

⑤21-26

1999年9月
第22卷第5期

重庆大学学报 (自然科学版)
Journal of Chongqing University(Natural Science Edition)

Vol. 22
Sep. 1999

文章编号:1000-582x(1999)05-0021-06

圆形磁链轨迹异步机直接 转矩控制系统的仿真研究

TM343

林景栋, 乔博, 印勇, 何耀三

(重庆大学 自动化学院, 重庆 400044)

摘要: 分析了直接转矩控制的原理, 提出了反转工作电压的概念和在线选取电压空间矢量的方法, 针对转速闭环控制提出了双模状态辨识跟随逼近式控制策略, 给出了按圆形轨迹控制的仿真结果。

关键词: 直接转矩控制; 仿真; 状态辨识

中图分类号: TP 273+.1

文献标识码: A

异步电机 磁链轨迹
机

沿袭直流电机工作原理的著名的矢量控制原理, 在理论上使交流传动系统的静、动态性能可与直流传动系统相媲美, 但由于异步机各物理量之间的强耦合性以及磁链瞬时幅值与其相位的求取等核心问题一直未能得到很好的解决, 限制了矢量控制技术的研究和应用。

作为继矢量控制之后交流传动控制理论的又一次飞跃的直接转矩控制(DTC), 抓住了异步机高性能传动的关键在于瞬时转矩的控制, 将转矩直接作为被控量, 对转矩实行直接控制, 使直接转矩控制的异步机调速系统具有较好的动静态性能; 此外, 直接转矩控制减少了矢量控制技术中控制性能易受参数变化影响的问题, 使其成为近年来国内外交流传动领域的热门话题。

笔者通过对直接转矩控制原理及控制系统的详细分析, 得出了6个工作电压空间矢量对异步机定子磁链和电磁转矩的作用情况, 并针对转速闭环直接转矩控制系统给出了仿真实验结果。

1 直接转矩控制原理

1.1 异步电动机在定子静止坐标系上的矢量方程

异步电动机在定子静止坐标系(即 α, β 坐标系)上的矢量方程为:

$$U_s = r_1 i_s + p\Psi_s \quad (1)$$

$$0 = r_2 i_r + p\Psi_r - j\omega_r \Psi_r \quad (2)$$

$$\Psi_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (3)$$

$$\Psi_r = L_r i_r + L_m i_s \quad (4)$$

• 收稿日期: 1998-07-10

作者简介: 林景栋(1966-), 男, 福建宁德人, 重庆大学博士生。主要研究方向: 计算机集成制造系统。

$$T_e = n_p(\Psi_s \cdot i_r) = n_p \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} (\Psi_s \times \Psi_r) \quad (5)$$

式中 r_1, r_2 ——分别为定子、转子电阻, L_m ——定子与转子绕组间的互感, L_s, L_r ——分别为定子、转子绕组的自感, ω_r ——转子旋转电气角速度, n_p ——电机极对数。

1.2 逆变器的电压状态及电压空间矢量

180°导通电压型逆变器-异步电动机系统中,由于逆变器的开关状态只有8种,通过分析可知逆变器输出7种不同的电压,这7种电压被分为两类,即工作电压状态和零电压状态,它们的空间位置如图1所示。6个工作电压矢量幅值相等,相位依次相差60°,将圆等分为6个扇区,而零矢量位于圆心。

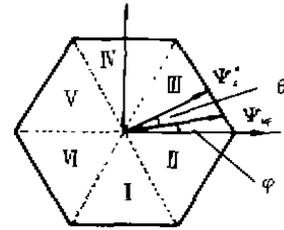


图1 逆变器的电压空间矢量

1.3 电压空间矢量对定子磁链的影响

电压型逆变器-异步电动机系统中,逆变器的输出电压 $u_s(t)$ 即为异步电动机的定子电压,由式(2)变换可得:

$$\Psi_s(t) = \int (u_s(t) - i_s(t)r_1) dt \quad (6)$$

若忽略定子电阻压降的影响,则定子磁链空间矢量 $\Psi_s(t)$ 顶点的运动方向与 $u_s(t)$ 的方向相同,在适当的时刻依次给出定子电压空间矢量 $u_1 - u_2 - u_3 - u_4 - u_5 - u_6$,则 $\Psi_s(t)$ 顶点的运动轨迹依次沿着边 $S_1 - S_2 - S_3 - S_4 - S_5 - S_6$ 运动,形成正六边形磁链。在正六边形的每个扇区中,与磁链轨迹运动方向相同的工作电压矢量称为该扇区的主矢量,而当逆变器加到定子上的电压矢量是零矢量时, $\Psi_s(t)$ 将静止不动。因而通过电压矢量的选取可以实现磁链轨迹为圆形。

1.4 电压空间矢量对电磁转矩的影响

$$\text{由式(5)推导可得: } T_e = n_p \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \times \Psi_s \times \Psi_r \sin \theta \quad (7)$$

式中 θ ——定子磁链与转子磁链之间的夹角,即磁通角。

在实际运行中,为充分利用电动机,定子磁链幅值保持在额定值容许的偏差范围内;转子磁链幅值则由负载决定。因此通过改变磁通角 θ 即可实现异步电动机电磁转矩的改变。

由于主矢量使定子磁链空间矢量旋转,而零矢量使定子磁链静止不动,因此,通过控制主矢量和零矢量的交替使用,使定子磁链走走停停,改变定子磁链旋转的平均速度,就可以改变电磁转矩的大小。

2 直接转矩控制系统

基于直接转矩控制原理,组成直接转矩控制系统框图,如图2所示。

该系统包括三个控制环节,即磁链控制环节、转矩控制环节和转速闭环控制环节。该系统要具有较好的动静态性能,关键在于电压矢量的选取。

2.1 电压矢量的选取

通过在线选取电压矢量,可解决磁链轨迹的畸变问题,并可获取期望的圆形磁链轨迹,提高系统对转矩控制的快速性和抗扰动能力。如图3所示,设磁链运动方向为逆时针,磁链

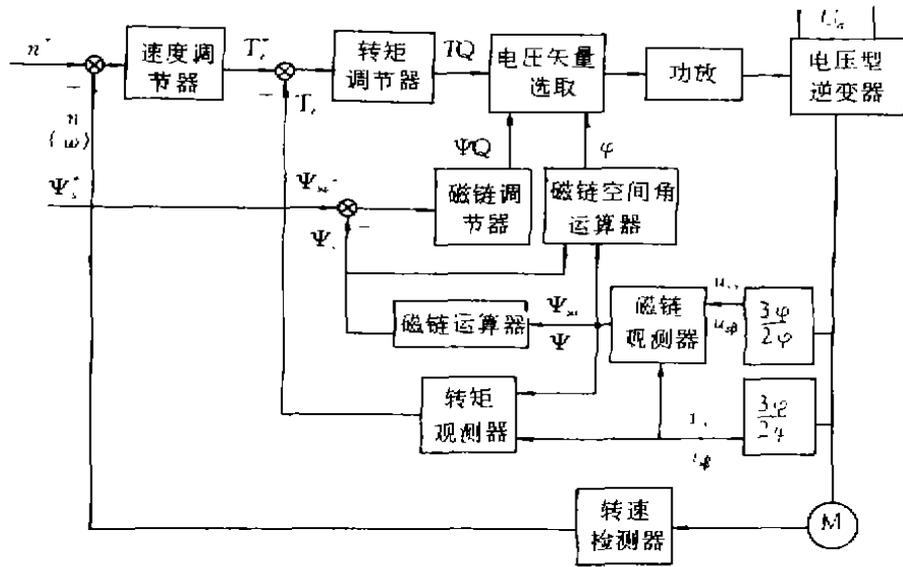


图 2 直接转矩控制系统框图

顶点位于扇区 I。图中粗线箭头对应为 6 个工作电压矢量方向，因为 u_1 与磁链运动方向相同，故定义其为所在扇区的 0° 电压， u_2 、 u_3 超前 u_1 60° 和 120° ，故称 u_2 、 u_3 为该扇区的 $+60^\circ$ 电压矢量和 $+120^\circ$ 电压矢量，同理， u_6 滞后 u_1 60° ， u_5 滞后 u_1 120° ， u_4 与 u_1 反向，分别称为该扇区的 -60° 电压、 -120° 电压和 180° 电压。不同扇区，都有自己的 0° 电压、 $+60^\circ$ 电压、 $+120^\circ$ 电压、 -60° 电压、 -120° 电压和 180° 电压。显然，各电压作用不同。

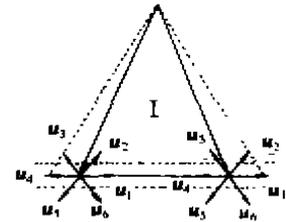


图 3 六边形磁链轨迹

u_6 的作用是使磁链幅值 Ψ_s 增大，使磁通角 θ 增大，从而使转矩 T_s 增大。这一作用的强弱与磁链矢量的空间角 φ 有关。随角 φ 的增加， u_6 对 Ψ_s 的增大作用增强而对角 θ 的增大作用减弱，但使 T_s 增大的综合作用仍强。而 u_1 的作用需分前、后半扇区考虑。在前半扇区， u_1 的作用是使 Ψ_s 减小，使角 θ 增大，且随角 φ 的增加，对 Ψ_s 的减小作用减弱而对角 φ 的增大作用却增强。在后半扇区，由对称关系可知， u_1 对 Ψ_s 和角 φ 的作用与前半扇区相反。从综合作用看， u_1 对 T_s 的作用是使 T_s 增大，但作用强度低于 -60° 电压 u_6 的作用强度。 u_2 的作用是使 Ψ_s 减小，使角 θ 增大，且随角 φ 的增加，对 Ψ_s 的减小作用减弱而对角 φ 的增大作用却增强。因此，从综合作用看， u_2 对 T_s 的作用是使 T_s 增大，但作用强度比 0° 电压 u_1 的作用强度还低。

由图 3 可以看出， -60° 电压与 $+120^\circ$ 电压、 0° 电压和 180° 电压、 60° 电压和 -120° 电压的对称性，使它们对定子磁链和电磁转矩的作用分别具有相反性。因此可获得 $+120^\circ$ 电压、 -120° 电压和 180° 电压对磁链和转矩的作用。这 3 个电压矢量使定子磁链反转，因而对转矩减小的作用强度大。在利用零矢量减小转矩还嫌不够快的场合，则可考虑在满足磁链容差要求的条件下，在这 3 个电压中进行选取，以加速转矩的减小，加快转矩的调节过程。这 3 个使定子磁链反转的电压称为反转工作电压。

对 II ~ VI 扇区内,各工作电压对磁链和转矩的作用,可用上述相同的分析方法获得。

在系统控制中,根据磁链调节器、转矩调节器的输出及转速偏差在线选取工作电压矢量,以适应系统调控要求。

2.2 磁链控制

磁链控制环节包括磁链观测器、磁链运算器、磁链空间角运算器和磁链调节器。

磁链观测器就是利用状态检测量,经磁链模型计算出定子磁链在 α 、 β 轴上的分量 Ψ_α 、 Ψ_β ;其电压模型为:

$$\begin{cases} \Psi_\alpha = \int (u_\alpha - r_1 i_\alpha) dt \\ \Psi_\beta = \int (u_\beta - r_1 i_\beta) dt \end{cases} \quad (8)$$

因此只要以足够的精度检测出定子电压、电流,就可以计算出定子磁链;但当转速较低时,由于 r_1 的影响,两积分项差值变小,使磁链计算的准确性存在问题,针对这个问题,笔者将通过合理选取电压矢量子以解决。

磁链运算器和磁链空间角运算器是计算定子磁链幅值和空间角,磁链调节器采用施密特触发器,对磁链幅值进行两点式调节。

2.3 转矩控制

转矩控制由转矩观测器和转矩调节器组成。

转矩观测器的任务是用状态检测量经转矩模型(9)式,计算出电磁转矩;转矩调节器的结构与磁链调节器结构相同,控制电磁转矩维持在转矩给定值的容差范围内。

$$T_e = n_p (\dot{\Psi}_\alpha i_\beta - \dot{\Psi}_\beta i_\alpha) \quad (9)$$

2.4 转速闭环控制策略

转速控制由转速检测器和转速调节器组成。

在基于定子磁链的可观测性实现的定子磁链自控制和基于电磁转矩的可观测性实现的电磁转矩自控制的基础上,提出下列算式描述的双模状态辨识跟随逼近式控制策略,即基于状态量检测值,大偏差用 bang-bang 控制模式,小偏差用跟随逼近模式。

$$T_e^* = T_{\Delta M} \quad |\Delta n/n^*| > \epsilon_n \quad (10)$$

$$T_{e_{i+1}}^* = T_e^* + \Delta T_{e_{i+1}}^* \quad |\Delta n/n^*| < \epsilon_n \quad (11)$$

$$\Delta T_{e_{i+1}}^* = [(n^* - n_i) \cdot K_T] / (t_c \cdot \dot{n}_i) \quad (12)$$

$$\text{或} \quad \Delta T_{e_{i+1}}^* = \dot{n}_i / \dot{n}_i + \Delta T_e^* \quad (13)$$

式中: T_e^* ($T_{e_{i+1}}^*$)——速度调节器的输出值,即电磁转矩给定值; $\Delta T_{e_{i+1}}^*$ ——第 $i+1$ 拍电磁转矩给定值增量; $T_{\Delta M}$ ——异步电动机允许的最大电磁转矩; n^* 、 n_i 、 Δn ——分别为转速给定值、转速检测值、转速差值; ϵ_n ——双模区的界限值; T_e^* 、 ΔT_e^* ——分别为第 i 拍时负载转矩计算值、计算值的变化量; \dot{n}_i 、 \dot{n}_i ——分别为第 i 拍由转矩差、由单位转矩差引起的转子加速度; t_c 、 K_T ——速度调节器的调控周期、校正系数。

为解决控制模式 1 与控制模式 2 之间的平滑切换问题,并以无超调控制为目标,速度调节器输出量 T_e^* 的获取,采用预测判超法,由式(11)和式(12)实现。

系统运行于小偏差即控制模式 2 区时,速度调节器输出量由式(11)和式(13)获取。为实

现转速无超调单向快速逼近转速给定值 n^* , 仍用预测判超法, 由式(11) 和式(12) 获取输出量。为适应转速给定值突变或负载转矩变化, 利用预测判超结果, 决定出由式(11) 和式(12) 获取输出量或是由式(11) 和式(13) 获取输出量。

3 仿真实验及仿真结果

利用电机参数 $P_N = 2.2 \text{ kW}$, $U_{EN} = 380 \text{ V}$, $I_{EN} = 5.55 \text{ A}$, $n_N = 960 \text{ r/min}$, $T_{eN} = 22 \text{ N}\cdot\text{m}$, $J = 0.01737 \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}^2$, $n_p = 3$, $L_{\sigma m} = 0.2447 \text{ H}$, $L_{\sigma 1} = 0.01366 \text{ H}$, $L_{\sigma 2} = 0.01627 \text{ H}$, $r_1 = 2.7833 \Omega$, $r_2 = 2.4733 \Omega$, 对图 2 所示系统按圆形磁链轨迹控制方案进行了突加转速给定

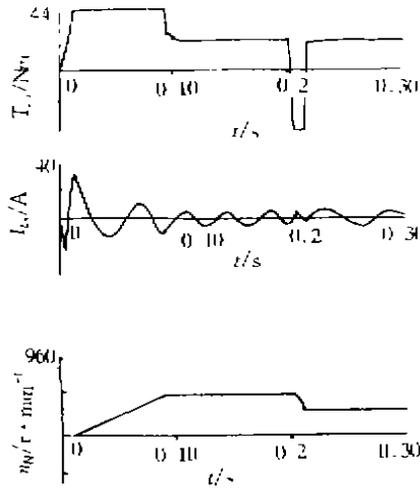


图 4 突加给定启动和运行中突变转速指令仿真曲线

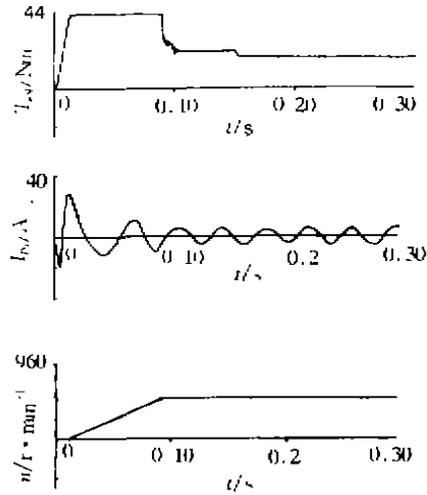


图 5 运行中突为负载指令仿真曲线

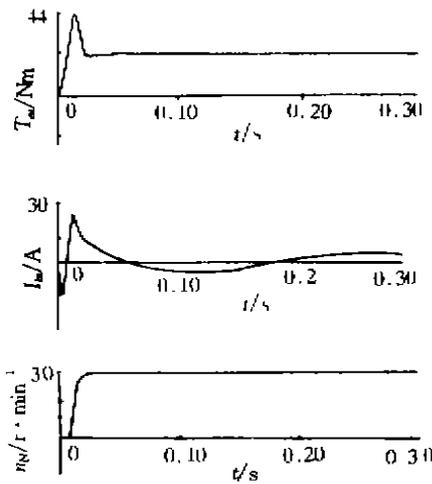


图 6 低速区仿真曲线
突变转速指令仿真曲线

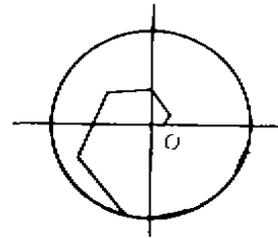


图 7 圆形磁链轨迹

$n^*(\omega^*)$ 启动、突变转速给定 $n^*(\omega^*)$ 、突变负载转矩 T_L 、突变直流电源电压 U_d 以及低速运行等的系统仿真。仿真中, 校正系数 $K_f = 0.7$, 双模区的界限值 $|\epsilon_n| = 0.05$ 。

仿真结果见图 4~7。从仿真中可得以下结论:

① 突加给定转速起动控制(图 4), 不仅保持了起动的快速性, 而且, 通过预测来控制

电磁转矩跟踪实际负载转矩,使由控制模式1能平滑切换到控制模式2,进而实现了控制转速无超调逼近转速给定值。

② 运行中突减转速给定(图4),转速调节器迅速反应,系统以最大电磁制动转矩使转速快速下降,在由控制模式1经平滑切换进入控制模式2时,转速调节器的输出控制转速无超调快速逼近转速给定值。

③ 对于负载转矩的变化,转速调节器能够识别并使调节器的输出逼近负载转矩,使转速稳定运行于转速给定值。

④ 对于逆变器直流电源电压在允许范围内的波动,直接转矩控制系统不需采取额外的措施,仍可维持转速稳定,说明系统抗电源电压波动能力强。

4 结论

- 1) 采用电压矢量的在线选取,可使定子磁链轨迹为圆形;
- 2) 反转工作电压的使用,可加快电磁转矩的动态响应特性;
- 3) 根据双模状态辨识跟随逼近式控制策略所构建的转速闭环控制系统,具有较好的动静态性能。

参 考 文 献

- [1] 何耀三,唐卓尧,林景栋.电气传动的微机控制[M].重庆:重庆大学出版社,1997.
- [2] DEPENDROCK M. Direct Self Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machines[J]. IEEE Trans. Power Electronics, 1988, 3(4): 420~429.

Digital Simulation for the Direct Torque Control of Induction Motors Using the Circle Flux Path

LING Jing-dong, QIAO Bo, YIN Yong, HE Yao-san
(College of Automation, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

ABSTRACT: The Direct Torque Control principle of induction motors are analyzed. The method of m-line selecting the space voltage vector and the concept of the reverse voltage vector are proposed. Aimed at the speed close-loop control system, adaptive tracing approximate control strategy based on double-modulus state identification is proposed, and the simulation results using the circle flux path are given.

KEYWORDS: direct torque control; simulation; state identification

(责任编辑 吕赛英)