

文章编号: 1006-4710(2015)03-0289-06

三相整流器并联运行环流抑制策略

李辉, 王毅, 杨晓萍

(西安理工大学 水利水电学院, 陕西 西安 710048)

摘要: 整流器直接并联运行可以提高系统的可靠性和效率,减少成本,且易于模块化设计。但是整流器开关动作以及控制参数的不一致性会产生环流,导致整流器损耗增加,从而迫使整流器降低功率等级运行。控制环流是并联整流器设计的一个重要目标。本文以三相 PWM 整流器并联系统为例建立了环流的数学模型,针对环流问题,分析了影响环流大小的因素,验证了一个 PWM 周期内零矢量分布的改变不会影响控制目标,并通过控制空间矢量脉宽调制(SVPWM)算法中零矢量在每个 PWM 周期中的作用时间对环流加以抑制。最后通过 Matlab 仿真对本文的控制策略进行了验证。

关键词: 三相整流器; 直接并联运行; 零序环流; 数学模型; 零矢量控制

中图分类号: TM461 **文献标志码:** A

Control strategy of circulating current for parallel PWM converters

LI Hui, WANG Yi, YANG Xiaoping

(Faculty of Water Resources and Hydroelectric Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: The direct parallel of converters can improve the reliability and efficiency of the system, and reduce the costs, and it is convenient for modular design. But the switching motion and the inconsistency in control parameters may lead to circulation, whereby causing loss increase and force the converters to operate in a low level. For this reason, the control of circulating current is an important goal in the design of parallel converters. In this paper, the circulation mathematical model of three-phase PWM converter parallel system is established. Aimed at the problem of circulation, the factors affecting the size of circulation are analyzed. It is found out that the changes in zero vectors distribution in one PWM cycle will not affect control objectives. Controlling the operation time of zero vectors during every PWM cycle of space vector pulse width modulation (SVPWM) can suppress the circulating current. Finally, the effectiveness of control strategy is verified by Matlab simulations in this paper.

Key words: three phase converter; direct parallel operation; zero-sequence circulating current; mathematical model; zero vector control

随着环境保护意识的逐渐加强和能源需求的日益突出,新能源技术越来越成为学者研究的热点,整流器作为新能源的核心技术之一,在供电系统中得到广泛应用。为了满足系统对容量和可靠性的要求,整流器并联技术被广泛采用。整流器并联技术不仅可以在保持整流器开关现有耐电压和耐电流水平不变的情况下,提高整个系统的功率等级、可靠性以及效率,减小电流和电压的纹波,而且有利于系统

的模块化设计,易于系统重新配置,提高了系统的灵活性。零序环流是整流器并联系统中的特有问題,并联整流器的器件参数、开关动作以及控制参数的差异,都会导致环流产生。环流会增加功率器件的损耗,降低系统的效率。为了解决环流问题,传统的方法是使用独立的直流侧^[1],或者采用交流侧变压器隔离^[2],或者使用抽头电抗来提高零序阻抗^[3]等。这些方法虽然能够有效降低环流大小,但是均增加

了系统成本、重量及体积。文献[4]在传统的正弦波脉宽调制(SPWM)中实现了环流的比例—积分(PI)闭环控制,代价是降低了直流母线的利用率;文献[5]采用了非线性控制来提高并联系统的稳定性和抑制环流,但比较难以实现;文献[6]使用了准谐振控制器来抑制三倍频及其以上的零序环流,但在某些情况下还存在基频的零序环流;文献[7]在三相坐标下对环流进行了详细的建模和定义,指出了环流中可能存在的成分,但其数学表达复杂,物理概念不清晰。本文在分析零矢量作用效果的基础上,阐述了通过控制空间矢量脉宽调制(SVPWM)算法中零矢量在每个 PWM 周期中的作用时间来控制环流的策略,并通过 Matlab 仿真对本文的控制策略进行了验证。

1 环流产生原理

直流侧和交流侧直接并联的整流器系统如图 1 所示。图中 a、b、c 为交流侧三相, a₁、b₁、c₁ 分别为整流器 1 的三相, a₂、b₂、c₂ 分别为整流器 2 的三相, N、P 分别为直流端负极和正极。当上、下两套三相整流器的触发脉冲时间不一致时,会导致两套整流器工作不同步,这时电流可能同时在两套整流器中流通,从而形成环流^[8]。以 a、b 两相为例,当两整流器 a 相上桥臂和 b 相下桥臂导通时,电流回路如图 1 所示。当上、下两套整流器触发脉冲时间不完全同步时,会形成电流回路 P-a₁-a-a₂-N-P。在 a 相和 c 相、b 相和 c 相之间也存在这样的电流回路。

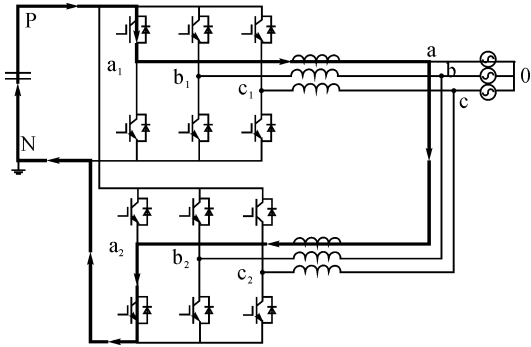


图 1 共直流母线三相整流器并联系统示意图
Fig. 1 Common DC-bus in parallel three-phase rectifier system schematic diagram

此时电流不经过电网而由两套整流器构成电流回路,形成环流,使输出电流不平衡,导致整流器的性能变差。

2 零序环流的数学模型

单个三相整流器在三相静止坐标系下的平均模型如图 2 所示。图中 v_N 为零线电压, v_a、v_b、v_c 为交流侧 a 相、b 相、c 相的电压, i_a、i_b、i_c 分别为 a 相、b 相、c 相的相电流, d'_a、d'_b、d'_c 分别为三相逆变器 a 相、b 相、c 相上桥臂在一个开关周期内的占空比, v_{dc} 为母线电压, i_z 为零序电流, L 为交流侧电感, R_l 为直流侧等效电阻, C 为直流侧电容。其中:

$$i_z = i_a + i_b + i_c \tag{1}$$

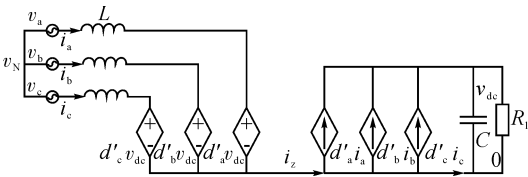


图 2 三相静止坐标系下三相整流器平均模型
Fig. 2 Three-phase rectifier average model in the three-phase static coordinate system

由基尔霍夫定律可得三相整流器的状态空间方程:

$$\begin{bmatrix} p i_a \\ p i_b \\ p i_c \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_N \\ v_N \\ v_N \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} d'_a \\ d'_b \\ d'_c \end{bmatrix} \times v_{dc} \tag{2}$$

$$p v_{dc} = \frac{1}{C} [d'_a \ d'_b \ d'_c] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{v_{dc}}{R_l C} \tag{3}$$

式中, p 为微分算子 d/dt。

系统处于稳态时,三相整流器工作在单位功率因数下,输出的直流电压 v_{dc} 可近似为一个常数,相电流都近似正弦化,并与输入相电压同相。同样,为了方便系统控制器的设计,通常需要将三相静止坐标系下的系统转换为旋转坐标系下的系统模型。

转换后,可得到旋转坐标系下的变量。由于单个整流器不构成环流通道,所以 i_z = 0, 因此,省略 z 轴分量的单个三相整流器在旋转坐标系下的平均模型为:

$$\begin{bmatrix} p i_d \\ p i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} d'_d \\ d'_q \end{bmatrix} \cdot v_{dc} \tag{4}$$

$$p v_{dc} = \frac{1}{C} [d'_d \ d'_q] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{v_{dc}}{R_l C} \tag{5}$$

式中, i_d、i_q 分别为电流的 d 轴、q 轴分量, v_d、v_q 分别为电压的 d 轴、q 轴分量, d'_d、d'_q 分别为占空比的 d 轴、q 轴分量, ω 为角频率。与式(4)、(5)所述数学模型对应的等效电路如图 3 所示。

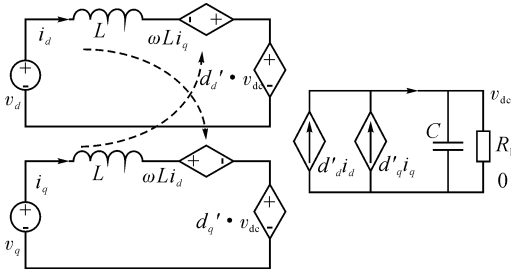


图3 同步旋转坐标系下三相整流器平均模型

Fig. 3 The average three-phase rectifier model under synchronous rotating coordinate system

当三相整流器并联于系统中时,零序电流因为存在流电路径而不为零。设整流器1和整流器2的 z 轴电流分别为 i_{z1} 和 i_{z2} ,电压为 v_z ,那么零序电流可表示为:

$$i_z = i_{z1} = -i_{z2} \quad (6)$$

并联以后直流侧电容变为 $2C$,电阻的阻值变为 $R_1/2$ 。那么并联三相整流器在同步旋转坐标系下的平均模型为:

$$\begin{bmatrix} p i_{d1} \\ p i_{q1} \\ p i_{z1} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_z \end{bmatrix} + \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3} v_N \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{z1} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} d'_{d1} \\ d'_{q1} \\ d'_{z1} \end{bmatrix} \cdot v_{dc} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} p i_{d2} \\ p i_{q2} \\ p i_{z2} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_z \end{bmatrix} + \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3} v_N \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \\ i_{z2} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} d'_{d2} \\ d'_{q2} \\ d'_{z2} \end{bmatrix} \cdot v_{dc} \quad (8)$$

$$p v_{dc} = \frac{1}{2C} \left(\begin{bmatrix} d'_{d1} & d'_{q1} & d'_{z1}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{z1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d'_{d2} & d'_{q2} & d'_{z2}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \\ i_{z2} \end{bmatrix} \right) - \frac{v_{dc}}{R_1 C} \quad (9)$$

式中, i_{d1} 、 i_{q1} 、 i_{d2} 、 i_{q2} 分别为整流器1、整流器2的 d 轴、 q 轴电流分量; d'_{d1} 、 d'_{q1} 、 d'_{d2} 、 d'_{q2} 分别为整流器1、整流器2的 d 轴、 q 轴占空比分量; L_1 、 L_2 分别为整流器1、整流器2的交流侧电感; d'_{z1} 、 d'_{z2} 分别为整流器1和整流器2的零序占空比。且 d'_z 被定义为:

$$d'_z = d'_a + d'_b + d'_c \quad (10)$$

根据式(6)的定义,式(7)~(9)可简化为:

$$\begin{bmatrix} p i_{d1} \\ p i_{q1} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} d'_{d1} \\ d'_{q1} \end{bmatrix} \cdot v_{dc} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} p i_{d2} \\ p i_{q2} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_2} \begin{bmatrix} d'_{d2} \\ d'_{q2} \end{bmatrix} \cdot v_{dc} \quad (12)$$

$$p v_{dc} = \frac{1}{2C} \left(\begin{bmatrix} d'_{d1} & d'_{q1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d'_{d2} & d'_{q2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \frac{(d'_{z1} - d'_{z2}) \cdot i_z}{3} \right) - \frac{v_{dc}}{R_1 C} \quad (13)$$

$$p i_z = - \frac{(d'_{z1} - d'_{z2}) \cdot v_{dc}}{L_1 + L_2} \quad (14)$$

根据式(11)~(14),并联整流器的平均模型的等效电路图如图4所示。

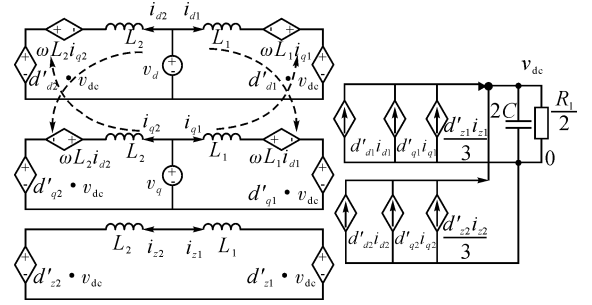


图4 同步旋转坐标系下并联三相整流器平均模型

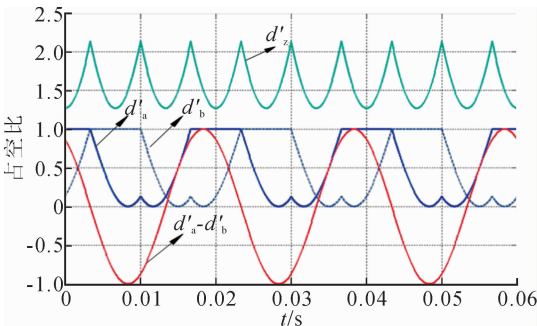
Fig. 4 Parallel three-phase rectifier average model under synchronous rotating coordinate system

由式(14)及其在图4中对应的平均模型可知,零序分量是独立于 d 轴、 q 轴而存在的,且零序分量的大小由 d'_{z1} 和 d'_{z2} 的差异决定。

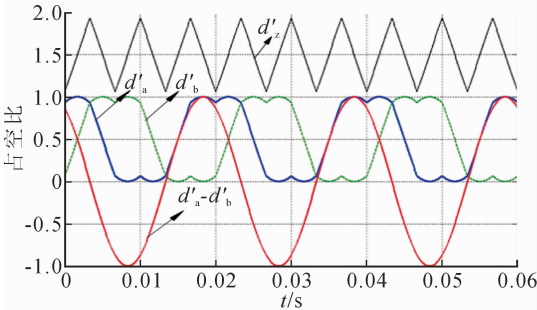
3 并联三相整流器的环流控制

一般情况下,通常采用空间矢量脉宽调制 SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) 来控制并联三相整流器系统中功率器件的运行。由零序环流的数学模型可知,减小 d'_{z1} 、 d'_{z2} 之间的差异可达到抑制环流的目的,但是在改变零序占空比的同时,须保持输出电压和交流电流等控制目标不受影响^[9-10]。

图5为调制比 $m=1$ 时的空间矢量脉宽调制占空比波形,其中(a)为五段式 SVM (Space Vector Modulation) (该五段式 SVM 采用中心对称的对齐方式,且一个 PWM 周期内某相恒高)调制下 a 相和 b 相桥臂占空比的波形、零序占空比 d'_z 的波形和 ab 相间占空比的波形^[11]; (b) 所示波形分别为七段式 SVM 调制下 a 相和 b 相桥臂占空比波形、 d'_z 的波形以及 ab 相间占空比的波形。



(a) 五段式SVM调制下各占空比波形



(b) 七段式SVM调制下各占空比波形

图5 SVM调制下各占空比波形

Fig. 5 The SVM modulation of the waveform duty ratio

由图 5 可知,不同调制方式产生的桥臂占空比和 d'_z 的波形各不相同,这是由零矢量分布的不同导致的。但是不同调制方式下产生的相间占空比相同,这说明零矢量的分配不影响控制目标,但会影响零序占空比 d'_z 。基于此,在七段式 SVM 调制方式下,可以引入一个变量 k 来改变零矢量的分布^[12-14],从而达到抑制环流的目的:

$$k = d'_{111} / d'_0 \tag{15}$$

式中, d'_{111} 为零矢量 $\mathbf{V}_7(111)$ 的占空比, d'_0 为零矢量 $\mathbf{V}_7(111)$ 和 $\mathbf{V}_0(000)$ 总的占空比。图 6 为引入变量 k 之后的调制方式,其中 S_{ap} 、 S_{bp} 、 S_{cp} 分别为 a、b、c 三相的功率管状态。

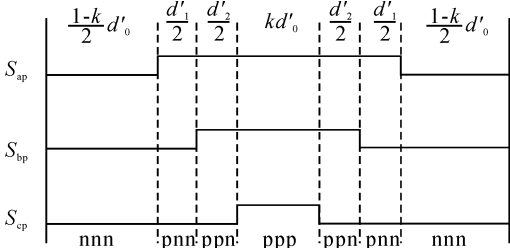


图6 引入变量 k 的空间矢量调制

Fig. 6 The introduction of the variable k space vector modulation

在常规 SVPWM 调制方式下, k 取 0.5。当引入变量 k 时,由式(10)可得:

$$d'_z = d'_1 + 2d'_2 + 3kd'_0 \tag{16}$$

式中, d'_1 、 d'_2 为有效矢量作用时间的占空比。

由式(14)、(16),得:

$$d'_{z1} - d'_{z2} = 3(k_1 - k_2)d'_0 \tag{17}$$

在两个三相整流器并联系统中,通过电流传感器检测到零序电流之后,经过调制,可以得到需要的 k 值,如式(17)中的 k_1 、 k_2 。通过 PI 调节器实时调节 k 的值,能够使并联整流器组中两整流器开关动作保持一致,从而使零序电流得到有效抑制。带有零矢量控制的控制原理图如图 7 所示。

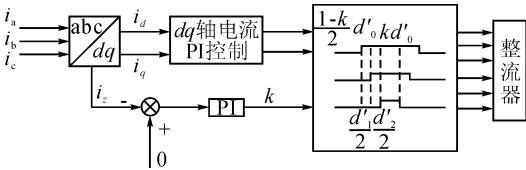


图7 带有零矢量控制的系统控制原理图

Fig. 7 With a zero vector control principle diagram of system control

当引入 k 改变零矢量占空比时,首先要通过 SVPWM 调制算法计算出零矢量与有效矢量的作用时间 T_0 、 T_1 、 T_2 ,由 T_0 得到 $\mathbf{V}_7(111)$ 的作用时间 kT_0 ,然后计算出各扇区脉冲切换时刻,控制脉冲在这些时刻发生相应跳变。

以电压矢量在第一扇区为例,根据图 6,可得到第 I 扇区脉冲跳变时刻。仿真模型如图 8 所示,图中 T_0 、 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 、 T_5 、 T_6 、 T_7 分别为图 6 中横坐标对应的 8 个时间点, T_x 、 T_y 分别为所需计算的有效矢量的作用时间。

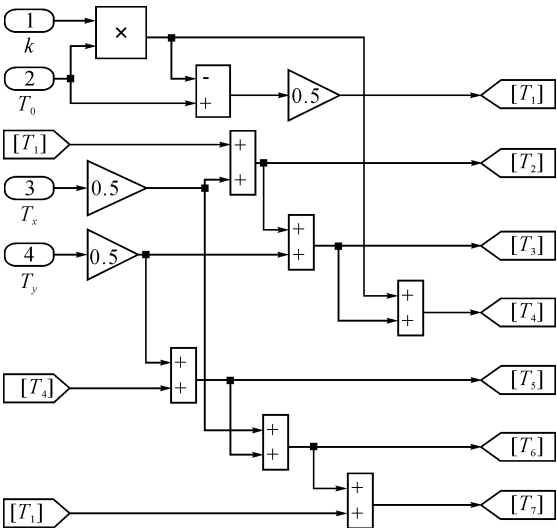


图8 第 I 扇区脉冲切换时刻仿真模型

Fig. 8 The first I sector pulse switch time simulation model

4 仿真结果与分析

根据零序环流控制方法,在 Matlab/Simulink 中搭建三相整流器直接并联的模型。并联模型中,模块 1 采用常规调制方式,即 $k=0.5$;模块 2 加入零矢量控制环节,检测环流 i_z 并与给定值 0 做差,差值经过 PI 调节器得到 k ,由 k 改变功率器件开关时刻,从而达到抑制环流的目的。仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真模型参数

Tab.1 The simulation model parameters

项目	参数值
三相电压有效值	150 V
电网角频率 ω	$50 \cdot 2\pi$ rad/s
交流侧电感 L_1/L_2	3 mH/3.02 mH
直流侧电阻 R_{L1}/R_{L2}	0.7 Ω /0.8 Ω
直流侧电容 C	6 800 μ F
开关频率	5 kHz

仿真结果如图 9 所示,在无零矢量控制环节中,存在一个低频波动且比较杂乱的电流,即零序环流。对相电流 i_{a1} 、 i_{a2} 进行傅里叶分析,得到 i_{a1} 的 THD (Total Harmonic Distortion) = 5.98%, i_{a2} 的 THD = 5.03%。说明相电流有一定程度的畸变。

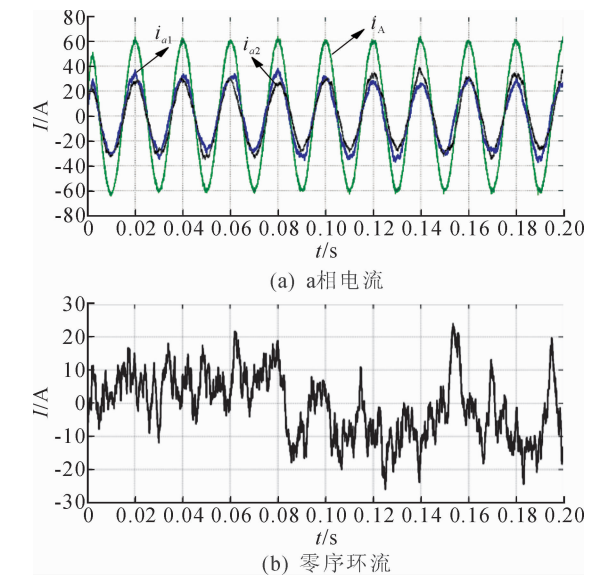


图 9 无零矢量控制系统各电流波形
Fig. 9 Current waveform of the system without zero vector control

系统加入零矢量控制以后的各电流波形如图 10 所示。从图中可看出,零序环流基本得到抑制,只存在高频电流纹波, i_{a1} 的 THD = 2.91%, i_{a2} 的 THD = 2.94%,相电流畸变率变小,波形得到明显改善。

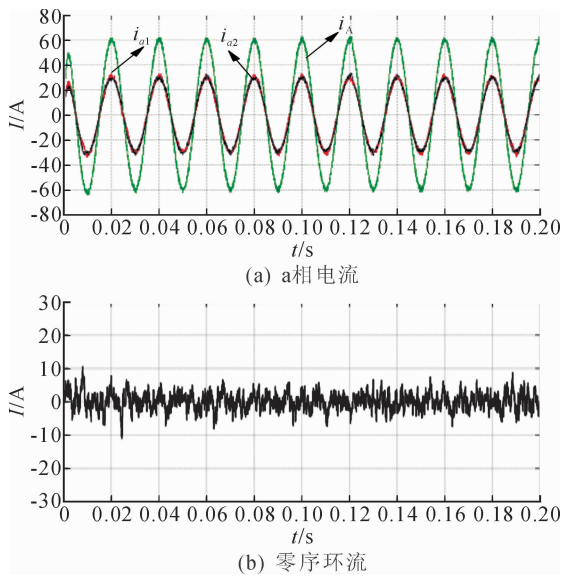


图 10 有零矢量控制系统各电流波形
Fig. 10 The current waveform of the system with zero vector control

由图 9、10 的合成电流 i_A 的波形可知,零序环流的存在不影响合成电流的波形。这说明环流不经过电网由两套整流器构成环流通路,因此会损坏功率器件,引入变量 k 使环流得到抑制,从而保护了功率器件。

图 11 给出了并联系统中单个三相整流器有/无零矢量控制的 dq 轴电流。

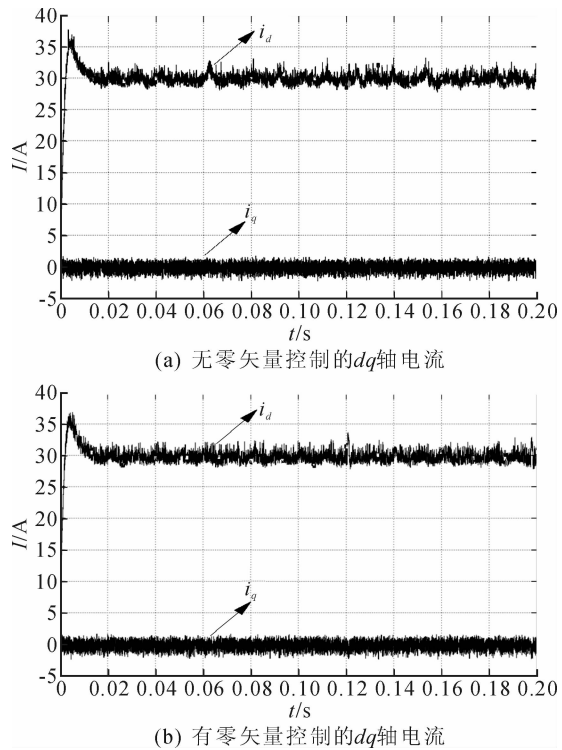


图 11 整流器 2 有/无零矢量控制的 dq 轴电流
Fig. 11 The presence or absence of zero vector control of rectifier 2 dq shaft current

由图可知,加入零矢量控制后, d 轴电流分量波动有所减小,这说明零矢量控制可以减小系统电流畸变率。同时,图 11 也说明零序分量与 dq 轴分量相互独立,零序环流控制基本不影响单个整流器 dq 轴电流,引入变量 k 不会影响交流电流等控制目标,从而验证了环流控制策略的正确性。

5 结 论

本文分析了并联系统中环流产生的原理。在并联三相整流器平均模型的基础上,建立了零序环流的数学模型,通过控制零矢量 $V_7(111)$ 在一个开关周期中的作用时间来抑制环流。从仿真结果可以看出:零序环流得到有效抑制,系统相电流畸变率降低;验证了在系统参数有差异的情况下,控制策略的正确性和有效性。

参考文献:

- [1] Birk J, Andresen B. Parallel connected converters for optimizing efficiency, reliability and grid harmonics in a wind turbine [J]. Proceedings of 2007 European Conference on Power Electronics and Applications, 2007, 1(7): 2-5.
- [2] Dixon J W, Ooi B T. Series and parallel operation of hysteresis current-controlled PWM rectifiers [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1989, 25(4): 644-651.
- [3] Matsui K, Murai Y, Watanabe M, et al. A pulsewidth-modulated inverter with parallel connected transistors using current-sharing reactors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1993, 8(2): 186-191.
- [4] 胡维昊,王跃,姚为正,等.直驱型变速恒频风力发电系统中零序环流的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(27): 99-105.
Hu Weihao, Wang Yue, Yao Weizheng, et al. Zero-sequence current in direct drive variable-speed constant-frequency wind energy conversion systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(27): 99-105.
- [5] Mazumder S K. Continuous and discrete variable-structure controls for parallel three-phase boost rectifier [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(2): 340-354.
- [6] 许铁岩,罗耀华.基于准谐振控制器的零序环流抑制 [J]. 电机与控制学报, 2012, 16(11): 64-69.
Xu Tieyan, Luo Yaohua. The zero sequence circulating current suppression based on quasi resonant controller

- [J]. Electric Machines and Control, 2012, 16(11): 64-69.
- [7] Pan C T, Liao Y H. Modeling and coordinate control of circulating currents in parallel three-phase boost rectifiers [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(2): 825-838.
- [8] Ye Z H, Boroyevich D, Choi J Y, et al. Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(5): 609-615.
- [9] 肖兵,陈祥旺,余师棠. 并联三相逆变器环流的控制 [J]. 低压电器, 2010, (1): 42-45.
Xiao Bing, Chen Xiangwang, Yu Shitang. Control of circulating current in parallel three-phase grid-connected inverter [J]. Low Voltage Apparatus, 2010, (1): 42-45.
- [10] 沈哲,乔鸣忠,朱俊杰. 逆变器并联调速系统环流抑制及稳定性分析 [J]. 高电压技术, 2009, 35(11): 2846-2852.
Shen Zhe, Qiao Mingzhong, Zhu Junjie. Circulating-current restrain and stability analysis of parallel inverter variable-speed system [J]. High Voltage Engineering, 2009, 35(11): 2846-2852.
- [11] 张卫丰,余岳辉. 基于 DSP 的优化空间矢量脉宽调制研究 [J]. 武汉理工大学学报, 2006, 28(6): 80-83.
Zhang Weifeng, Yu Yuehui. Research on optimal space vector PWM based on DSP [J]. Journal of Wuhan University of Technology, 2006, 28(6): 80-83.
- [12] 裴雪军,刘明先,康勇. 组合式三相逆变器并联控制技术 [J]. 电力电子技术, 2012, 46(1): 99-101.
Pei Xuejun, Liu Mingxian, Kang Yong. Research on technique of parallel control for combined three-phase inverters [J]. Power Electronics, 2012, 46(1): 99-101.
- [13] 李旭东,郭鲁义. 零序电流计算方法解析 [J]. 建筑电气, 2011, 30(4): 58-61.
Li Xudong, Guo Luyi. Analysis of methods for calculating zero sequence current [J]. Building Electricity, 2011, 30(4): 58-61.
- [14] Jiang Y, Xiong S, Huang S D, et al. Control of circulating current in parallel three-phase inverter in MW wind power system [C]// Proceedings of the 2010 International Conference on Electrical Machines and System (ICEMS 2010), Incheon, 2010: 133-136.

(责任编辑 周蓓)