



型;u-i 模型,i-n 模型和 u-n 模型,由于 u-i 模型结构简单<sup>[4]</sup>,在计算过程中所需的电机参数是电机定子电阻,在本仿真研究中我们将采用这一数学模型,u-i 磁链模型可表示为:

$$\begin{cases} \Psi_{\alpha s} = \int (u_{\alpha s} - R_s \cdot i_{\alpha s}) dt \\ \Psi_{\beta s} = \int (u_{\beta s} - R_s \cdot i_{\beta s}) dt \end{cases} \quad (1)$$

电磁转矩观测模型可表示为:

$$T_e = \frac{3}{4} P (\Psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \Psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (2)$$

其中参数 P 为电机的极数.

定子磁链的幅值可通过下式计算出:

$$\Psi_s = \sqrt{\Psi_{\alpha s}^2 + \Psi_{\beta s}^2} \quad (3)$$

为了合理选择逆变器开关状态以实现异步电机的近圆形旋转磁场,将定子磁链矢量的空间位置划分为 S1——S6 共六个扇区,如图 2:

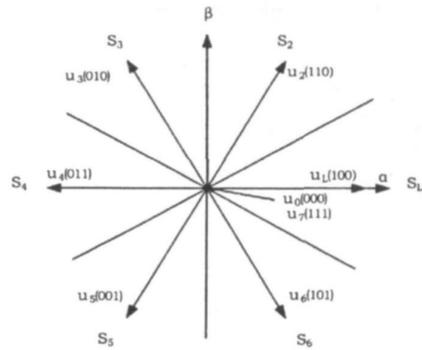


图 2 磁链扇区的划分

磁链矢量所在的扇区的判断同电压空间矢量的扇区判断方法是一致的,都是采用坐标变换的方式通过求幅角或实轴、虚轴分量来判断,而由幅角来判断扇区的方法采取了反三角函数的形式,在实际的硬件实现中对控制系统有较高的要求,故采用通过定子磁链矢量的分量的符号及其比值来判断扇区的位置.其算法的实现较简单,判断过程如下表 1 所示:

表 1 磁链扇区的判断

$\Psi_{\alpha s} > 0$	$-0.577 \leq \Psi_{\alpha s} / \Psi_{\beta s} < 0.577$	S1	$\Psi_{\alpha s} \equiv 0$	$\Psi_{\beta s} > 0$	S3
	$\Psi_{\alpha s} / \Psi_{\beta s} \geq 0.577$	S2		$\Psi_{\beta s} < 0$	S6
	$\Psi_{\alpha s} / \Psi_{\beta s} < -0.577$	S6		$\Psi_{\beta s} = 0$	S1
$\Psi_{\alpha s} < 0$	$\Psi_{\alpha s} / \Psi_{\beta s} < -0.577$	S3	$\Psi_{\beta s} \equiv 0$	$\Psi_{\alpha s} > 0$	S1
	$-0.577 \leq \Psi_{\alpha s} / \Psi_{\beta s} < 0.577$	S4		$\Psi_{\alpha s} > 0$	S4
	$\Psi_{\alpha s} / \Psi_{\beta s} \geq 0.577$	S5		$\Psi_{\alpha s} = 0$	S4

在 SIMULINK 仿真实现过程中,我们通过编写 S 一函数模块来确定磁通矢量的扇区,主程序略.

### 1.2 磁链和转矩调节器

为维持磁链幅值在允许的误差范围内波动以保证磁链的近圆形旋转,采用磁链的滞环调节从而保证了磁链的幅值的大致恒定.如磁链增加时应选择合适的定子电压矢量使定子磁链的幅值减小,磁链减小时则通过定子电压矢量的改变来增加定子磁链幅值.通常磁链调节器做成一个两电平的砰一砰控制器结构.转矩调节器的任务实际就是对转矩的直接控制,通过转矩的滞环调节,选择相应的定子电压矢量以控制定子磁链的旋转速度,从而把实际的电磁转矩控制在一定的容差范围内.通常转矩调节器的结构如图 3 所示:

### 1.3 逆变器电压矢量的选择

以定子绕组轴线,在空间建立 abc 三相静止坐标系,同时建立  $\alpha\beta$  两相静止坐标系,其中  $\alpha$  轴与  $\alpha$

轴重合.根据三相电压型逆变器的不同开关状态  $s_{\alpha s} s_{\beta s} s_{\gamma s}$  可得到 8 个空间矢量,其中  $u_0$ 、 $u_7$  为零矢量,电压空间矢量的空间位置如图 2 中所示.下面以定子磁链处于第 2 扇区时为例,介绍了电压矢量的选择原理.

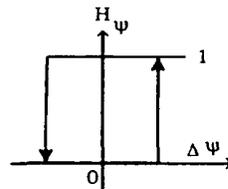


图 3-a 磁链调节器

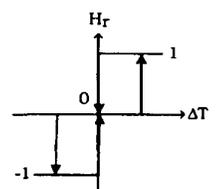


图 3-b 转矩调节器

从图 4 中可以看出,电压矢量  $u_1$ 、 $u_2$  和  $u_3$  的作用会使磁链增加; $u_4$ 、 $u_5$  和  $u_6$  的作用会使磁链减少.同样地,电压矢量  $u_3$  和  $u_4$  作用时,磁通角增大,转矩会增加; $u_1$  和  $u_6$  作用时,磁通角减小,转矩会减少;当  $u_2$  超前定子磁链矢量时, $u_2$  作用使磁通角增大转矩增大, $u_5$  作用使磁通角减小转矩减小;当

$u_2$  滞后定子磁链矢量时,  $u_2$ 、 $u_5$  对转矩的影响与前者相反. 零矢量的作用时, 定子磁链静止, 幅值不变, 但由于转子磁链继续旋转, 磁通角会变小使转矩减小<sup>[5]</sup>.

为保证定子磁链的近圆形运转同时使电磁转矩的容差控制在一定的范围内, 根据上述分析方法, 通过磁链和转矩的滞环调节器可判断出作用于逆变器的下一电压矢量<sup>[6]</sup>, 由此便可确定三相电压逆变器的开关状态, 开关状态选择表如表 2 所示:

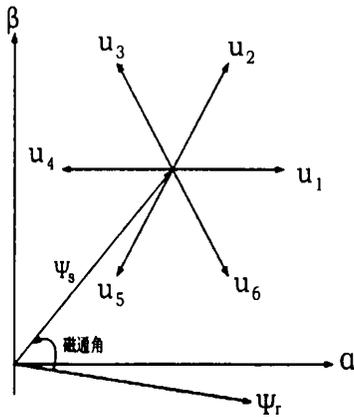


图 4 电压空间矢量的选择基本原理

表 2 逆变器开关状态选择表

$H_V$	1		0			
$H_T$	1	0	-1	1	0	-1
扇区 1	$u_2$	$u_0$	$u_6$	$u_3$	$u_7$	$u_5$
扇区 2	$u_3$	$u_7$	$u_1$	$u_4$	$u_0$	$u_6$
扇区 3	$u_4$	$u_0$	$u_2$	$u_5$	$u_7$	$u_1$
扇区 4	$u_5$	$u_7$	$u_3$	$u_6$	$u_0$	$u_2$
扇区 5	$u_6$	$u_0$	$u_4$	$u_1$	$u_7$	$u_3$
扇区 6	$u_1$	$u_7$	$u_5$	$u_2$	$u_0$	$u_4$

在本仿真中, 通过编写 S-函数来实现表 2 逆变器的开关状态选择, 主程序略.

## 2 系统仿真及分析

根据上述分析, 最终构建出笼型异步电动机的直接转矩控制仿真系统. 异步电机的仿真参数: 额定功率  $P_N=2.2 \text{ kW}$ , 额定电压  $u_N=220 \text{ V}$ , 额定频率  $f_N=50 \text{ Hz}$ , 定子电阻  $R_s=0.435 \Omega$ , 定子自感  $L_s=0.002 \text{ H}$ , 转子电阻  $R_r=0.81 \Omega$ , 转子电感  $L_r=0.002 \text{ H}$ , 互感  $L_m=69.31 \text{ mH}$ , 转动惯量  $J=0.005 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ , 摩擦系数  $F=0$ , 定子磁通  $\Psi_s^*=0.8 \text{ Wb}$ , 转矩偏差  $\Delta T=0.5 \text{ N} \cdot \text{m}$ , 磁通偏差  $\Delta \Psi=0.005 \text{ Wb}$ .

仿真过程采用并行启动的方式, 即电磁转矩和定子磁通同时达到参考值, 为验证系统的动态响应性能, 设置系统的转速指令  $\omega=100 \text{ rad/s}$ , 负载转矩在时  $0 < t \leq 0.3 \text{ s}$ ,  $T_L=4 \text{ N} \cdot \text{m}$ ,  $0.3 \text{ s} < t \leq 0.8 \text{ s}$ ,  $T_L=10 \text{ N} \cdot \text{m}$ ,  $0.8 \text{ s} < t$  时,  $T_L=7 \text{ N} \cdot \text{m}$ , 加负载后系统的仿真结果如下所示:

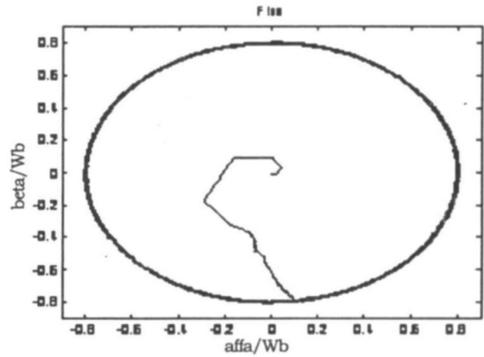


图 5 磁链轨迹曲线

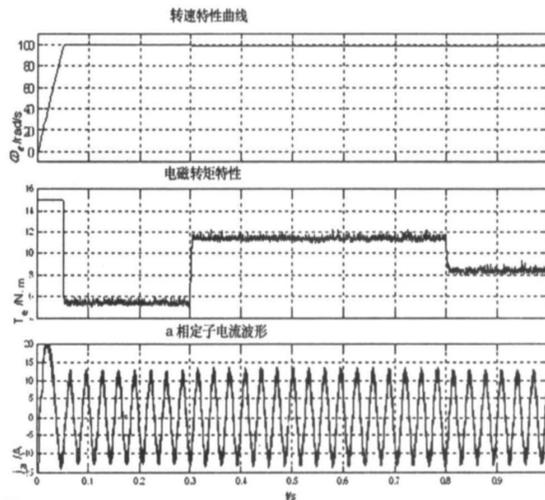


图 6 直接转矩控制系统仿真特性曲线

图 5, 6 的仿真结果表明: 1, 直接转矩控制系统的动态调节过程迅速. 由于系统在速度环采用了  $PI$  调节, 在负载转矩发生变化时, 电机的转速能迅速达到指令转速的要求. 2, 合理设置系统的容差, 可使定子磁链的轨迹接近于圆形, 同时定子电流波形接近于正弦波. 3, 直接转矩控制系统存在一定的转矩脉动, 这与选取磁链观测模型以及系统容差有关.

### 3 结 论

异步电机的直接转矩控制系统具有动态响应速度快, 性能受电机参数影响小, 计算简单等优点, 本文在 SIMULINK 中建立起异步电机的直接转矩控制的仿真模型, 验证了异步电机在高速范围内的这一动态性能, 对于低速范围内的仿真只需修改磁链观测模型即可, 同时我们也发现如何在全速范围内建立起一个算法简单的磁链观察模型以及如何减少转

矩脉动这将是今后的研究重点. 这一仿真平台的建立必将为以后的交流调速系统的研究开发奠定基础.

### 参考文献:

- [1]周平. 交流异步电动机直接转矩控制系统的仿真建模. 微特电机, 2005, (5): 35—38.
- [2]黄志武. 基于 simulink/s 函数的直接转矩控制系统仿真研究, 自动化技术与应用, 2006, (4): 52—56.
- [3]Bimal K. Bose 著, 王聪, 等译. 现代电力电子学与交流传动 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [4]Stator and Rotor Flux Based Deadbeat Direct Torque Control of Induction Machines, Barbara H. Kenny, NASA/TM—2001—211100/REV1.
- [5]Andrzej M. Trzynadlowski 著; 李鹤轩等译, 异步电动机的控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [6]李翼昆. 异步电动机直接转矩控制的仿真与分析 [J], 控制工程, 2004, (11): 194—197.

## Simulation and Analysis on Direct Torque Control for Induction Motors Based on Simulink

CHEN Bin, SONG Ping-gang, HE Xin

(East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

**Abstract:** It analyses the fundament of direct torque control (DTC), and presents a new simulated method of DTC based on simulink soft. It includes compiling S-function for estimating the flux sector of squirrel-cage AC machine and selecting the switching vector. using simpowersystems blocks simulates the power system. The result of an example simulation indicates simpleness and effectiveness of this method which establishes the fundament for next researching in DTC.

**Key words:** DTC; flux; voltage vector; S-Function