

文章编号:1003-7837(2006)03-0221-04

基于空间矢量控制的 PWM 整流系统的研究

魏 昊, 张 森, 严克剑

(广东工业大学自动化学院, 广东 广州 510090)

摘 要:建立了一个 PWM 整流器的模型,在解释简化控制原理后对矢量控制的策略进行了分析.在此分析的基础上提出了一种简单的电压空间矢量的算法.

关键词:PWM 整流; 空间矢量控制; 数学模型

中图分类号:TP301.4

文献标识码:A

目前,对交流电动机的调速一般采用变压、变频调速,当今发展最快并受到普遍重视的变频调速技术是脉冲宽度调制(PWM)技术.实用的变频器一般为交流—直流—交流电压型结构,整流元件是不可控整流或者晶闸管整流,向电网注入大量的谐波,对电网造成严重的“污染”,使电网的功率因数低^[1].治理这种“污染”最根本的措施是,实现变流装置交流侧波形电流的正弦化,且运行于单位功率因数.整流端如果能够使用可控整流来实现控制,可解决这些问题^[2].

1 PWM 整流器原理

图 1 为三相电压型高功率因数整流器的主电路

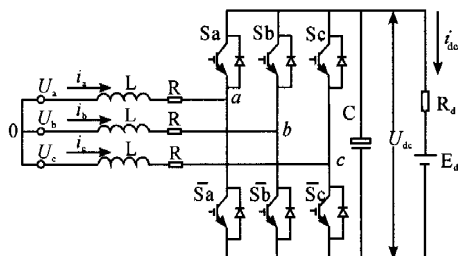


图 1 PWM 整流器结构拓扑图

Fig. 1 Topological structure of PWM converter

结构图.它是由交流侧的电感 L、电阻 R、直流电容 C 以及由全控开关器件和续流二极管组成的三相整流电路. U_a, U_b, U_c 是电源电压, R_d 是负载电阻,其数学模型为:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = U_a - U_{dc}s_a - U_{NO} \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = U_b - U_{dc}s_b - U_{NO} \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = U_c - U_{dc}s_c - U_{NO} \end{cases} \quad (1)$$

$$U_{NO} = \frac{1}{3}U_{dc}(s_a + s_b + s_c) \quad (2)$$

式(1)中, s_i 为开关函数,当 $s_i=1$ 时,第 i 相的上管导通;当 $s_i=0$ 时,第 i 相的下管导通, $i=a, b, c$. 写成矩阵形式,有

$$\begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 \\ 0 & -R & 0 \\ 0 & 0 & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

另外,由于在任何瞬间总共有三个开关管导通,其开关模式共有 8 种组合,因此,直流侧电流 i_{dc} 可描述为:

收稿日期:2006-04-21

作者简介:魏昊(1982-),男,广东广州人,硕士研究生.

$$\begin{aligned}
 i_{dc} &= i_a s_a \bar{s}_b \bar{s}_c + i_b s_b \bar{s}_a \bar{s}_c + i_c s_c \bar{s}_a \bar{s}_b + (i_a + i_b) s_a s_b \bar{s}_c + \\
 &\quad (i_a + i_c) s_a s_c \bar{s}_b + (i_b + i_c) s_b s_c \bar{s}_a + (i_a + i_b + i_c) s_a s_b s_c \\
 &= i_a s_a + i_b s_b + i_c s_c
 \end{aligned} \quad (4)$$

此时,对直流侧电容C的正极节点处应用基尔霍夫电流定律,有

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_a s_a + i_b s_b + i_c s_c - \frac{U_{dc} - E_d}{R_d} \quad (5)$$

2 两相(d,q)旋转坐标模型的建立

上述电压型PWM整流器的数学模型具有物理意义清晰、直观等特点.但在该数学模型中,它的交流侧均为时变交流量,不利于控制系统设计.为此,可以通过坐标变换将(a,b,c)三相对称静止坐标系转换成与电网基波频率同步旋转的(d,q)坐标系.这样,经坐标变换后,在三相对称静止坐标系中的基波正弦变量,可转化成旋转坐标系中的直流变量,从而简化了控制系统的设计.

设三相电流的瞬时值分别为*i_a*,*i_b*,*i_c*,如果*i_a*+*i_b*+*i_c*=0,则总可以找到一通用电流矢量*I*来表示三相电流,如图2所示.若*I*与*Q*轴间相角为θ,则*I*在*Q*,*D*轴上的投影为

$$i_Q = I_m \cos \theta \quad (6)$$

$$i_D = -I_m \sin \theta \quad (7)$$

$$I_m = \sqrt{i_Q^2 + i_D^2} \quad (8)$$

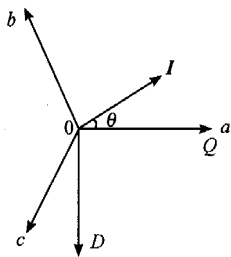


图2 (a,b,c)三相坐标系到(D,Q)静止坐标系的变换

Fig. 2 (a,b,c) three phase coordinate convert to (D,Q) coordinate

*I*在*a*,*b*,*c*三轴上的投影分别为

$$i_a = I_m \cos \theta \quad (9)$$

$$i_b = I_m \cos(\theta - 120^\circ) \quad (10)$$

$$i_c = I_m \cos(\theta + 120^\circ) \quad (11)$$

由三角函数公式得:

$$\cos \theta = \frac{2}{3} [\cos \theta + \cos(\theta - 120^\circ) \cos(-120^\circ) + \cos(\theta + 120^\circ) \cos 120^\circ]$$

$$\begin{aligned}
 &+ \cos(\theta + 120^\circ) \cos 120^\circ] \\
 &= \frac{2}{3} [\cos \theta - \frac{1}{2} \cos(\theta - 120^\circ) - \\
 &\quad \frac{1}{2} \cos(\theta + 120^\circ)]
 \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned}
 -\sin \theta &= \frac{2}{3} [\cos(\theta - 120^\circ) \sin(-120^\circ) + \\
 &\quad \cos(\theta + 120^\circ) \sin 120^\circ] \\
 &= \frac{2}{3} [-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta - 120^\circ) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta + 120^\circ)]
 \end{aligned} \quad (13)$$

将式(12)代入式(6),式(13)代入式(7),得

$$\begin{aligned}
 i_Q &= \frac{2}{3} [I_m \cos \theta - \frac{1}{2} I_m \cos(\theta - 120^\circ) - \\
 &\quad \frac{1}{2} I_m \cos(\theta + 120^\circ)] \\
 &= \frac{2}{3} (i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c)
 \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned}
 i_D &= \frac{2}{3} [-\frac{\sqrt{3}}{2} I_m \cos(\theta - 120^\circ) + \\
 &\quad \frac{\sqrt{3}}{2} I_m \cos(\theta + 120^\circ)] \\
 &= \frac{2}{3} (-\frac{\sqrt{3}}{2} i_b + \frac{\sqrt{3}}{2} i_c)
 \end{aligned} \quad (15)$$

外加零轴分量,写成矩阵形式,有

$$\begin{bmatrix} i_Q \\ i_D \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (16)$$

由上述(a,b,c)三相静止坐标系对(D,Q)两相静止坐标系的变换可推导出(a,b,c)三相静止坐标系到(d,q)两相同步旋转坐标系的变换^[3].

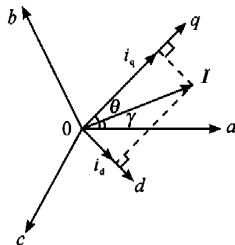


图3 (a,b,c)三相坐标系到(d,q)旋转坐标系的变换

Fig. 3 (a,b,c) three phase coordinate convert to (d,q) coordinate

其变换矩阵的形式为:

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-120^\circ) & \cos(\theta+120^\circ) \\ \sin\theta & \sin(\theta-120^\circ) & \sin(\theta+120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (17)$$

3 基于 SVPWM 的控制

三相电压型 PWM 整流器(voltage source rectifier, 简称 VSR)在不同开关组合时的交流侧电压可以用一个模为 $2U_{dc}/3$ 的空间电压矢量在复平面上表示出来^[4], 由于 PWM 整流器的开关是由双电平控制的, 其空间电压矢量有 $2^3=8$ 种, 且 $U_0(0,0,0)$, $U_7(1,1,1)$ 为零矢量, 如图 4 所示。

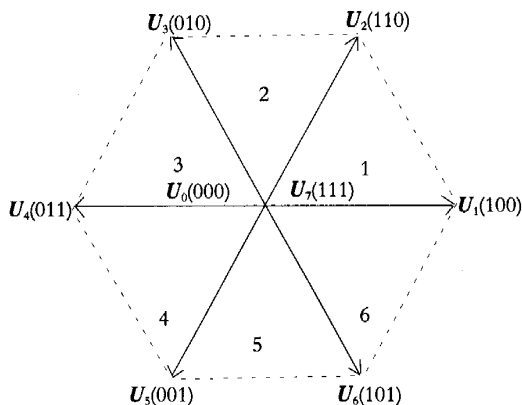


图 4 空间电压矢量分布图

Fig. 4 Space voltage vector graph

复平面上的整流器的空间电压矢量 U_k 可以定义为:

$$U_k = \frac{2}{3} U_{dc} e^{j(k-1)\pi/3} \quad (k=1, 2, \dots, 6) \quad (18)$$

$$U_{0,7} = 0 \quad (19)$$

由 VSR 的基本控制理论可知, 三相 VSR 电流环调节的运算模式确定后, 可以利用三相 VSR 空间电压矢量 $U_k (k=0, \dots, 7)$ 来合成三相 VSR 电流跟踪控制的指令电压矢量 U^* , 以实现 VSR 的电流控制^[5]. 当 U^* 处于三相 VSR 电压矢量空间任一区域时, 若 U_3 与 a 轴的夹角为 θ , $(0 \leq \theta \leq 360^\circ)$, U^* 与所在三角形区域起始边界矢量 $U_k (k=1, \dots, 6)$ 的夹角为 α , 则 k, α 可分别由式(20)和式(21)求得

$$k = \text{int} \left(\frac{\theta}{60^\circ} + 1 \right) \quad (k=1, \dots, 6) \quad (20)$$

$$\alpha = \theta - (k-1) \times 60^\circ \quad (21)$$

对于任意 U^* , 设其位于 k 区, 则 U^* 可由 U_k 和 U_{k+1} 两矢量合成, 施加时间分别为 T_k 和 T_{k+1} , 作用周期为 T_s . 为保证 U^* 有较高的合成精度, 采用双三角形^[6]合成方案(如图 5 所示)。

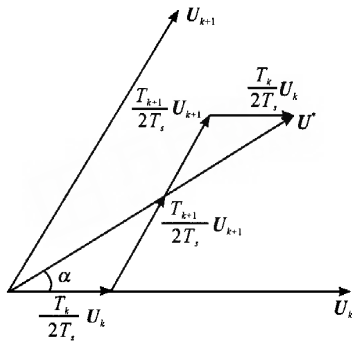


图 5 矢量合成图

Fig. 5 Vector combination

得

$$T_k = T_s |\hat{U}^*| \cos\alpha - \frac{1}{\sqrt{3} T_s} |\hat{U}^*| \sin\alpha \quad (22)$$

$$T_{k+1} = \frac{2}{\sqrt{3}} T_s |\hat{U}^*| \sin\alpha \quad (23)$$

$$T_0 = T_s - T_k - T_{k+1} \quad (24)$$

式(22)中, $\hat{U}^* = U^* / (2U_{dc}/3)$.

将零矢量周期分成三段: U_0 的起、终点上均匀地分布矢量 U_0 , 而在 U_3 的中点处分布 U_7 , 且 $T_7 = (1/2)T_0$.

4 结 语

为达到三相电压型 PWM 整流器的低谐波、高功率因数、快速动态响应及能量双向流动的要求, 本文从理论上分析了基于 SVPWM 控制方法下的 PWM 整流系统, 利用输入空间电压矢量定向, 根据参考电压计算矢量所在的扇区和作用时间, 简化了整个系统的计算。

参考文献:

- [1] 佚名. 变频器发展凸现六方面[EB/OL]. <http://www.china-inverter.cn>.
- [2] 陈国呈. PWM 变频调速及软开关电力变换技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2001.
- [3] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.

- [4] OTTERSTEN R. Vector Control of a Double-Sided PWM Converter and Induction Machine Drive [D]. Gothenburg: Department of Electric Power Engineering, Chalmers University of Technology, 2000.
- [5] MARWALI M N. Digital control of pulse width modulated inverters for high performance uninterruptible power supplies[D]. Ohio: Ohio State University, 2004.
- [6] BLAABJERG F, PEDERSEN J K, JAEGER U, et al. Single current sensor technique in the DC link of three-phase PWM-VS inverters: A review and a novel solution [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 33(5): 1241-1253.

Research into PWM convert system based on space vector control

WEI Hao, ZHANG Miao, YAN Ke-jian

(Faculty of Automation of GDUT, Guangzhou 510090, China)

Abstract: Build a PWM converter model after explaining the Simplified control theory so as to analyze the control method. And based on it bring forward a simple voltage space vector method.

Key words: PWM convert; space vector control; mathematical models