

三电平Vienna整流器的一种简化SVPWM算法

结合Vienna整流器的等效电路图,分析该拓扑的工作原理,并给出Vienna整流器的空间矢量分布图。传统的三电平SVPWM算法需要涉及较多的三角函数运算,计算比较复杂。探讨一种基于坐标平移思想,将三电平空间坐标系的矢量调制运算转化到两电平空间坐标系下运算的简化算法,以简化扇区判断和矢量作用时间的计算,有利于编程实现。同时给出中点电位平衡控制策略,来控制上下电容电位。最后搭建了实验样机,样机电流畸变小、母线电压稳定且谐波含量低,验证了简化算法和中点电位平衡控制策略的正确性。

杨玉波 谢运祥/华南理工大学电力学院

随着高压大功率电力电子装置的发展,PWM整流器从两电平向三电平、多电平方向发展。其中,Kolar JW在1994年提出的三相三电平Vienna整流器由于所需的功率管器件少且电压应力仅为直流母线电压的1/2,无桥臂输出电压直通问题,不需设置驱动死区时间等优点,得到了国内外学者的广泛关注和深入研究^[1]。

三电平PWM变流器的性能主要取决于调制算法,传统的三电平SVPWM算法是直接采用类似两电平的方法,其中涉

及到较多的三角函数和查表,随着电平数增多,传统算法会变得越来越复杂^[2]。本文提出一种基于坐标平移思想的简化SVPWM算法,将三电平空间坐标系的矢量调制运算转化到两电平空间坐标系下运算,以简化扇区判断和矢量作用时间的计算。

三电平Vienna整流器的空间矢量分布

引入开关函数的概念, S_k 为第 k 相的开关函数,可以将 S_k 分解为 S_{kp} 、 S_{k0} 和 S_{kn} 3个单刀开关,当开关导通时其开关函数值为1,断开时其值为0。当上桥臂导通时, $S_{kp}=1$, $S_{k0}=0$, $S_{kn}=0$,交流侧电位为 $U_{dc}/2$,定义为状态“1”;当中间桥臂导通时, $S_{kp}=0$, $S_{k0}=1$, $S_{kn}=0$,交流侧电位为0,定义为状态“0”;当下桥臂导通时, $S_{kp}=0$, $S_{k0}=0$, $S_{kn}=1$,交流侧电位为 $-U_{dc}/2$,定义为状态“-1”。由此可以看出,三电平Vienna整流器每桥臂有3种开关状态,其等效电路图如图1所示。



杨玉波/硕士研究生

关键词/Keywords

Vienna整流器 ·
矢量分布 ·
简化调制算法 ·
中点电位平衡 ·

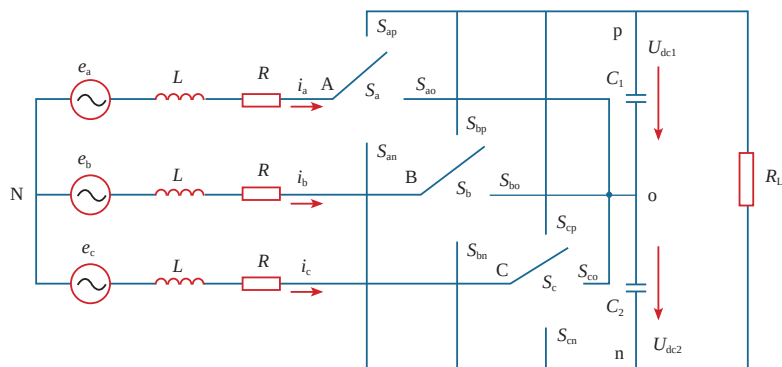


图1 三电平Vienna整流器的等效电路

三电平Vienna整流器每桥臂有3种开关状态，则此电路共存在 $3^3=27$ 种开关模式，由于主电路拓扑结构的特点，不可能出现(111)和(-1-1-1)两种状态。每种开关模式均存在一个空间电压矢量与其相对应，由此可以得到Vienna整流器的空间电压矢量分布图，如图2所示。

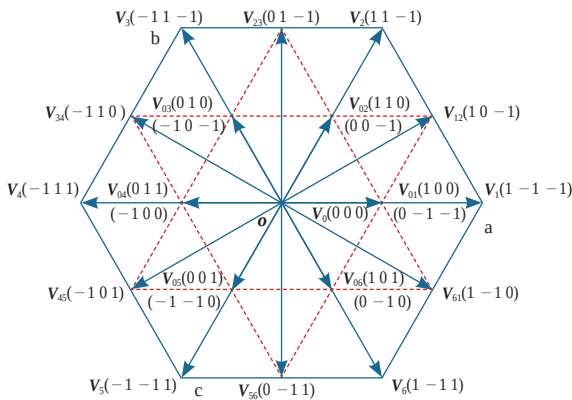


图2 Vienna整流器的空间矢量分布图

可以将25个基本矢量分为4类：1个零矢量，模长为0，图2中的 V_0 ；6个大矢量，模长为 $2U_{dc}/3$ ，图2中的 V_1 、 V_2 、 V_3 、 V_4 、 V_5 和 V_6 ；6个中矢量，模长为 $\sqrt{3}U_{dc}/3$ ，图2中的 V_{12} 、 V_{23} 、 V_{34} 、 V_{45} 、 V_{56} 和 V_{61} ；6个小矢量，模长为 $U_{dc}/3$ ，图2中的 V_{01} 、 V_{02} 、 V_{03} 、 V_{04} 、 V_{05} 和 V_{06} ，每个小矢量对应2种电位状态。

三电平SVPWM简化算法

1. 利用 V_α 和 V_β 进行主扇区判断

对于系统给定的任意电压参考矢量 V_{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 V_α 和 V_β 的值。利用 V_α 和 V_β 的值可以对大扇区进行划分，具体判断条件如表1所示^[3]。

表1 主扇区判断

判断条件	主扇区	角度
$\sqrt{3}V_\beta + V_\alpha \geq 0$ 且 $\sqrt{3}V_\beta - V_\alpha < 0$	I	$(-\pi/6, \pi/6)$
$\sqrt{3}V_\beta - V_\alpha \geq 0$ 且 $V_\alpha > 0$	II	$(\pi/6, \pi/2)$
$\sqrt{3}V_\beta + V_\alpha \geq 0$ 且 $V_\alpha < 0$	III	$(\pi/2, 5\pi/6)$
$\sqrt{3}V_\beta + V_\alpha \leq 0$ 且 $\sqrt{3}V_\beta - V_\alpha > 0$	IV	$(5\pi/6, 7\pi/6)$
$\sqrt{3}V_\beta - V_\alpha \leq 0$ 且 $V_\alpha < 0$	V	$(7\pi/6, 3\pi/2)$
$\sqrt{3}V_\beta + V_\alpha \leq 0$ 且 $V_\alpha > 0$	VI	$(3\pi/2, 11\pi/6)$

经过上述判断后，可以把三电平空间划分为6个两电平空间，每个两电平空间占 60° 的空间角度，如图3所示^[4]。

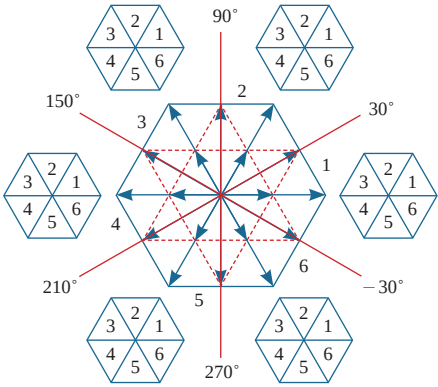


图3 主扇区分布图

2. 电压矢量的修正

对电压矢量 V_α 和 V_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 V_α^* 和 V_β^* ，在每个主扇区中，需依据各自的基矢量来确定修正量 $V_{\alpha base}$ 和 $V_{\beta base}$ ，每个扇区的修正量并不相同，需各自计算，如表2所示，且各量之间有以下关系式

$$\begin{cases} V_\alpha^* = V_\alpha - V_{\alpha base} \\ V_\beta^* = V_\beta - V_{\beta base} \end{cases} \quad (1)$$

表2 基相量的修正量

主扇区	基相量	$V_{\alpha base}$	$V_{\beta base}$
I	V_{01}	$U_{dc}/3$	0
II	V_{02}	$U_{dc}/6$	$\sqrt{3}U_{dc}/6$
III	V_{03}	$-U_{dc}/6$	$\sqrt{3}U_{dc}/6$
IV	V_{04}	$-U_{dc}/3$	0
V	V_{05}	$-U_{dc}/6$	$-\sqrt{3}U_{dc}/6$
VI	V_{06}	$U_{dc}/6$	$-\sqrt{3}U_{dc}/6$

经过 $V_{\alpha base}$ 和 $V_{\beta base}$ 的修正后，三电平空间两相静止坐标系下电压矢量 V_α 和 V_β 便平移为两电平空间中两相静止坐标系下的 V_α^* 和 V_β^* ，即实现了三电平空间向两电平空间的转化。

3. 子扇区判断和矢量作用时间

得到两电平空间两相静止坐标系下的电压矢量 V_α^* 和 V_β^* 后，便可按照传统两电平的方法对子扇区进行扇区分配和计算矢量作用时间。

令: $V_A = V_\beta^*$, $V_B = \sqrt{3}V_\alpha^* - V_\beta^*$, $V_C = -\sqrt{3}V_\alpha^* - V_\beta^*$, 可通过下面的方法判断参考电压矢量所在的子扇区^[5], 即

$$\begin{cases} V_A > 0 & A=1 \text{ 否则} A=0 \\ V_B > 0 & B=1 \text{ 否则} B=0 \\ V_C > 0 & C=1 \text{ 否则} C=0 \\ N=4C+2B+A \end{cases} \quad (2)$$

$N=1$ 时, V_{ref} 在第2子扇区; $N=2$ 时, V_{ref} 在第6子扇区; $N=3$ 时, V_{ref} 在第1子扇区; $N=4$ 时, V_{ref} 在第4子扇区; $N=5$ 时, V_{ref} 在第3子扇区; $N=6$ 时, V_{ref} 在第5子扇区。

按照两电平空间的计算方法对矢量作用时间进行计算。 T_i 和 T_j 为子扇区中相邻相量 V_i 和 V_j 在每个开关周期的作用时间; T_z 为子扇区中零矢量作用时间。令

$$\begin{cases} X = 2\sqrt{3}V_\beta^* / U_{dc} \\ Y = (\sqrt{3}V_\alpha^* + \sqrt{3}V_\beta^*) / U_{dc} \\ Z = (-\sqrt{3}V_\alpha^* + \sqrt{3}V_\beta^*) / U_{dc} \end{cases} \quad (3)$$

可得不同子扇区中各矢量作用时间表, 如表3所示。

表3 子扇区中矢量作用时间

子扇区	I	II	III	IV	V	VI
T_i	$-ZT_s$	YT_s	XT_s	ZT_s	$-YT_s$	$-XT_s$
T_j	XT_s	ZT_s	$-YT_s$	$-XT_s$	$-ZT_s$	YT_s
T_z	$T_s - T_i - T_j$					

中点电位平衡控制和开关组合时序

1. 中点电位平衡控制^[6]

每个小矢量的两种电位组合状态对电容中点电位的影响相反, 可以调节这两种电位组合状态的作用时间以达到调节中点电位平衡的目的。定义上下电容电压差变量 $\Delta U_{dc} = U_{dc1} - U_{dc2}$, 通过一个简单的PI环节控制 ΔU_{dc} , 得到中点电位调节因数 f 的值, f 的取值范围限定为 $-1 \leq f \leq 1$ 。

$$f = (k_p + \frac{k_i}{s}) \Delta U_{dc} \quad (4)$$

求得调节因数后, 由电路的实际工作情况, 调整正负小矢量的作用时间, 设正小矢量作用的

时间为 T_p , 负小矢量作用时间为 T_n , 则

$$\begin{cases} T_p = \frac{1-f}{2} T_z \\ T_n = \frac{1+f}{2} T_z \end{cases} \quad (5)$$

分析此式, 当 $\Delta U_{dc} > 0$ 时, 调节因数 $f > 0$ 。正小矢量的作用时间 T_p 变小, 负小矢量的作用时间 T_n 变大, 会形成上电容充电时间减小, 小电容充电时间增大, ΔU_{dc} 越来越小, 最终两电容电压达到相同。同理可以分析 $\Delta U_{dc} < 0$ 的情况。

2. 分配开关组合时序

下面以第I主扇区的第1子扇区为例分析开关组合时序图。第1子扇区的基本矢量 V_i 、 V_j 和 V_z 分别对应三电平空间中的 $V_{i1}(1-1-1)$ 、 $V_{i2}(10-1)$ 和 $V_{i3}(100)(0-1-1)$ 。 V_i 对应的开关状态为(000); V_{i2} 对应的开关状态为(010); V_{i3} 对应的开关状态为(011)和(100)。

按照两电平七段式合成目标矢量的方法, 从零矢量作用开始, 每次只改变一个状态值, 对称安排开关状态。这里具体的安排顺序为以 $V_{i3+}(011)$ 开始, 接着是 $V_{i2}(010)$, 后面是 $V_i(000)$, 中间是 $V_{i3-}(100)$, 然后是 $V_i(000)$, $V_{i2}(010)$ 的对称分布, 最后以 $V_{i3+}(011)$ 结束, 即第I主扇区的第1子扇区的矢量作用顺序为: $V_{i3+}(011) \rightarrow V_{i2}(010) \rightarrow V_i(000) \rightarrow V_{i3-}(100) \rightarrow V_i(000) \rightarrow V_{i2}(010) \rightarrow V_{i3+}(011)$, 这样就可以得到第I主扇区第1子扇区一个PWM周期中的开关组合时序, 如图4所示。

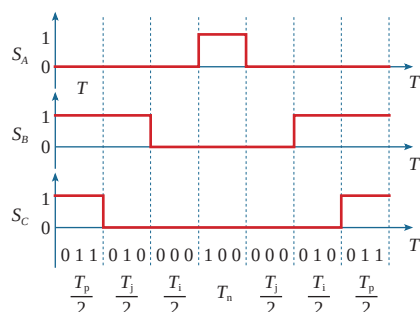
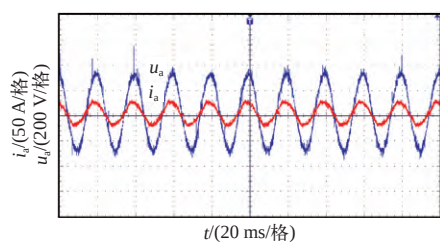


图4 第I主扇区第1子扇区开关组合时序

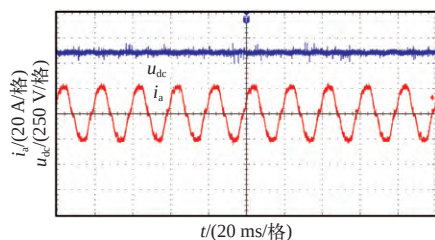
类似的, 可以得到其他子扇区的开关组合时序, 这里就不再一一列出。

实验验证

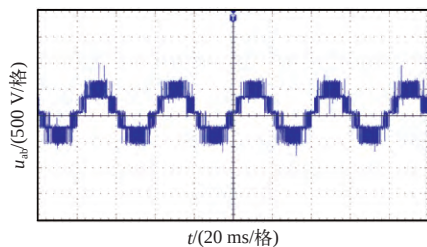
为验证简化算法的正确性和实用性,搭建了基于高性能数字信号处理器(DSP)的硬件平台。实验装置的基本参数:输入侧相电压220 V/50 Hz,滤波电感4 mH,直流侧电容 $C_1=C_2=3\ 300\ \mu\text{F}$,开关频率10 kHz,直流输出电压650 V,额定负载50 Ω ,额定功率8.4 kW。实验波形如图5所示。



(a) a相输入电压 u_a 、输入电流 i_a 波形



(b) 直流侧电压 U_{dc} 和a相输入电流 i_a 波形



(c) a、b两相线电压 u_{ab} 波形

图5 实验波形

从图5的实验波形可以看出: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,如图5a所示;直流侧电压稳定如图5b所示。图5c为a、b两相线电压 u_{ab} 的波形,呈阶梯状。

结束语

提出一种三电平空间矢量调制的简化算法,详细地介绍了简化算法的判断和计算过程,并研究上下电容中点电位平衡控制策略。搭建了硬件平台,进行了实验验证,交流侧电流畸变小,功率因数高,直流侧电压稳定,实验结果达到了预期效果。实验结果验证了三电平空间矢量调制简化算法和电容中点电位平衡控制策略的正确性和实用性,具备工程应用价值。

参考文献

- [1] 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(1):11-15.
- [2] 于月森,等.三电平变换器SVPWM算法综述[J].变频器世界,2009(9):35-40.
- [3] 刘森森.电网受干扰时Vienna整流器同步与控制方法的研究[D].杭州:浙江大学,2012.
- [4] 冯炜,刘维彬.一种改进的三电平逆变器SVPWM简化算法[J].电气传动,2013(9):17-21.
- [5] 洪庆祖.三相电压型PWM整流器的设计研究[D].广州:华南理工大学,2012.
- [6] 彭有福.Vienna整流器的空间矢量调制研究[J].电子产品世界,2012(6):31-32,43.

(收稿日期:2014-05-19) EA

欢迎订阅 欢迎投稿 欢迎刊登广告