

文章编号:1004-289X(2010)02-0026-05

三相异步电机矢量控制的研究

刘俊,庄圣贤

(西南交通大学电气工程学院,四川 成都 610500)

摘要:在异步电动机数学模型的基础上,讨论了矢量控制理论及其解耦性质。将异步电动机三相静止坐标系下的电压方程、磁链方程、转矩方程分别转换到两相同步旋转坐标系下。通过转子磁场定向技术,使定子绕组电流的转矩分量和磁场分量得到解耦,使得异步电机类似于直流电机的控制方法得以实现,从而,异步电机的调速性能大大提高。根据异步电机的磁链开环矢量的控制原理,采用Simulink自带的小模块自行搭建了矢量控制系统的仿真模型。

关键词:空间矢量调制;双馈感应电机;风力发电系统

中图分类号:TM343

文献标识码:B

Research on the Vector Control of a Three-phase Asynchronous Motor

LIU Jun, ZHUANG Sheng-xian

(Electrical Engineering College Southwest Jiaotong University, Chengdu 610500, China)

Abstract: The vector control theory and its decoupling are discussed on the foundation of the mathematical model of a synchronous motor. The voltage, flux and torque formulations in 3-phase static coordinates are converted into the corresponding formulations in 2-phase synchronous rotating coordinates, then the components between torque and magnetic field of stator winding current are decoupled through the rotor-field-oriented technology, which realized the control method of asynchronous similar to the DC motor. Thus, the speed regulating performance of the asynchronous motor is improved highly. According to the principle of flux-open loop vector control, we adopt the inner model of Simulink to construct the simulation model of vector control.

Key words: space vector modulation; doubly-fed induction generator; wind generation system

1 引言

异步电机矢量控制的控制方式比较复杂,要确定最佳的控制方式,必须对系统的动静态特性进行充分的研究。作为系统的一个主要环节,异步电机的特性显得尤为重要,建立一个适当的异步电机的数学模型是研究系统动静态特性、确定控制技术的理论基础。

2 三相坐标下的异步电机数学模型

异步电机本质上是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统,在研究其数学模型时常做以下假设^[1]:

- (1)三相绕阻对称,忽略空间谐波;
- (2)忽略磁路饱和铁心损耗;

(3)各绕阻的自感和互感都是线性的,我们可以得到其电压方程:

①电压方程:

$$u = Ri + p\Psi \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \phi_A \\ \phi_B \\ \phi_C \\ \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix}$$

②磁链方程:

$$\Psi = Li \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_A \\ \phi_B \\ \phi_C \\ \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} & L_{Aa} & L_{Ab} & L_{Ac} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} & L_{Ba} & L_{Bb} & L_{Bc} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} & L_{Ca} & L_{Cb} & L_{Cc} \\ L_{aA} & L_{aB} & L_{aC} & L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{bA} & L_{bB} & L_{bC} & L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{cA} & L_{cB} & L_{cC} & L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

我们可以将上面复杂的磁链方程矩阵改写成分块形式:

$$\begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{ms} + L_{ls} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ms} + L_{ls} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ms} + L_{ls} \end{bmatrix}$$

$$L_{rr} = \begin{bmatrix} L_{ms} + L_{lr} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ms} + L_{lr} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ms} + L_{lr} \end{bmatrix}$$

$$L_{rs} = L_{sr}^T = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) & \cos\theta & \cos(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

③转矩方程:

根据机电能量转换原理,在多绕组电机中,线性电感的条件下,磁场的储能和磁共能为:

$$W_m = W'_m = \frac{1}{2}i^T \Psi = \frac{1}{2}i^T Li \quad (4)$$

而电磁转矩等于机械角位移变化时磁共能的变化率 $\frac{\partial W'_m}{\partial \theta}$,由最优控制原理,此时电流约束为常值,且机

械角位移 $\theta_m = \theta/n_p$,故有:

$$T_e = \frac{\partial W'_m}{\partial \theta_m} = n_p \frac{\partial W'_m}{\partial \theta}$$

即有:

$$W_m = W'_m = T_e = \frac{1}{2}n_p i^T \frac{\partial L}{\partial \theta} i = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta} \\ \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta} & 0 \end{bmatrix} i$$

将电流矢量 $i^T = [i_s^T \quad i_r^T] = [i_A \quad i_B \quad i_C \quad i_a \quad i_b \quad i_c]$ 代入,得:

$$T_e = \frac{1}{2}n_p \left[i_r^T \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta} i_s + i_s^T \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta} i_r \right] \quad (5)$$

$$T_e = n_p L_{ms} \left[(i_A i_a + i_B i_b + i_C i_c) \sin\theta + (i_A i_b + i_B i_c + i_C i_a) \sin(\theta + 120^\circ) + (i_A i_c + i_B i_a + i_C i_b) \sin(\theta - 120^\circ) \right]$$

转矩的运动方程为:

$$T_e = T_L + \frac{J d\omega}{n_p dt} \quad (6)$$

其中, T_L 为负载转矩; J 为机组转动惯量。

异步电机的强耦合主要表现在磁链和转矩方程式上,既有三相绕组之间的耦合,又有定转子绕组间的耦合,还存在磁场与定转子电流间的耦合,其根源在它有一个复杂的电感矩阵,通常需要用坐标变换的方式加以改造,最后得出与三相异步电机等效的直流电机模型。

3 矢量控制原理及异步电机在两相同步旋转坐标下的数学模型^[2-4]

3.1 矢量控制原理

矢量控制基本思想就是在普通的三相交流电动机上设法模拟直流电机转矩控制规律,在磁场定向坐标系上,将定子电流矢量分解成产生磁通的励磁电流分量 i_d 和产生转矩的转矩电流分量 i_q ,并使两分量互相垂直,彼此独立,并分别进行调节。这样,交流电机的转矩控制,从原理上就和直流电机相似了,故矢量控制的关键仍是对电流矢量的幅值和空间位置(频率和相位)的控制。通过以上讨论,可将一个三相交流的磁场系统等效为一个旋转体上的直流磁场系统,以两相系统作为过渡,互相进行等效变换。故若将变频器的给定信号变成类似于直流电机磁场系统的控制信号,就是说,假想有两个相互垂直的直流绕组处于同一旋转体上,两个绕组中分别独立的通入由给定信号分解得到的励磁电流 i_d 和转矩电流信号 i_q ;同时,电机在运行过程中三相交流系统的信号,经坐标变换,等效变换为两个互相垂直的直流信号,反馈到给定的控制部分,用于修正基本的控制信号 i_d 和 i_q 。

3.2 异步电机在两相同步旋转坐标下的数学模型

通过坐标变换可将异步电机在三相静止坐标系下的数学模型转化为两相静止坐标系和两相旋转坐标系下的数学模型。

如图 1 所示,根据两相同步坐标系和三相坐标系之间的关系,可以得到异步电机在任意两相同步旋转坐标系 $d-q$ 下的电压数学模型为:

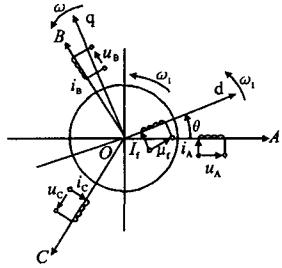


图 1 两相同步旋转坐标下的物理模型

$$\begin{bmatrix} U_{d1} \\ U_{q1} \\ U_{d2} \\ U_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_s p & -\omega_1 L_s & L_m P & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & R_1 + L_s p & \omega_1 L_m & L_m P \\ L_m P & -\omega_1 L_m & R_2 + L_r p & -\omega_s L_r \\ \omega_s L_m & L_m P & \omega_s L_r & R_2 + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (7)$$

磁链方程为：

$$\begin{bmatrix} \phi_{d1} \\ \phi_{q1} \\ \phi_{d2} \\ \phi_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中, $L_m = \frac{3}{2}L_{ms}$, L_m 为 $d-q$ 定子与转子同轴等效绕组间的互感;

$L_s = \frac{3}{2}L_{ms} + L_{ls} = L_m + L_{ls}$, L_s 为 $d-q$ 坐标系定子等效两相绕组的自感;

$L_r = \frac{3}{2}L_{rs} + L_{lr} = L_m + L_{lr}$, L_r 为 $d-q$ 坐标系转子等效两相绕组的自感。

转矩方程为：

$$T_e = n_p L_m (i_{d1} i_{q2} - i_{d2} i_{q1}) \quad (9)$$

L_m 为互感; L_s , L_r 为定、转子每相绕组的等效自感; T_e 为电机转矩; T_1 为负载转矩; P 为微分因子; i_{d1} 、 i_{q1} 为 $d-q$ 轴定子电流, i_{d2} 、 i_{q2} 为 $d-q$ 轴转子电流。原电压、磁链、转矩方程阶数降低了, 大大地简化了计算, 方便了控制实现。

4 转子磁场定向矢量控制的实现过程^[5-7]

基于上述理论基础, 我们可以将三相坐标下的复杂的高阶电机数学模型通过坐标变换转化为低阶的电机数学模型。

$$\begin{bmatrix} U_{d1} \\ U_{q1} \\ U_{d2} \\ U_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_s p & -\omega_1 L_s & L_m P & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & R_1 + L_s p & \omega_1 L_m & L_m P \\ L_m P & -\omega_1 L_m & R_2 + L_r p & -\omega_s L_r \\ \omega_s L_m & L_m P & \omega_s L_r & R_2 + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{d1} \\ \phi_{q1} \\ \phi_{d2} \\ \phi_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中, ω_1 为定子频率同步角速度, ω 为转子转速,

$$\omega_s = \omega_1 - \omega, \omega_s \text{ 为转差}; L_m = \frac{3}{2}L_{ms}, L_m \text{ 为 } d-q \text{ 定子与转}$$

$$\text{子同轴等效绕组间的互感}; L_s = \frac{3}{2}L_{ms} + L_{ls} = L_m + L_{ls}, L_s$$

$$\text{为 } d-q \text{ 坐标系定子等效两相绕组的自感}; L_r = \frac{3}{2}L_{rs} + L_{lr} = L_m + L_{lr}, L_r$$

$$= L_m + L_{lr}, L_r \text{ 为 } d-q \text{ 坐标系转子等效两相绕组的自感}.$$

$$T_e = n_p L_m (i_{d1} i_{q2} - i_{d2} i_{q1}) \quad (12)$$

对于鼠笼异步电机而言, 转子短路, 则有: $i_{d2} = i_{q2} = 0$, 相应的电压数学模型变为式(13):

$$\begin{cases} u_{d1} = R_s i_{d1} + p\phi_{d1} - \omega_s \phi_{q1} \\ u_{q1} = R_s i_{q1} + p\phi_{q1} + \omega_s \phi_{d1} \\ u_{d2} = R_r i_{d2} + p\phi_{d2} - \omega_s \phi_{q2} \\ u_{q2} = R_r i_{q2} + p\phi_{q2} + \omega_s \phi_{d2} \end{cases} \quad (13)$$

由式(13)的3、4两式及 $u_{d2} = u_{q2} = 0$ 可解得:

$$\begin{cases} i_{d2} = \frac{1}{L_r} (\phi_{d2} - L_m i_{d1}) \\ i_{q2} = \frac{1}{L_r} (\phi_{q2} - L_m i_{q1}) \end{cases}, \text{ 将此式代入(12)得到:}$$

$$T_e = \frac{n_p L_m}{L_r} (i_{q1} \phi_{d2} - i_{d1} \phi_{q2}) \quad (14)$$

按转子磁场定向, 就是规定 d 轴总是沿着转子总磁链 ϕ_2 的方向, 坐标系 $d-q$ 以同步速度 ω_1 旋转, 应有: $\phi_{d2} = \phi_r = L_m i_{d1} + L_r i_{d2}$, $\phi_{q2} = L_m i_{q1} + L_r i_{q2} = 0$, 写成电流表达式为:

$$\begin{cases} \phi_{d2} = \phi_r = L_m i_{d1} + L_r i_{d2} \\ \phi_{q2} = L_m i_{q1} + L_r i_{q2} = 0 \end{cases}, \text{ 又由式(10)的第3、4行, 可得}$$

转矩方程变为:

$$T_e = \frac{n_p L_m}{L_r} i_{q1} \phi_r \quad (15)$$

简化得:

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{d2}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_{d2} + \omega_s \phi_{q2} + \frac{L_m}{T_r} i_{d1} \\ \frac{d\phi_{q2}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_{q2} - \omega_s \phi_{d2} + \frac{L_m}{T_r} i_{q1} \end{cases} \quad (16)$$

当按转子磁链定向后, 由式(16)得到:

$$\begin{cases} \frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{L_m}{T_r} i_{d1} \\ \frac{d\phi_{q2}}{dt} = -\omega_s \phi_r + \frac{L_m}{T_r} i_{q1} \end{cases} \quad (17)$$

即：

$$\phi_r = \frac{L_m}{T_r p + 1} i_{d1} \quad (18)$$

$$\omega_s = \frac{L_m i_{q1}}{T_r \phi_r} \quad (19)$$

综上所述。我们可以得到矢量控制的基本方程式，现归综如下：

(1) 转子磁链 φ_2 的方程

$$\dot{\phi}_r = \frac{L_m}{T_r p + 1} i_{d1} \quad (20)$$

其中 $T_r = L_r / R_r$ ，为转子励磁时间常数。首先，它表明 φ_2 与 i_{d1} 之间的动态关系是一阶惯性环节，即当定子电流励磁分量突变时而引起转子磁链 φ_2 变化时，会在转子中感生转子电流励磁分量，阻止 φ_2 的变化，使其只能指数规律变化；其次，表明转子磁链 φ_2 只能由 i_{d1} 表明 i_{d1} 产生，与定子电流的转矩分量无关；第三，表明 φ_2 稳态值由定子电流励磁分量唯一确定。

(2) 转矩方程

转矩方程式：

$$T_e = \frac{n_p L_m}{L_r} i_{q1} \phi_r \quad (21)$$

i_{q1} 是定子电流的转矩分量。当 i_{d1} 不变时，即 ϕ_r 不变时，如果 i_{q1} 变化，转矩 T_e 立即随之成正比例的变化，没有任何滞后。

(3) 转差频率 ω_s 方程

$$\omega_s = \frac{L_m i_{q1}}{T_r \phi_r} \quad (22)$$

(4) 定子电流转矩分量的计算

$$i_{q1} = \frac{L_r}{n_p L_m \phi_2} T_e \quad (23)$$

以上即为矢量控制的基本原理和控制方程式。总而言之，由于 $d-q$ 坐标按转子磁场定向，在定子电流的两个分量之间实现了解耦， i_{d1} 唯一决定 φ_2 ， i_{q1} 则只影响转矩，与直流电机中的励磁电流与电枢电流对应，大大简化了异步电机的控制。

由上述数学模型，本文建立的基于 SVM 的矢量控制策略的 DFIG 系统如图 2 所示。

5 异步电动机矢量控制系统的建模和仿真^[8,9]

基于以上数学模型及图 2，利用仿真工具建立了相应的一个并网型双馈感应电机风力发电系统仿真模型。主要参数设定为：输入电压 $u = 380V$ ；频率 $f =$

50Hz；同步转速 $\omega = 1500r/s$ ；极对数 $n_p = 2$ ；功率 $p = 1200W$ ；定子电阻 $R_2 = 4.1\Omega$ ；转子电阻 $R_r = 2.5\Omega$ ；定子电感 $L_s = 0.545H$ ；转子电感 $L_r = 0.542H$ ；定转子互感 $L_m = 0.510H$ ；转动惯量 $J = 0.04kg \cdot m^2$ 。

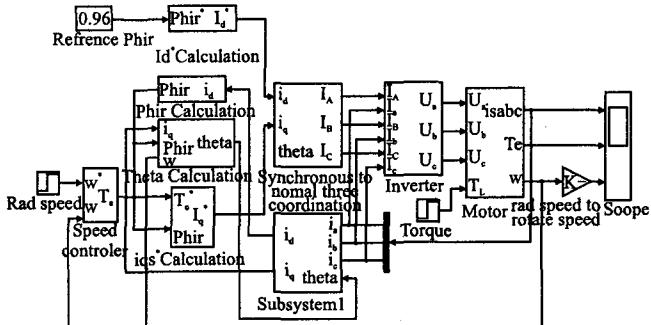


图 2 异步电机矢量控制系统仿真模块

将上述参数输入仿真系统，就可以根据不同的速度和转矩给定量，来得到矢量控制系统的仿真结果（定子电流、输出转矩、输出转速的仿真结果图中横坐标单位为秒，纵坐标单位分别为 A、N·m 和 r/m）。

转矩给定为 $10N \cdot m$ ，有速度给定时：

(1) 转速给定为 $1400rpm$ 时如图 3~5 所示。

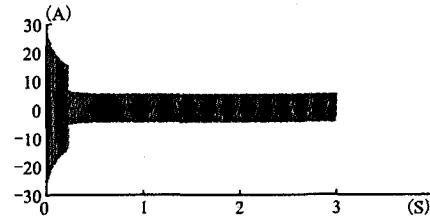


图 3 定子输出电流

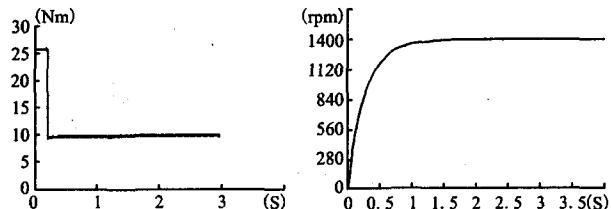


图 4 输出转矩

(2) 转速给定为 $1500rpm$ 时如图 6~8 所示。

(3) 转速给定为 $1800rpm$ 时如图 9~11 所示。

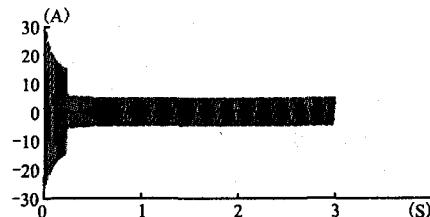


图 5 输出转速

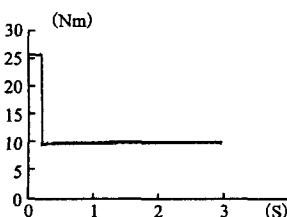


图 7 输出转矩

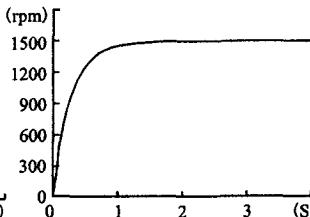


图 8 输出转速

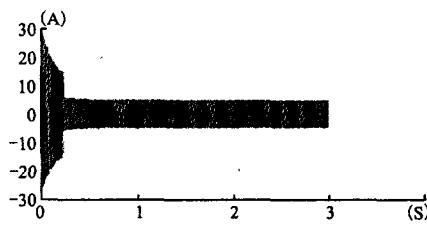


图 9 定子输出电流

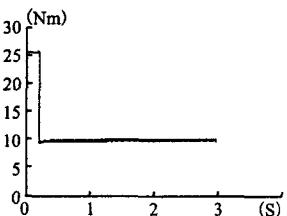


图 10 输出转矩

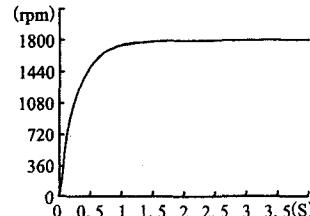


图 11 输出转速

6 仿真结果分析

根据以上仿真结果,有以下结论:

(1)由公式 $\omega - \omega = \omega_s = \frac{L_m i_{q1}}{T_2 \varphi_2}$, 可以知道,当转差 ω_s 增大时,定子电流转矩分量也随之增大。

(2)由公式 $T_e = n_p \frac{L_m}{L_r} i_{q1} \varphi_2$, 由(1)分析可知,当转差 ω_s 增大时,定子电流转矩分量也随之增大,此时转矩也随之增大;故在 1s 时,定子电流会有一冲击电流产生。

(3)由 PI 调节可以知道,当转差输入后,转速最终可以达到所期望的值。

7 结束语

本文在异步电动机不同坐标系下的数学模型的基础上,通过矢量控制的基本方程式分析了异步电动机矢量控制的解耦性质,总结了矢量控制规律,在其连续时间表达式的基础上经时间域离散得到了矢量控制系统软件电流模型模块所必须的离散表达,这是实现矢量控制的关键。仿真系统电机转速响应迅速可较快的达到整定转速,超调量小;电机定子电流平稳,电流冲击量小;电磁转矩只经历短时的震荡期,短时即达到稳

态。此控制方法在仿真上达到了电机控制的目的。

参考文献

- [1] 顾绳谷. 电机及拖动基础 [M]. 2 版. 机械工业出版社, 1997, 5: 89 - 125.
- [2] 黄俊, 王兆安. 电力电子变流技术 [M]. 3 版. 机械工业出版社, 1999, 10: 197 - 233.
- [3] 熊健. 电压空间矢量调制与常规 SPWM 比较研究 [J]. 电力电子技术, 1999, 2, 1: 25 - 28.
- [4] 张纯江, 漆汗宏. 空间矢量 PWM 与正弦 PWM 的比较研究 [J]. 信息技术, 2000, 5: 1 - 2.
- [5] Texas Instruments. AC induction Motor Control Using Constant V/Hz Principle and Space Vector PWM [M]. 1998: 16 - 65.
- [6] Field Oriented Control of Three Phase AC-motors. Texas Instruments, 1997.
- [7] 陶永华. 新型 PID 控制及其应用 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2002, 5: 10.
- [8] 黄永安, 马路, 刘惠敏. MATLAB 7.0/SIMULINK 6.0 建模仿真开发与高级工程应用 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2005.
- [9] 王正林, 王胜开, 陈国顺. MATLAB/Simulink 与控制系统仿真 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.

收稿日期: 2009-06-12

作者简介: 刘俊(1983-), 男, 山东人, 硕士研究生, 电力系统及其自动化专业, 西南交通大学。

(上接第 25 页)

电弧等离子体的温度计算公式,并给出了实例分析,验证了方法的可行性。证明了本文给出的公式能诊断开关电器的电弧温度。

参考文献

- [1] 赵子玉, 武建文, 邹积岩, 等. 利用 CCD 摄像系统研究真空电弧演变过程 [J]. 中国电机工程学报, 1999, 19(11): 10 - 13.
- [2] 邵华, 朱丹平, 吴毅雄. Abel 逆变换的数值算法 [J]. 上海交通大学学报, 2005, 39(8): 1375 - 1378.
- [3] 邵华, 朱丹平, 吴毅雄. 电弧等离子体温度场中 Abel 逆变换的数值算法分析 [J]. 计算物理, 2005, 22(5): 431 - 436.
- [4] C. Sidney Burrus, Ramesh A. Gopinath, Haitao Guo. Introduction to Wavelets and Wavelet Transforms [M]. China Machine Press, 2008, 1.
- [5] 王爱玲, 叶明生, 邓秋香. MATLAB R2007 图像处理技术与应用 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2008, 1.
- [6] National Institute of Standards and Technology. NIST Atomic Spectra Database [S]. <http://physics.nist.gov/PhysRefData/ASD/index.html>.
- [7] 过增元, 赵文华. 电弧和热等离子体 [M]. 北京: 科学出版社, 1986, 23.
- [8] 董华军, 廖敏夫, 邹积岩, 等. 基于 CCD 真空开关电弧等离子体参数诊断方法 [J]. 电工技术学报, 2007, 22(6): 65 - 68.
- [9] Guile A E. Arc-electrode phenomena [J]. Proc. IEE, eviews, 1971, 118(9): 427.

收稿日期: 2009-11-09

作者简介: 栾荻野(1983-), 男, 硕士研究生, 研究方向为压气式断路器温度检测。

曹云东(1963-), 男, 教授, 博士, 研究方向为现代电器设计理论及应用电器智能化。