{m_c + m_1}$$

系统稳定工作在工作区,需要满足 $|\mu| < 1$ 即可,这样可以得到在如下的条件下,单周期控制电路是渐近稳定的:

$$m_c \geq (m_2 - m_1) / 2 \quad (8)$$

单周期电路控制波形如图 5 所示,其中 m_1 、 m_2 为信号 $R_s(2i_p + i_n)$ 与 $R_s(2i_n + i_p)$ 的上升斜率与下降斜率, m_c 为带复位积分器所产生的等效斜率。

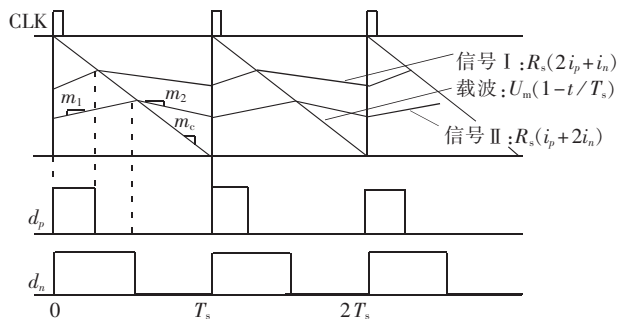


图 5 单周期控制在几个开关周期内的波形图

Fig.5 Waveforms of one-cycle control for a few switching cycles

由于 PFC 电路的开关频率远远高于相电流的频率,控制信号 $R_s(2i_p + i_n)$ 与 $R_s(2i_n + i_p)$ 的脉动主要受开关动作的控制,同时它们的平均值在相邻的几个开关周期内可以认为是恒定的,因此斜坡信号 m_1 、 m_2 可以从开关状态计算得出。在前面已知对于开关 S_p 、 S_n 有 4 种状态组合,这样相电流 i_a 、 i_c 和它们的线性组合可以根据这些开关状态计算出来。 u_{ab} 、 u_{cb} 分别为 A、C 相对 B 相的线电压,应该注意的是,在此区间只有 a、b、d 和 a、c、d 2 种开关顺序是可能的。而信号 $R_s(2i_p + i_n)$ 的斜率如下式所示:

$$m_1 = R_s u_{ab} / L_f, \quad m_2 = R_s (U_{out} - u_{ab}) / L_f \quad (9)$$

将式(7)和式(8)结合起来,得到单周期控制电路的局部稳定条件:

$$U_m \geq R_s (U_{out} - 2u_{ab}) / L_f \quad (10)$$

由于是三相三线整流电路,所以有 $i_a + i_b + i_c = 0$,从而得到在 $[0^\circ, 60^\circ]$ 内:

$$\begin{aligned} 2i_p + i_n &= 2i_a + i_c = i_{ab} \\ i_p + 2i_n &= i_a + 2i_c = i_{cb} \end{aligned} \quad (11)$$

如果式(6)的控制目标得到满足,由式(10)可知需要 i_{ab} 、 i_{cb} 与 u_{ab} 、 u_{cb} 同相位,系统就可以达到单位功率因数。因为三相电路具有的对称性,在这里推导的过程同样也适用于其他区间。从以上分析可见,式(7)的条件是单周期控制方法全局收敛的充分条件,因此在实际电路参数的选择上没有必要过于严苛。另外,即使当式(7)的条件是部分满足时,单周期控制的整流电路依然可保持稳定,例如在 $[0^\circ, 60^\circ]$ 区间内,线电压 u_{ab} 在 $u_{ab-peak}/2$ 到 $u_{ab-peak}$ 之间变化,如果 $U_{out} < 2u_{ab-peak}$,且 u_{ab} 接近峰值时,式(7)的条件总是满足。当 u_{ab} 在该区间较小部分变化时,式(7)就不一定成立,这就有可能出现局部发散的情况,但是在满足收敛条件之前电流不会超出极限范围。

为了验证单周期控制方式下 PFC 电路的全局稳定性条件,对一些典型的动态工作情况进行了研究,在此主要对以下情况进行了研究:

- 运行状态的改变,如电路启动或停止工作情况;
- 负载变化或环境参数的扰动现象,例如负载功率阶跃变化情况;
- 输入电源特性的变化,如输入电压幅度、频率、三相相位的变化情况。

4 试验与仿真研究

为了验证所分析理论的正确性,根据上述推导的理论结果进行系统仿真设计和试验研究^[9],研究了在航空电源应用条件下的稳定性情况,应用的仿真软件是 Saber,仿真条件为:输入电压为三相交流 115 V, 400 Hz;输出直流电压为 300 V;输出功率为 9 kW;升压电感为 0.1 mH;滤波电容为 500 μ F;电压反馈电路中 $K_p=30$, $K_i=0.1$;开关频率为 50 kHz。在输入电源幅度变化、频率变化、三相电压相位变化、负载变化的情况下分别进行了仿真,限于篇幅给出了在输入电源频率变化和负载变化情况下的仿真结果,如图 6、7 所示,从仿真结果看出,在这些动态变化时,单周期控制方式可以保证系统的稳定性,实现高功率因数和低电流畸变,并且保证三相电流失真度在军用标准要求的 5% 之内^[10]。

在实际试验中设计了 2 kW 的三相 PFC 试验电路,试验参数如下:输入电压为三相交流 115 V,频率为 50 Hz,输出电压为 400 V,开关频率为 20 kHz,交流侧输入电感为 0.6 mH,直流侧滤波电容为 400 μ F。由示波器观测到 A 相稳态电压、电流波形见图 8、9,

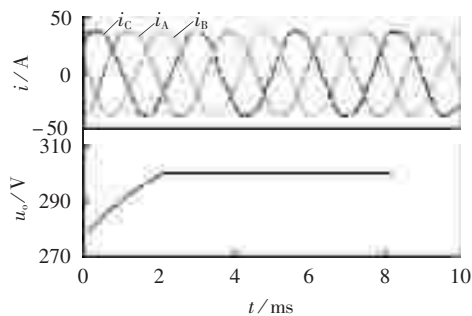


图 6 三相电流与输出电压仿真波形
(输入频率在 393~407 Hz)

Fig.6 Simulative waveforms of three-phase currents and output voltage (input frequency varies from 393~407 Hz)

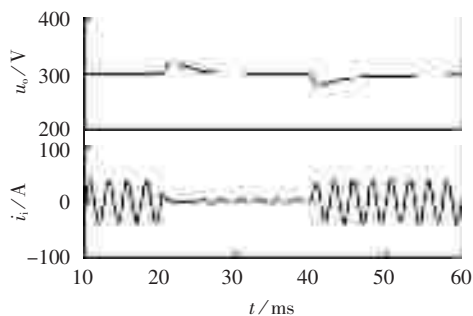


图 7 负载变化时的输出电压与输入电流波形 (100%~10%~100%)

Fig.7 Waveforms of output voltage and input current (load changes from 100% to 10% and back to 100%)

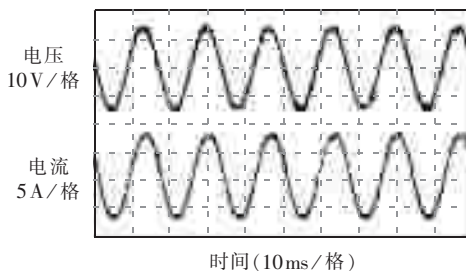


图 8 单周期校正后的 A 相电压、电流波形

Fig.8 Waveforms of phase A voltage and current after one-cycle correction

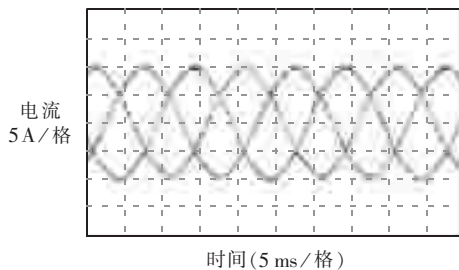


图 9 三相电流波形

Fig.9 Waveforms of three-phase currents

根据对电流波形数据进行傅里叶分析可得到总谐波畸变率(THD)为 3.7%,功率因数可以达到 0.997 左右,另外在上面 2 种动态状态下进行了试验,试验波形如图 8~11 所示。从图 10 可以看出,在 PFC 启动后,响应速度比较合适,没有出现超调,而且动态时间在 3~6 个电源周期内,这也可以接受,并且通过

调节输出电压反馈的 K_p 、 K_i 参数还可以进一步缩短时间,在图 11 负载发生阶跃变化时,响应过程也比较快和平滑,达到了较好的动态结果。

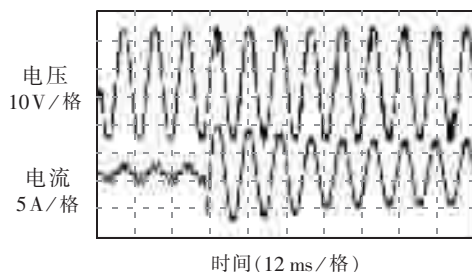


图 10 启动瞬时的 A 相电压、电流波形

Fig.10 Waveforms of phase A startup voltage and current

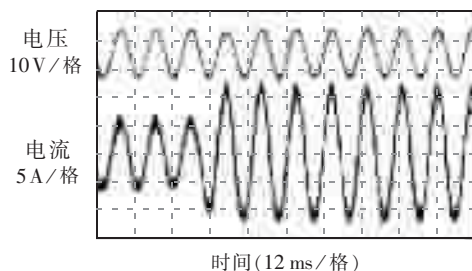


图 11 负载变化(从 50%~100%)时的波形

Fig.11 Waveforms of voltage and input current(load changes from 50% to 100%)

5 结论

从以上理论分析和试验结果可以看出,基于单周期控制的三相 PWM 整流器,只要能解耦成文中所提出的并联双端升压拓扑结构,都可以实现单位功率因数和较低的电流畸变,除了具有开关频率恒定、不需要乘法器、控制简单等优点外,还同时具有较好的动态响应特性及较好的稳定性,因此该技术具有非常好的应用前景。

参考文献:

- [1] 王兆安,杨君,刘进军,等. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京:机械工业出版社,1998.
- [2] DAWANDE M S,KANETKAR V R,DUBEY G K. Three-phase switch mode rectifier with hysteresis current control[J]. IEEE Trans Power Electron,1996,11(3):466-471.
- [3] PENG F Z,LAI J S. Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power system[J]. IEEE Trans Instrument and Measurement,1996,45(1):293-297.
- [4] MIN B-D,YOUM J-H,KWON B-H. SVM-based hysteresis current controller for three-phase PWM rectifiers[J]. IEE Proceedings-Electric Power Application,1999,46(2):225-230.
- [5] MALINOWSKI M,KAZMIERKOWSKI M P. Direct power control of three-phase PWM rectifier using space vector modulation-simulation study[C]//Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. L'Aquila,Italy:[s.n.],2002:1114-1118.
- [6] MA Hao,LANG Yun-ping,CHEN Hui-ming. A simplified algorithm for space vector modulation of three-phase voltage source PWM rectifier[C]//2004 35th IEEE Power Electronics Specialists Conference. Aachen,Germany:[s.n.],2004:3665-3670.
- [7] QIAO C,SMEDLEY K M. A general three-phase PFC controller for rectifiers with a parallel-connected dual boost topology[J]. IEEE Trans Power Electron,2002,17(6):925-934.
- [8] SMEDLEY K M. Poincare stability analysis of switching converters with nonlinear control[J]. IEEE Power Electron Soc Newslett,2002,14(1):3-4.
- [9] 张厚升. 基于单周期控制的高功率因数整流器的研究[D]. 西安:西北工业大学,2005.
ZHANG Hou-sheng. The study of high power factor rectifies based on one-cycle control [D]. Xi'an:Northwestern Polytechnical University,2005.
- [10] SMEDLEY K,JIN Tao-tao. One-cycle control and its application in power quality control and renewable power generation [C]//IEEE Power Engineering Society General Meeting. San Francisco,CA,USA:[s.n.],2005:2999-3007.

(责任编辑:李玲)

作者简介:

雷涛(1974-),男,陕西华县人,讲师,博士研究生,研究方向为检测技术及自动化装置、电力电子技术(E-mail:lttiger@nwpu.edu.cn);

张晓斌(1963-),男,山东淄博人,教授,研究方向为电力电子与电气传动、航空电气工程。

Study on dynamic performance of one-cycle controlled three-phase PWM rectifier

LEI Tao,ZHANG Xiao-bin,LIN Hui,ZHAO Jing-hui

(Northwestern Polytechnical University,Xi'an 710072,China)

Abstract: The operating principle of three-phase PFC(Power Factor Correction) rectifier under OCC(One-Cycle Control) is analyzed and the mathematic switching model and equivalent control equation for three-phase OCC-PFC are derived,based on which,its working stability conditions and dynamic performance are derived based on Poincare mapping. The modeling and digital simulation of PFC converter are implemented with Saber simulation software,and the experiments of 2kW three-phase PWM rectifier are carried out. Its stability performance and dynamic performance under load change or input voltage disturbance are studied. Simulative and experimental results verify the theoretic analysis.

Key words: one-cycle control; PFC; PWM rectifier; stability analysis; Poincare mapping