

双三相电机的 SVPWM 控制系统仿真

陈英华, 金爱娟

(广东工业大学 自动化学院, 广东 广州 510090)

摘要: 通过对双三相电机的六维空间向量及其变换的分析, 确定采用电压空间矢量 SVPWM 控制方式, 给出了 MATLAB 仿真结果, 证明 SVPWM 有良好的控制性能。

关键词: 多相电机; SVPWM 控制系统 MATLAB 仿真

中图分类号: TP276 文献标识码: A 文章编号: 1007-7162(2005)01-0072-06

双三相电机系统有两套完整三相绕组, 两套绕组在空间呈现 30° 电角度分布, 它被用于大功率的电机拖动系统中, 以提高系统的稳定性和效率。然而, 在系统的电压逆变器使用 6 步操作时, 会产生很大的不可控谐波电流。由于这类电机模型的复杂性, 这个问题仍然没有得到好的解决。

在三相电机的分析中, 我们常常运用到 $d-q$ 子空间来分析和控制。在 $d-q$ 子空间上, 三相电机磁空间和触发序列的分析都将被简化, SVPWM 也成功被实现。双三相电机是一个 6 维的空间系统, 因此, 控制和分析这样的电机, 也建立在 6 维空间上。本文介绍六相电机的模型及电压逆变器的控制方案, 并应用 MATHWORKS 公司的 MATLAB 仿真软件对本文系统进行了动态仿真, 并给出了仿真结果。

1 向量空间和转换矩阵

图 1 为双三相电机绕组结构的两种形式: 第 1 种形式为不带中性点连接的星形接, 第 2 种为带中性点连接的星形接。

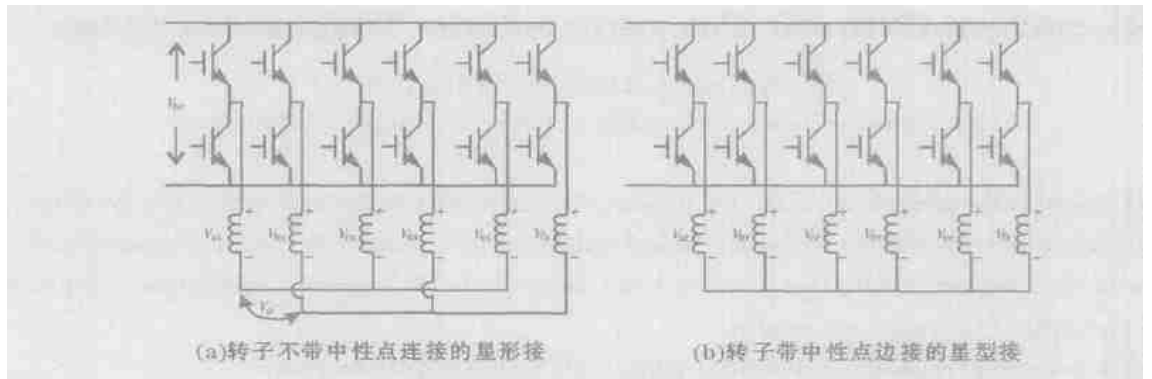


图 1 双三相电机绕组星形连接的两种形式

收稿日期: 2003-09-11

作者简介: 陈英华(1979), 男, 在读研究生, 主要研究方向为自动控制系统和设备。

控制六相电机就是在 6 维空间里的某一特定子空间上控制空间向量的位置, 并且控制该向量的旋转速度, 这对六相电机来说较为复杂. 为了简化分析和控制, 引入下面向量:

$$S_k(\omega t) = [\cos k(\omega t) \cos k(\omega t - \theta) \cos k(\omega t - 4\theta) \cos k(\omega t - 5\theta) \cos k(\omega t - 8\theta) \cos(\omega t - 9\theta)],$$

式中 $\theta = 30^\circ, k = 0, 1, 3, 5, \dots$, 可以推导当 $k = 1, 3, 5$ 时向量两两正交. 因此, 可以用这 3 个向量

S_1, S_3, S_5 在 $\omega t = 0$ 和 $\frac{\pi}{2}$ 时形成 3 个子空间:

d-q 空间 ($k = 1$):

$$\begin{aligned} d &= S_1(0) = [1.0000 \quad 0.8660 \quad -0.5000 \quad -0.8660 \quad -0.5000 \quad -0.0000]; \\ q &= S_1\left(\frac{\pi}{2}\right) = [0 \quad 0.5000 \quad 0.8660 \quad 0.5000 \quad -0.8660 \quad -1.0000]; \end{aligned} \tag{1}$$

1-2 空间 ($k = 5$):

$$\begin{aligned} a_1 &= S_5(0) = [1.0000 \quad -0.8660 \quad -0.5000 \quad 0.8660 \quad -0.5000 \quad -0.0000]; \\ a_2 &= S_5\left(\frac{\pi}{2}\right) = [0 \quad 0.5000 \quad -0.8660 \quad 0.5000 \quad 0.8660 \quad -1.0000]; \end{aligned} \tag{2}$$

z_1 - z_2 空间 ($k = 1$):

$$\begin{aligned} z_1 &= S_3(0) = [1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 0]; \\ z_2 &= S_3\left(\frac{\pi}{2}\right) = [0 \quad -1 \quad 0 \quad -1 \quad 0 \quad -1]. \end{aligned} \tag{3}$$

双三相电机控制系统中主要用到 d-q 与 1-2 子空间, 由文献[1]可知, d-q 的向量产生电机的磁动势, 而 1-2 子空间不产生磁动势.

以(1)-(3)为基准, 我们可以得到转换矩阵:

$$T = \begin{bmatrix} d \\ q \\ a_1 \\ a_2 \\ z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{6}}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0.866 & -0.5 & -0.866 & -0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 & 0.866 & -0.5 & 0.866 & -1 \\ 1 & -0.866 & -0.5 & 0.866 & -0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 & -0.866 & -0.5 & 0.866 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \tag{4}$$

经过上述矩阵变换, d-q 空间包括电机的基本变量和 $12m \pm 1 (m = 1, 2, 3, \dots)$ 次谐波, 1-2 子空间包括 $6m \pm 1 (m = 1, 2, 3, \dots)$ 次谐波. d-q 子空间与电机磁空间重合, 空间里的元素产生磁动势 (mmf); 1-2 子空间与 d-q 空间正交, 不产生磁动势. 在控制策略中, 双三相电机的控制就可以简化为利用 d-q 空间的元素产生磁动势, 并使相应向量在 1-2 空间的向量和达到最小.

2 电机模型

双三相电机原始的定子电压方程和转子的电压方程如下^[2]:

$$[V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + p ([\lambda_s]); [V_r] = [R_r] \cdot [i_r] + p [\lambda_r].$$

模型在 d-q 子空间和 1-2 子空间的方程如下:

1-2 子空间:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1s} \\ i_{2s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_s/L_{is} & 0 \\ 0 & -r_s/L_{is} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1s} \\ i_{2s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_{is} & 0 \\ 0 & 1/L_{is} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{1s} \\ V_{2s} \end{bmatrix}. \tag{5}$$

d- q 子空间的状态方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} r_s \left[L_{ir} + 3 \left[\frac{N_r}{N_s} \right]^2 L_{ms} \right] & 0 & -3r_s \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \cos(\theta_r) & 3r_s \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \sin(\theta_r) \\ 0 & r_s \left[L_{ir} + 3 \left[\frac{N_r}{N_s} \right]^2 L_{ms} \right] & -3r_s \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \sin(\theta_r) & -3r_s \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \cos(\theta_r) \\ -3r_s \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \cos(\theta_r) & -3r_s \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \sin(\theta_r) & r_r(L_{is} + 3L_{ms}) & 0 \\ 3r_s \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \sin(\theta_r) & -3r_s \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \cos(\theta_r) & 0 & r_r(L_{is} + 3L_{ms}) \end{bmatrix} \times$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

式中 $D = ac - b^2$, $a = L_{is} + 3L_{ms}$, $b = 3 \frac{N_r}{N_s} L_{ms}$, $c = L_{ir} + 3 \left[\frac{N_r}{N_s} \right]^2 L_{ms}$.

3 空间向量 PWM 控制设计

在驱动系统的电压逆变电路中共有 6 个桥臂, 也就是有 64 个电压状态. 在 d- q 子空间里就有 64 个向量. 以电机的相电压进行分析与讨论, 先进行线电压到相电压的转换. 文献[2]给出了图 1(a)接法的转换矩阵:

$$\begin{bmatrix} V_{os} \\ V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ V_{ds} \\ V_{es} \\ V_{fs} \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2 & 0 & 2 & 0 & 2 & -2 & 2 \\ 4 & 4 & 2 & 2 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 4 & 4 & 2 & 2 & 0 & 2 \\ -2 & -2 & 2 & 2 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & -2 & -2 & 2 & 2 & 0 & 2 \\ -2 & -2 & -4 & -4 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & -2 & -2 & -4 & -4 & 0 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{abs} \\ V_{bes} \\ V_{cfs} \\ V_{des} \\ V_{efs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

接着, 计算出 64 个电压状态的相应相电压矢量, 投影到 d- q 与 1- 2 子空间, 如图 2 所示. 可以计算出图 1 两种接法的空间矢量投影是一致的.

当电机运行时, 希望所选择的向量产生最大的磁动势, 产生最小的 1- 2 子空间电流. 仔细观察后可以发现在 d- q 子空间作用最大的向量同时在 1- 2 子空间作用最小, 这些正是控制所需要的向量, 如图 3 所示.

在控制时, 假定一个在 d- q 子空间旋转的参考向量 V_{dq} , 并指定它的长度与旋转速度, 就可以选择产生它的电压向量, 并且由于这些向量在 1- 2 子空间的分布, 使得它们可能在 1- 2 子空间的向量和为零, 从而消除一部分谐波分量. 如图 3(b) 所示: 当向量 V_{dq} 位于 56 与 48 这两个向量之间, 在控制时选取 56、48、60、49 四个向量(分别用 V_1 、 V_2 、 V_3 、 V_4 表示)与一个零向量(V_5). 由平均值等效原理得:

$$V_1 T_1 + V_2 T_2 + V_3 T_3 + V_4 T_4 + V_5 T_5 = V_{dq} T, \quad T_1 + T_2 + T_3 + T_4 + T_5 = T,$$

式中 T_1, T_2, T_3, T_4, T_5 分别为向量 V_1, V_2, V_3, V_4, V_5 作用时间。

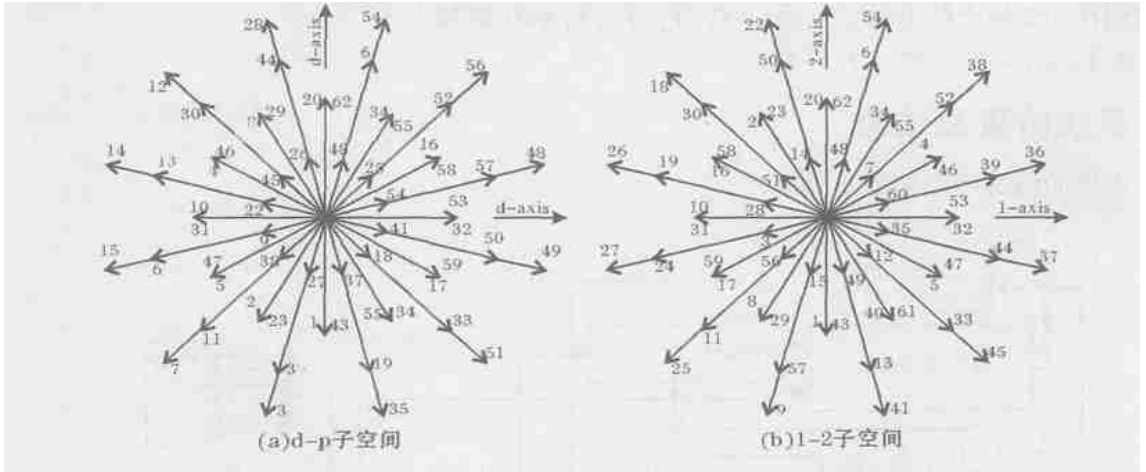


图 2 两个空间中的向量集合

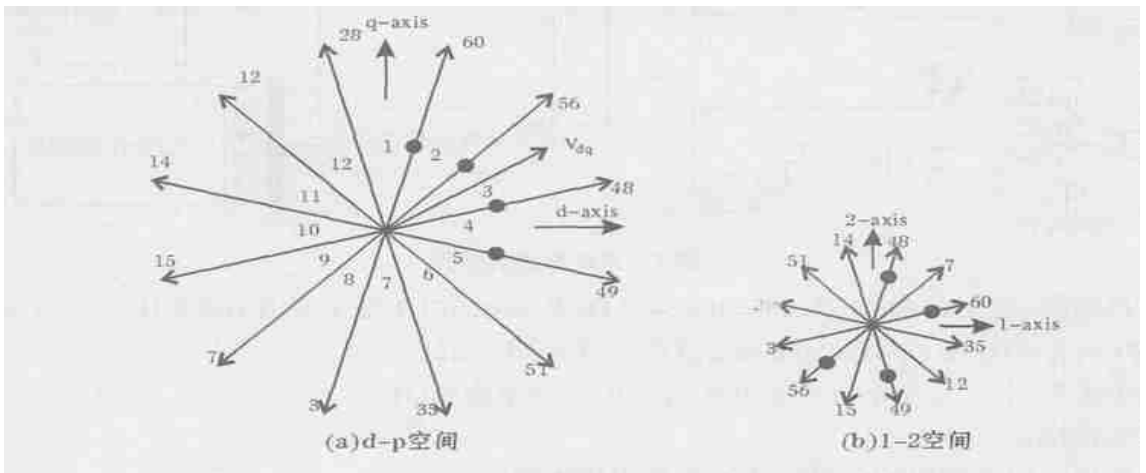


图 3 控制向量集合

关于零向量的选取, 以最少开关动作与最简单控制为原则选取 V_{42} . 在控制时, 把整个 $d-q$ 子空间分为 12 个区, 每个区的向量选择如表 1 所示。

仿真中还需要计算 $T_1 - T_5$, 计算的目的是和准则就是使其在 $d-q$ 子空间产生 V_{dq} , 并且在 $1-2$ 子空间向量和为零, 并考虑到:

1) 在 $d-q$ 子空间上把参考电压向量 V_{dq} 投影在 d 与 q 轴上, 记为 V_d 与 V_q , 并使其它 4 个非零的电压向量在 d 和 q 轴上的投影(记为 $V_{xd}, V_{xq}, x = 1, 2, 3, 4$)乘 $T_1 - T_4$ 后分别等于 V_d 与 V_q 乘以 T .

表 1 分区向量选择

子空间 区号	开关向量				
	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
第 1 区	28	60	12	56	
第 2 区	60	56	28	48	
第 3 区	56	48	60	49	
第 4 区	48	49	56	51	
第 5 区	49	51	48	35	
第 6 区	51	35	49	3	42
第 7 区	35	3	51	7	
第 8 区	3	7	35	15	
第 9 区	7	15	3	14	
第 10 区	15	14	7	12	
第 11 区	14	12	15	28	
第 12 区	12	28	14	60	

2) 在 1-2 子空间上需要使 4 个非零向量投影到 1 与 2 轴上(记为 V_{k1} 或 V_{k2} ; $x = 1, 2, 3, 4$), 且它们在 1, 2 轴上的分量分别乘以 T_1, T_2, T_3, T_4 后代数和为零。

$$3) T_5 = T - T_1 - T_2 - T_3 - T_4$$

4 系统仿真及结论

系统的仿真结构如图 4 所示。

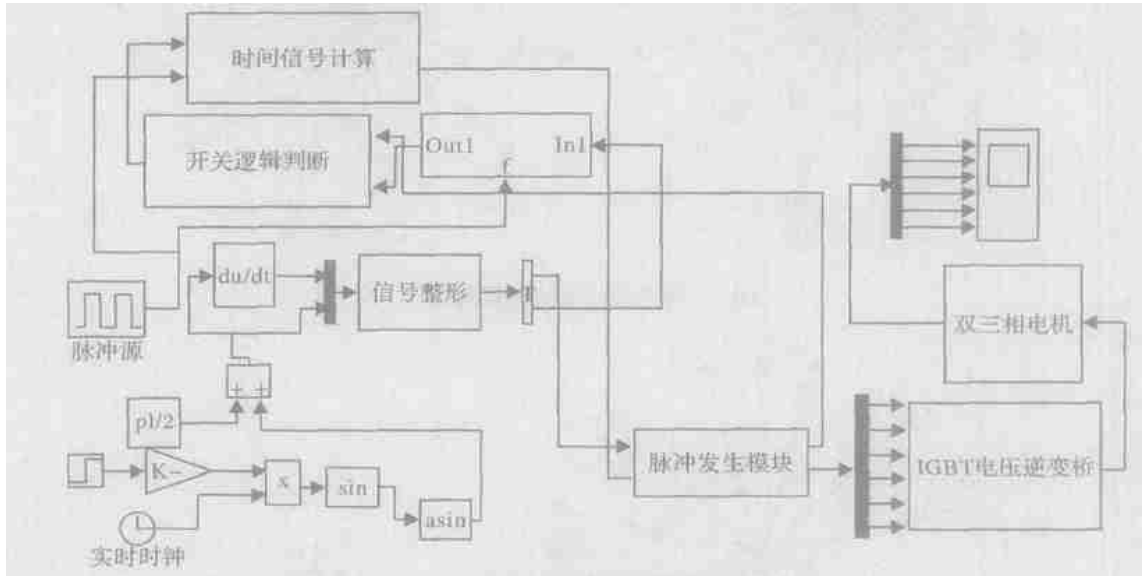


图 4 系统原理方框图

电机参数: $R_s = 0.0201 \Omega$; $L_s = 0.0349 \text{ H}$; $R_r = 0.0377 \Omega$; $L_r = 0.0349 \text{ H}$; $P_n = 3 \times 746$

W; $V_n = 220 \text{ V}$; $f_n = 60 \text{ Hz}$; $n = 3450 \text{ r/min}$; 连接方式如图 1(a)。

电压逆变器: $V_d = 400 \text{ V}$, 给定电压为 220 V , 频率为 60 Hz 。

仿真说明:

1) 每个区位所使用的向量组通过查表模块实现。

2) $T_1 - T_5$ 计算及实现采用 s- function, 结果发送到时间信号输出模块。分别对双三相电机的 SVPWM 和 SPWM 控制进行了仿真, 仿真结果的 d-q 与 1-2 子空间电流如图 5 所示。

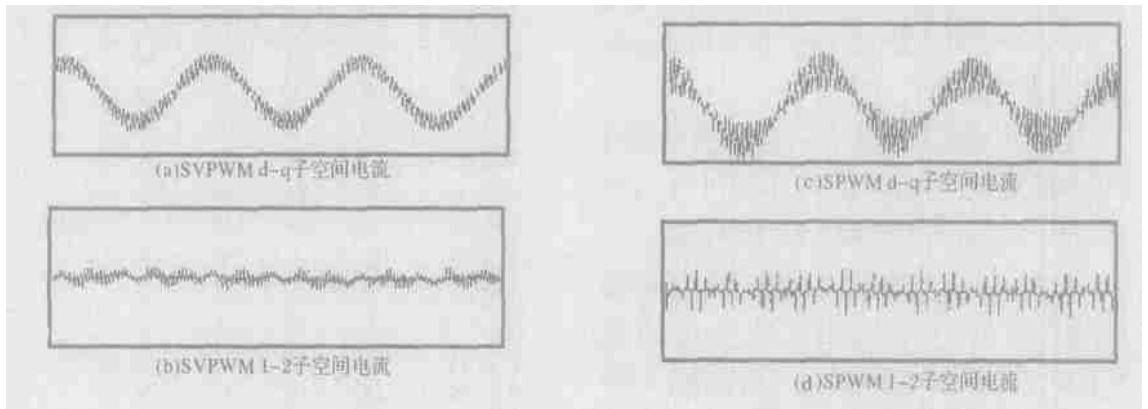


图 5 SVPWM 与 SPWM 的空间电流仿真比较

图 5 中, SVPWM 的 $d-q$ 空间电流比 SPWM 的要平滑, 而 1-2 子空间电流要比 SPWM 的要小. 这就意味着 SVPWM 有着分布更均匀的磁空间, 能提供较强的磁动势. 同时, SVPWM 在 1-2 子空间的谐波电流要更小, 电源的利用率更高. 因此, 采用 SVPWM 控制技术能较好地提高双三相电机运行的性能.

参考文献:

- [1] 吴守箴. 电气传动的脉宽调制控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 1995.
- [2] Y Zhao, T A Lipo. Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition[J]. IEEE Trans. Ind. Applicat. 1995, 31(Sept./Oct.): 1177-1184.
- [3] John W Kelly, Elias G Strangas, John M Miller. Multiphase Space Vector Pulse Width Modulation [J]. IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, 2003, 18(2): 259-264.
- [4] 薛定宇. 基于 MATLAB/Simulink 的系统仿真技术与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002.

Dual Three-phase Space Vector Pulse Width System and Simulation

CHEN Ying-hua, JIN Ai-juan

(Faculty of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510090, China)

Abstract: This paper introduces dual three-phase space vector pulse width modulation (SVPWM) and machine model, deduces a set of voltage control vector based on $d-q$ subspace, analyzes a six-leg, six-phase inverter, and presents techniques for dual three-phase SVPWM. the simulation by simulink in Matlab 6.5 is compared to a sine-triangte PWM in terms of dc bus utilization. In the end, the simulation results are given.

Key words: multi-phase motor; space vector pulse width modulation control; MATLAB simulation