

三相三电平 Vienna 整流器的研究与实现

杨玉波, 谢运祥

(华南理工大学, 电力学院, 广东 广州 510640)

摘要:针对目前整流器电压电流控制策略多采用常规比例积分(PI)控制,系统动态性能差的问题,提出一种同步旋转 d, q 坐标系下的电压外环滑模控制算法,电流内环采用前馈解耦控制。针对传统的三相三电平空间矢量调制算法存在扇区选择繁琐,计算量大等不足,给出一种三电平空间转化为两电平空间的简化空间矢量调制算法。实验样机的电流畸变小,母线电压稳定,验证了控制策略和简化算法的正确性和实用性。

关键词:整流器;滑模控制;解耦控制;简化调制算法

中图分类号:TM461

文献标识码:A

文章编号:1000-100X(2015)12-0021-02

Study and Realization of Three-phase Three-level Vienna Rectifier

YANG Yu-bo, XIE Yun-xiang

(South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract: Aiming at the poor dynamic performance of conventional voltage and current proportional integral (PI) control strategies, a sliding-mode control algorithm on rotating d, q frame for the out voltage loop is proposed, and a feed-forward decoupling control algorithm for the current loop is proposed. The traditional three-phase three-level space vector modulation algorithm exist sector selection cumbersome and large computation problems. A simplified modulation algorithm is proposed to convert three-level space into a two-level space. The experimental prototype has sinusoidal input current, stable bus voltage, the correctness and effectiveness of the control strategy and simplified algorithm are verified.

Keywords: rectifier; sliding-mode control; decoupling control; simplified modulation algorithm

1 引言

多电平脉宽调制整流器对开关器件耐压要求低,且同等开关频率下谐波含量远小于两电平整流器,成为电力电子装置在高压大功率应用场合的研究热点^[1]。三相三电平 Vienna 整流器由于所需功率管器件少且电压应力仅为直流母线电压一半,无桥臂输出电压直通问题,无需设置驱动死区时间,控制电路简单等优点,得到广泛关注^[2]。

2 三相三电平 Vienna 整流器的数学模型

三相三电平 Vienna 整流器的电路原理见图1。 e_k, i_k 分别为各相电压、电流, $k=a, b, c$; R_L 为直流侧负载; C_1, C_2 为直流侧电容; R, L 为电感等效参数; U_{dc} 为直流侧电压; I_o 为负载电流; S_a, S_b, S_c 为双向开关。引入开关函数的概念,设 S_k 为第 k 相开关函数,可将 S_k 分解为 S_{kp}, S_{k0}, S_{kn} 3 个单刀开关函数,当开关导通时其开关函数为 1,断开时为 0。上桥臂导通时, $S_{kp}=1, S_{k0}=0, S_{kn}=0$, 定义 $S_k=1$; 中间桥臂

导通时, $S_{kp}=0, S_{k0}=1, S_{kn}=0$, 定义 $S_k=0$; 下桥臂导通时, $S_{kp}=0, S_{k0}=0, S_{kn}=1$, 定义 $S_k=-1$ 。可列写电路方程:

$$\begin{cases} e_k = L \frac{di_k}{dt} + R i_k + U_{ko} + U_{ON} \\ C_1 \frac{dU_{dc1}}{dt} = \sum_{k=a,b,c} S_{kp} i_k - I_o, \quad C_2 \frac{dU_{dc2}}{dt} = \sum_{k=a,b,c} (-S_{kn} i_k) - I_o \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_{dc1}, U_{dc2} 为 C_1, C_2 的电压值, $C_1=C_2=C, U_{dc1}=U_{dc2}=U_{dc}/2$ 。

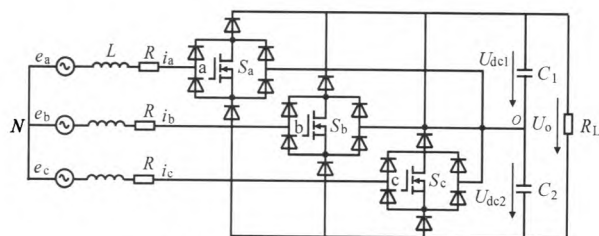


图 1 整流器电路原理图

Fig. 1 Schematic diagram of rectifier circuit

对式(1)坐标变换可得 d, q 坐标系下 Vienna 整流器的数学模型:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -R i_d + \omega L i_q - (S_{dp} - S_{dn}) U_{dc}/2 + e_d \\ L \frac{di_q}{dt} = -\omega L i_d - R i_q - (S_{qp} - S_{qn}) U_{dc}/2 + e_q \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = (S_{dp} - S_{dn}) i_d + (S_{qp} - S_{qn}) i_q - 2I_o \end{cases} \quad (2)$$

3 三相三电平 Vienna 整流器的控制器设计

3.1 电压外环滑模控制

滑模变结构控制(SMVC)响应速度快,对参

定稿日期:2014-07-31

作者简介:杨玉波(1990-),男,湖北仙桃人,硕士,研究方向为电力电子变流技术。

数变化和扰动不灵敏,无需系统在线识别,工程实现简单。选定滑模面后,系统就会自动滑动到平衡态;SMVSC 设计要选择切换和计算控制函数。由式(2)可知,Vienna 整流器有 2 个控制度:① S_{dp} - S_{dn} ,即 S_d 用来控制 U_{dc} ,控制有功分量;② S_{qp} - S_{qn} ,即 S_q 用来控制系统工作状态(单位功率因数、超前、滞后),控制无功电流和无功分量。式(2)可简化为:

$$\begin{cases} L di_d/dt = -R i_d + \omega L i_q - S_d U_{dc}/2 + e_d \\ L di_q/dt = -\omega L i_d - R i_q - S_q U_{dc}/2 + e_q \\ C d U_{dc}/dt = S_d i_d + S_q i_q - 2I_o \end{cases} \quad (3)$$

选取 i_q 和 U_{dc} 为系统的状态变量,令 $e_{iq} = i_{qref} - i_q$, $e_U = U_{dcref} - U_{dc}$,则滑模面切换函数选取为^[3]:

$$\begin{cases} S(e_{iq}) = k(i_{qref} - i_q) = 0 \\ S(e_U) = e_U + \beta de_U/dt = e_U + \beta dU_{dcref}/dt - \beta dU_{dc}/dt = 0 \end{cases} \quad (4)$$

将式(3)代入式(4),可简化为:

$$S_1 = \left[U_{dcref} - U_{dc} + \beta \frac{dU_{dcref}}{dt} + \beta \frac{(2I_o - S_q i_q)}{C} \right] \frac{C}{\beta S_d} - i_d = 0 \quad (5)$$

电网电压为对称三相电压,稳态时 $i_q = 0, e_q = 0$, $di_q/dt = 0, i_d$ 为直流量, $L di_d/dt = 0$,由式(3)可得:

$$S_q = -\frac{2\omega L i_d}{U_{dc}}, \quad S_d = \frac{2(e_d - R i_d)}{U_{dc}} \quad (6)$$

将式(6)代入式(5)有:

$$S_1 = \left[U_{dcref} - U_{dc} + \beta \frac{dU_{dcref}}{dt} + \frac{2\beta I_o}{C} \right] \frac{CU_{dc}}{2\beta(e_d - R i_d)} - i_d = 0 \quad (7)$$

由式(7)可得电压外环的控制方程:

$$i_{dcref} = \left[U_{dcref} - U_{dc} + \beta \frac{dU_{dcref}}{dt} + \frac{2\beta I_o}{C} \right] \frac{CU_{dc}}{2\beta(e_d - R i_d)} \quad (8)$$

3.2 电流内环 PI 前馈解耦控制

由式(3)可得:

$$\begin{cases} L di_d/dt + R i_d - \omega L i_q + S_d U_{dc}/2 - e_d = 0 \\ L di_q/dt + R i_q + \omega L i_d + S_q U_{dc}/2 - e_q = 0 \end{cases} \quad (9)$$

由式(9)可知, i_d, i_q 相互耦合,为此采用电流前馈解耦。令 $S_d U_{dc}/2 = u_d, S_q U_{dc}/2 = u_q$,再令:

$$\begin{cases} u_d = -(k_{ip} + k_{is}/s)(i_{dcref} - i_d) + \omega L i_q + e_d \\ u_q = -(k_{ip} + k_{is}/s)(i_{qref} - i_q) - \omega L i_d + e_q \end{cases} \quad (10)$$

代入式(9)可得到:

$$\begin{cases} L di_d/dt = (k_{ip} + k_{is}/s)i_{dcref} - (R + k_{ip} + k_{is}/s)i_d \\ L di_q/dt = (k_{ip} + k_{is}/s)i_{qref} - (R + k_{ip} + k_{is}/s)i_q \end{cases} \quad (11)$$

由式(11)可知该控制实现了 d, q 轴的解耦。

4 三电平空间矢量脉宽调制简化算法

4.1 简化算法主扇区分配和基矢量选择

三电平空间电压矢量图如图 2 所示。可以看出,三电平空间矢量可视为由 6 个两电平空间矢量图构成。若将小六边形移动到大六边形的中心,则三电平空间矢量即可简化为两电平空间矢量。主扇区分配和基向量见表 1 所示。

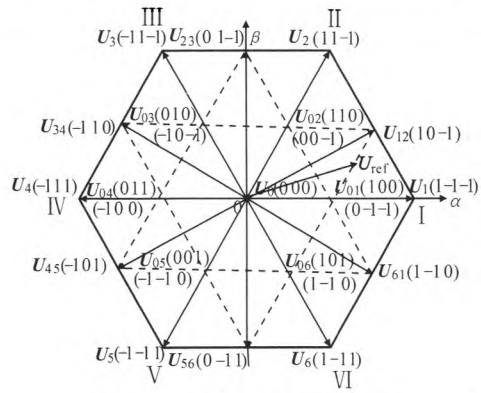


图 2 三电平电压矢量分布图

Fig. 2 Diagram of three-level voltage vector distribution

表 1 主扇区分配和基向量

Table 1 Primary sector distribution and base vectors

主扇区	角度	基向量
I	$(-\pi/6, \pi/6)$	U_{01}
II	$(\pi/6, \pi/2)$	U_{02}
III	$(\pi/2, 5\pi/6)$	U_{03}
IV	$(5\pi/6, 7\pi/6)$	U_{04}
V	$(7\pi/6, 3\pi/2)$	U_{05}
VI	$(3\pi/2, 11\pi/6)$	U_{06}

4.2 参考电压矢量的修正

对于系统给定任意电压参考矢量 U_{ref} ,经坐标变换可得三电平空间两相静止坐标系下电压矢量 U_α 和 U_β 。对 U_α, U_β 进行修正,将其转化为两电平空间中两相静止坐标系下的 U_α^* 和 U_β^* ,基向量的修正量如表 2 所示。在每个主扇区中,需依据各自基矢量来确定修正量 $U_{obase}, U_{\beta base}$,且有以下关系:

$$U_\alpha^* = U_\alpha - U_{obase}, \quad U_\beta^* = U_\beta - U_{\beta base} \quad (12)$$

表 2 基向量的修正量

Table 2 Correction amount of base vectors

主扇区	基向量	U_{obase}	$U_{\beta base}$
I	U_{01}	$U_d/3$	0
II	U_{02}	$U_d/6$	$\sqrt{3} U_d/6$
III	U_{03}	$-U_d/6$	$\sqrt{3} U_d/6$
IV	U_{04}	$-U_d/3$	0
V	U_{05}	$-U_d/6$	$-\sqrt{3} U_d/6$
VI	U_{06}	$U_d/6$	$-\sqrt{3} U_d/6$

经过 $U_{obase}, U_{\beta base}$ 修正后, U_α, U_β 便平移为 U_α^*, U_β^* ,即实现了三电平空间向两电平空间的转换。

4.3 子扇区分配和矢量作用时间

得到 U_α^*, U_β^* 后,便可按传统两电平方法对子扇区进行扇区分配和矢量作用时间计算。按两电平空间计算方法计算矢量作用时间。设 T_i, T_j 是子扇区中相邻矢量 U_i, U_j 在每个开关周期作用时间, T_z 是子扇区中零矢量作用时间。令:(下转第 38 页)

表 1 数据分析
Table 1 Data analysis

P_R/MW	U_R/V	U_L/V	Q_L/MW	f_{L1}/Hz	f_{L2}/Hz	Q_C/MW	f_{C1}/Hz	f_{C2}/Hz
0.004	0.3	0.21	0	50	50	0	50	50
0.006	0.3	0.21	0.002	50	51.5	0.002	50	49
0.008	0.3	0.23	0.008	50	55	0.008	50	47.7
0.01	0.3	0.24	0.018	50	60	0.018	50	43.4

下标 R, L, C 分别代表阻性、感性、容性负载; 下标 b 代表 1 s 前; 下标 a 代表 1.05 s 后。

由图 6a, b 及表 1 可得: ①投入阻性低压反孤岛装置能改变分布式电站逆变器孤岛运行电压, 破坏孤岛运行条件, 最终通过逆变器欠压保护实现反孤岛保护。根据 IEEE Std.2000.929, Std.2003.154712 并网技术要求标准, 投入 $R_s < (Z/0.15)$ (试验中 $P < 0.01 \text{ MW}$) 时, 投入阻性低压反孤岛装置后的电压跌落小于 $85\%U_n$ (孤岛运行时即平衡电压) 要求。试验动作时间在 200~300 ms 以内, 满足逆变器电压响应要求; ②投入阻性低压反孤岛装置的阻性负载越小, 即投入自适应可变负载有功功率越大, 引起的孤岛系统电压跌落越大; 投入感性低压反孤岛装置的感性负载越小, 即投入自适应可变负载无功功率越大, 引起的孤岛系统频率上升越大; 投入感性低压反孤岛装置的容性负载越大, 即投入自适应可变负载无功功率越大, 引

起的孤岛系统频率下降越大; ③在逆变器因欠压保护停止输出后, 负载上存储的能量在阻性负载上瞬间消耗, 所以不存在操作过电压问题。在逆变器因过、欠频保护而停止输出后, 若存在大容量的感性、容性负载投入造成操作过电压问题时, 新型低压反孤岛保护策略通过自动判别加入感性和容性负载的方法, 去除了操作过电压的隐患。

6 结 论

提出一种新型低压反孤岛保护策略, 通过控制器、开关和扰动负载在并网点选择性投入容性和感性负载或通过主网调度命令或手动投入阻性负载等方法破坏分布式光伏发电孤岛运行条件, 打破了出力与负载功率平衡, 实现了反孤岛功能。

参考文献

- [1] 鹿 婷, 段善旭, 康 勇. 逆变器并网的孤岛检测方法[J]. 通信电源技术, 2006, 23(3): 38-41.
- [2] 冯 炜, 林海涛, 张 羽. 配电网低压反孤岛装置设计原理及参数计算[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(2): 85-90.
- [3] 曹海燕, 田悦新. 并网逆变器孤岛控制技术[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(9): 72-75.
- [4] 刘 静, 陶晓峰. 基于下垂特性的分布式发电系统的设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2011, 25(7): 635-641.

(上接第 22 页)

$$\begin{cases} x=2\sqrt{3} U_{\beta}^*/3, y=U_{\alpha}^*+\sqrt{3} U_{\beta}^*/3 \\ z=-U_{\alpha}^*+\sqrt{3} U_{\beta}^*/3 \end{cases} \quad (13)$$

再对其进行标么化, 并转化为作用时间, 令:

$$X=3xT_s/U_{dc}, Y=3yT_s/U_{dc}, Z=3zT_s/U_{dc} \quad (14)$$

由此可得 T_i, T_j 和 T_z , 如表 3 所示。

表 3 子扇区中矢量作用时间

Table 3 Action time of vectors in sub-sectors

子扇区	I	II	III	IV	V	VI
T_i	-Z	Y	X	Z	-Y	-X
T_j	X	Z	-Y	-X	-Z	Y
T_z	$T_s-T_i-T_j$					

5 实 验

搭建基于高性能数字信号处理器的硬件平台。输入侧相电压 110 V/50 Hz, 滤波电感 4 mH, 直流侧电容 $C_1=C_2=1\,500 \mu\text{F}$, 开关频率 12 kHz, 直流输出电压 360 V, 额定负载 90Ω , 额定功率 1.4 kW, 图 3 为实验波形。可见, 系统稳定时, 输入电流波形畸变小, 正弦度好, 单位功率因数运行, 且母线电压稳定, 波动小; 交流侧线电压波形呈阶梯状。

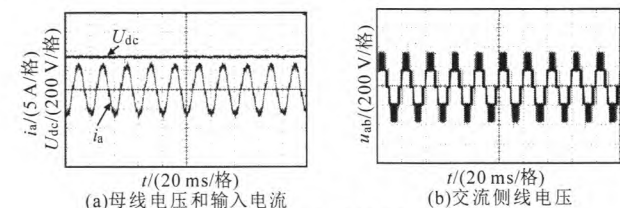


图 3 实验波形

Fig. 3 Experimental waveforms

6 结 论

建立三相三电平 Vienna 整流器数学模型, 并给出一种三电平空间矢量调制简化算法。实验达到了预期效果, 交流侧电流畸变小, 功率因数高, 直流侧电压稳定, 纹波小, 验证了控制策略的正确性。

参考文献

- [1] 殷玉洋. 基于 DSP 的三电平三相高功率因数整流器的研究与设计[D]. 兰州: 兰州理工大学, 2012.
- [2] 周 奖, 陆 翔. 三相三电平三开关 Vienna 整流器设计与实现[J]. 电工电气, 2014, 34(1): 11-15.
- [3] Silva J F. Sliding-mode Control of Boost-type Unity Power Factor PWM Rectifiers[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics (S0278-0046), 1999, 46(3): 594-603.

三相三电平Vienna整流器的研究与实现

作者：[杨玉波](#)，[谢运祥](#)，[YANG Yu-bo](#)，[XIE Yun-xiang](#)
作者单位：[华南理工大学, 电力学院, 广东广州510640](#)
刊名：[电力电子技术](#) 
英文刊名：[Power Electronics](#)
年，卷(期)：2015, 49(12)

引用本文格式：[杨玉波](#). [谢运祥](#). [YANG Yu-bo](#). [XIE Yun-xiang](#) 三相三电平Vienna整流器的研究与实现[期刊论文]-[电力电子技术](#)
2015(12)