

三相 PWM 整流器开关模式逻辑电流控制

杜吉飞, 赵红雁, 郑琼林

(北京交通大学 电气工程学院, 北京 100044)

摘要: 提出一种新型三相脉宽调制(PWM)整流器非调制方法,即开关模式逻辑电流控制。该方法选择离给定电压矢量最近的空间矢量对应的开关模式作为输出,并运用比较器和逻辑运算实现整个控制过程。与传统滞环电流控制、空间矢量滞环电流控制相比,该方法能够在保证算法简便性的同时,明显减少交流侧电流谐波含量。通过对 3 种方法的仿真和实验结果进行分析,验证了所提方法的有效性、优越性。

关键词: 脉宽调制; 整流器; 开关模式; 电流控制; 逻辑运算; 滞环

中图分类号: TM 761

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.02.013

0 引言

由于三相脉宽调制(PWM)整流器可实现四象限储能、并网发电、有源滤波等功能,故随着电动汽车充电站、集中性光伏并网发电、电能质量优化等领域的快速发展,三相 PWM 整流器的市场需求也不断增长。国内外已提出了大量控制方法并成熟应用到各个行业。尽管不同的应用场合对 PWM 整流器控制系统的要求不同,总体可以分为调制和非调制 2 种方案。调制方案采用调制信号与三角载波比较的方式输出开关信号,包括占空比控制^[1]、单周期控制^[2-3]、基于空间矢量调制的控制方法^[4-5]等。这类方法能够精确控制占空比,也可实现固定开关频率,具有较好的稳态性能,但由于存在调制周期的限制,从 AD 采样到装载调制波的时间要滞后半个或一个载波周期,控制的滞后性比较明显。为尽可能消除这种滞后性,诸多的预测控制方法^[6-7]也相继提出,但这些方法势必增加算法复杂性。而非调制方案无需载波比较,AD 采样、运算后直接决定三相开关管的开或关,比如评价函数法^[8-9]、查表^[10-11]及滞环电流控制^[12-16]等方法。这类方法的占空比受采样周期的限制而不够精确,开关频率一般不固定,但由于这类方法能够在算法结束时立即执行开关管,具有较强的实时性和快速性。

在非调制方案中,滞环电流控制 HCC(Hysterisis Current Control)由于其算法简便、易于硬件实现,最适合应用在实时性较高的场合^[17]。但传统的滞环算法不能协调控制三相电流,开关次数较多,开关损耗较大,采用降低采样频率或增加滞环宽度的方法虽然可以降低开关次数,但同时会增大谐波含量。故在非调制方案中,开关次数、谐波含量及实施难易程度,是评价算法优劣的重要因素。文献^[12-13]提出了改变环宽方法提高其性能,但这势必增加算法复杂性;文献^[14-16]提出了基于空间矢量的滞环电流

控制,这类方法在确保其简便性的同时大幅降低了开关次数,但谐波含量没有明显减小,动态性能不佳,而且不易选取合适的环宽。

为此,本文提出了一种新颖的非调制方案——开关模式电流控制,其运用矢量控制的原理,能够选取最优的开关模式来消除电流误差。此方法无需 Clarke 及 Park 变换,无需滞环宽度的选取,且通过控制频率来限制开关频率,与滞环方法相比,本方法几乎同样简便,而且具有更优越的动态和稳态性能。

1 三相变流器电流控制原理

图 1 为三相变流器拓扑结构图, e_a, e_b, e_c 为交流侧电压源电压值; i_a, i_b, i_c 为三相交流电流值,设定的参考方向为交流侧流向直流侧; L 为交流侧电感值; u_{dk} 为直流侧电压值; s_a, s_b, s_c 为三相开关函数, s_a 取值 0,表示上桥臂为 0、下桥臂为 1, s_a 取值 1,表示上桥臂为 1、下桥臂为 0, s_b, s_c 类似。三相开关信号用来控制三相电流的变化方向,电感值 L 决定电流变化率,设 $k \in (a, b, c)$, 则:

$$u_{k0} = e_k - L di_k / dt \quad (1)$$

其中, u_{k0} 为第 k 相交流侧桥臂电压。误差电流为:

$$\Delta i_k = i_k^* - i_k \quad (2)$$

其中, i_k^* 为交流电流给定值。

为了控制电流变化方向使其能够消除误差电

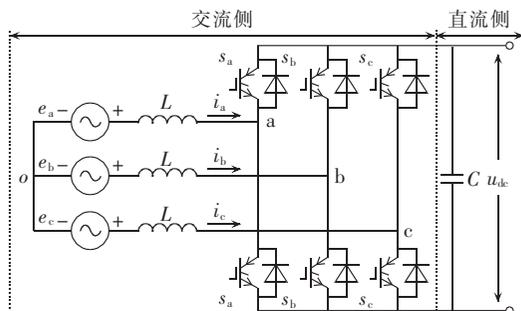


图 1 三相变流器拓扑结构

Fig.1 Topology of three-phase converter

流,则式(1)可变为:

$$u_{ko}^* = e_k - \frac{L}{T} \Delta i_k \quad (3)$$

其中, T 为控制周期; u_{ko}^* 为交流侧桥臂指令电压,其矢量形式如式(4)所示。

$$\mathbf{U}^* = u_{a0}^* + u_{b0}^* e^{j2\pi/3} + u_{c0}^* e^{j4\pi/3} \quad (4)$$

这样,就可以使 u_{a0}^* 、 u_{b0}^* 、 u_{c0}^* 跟踪 u_{a0}^* 、 u_{b0}^* 、 u_{c0}^* , 进而达到 i_a^* 、 i_b^* 、 i_c^* 跟踪 i_a^* 、 i_b^* 、 i_c^* 的目的。

将 \mathbf{U}^* 划分为图 2 所示 7 个区域,当 \mathbf{U}^* 位于不同区域时,选择不同的开关模式。如果 \mathbf{U}^* 满足下式:

$$\begin{bmatrix} -u_{dc}/3 \\ -u_{dc}/3 \\ -u_{dc}/3 \end{bmatrix} < \begin{bmatrix} u_{a0}^* \\ u_{b0}^* \\ u_{c0}^* \end{bmatrix} < \begin{bmatrix} u_{dc}/3 \\ u_{dc}/3 \\ u_{dc}/3 \end{bmatrix} \quad (5)$$

说明 \mathbf{U}^* 位于中间的六边形区 Z_k , 选择零矢量开关模式(000)或(111)。否则,当 $u_{a0}^* \geq 0, u_{b0}^* \leq 0, u_{c0}^* \leq 0$ 时, \mathbf{U}^* 位于区域 I_k , 选择开关模式(100); 当 $u_{a0}^* \geq 0, u_{b0}^* \geq 0, u_{c0}^* \leq 0$ 时, \mathbf{U}^* 位于区域 II_k , 选择开关模式(110); 其他情况依此类推。综上所述,开关模式可按表 1 选取。

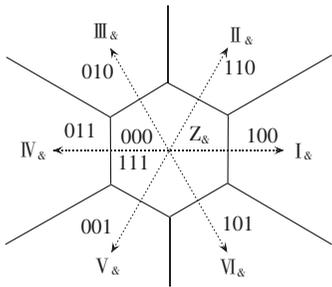


图 2 \mathbf{U}^* 所在区域
Fig.2 Regions of \mathbf{U}^*

表 1 开关模式选择规则

Table 1 Rules of switching pattern selection

满足条件	\mathbf{U}^* 区域	开关模式
$u_{a0}^* \geq 0, u_{b0}^* \leq 0, u_{c0}^* \leq 0$	I_k	(100)
$u_{a0}^* \geq 0, u_{b0}^* \geq 0, u_{c0}^* \leq 0$	II_k	(110)
不满足式(5) $u_{a0}^* \leq 0, u_{b0}^* \geq 0, u_{c0}^* \leq 0$	III_k	(010)
$u_{a0}^* \leq 0, u_{b0}^* \geq 0, u_{c0}^* \geq 0$	IV_k	(011)
$u_{a0}^* \leq 0, u_{b0}^* \leq 0, u_{c0}^* \geq 0$	V_k	(001)
$u_{a0}^* \geq 0, u_{b0}^* \leq 0, u_{c0}^* \geq 0$	VI_k	(101)
上一次开关模式为(000)或(100)或(010)或(001)	Z_k	(000)
(5) 上一次开关模式为(111)或(011)或(101)或(110)	Z_k	(111)

2 三相变流器电流控制实现方法

首先确定是否选择零矢量开关模式,定义二进制变量 B_{kx} 和 B_{ky} 如下:

$$\begin{cases} \text{如果 } u_{ko}^* \geq u_{dc}/3, B_{kx}=0; \text{否则}, B_{kx}=1 \\ \text{如果 } u_{ko}^* \leq -u_{dc}/3, B_{ky}=0; \text{否则}, B_{ky}=1 \end{cases} \quad (6)$$

如此,式(5)可以转化为:

$$B_{ax} B_{ay} B_{bx} B_{by} B_{cx} B_{cy} \quad (7)$$

即如果式(7)的值为 1, 输出零矢量开关模式; 如果

其值为 0, 输出非零矢量开关模式。

对于零矢量开关模式(000)或(111)的选择, 遵循最小开关次数原则。若上一次开关模式为(000)或(100)或(010)或(001), 本次应输出(000); 若上一次开关模式为(111)或(011)或(101)或(110), 本次应输出(111)。为此, 定义如下算式:

$$(s_a^+ + s_b^+)(s_b^+ + s_c^+)(s_a^+ + s_c^+) \quad (8)$$

其中, s_k^+ 为第 k 相开关函数的上一次状态。如果式(8)的值为 0, 则本次输出的开关模式为(000); 如果式(8)的值为 1, 则本次输出的开关模式为(111)。

对于非零矢量开关模式的选择, 定义二进制变量 B_{ko} 来代表 u_{ko}^* 的正负号:

$$B_{ko} = \begin{cases} 1 & u_{ko}^* \geq 0 \\ 0 & u_{ko}^* < 0 \end{cases} \quad (9)$$

根据以上所述, 运用逻辑变换得到开关模式, 选择规则可将表 1 转化为表 2 所示, 通过表 2 推导的开关函数计算表达式为:

$$\begin{aligned} s_a &= (B_{ax} B_{ay} B_{bx} B_{by} B_{cx} B_{cy})(s_a^+ + s_b^+)(s_b^+ + s_c^+)(s_a^+ + s_c^+) + \\ &\quad (B_{ax} B_{ay} B_{bx} B_{by} B_{cx} B_{cy}) B_{a0} \\ s_b &= (B_{ax} B_{ay} B_{bx} B_{by} B_{cx} B_{cy})(s_a^+ + s_b^+)(s_b^+ + s_c^+)(s_a^+ + s_c^+) + \\ &\quad (B_{ax} B_{ay} B_{bx} B_{by} B_{cx} B_{cy}) B_{b0} \\ s_c &= (B_{ax} B_{ay} B_{bx} B_{by} B_{cx} B_{cy})(s_a^+ + s_b^+)(s_b^+ + s_c^+)(s_a^+ + s_c^+) + \\ &\quad (B_{ax} B_{ay} B_{bx} B_{by} B_{cx} B_{cy}) B_{c0} \end{aligned} \quad (10)$$

表 2 运用逻辑变量的开关模式选择规则
Table 2 Rules of switching pattern selection with logic variables

满足条件	\mathbf{U}^* 区域	开关模式
$B_{a0}=1, B_{b0}=0, B_{c0}=0$	I_k	(100)
$B_{a0}=1, B_{b0}=1, B_{c0}=0$	II_k	(110)
$B_{a0}=0, B_{b0}=1, B_{c0}=0$	III_k	(010)
$B_{a0}=0, B_{b0}=1, B_{c0}=1$	IV_k	(011)
$B_{a0}=0, B_{b0}=0, B_{c0}=1$	V_k	(001)
$B_{a0}=1, B_{b0}=0, B_{c0}=1$	VI_k	(101)
$B_{ax} B_{ay} B_{bx} B_{by} B_{cx} B_{cy} = 0$	Z_k	(000)
$B_{ax} B_{ay} B_{bx} B_{by} B_{cx} B_{cy} = 1$	Z_k	(111)

传统滞环电流控制 C-HCC(Conventional HCC)、空间矢量滞环电流控制 SV-HCC(Space Vector based HCC)、本文所述的开关模式逻辑电流控制 SP-CC(Switching Pattern logic Current Control)3 种方法的电流内环控制流程如图 3 所示。这里的 SV-HCC 运用文献[16]所述方法, 其电流误差的 α 分量运用 3 层滞环($i_w, i_w + \Delta i_w / 2, i_w + \Delta i_w$), β 分量运用 2 层滞环($i_w, i_w + \Delta i_w$)。

对于双闭环控制^[18], 为了简化运算过程, 式(6)中的 u_{dc} 可以由给定直流电压 u_{dc}^* 代替。由于交流电流给定值 i_k^* 是由 PI 调节器输出与电网电压 e_k 相乘得到的, 所以式(3)的 e_k 分量可以去除掉, 通过直流电压外环 PI 调节即可自动补偿, 故本方法双闭环控制流程如图 4 所示。

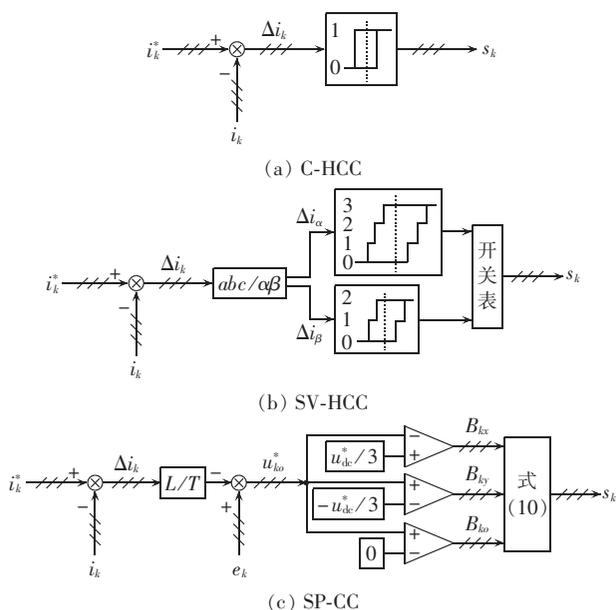


图 3 3 种方法的电流内环控制流程
Fig.3 Inner-loop current control of three schemes

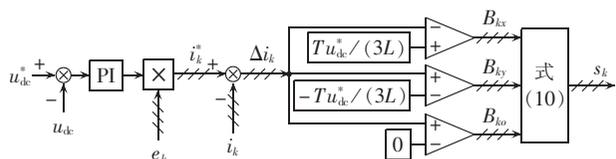


图 4 开关模式逻辑电流控制的双环控制流程
Fig.4 Dual-loop control of switching-pattern logic-current control

3 仿真及实验研究

3.1 仿真实验

为了验证本文所述方法的有效性,首先运用 MATLAB/Simulink 仿真平台进行验证,直流给定电压为 150 V,采用双闭环控制。为了限制采样频率,本文在电压和电流采样后增加零阶保持模块,以达到类似效果,采样周期与控制周期相同,整体参数如表 3 所示。为了验证所述方法的动态性能,直流侧负载在 0.3 s 时刻由 25 Ω 迅速切换为 10 Ω,从图 5 可以看出,交流侧电流 d, q 分量能够快速响应负载发生的变化,并最终达到稳定;从图 6 可以看出,由于电压外环的作用,其直流输出电压可以快速达到给定值,

表 3 仿真及实验参数

Table 3 Parameters of simulation and experiment

参数	仿真电路	实验电路
控制周期 T/ms	0.05	0.1
交流侧电感 L/mH	4	2.3
直流侧电容 $C/\mu\text{F}$	4700	4700
电源电压 $e_a, e_b, e_c/\text{V}$	42	30
电源频率 f/Hz	50	50
给定电压 u_k^*/V	150	120
直流侧负载 R_1/Ω	10	20

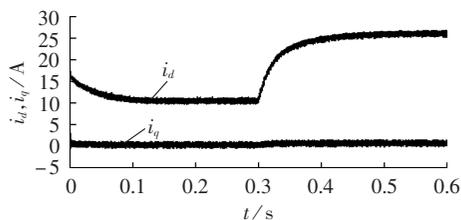


图 5 交流侧电流 d, q 分量波形
Fig.5 d - and q -component waveforms of AC-side current

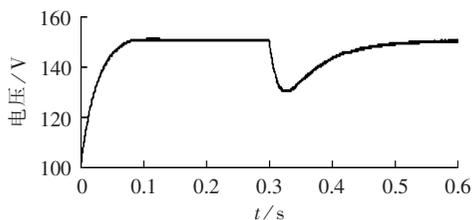


图 6 直流侧电压波形

Fig.6 Waveform of DC-side voltage

并在负载突变时快速恢复到给定值。

为了验证本文方法的优越性,分别用 C-HCC、SV-HCC、SP-CC 这 3 种方法进行对比仿真,直流侧负载为 10 Ω,其他参数不变,前 2 种方法的滞环宽度为:对于 C-HCC, $i_w=0 \text{ A}$;对于 SV-HCC, $i_w=0 \text{ A}$, $\Delta i_w=0.6 \text{ A}$ 。图 7 为 3 种方法开关次数曲线,可以看出, C-HCC 开关次数最多,本文方法开关次数略多于 SV-HCC。图 8 为 3 种方法交流侧电流 THD 值变化曲线, C-HCC 谐波含量最大,而使用本文方法的谐波电流含量远小于其他 2 种方法。

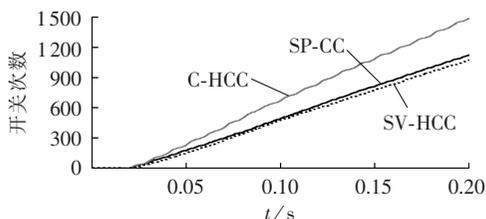


图 7 3 种方法开关次数曲线

Fig.7 Number of switching for three schemes

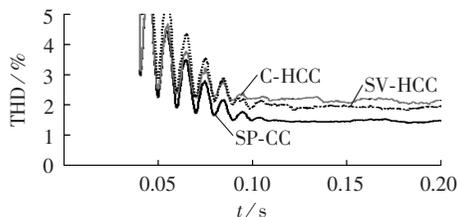


图 8 3 种方法交流侧电流 THD 值变化曲线

Fig.8 AC-side current THD for three schemes

3.2 实验研究

本文通过所搭建的样机对 3 种方法进行对比实验,运用 TMS320F28335 DSP 芯片作为处理器,运用双踪数字示波器检测电流 i_a 和开关信号 s_a ,运用 FLUKE 检测交流侧电流谐波含量。

图 9、图 10 为控制频率 10 kHz 时的实验结果,所选滞环宽度为:C-HCC, $i_w=0.4$ A;SV-HCC, $i_w=0.4$ A,

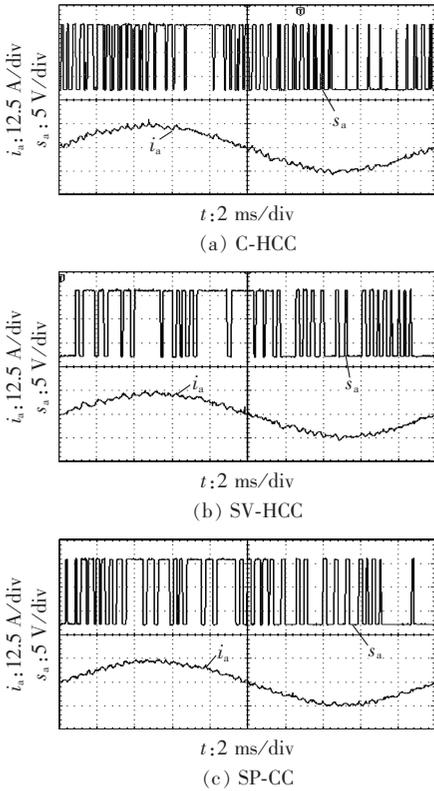


图 9 控制频率 10 kHz 下 a 相电流和开关信号波形

Fig.9 Current and switching signal of phase-a when control frequency is 10 kHz

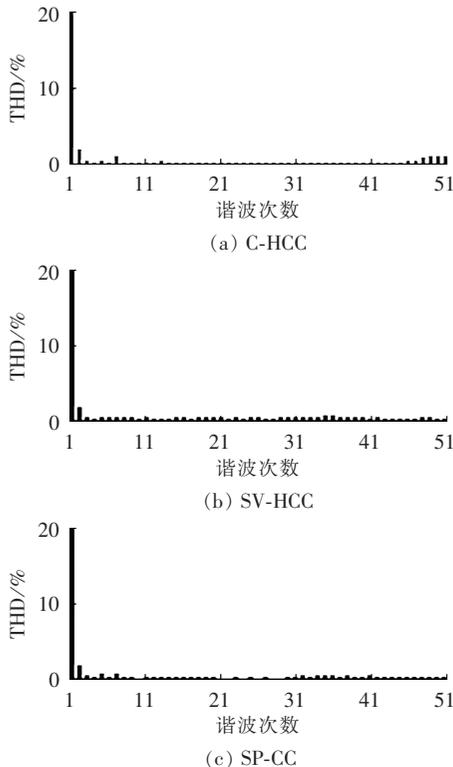


图 10 控制频率 10 kHz 下 a 相电流谐波含量

Fig.10 Harmonic current of phase-a when control frequency is 10 kHz

$\Delta i_w = 1.6$ A。从图中可以看出,在一个基波周期内,C-HCC、SV-HCC、SP-CC 这 3 种方法对应的开关次数分别为 42、29、32,对应的 THD 值分别为 4.1%、3.9%、3.2%。通过以上实验结果可以看出,当选取的滞环宽度很小时,本文所述方法在开关次数方面优于 C-HCC,但仍然不如 SV-HCC;在谐波含量方面,本文方法明显优于其他 2 种方法。实验结果与仿真所得结论一致。

针对三相变流器非调制方案,本文提出了一种开关模式电流控制方法,可以选择最优的开关模式来跟踪指令电流。通过对前文进行归纳,本方法与 2 种滞环电流控制方法的特性对比如表 4 所示。

表 4 3 种方法特性对比
Table 4 Comparison of characteristics among three schemes

参数	排序
谐波含量	C-HCC \approx SV-HCC > SP-CC
开关次数	C-HCC > SP-CC > SV-HCC
算法复杂性	SV-HCC > SP-CC > C-HCC
滞环带数量	SV-HCC(需要 i_w 和 Δi_w) > C-HCC(需要 i_w) > SP-CC(不需要)
系统参数的依赖性	SP-CC(需要 L 和 T) > C-HCC \approx SV-HCC(不需要)

4 结论

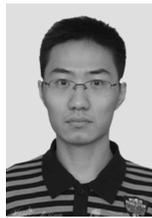
本文方法需要依赖电感值和控制周期 2 个参数为前提,能够达到更低的谐波含量,却未明显增加开关次数和算法复杂性,也无需设定环宽,只需通过设定控制频率来限定开关频率;而且该方法可以通过硬件实现,简便易行。

参考文献:

- [1] CHING-TSAI P, JENN-JONG S. A family of closed-form duty cycle control laws for three-phase Boost AC/DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(4): 530-543.
- [2] TANG Yi, LOH P C, WANG Peng, et al. One-cycle controlled three-phase PWM rectifiers with improved regulation under unbalanced and distorted input voltage conditions[C]//IEEE Power Electronics and Drive Systems Conference. [S.l.]: IEEE, 2009: 579-584.
- [3] DHARMRAJ V G, SREERAJ E S, KISHORE C, et al. One-cycle-controlled bidirectional AC-to-DC converter with constant power factor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(5): 1499-1510.
- [4] 李子欣, 李耀华, 王平, 等. PWM 整流器在静止坐标系下的准直接功率控制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(9): 47-54. LI Zixin, LI Yaohua, WANG Ping, et al. Novel quasi direct power control method for PWM rectifier in stationary frame[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(9): 47-54.
- [5] 赵葵银, 杨青, 唐勇奇. 基于虚拟磁链的 PWM 整流器的直接功率控制[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(2): 82-84. ZHAO Kuiyin, YANG Qing, TANG Yongqi. Direct power control

- of PWM rectifier based on virtual flux[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(2): 82-84.
- [6] 王萌, 施艳艳, 沈明辉, 等. 三相电压型 PWM 整流器模型自校正预测控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(8): 151-157.
WANG Meng, SHI Yanyan, SHEN Minghui, et al. Predictive control of three-phase voltage source PWM rectifiers based on model self-correction[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(8): 151-157.
- [7] 陈强, 任浩瀚, 杨志超, 等. 三相并网逆变器改进型直接功率预测控制[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(12): 100-105.
CHEN Qiang, REN Haohan, YANG Zhichao, et al. Improved predictive direct power control of three-phase grid-connected inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(12): 100-105.
- [8] PATRICIO C, JOSÉ R, PATRYCJUSZ A, et al. Direct power control of an AFE using predictive control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(5): 2516-2523.
- [9] SAMIR K, PATRICIO C, RENÉ V, et al. Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1826-1838.
- [10] ABDELOUAHAB B, FATEH K, JEAN-PAUL G. Fuzzy-logic-based switching state selection for direct power control of three-phase PWM rectifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1984-1992.
- [11] 王久和, 李华德. 一种新的电压型 PWM 整流器直接功率控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(16): 47-52.
WANG Jiuhue, LI Huade. A new direct power control strategy of three phase BOOST type PWM rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(16): 47-52.
- [12] RAHMAN K M, KHAN M R, CHOUDHURY M A, et al. Variable-band hysteresis current controllers for PWM voltage-source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1997, 12(6): 964-970.
- [13] TEKWANI P N, KANCHAN R S, GOPAKUMAR K. Novel current error space phasor based hysteresis controller using parabolic bands for control of switching frequency variations[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(5): 2648-2656.
- [14] 赵振波, 李和明, 董淑惠. 采用电流滞环调节器的电压矢量控制 PWM 整流器系统[J]. 电工技术学报, 2004, 19(1): 31-43.
ZHAO Zhenbo, LI Heming, DONG Shuhui. Voltage vector-controlled PWM rectifier system with current hysteresis regulators[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(1): 31-43.
- [15] KWON B H, MIN B D, YOU M J. An improved space-vector-based hysteresis current controller[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(5): 752-760.
- [16] MANSOUR M, SYED M I. A new vector-based hysteresis current control scheme for three-phase PWM voltage-source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(9): 2299-2309.
- [17] SIMONE B, LUIGI M, PAOLO M. Comparison of current control techniques for active filter applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(5): 722-729.
- [18] 朱永亮, 马惠, 张宗谦. 三相高功率因数 PWM 整流器双闭环控制系统设计[J]. 电力自动化设备, 2006, 26(11): 87-90.
ZHU Yongliang, MA Hui, ZHANG Zongqian. Dual closed-loop control for three-phase high-power-factor PWM rectifier[J]. Electric Power Automation Equipment, 2006, 26(11): 87-90.

作者简介:



杜吉飞

杜吉飞(1986—),男,天津人,博士研究生,研究方向为电力电子变流技术(E-mail: ft3350640@163.com);

赵红雁(1988—),男,河北南宫人,博士研究生,研究方向为电力电子变流技术;

郑琼林(1964—),男,浙江江山人,教授,博士研究生导师,博士,研究方向为电力电子与电力传动、载运工具控制与动力。

Switching pattern logic current control for three-phase PWM rectifier

DU Jifei, ZHAO Hongyan, ZHENG Trillion Q

(School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: A non-modulation scheme, the switching pattern logic current control, is proposed for three-phase PWM rectifier, which selects the corresponding switching pattern of the space vector closest to the reference voltage vector as the output and applies the comparators and logic operations to realize the whole control process. Compared with the conventional hysteresis-current control and space-vector hysteresis-current control, the proposed scheme has simpler algorithm and reduces significantly the harmonic contents of AC-side current. The simulative and experimental results of three control schemes are analyzed, which verifies the validity and superiority of the proposed scheme.

Key words: pulse width modulation; electric rectifiers; switching pattern; electric current control; logic operation; hysteresis