

## 交流定速比传动系统的前馈自适应控制\*

范 俭 柴天佑

(东北大学自动化研究中心·沈阳, 110006)

**摘要:** 针对工程机械定速比传动的特点, 提出一种交流双机定速比传动自适应控制方法, 控制器由一个比例反馈控制器和前馈自适应补偿器组成, 构成一个定速比跟踪自适应复合控制系统。按 Popov 超稳定判据确定比例控制增益和自适应控制律系数, 利用优化方法寻求最佳值, 通过仿真验证了这种定速比自适应控制方法的有效性。

**关键词:** 定速比传动; 定速比控制; 跟踪控制; 自适应控制; 优化

### 1 引 言

定速比传动是在同一机械系统中的两个转子按照一个给定的速比关系旋转, 在工业生产中, 这种传动应用非常广泛, 目前在冶金, 矿山, 纺织, 造纸, 化工以及机械加工等众多领域均有应用, 如轧钢机, 起重运输机, 造纸机, 染色印花机, 机床等。采用控制方式的定速比传动与传统的机械式传动方式相比, 由于取消了复杂笨重的机械传动装置, 因而具有结构简单, 安装维修方便, 工作时噪声低以及灵活性好等一系列优点<sup>[1]</sup>。可以预见, 这种传动方式将会成为未来机械系统定速比传动的发展方向, 其应用前景非常广阔。

工程机械的定速比传动通常具有如下特点: 1) 多采用结构简单, 坚固耐用的交流异步电机驱动。2) 在工作过程中转子的特性变化很大。3) 在起制动过程中要求有良好的跟踪性能。过去由于交流电机的调速问题一直没有得到很好地解决, 因此关于定速比控制的研究及应用主要集中于直流传动系统<sup>[2,3]</sup>, 而工程机械中的定速比传动至今仍以机械式传动为主。本文针对上述工程机械定速比传动的特点, 提出了一种交流双机定速比传动系统的前馈自适应控制方法。

### 2 交流定速比传动控制系统的数学模型

基于随动原理, 将两个转子分别定义为主动转子 1 和随动转子 2。转子 2 作为受控对象, 利用变频调速器调节电机 2 的转速, 构成闭环转速控制系统, 按照给定的速比  $i$  对转子 1 实行定速比跟踪。因此, 首先建立变频器-交流电机的数学模型。

根据文献[4]提出的 IIM (idealized induction motor) 模型, 异步电机转子的运动方程可表示为

$$J\dot{\omega} = K_m(\omega_0 - \omega) - M_t \quad (1)$$

式中,  $J$ ——转子的转动惯量,  $M_t$ ——转子的阻力矩;  $\omega$ ——转子的角速度;  $\omega_0$ ——电机的理想空载角速度 ( $\omega_0 = \frac{2\pi}{P}f$ );  $P$ ——电机的极对数;  $f$ ——供电电源电压频率。

$$K_m = (3/2)P^2L_m\tau_0|i_m|^2 \quad (2)$$

\* 中国博士后科学基金资助课题。国家自然科学基金资助项目。  
本文于 1995 年 6 月 3 日收到, 1995 年 12 月 27 日收到修改稿。

式中,  $L_m = a_m L_{12}$ ;  $a_m$ ——任意常数,  $L_{12}$ ——定子与转子之间的互感,  $r_0 = L_m/r_2$ ,  $r_2$ ——转子绕组电阻,  $\bar{i}_m$  等效励磁电流.

令  $K_f = 2\pi/P$ , 则式(1)可以写成

$$J\dot{\omega} = K_m(K_f f - \omega) - M_l. \quad (3)$$

变频器可简化为一比例环节, 即

$$f = K_b u. \quad (4)$$

式中,  $K_b$ ——变频的比例系数;  $u$ ——变频器控制端电压.

将式(4)代入式(3), 得

$$J\dot{\omega} + K_m \omega = K u - M_l. \quad (5)$$

式中  $K = K_m K_f K_b$ .

令  $a = K_m/J$ ,  $b = K/J$ ,  $d = -M_l/J$ , 式(5)可以写成

$$\dot{\omega} + a\omega = bu + d. \quad (6)$$

在电机运行时,  $J, M_l$  可能随操作条件变化, 电机转子电阻  $r_2$  也会随温度的变化而改变, 导致  $K_m$  变化. 因此, 系统参数,  $a, b, d$  都是时变的.

分别用下标 1, 2 代表转子 1 和 2, 利用式(6), 可以写出随动转子 2 的离散化模型

$$\omega_2(k) = a_2 \omega_2(k-1) + b_2 u(k-1) + d_2. \quad (7)$$

式中  $a_2 = e^{-aT}$ ,  $b_2 = \frac{b}{a}(1 - e^{-aT})$ ,  $d_2 = \frac{d}{a}(1 - e^{-aT})$ .

其中  $a_2, b_2, d_2$  也慢时变的, 并满足:  $0 < a_2 < 1, b_2 > 0, T$ ——采样周期.

### 3 前馈自适应控制算法及控制器设计

引入一阶差分算子  $\nabla$ , 令  $\nabla u(k) = u(k) - u(k-1)$ , 可将式(7)改写成为

$$\omega_2(k) = a_2 \omega_2(k-1) + b_2 u(k) - b_2 \nabla u(k) + d_2. \quad (8)$$

令  $b_2 \nabla u(k) = b_2' \nabla u(k-1)$ . (9)

意味着  $\nabla u(k)$  相对于  $\nabla u(k-1)$  的变化, 等效成  $\nabla u(k-1)$  前面系数的变化<sup>[5]</sup>. 则式(8)变为

$$\omega_2(k) = a_2 \omega_2(k-1) + b_2 u(k) - b_2' \nabla u(k-1) + d_2. \quad (10)$$

设转子 1 的角速度为  $\omega_1(k)$ , 给定速比为  $i$ , 则转子 2 的参考输入  $\omega_2^*(k) = i\omega_1(k)$ . 定义跟踪误差为

$$e(k) = \omega_2^*(k) - \omega_2(k). \quad (11)$$

设控制器由一比例反馈控制器和前馈补偿器组成, 构成一前馈自适应速度跟踪控制系统(图 1). 其控制器输出为:

$$u(k) = u_c(k) + u_f(k). \quad (12)$$

其中  $u_c(k) = K_p e(k)$ , (13)

$$u_f(k) = K_1(k)\omega_2^*(k) + K_2(k)\omega_2^*(k-1) + K_3(k)\nabla u(k-1) + K_4(k)v_c. \quad (14)$$

式(13)中的  $K_p$  为比例控制增益, 式(14)中的  $v_c$  是一用于删除负载扰动  $d_2$  的常数<sup>[3]</sup>. 将式(10), (12), (13), (14) 代入式(11), 整理后得

$$(1 + b_2 K_p) e(k) = a_2 e(k-1) + [1 - b_2 K_1(k)] \omega_2^*(k) - [a_2 + b_2 K_2(k)] \omega_2^*(k-1) + [b_2' - b_2 K_3(k)] \nabla u(k-1) - [d_2/v_c + b_2 K_4(k)] v_c. \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \text{令} \quad W_1(k) = & [1 - b_2 K_1(k)] \omega_2^*(k) - [a_2 + b_2 K_2(k)] \omega_2^*(k-1) \\ & + [b_2' - b_2 K_3(k)] \nabla u(k-1) [d_2/v_c + b_2 K_4(k)] v_c. \end{aligned} \quad (16)$$

则式(15)可以写成

$$(1 + b_2 K_p) e(k) = a_2 e(k-1) + W_1(k). \quad (17)$$

$$\text{再令} \quad W(k) = -W_1(k), \quad (18)$$

可建立等效系统结构如图 2 所示.

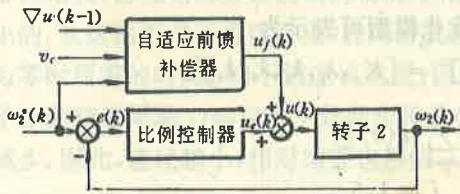


图 1 前馈自适应调速比控制系统

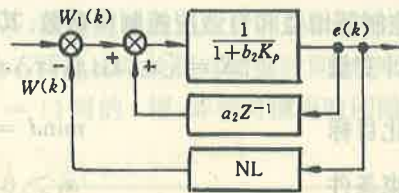


图 2 调速比控制系统的等效结构图

根据 Popov 超稳定性判据, 要使图 2 所示系统渐近超稳定, 应同时满足以下两个条件:

- 1) 前向通道脉冲传递函数严格正实;
- 2) 反馈通道满足 Popov 积分不等式

$$\eta(0, k_1) = \sum_{k=0}^{k_1} W(k) e(k) \geq -r_2^0. \quad (19)$$

由图 2 可得前向通道的脉冲传递函数

$$H(Z) = \frac{1}{(1 + b_2 K_p) - a_2 Z^{-1}}. \quad (20)$$

由上式可见, 对于所有  $K_p > 0$ , 均可保证前向通道脉冲传递函数严格正实.

选择前馈补偿可调参数的自适应律分别为

$$\begin{aligned} K_1(k) = & \sum_{i=0}^k \lambda_1 \omega_2^*(i) e(i), \quad K_2(k) = \sum_{i=0}^k \lambda_2 \omega_2^*(i-1) e(i), \\ K_3(k) = & \sum_{i=0}^k \lambda_3 \nabla u(i-1) e(i), \quad K_4(k) = \sum_{i=0}^k \lambda_4 v_c e(i). \end{aligned} \quad (21)$$

式中  $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$  均为任意正实数, 将式(18), (21) 代入式(19), 并利用关系<sup>[5]</sup>

$$\sum_{i=0}^{k_1} \left[ \sum_{i=0}^k (x(i) + c) x(k) \right] = \frac{1}{2} \left[ \sum_{i=0}^{k_1} x(k) + c \right]^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{k_1} x^2(k) - \frac{c^2}{2} \geq -\frac{c^2}{2}. \quad (22)$$

可得

$$\begin{aligned} \eta(0, k_1) = & \lambda_1 b_2 \sum_{k=0}^{k_1} \left[ \sum_{i=0}^k \omega_2^*(i) e(i) - \frac{1}{\lambda_1 b_2} \right] \omega_2^*(k) e(k) \\ & + \lambda_2 b_2 \sum_{k=0}^{k_1} \left[ \sum_{i=0}^k \omega_2^*(i-1) e(i) + \frac{a_2}{\lambda_2 b_2} \right] \omega_2^*(k-1) e(k) \\ & + \lambda_3 b_2 \sum_{k=0}^{k_1} \left[ \sum_{i=0}^k \nabla u(i-1) e(i) - \frac{b_2'}{\lambda_3 b_2} \right] \nabla u(k-1) e(k) \end{aligned}$$

$$+ \lambda_4 b_2 \sum_{k=0}^{k_1} \left[ \sum_{i=0}^k v_c e(i) + \frac{d_2}{\lambda_4 b_2 v_c} \right] v_c e(k) \geq -r_0^2. \quad (23)$$

式中

$$r_0^2 = \frac{1}{2b_2} \left( \frac{1}{\lambda_1} + \frac{a_2^2}{\lambda_2} + \frac{b_2^2}{\lambda_3} + \frac{d_2^2}{\lambda_4 v_c^2} \right).$$

由此可见,选取比例控制增益  $K_p > 0$ ,并按式(21)确定自适应律,则式(20)所示的前馈自适应控制系统是渐近超稳定的,但保证系统稳定的控制器参数却有无穷多组.为了确定一组最佳的控制器参数,从而使控制系统具有良好的动态性能,采用优化方法确定控制器参数,即比例控制器增益和自适应控制律系数.其优化模型可表示为

$$\text{设计变量} \quad X = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5]^T = [K_p, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4]^T,$$

$$\text{优化目标} \quad \min J = \sum_{k=0}^n |e(k)|,$$

$$\text{约束条件} \quad x_i > 0, \quad i = 1, 5. \quad (25)$$

由式(21)可以直接得到如下递推形式的自适应控制律

$$\begin{aligned} K_1(k) &= K_1(k-1) + \lambda_1 \omega_1^*(k) e(k), \\ K_2(k) &= K_2(k-1) + \lambda_2 \omega_2^*(k-1) e(k), \\ K_3(k) &= K_3(k-1) + \lambda_3 \nabla u(k-1) e(k), \\ K_4(k) &= K_4(k-1) + \lambda_4 v_c e(k). \end{aligned} \quad (25)$$

首先根据系统的参数和阻力矩变化范围,利用式(24)进行离线仿真优化,获得在保证渐近超稳定性的条件下具有跟踪误差和最小的一组控制器参数  $K_p, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$ ,这些参数在控制过程中保持不变.于是可得到如下自适应控制算法:

1) 根据转子1的转速  $\omega_1(k)$  和给定速比  $i$  计算转子2的参考输入  $\omega_2^*(k)$ ,由式(11)计算跟踪误差  $e(k)$ .

2) 将  $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$  及跟踪误差  $e(k)$  代入式(25),求出自适应补偿器的参数  $K_1(k), K_2(k), K_3(k), K_4(k)$ .

3) 将  $K_p$  和  $K_1(k), K_2(k), K_3(k), K_4(k)$  分别代入式(13)和(14),求出比例反馈控制器和前馈补偿器的输出  $u_c(k)$  和  $u_f(k)$ ,再代入式(12)求出控制器输出  $u(k)$ .  $u(k)$  施加于被控对象.

#### 4 仿真结果及讨论

考虑到工程机械定速比传动的特点,仿真过程从以下两个方面考虑:1) 在两个转子系统参数不同的条件下,模拟起动过程的跟踪控制.2) 给定不同速比(文中给定  $i=1.00, 0.75, 0.50$ ),当转子2达到稳态运行时,对其突加阶跃阻力矩和参数扰动(改变转子2的参数),对其捕捉过程进行模拟.

参照文献[3]选取转子1的连续系统参数为:  $a=b=10$ ,采样时间  $T=5\text{ms}$ .控制器参数经优化后得到:  $K_p=7.67, \lambda_1=0.100, \lambda_2=0.0016, \lambda_3=0.153, \lambda_4=0.065$ .仿真结果如图3至图6所示.

**讨论** 为了便于比较,在起动过程仿真中只考虑了同步的情况( $i=1.00$ ).转子2的参数  $a, b$  分别给定为5和8,其原始速度响应分别如图3中的实线和虚线所示.此时两个转子的稳态转速相同,但在起动过程转子2的角速度落后于转子1,即如果对转子2不加以控制,则

两个转子在起动过程不能同步,此时同步误差如图 4 中虚线所示.当按文中给出的方法对转子 2 按速比  $i = 1$  实施控制后,结果转子 2 的速度曲线在图 3 上与转子 1 完全重合,只在起动初期存在很小的跟踪误差(图 4 中实线).图 5 和图 6 所示的是在三种不同速比下 ( $i = 1.00, 0.75, 0.50$ ),当转子 2 达到稳态运行时,转子 1 的转速保持不变,分别对转子 2 突加阻力矩扰动和突然改变转子 2 的参数(转子 2 的参数  $a, b$  分别由 10 变为 5 和 8)时,转子 2 按相应速比对转子 1 的跟踪误差曲线.从图 5 中可以看出,在突加相同的阻力矩扰动时,跟踪误差随速比的减小而增大,而在相同参数扰动的情况则相反(图 6).两种情况下的超调都是随速比减小而减小的.从这两图中还可以看出,在两种扰动下,捕捉过程的绝对时间(从出现误差到误差重新为零时所需的时间)均不随速比改变,因此不同速比时的相对捕捉时间(绝对捕捉时间与转子 2 的转动周期  $1/\omega_2$  之比)是同步传动 ( $i = 1$ ) 时的  $i$  倍,即相对捕捉时间随速比的减少而减少.因此,速比越小,相对捕捉也越快.

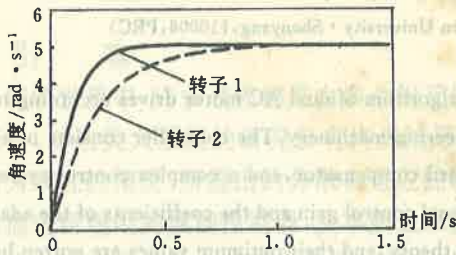


图 3 起动过程仿真曲线

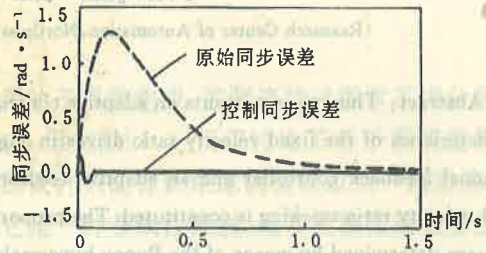


图 4 起动过程跟踪误差曲线

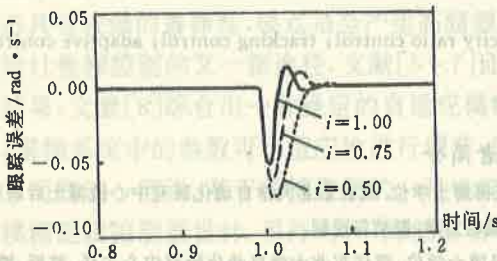


图 5 阻力矩扰动下捕捉过程曲线

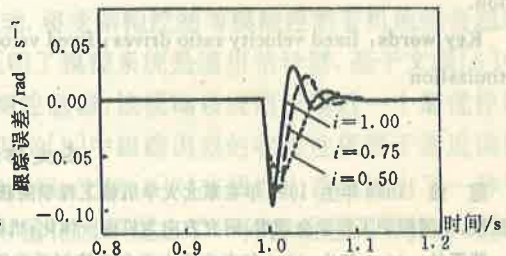


图 6 参数扰动下捕捉过程曲线

### 5 结 论

针对交流双机定速比传动系统,提出了一种前馈自适应控制方法.该控制方法具有快速跟踪特性和对系统参数和阻力矩扰动的鲁棒性.因此,对工程机械的定速比传动具有普遍应用价值.由于采用了优化方法对控制器参数寻优,可以使控制系统在满足渐近超稳定的条件下获得良好的动态性能.仿真结果表明,在两个转子动态特性不同时,可实现起动过程的跟踪.当突加阶跃阻力矩扰动和参数扰动时,随动转子能够对主动转子的转速按给定速比实现快速捕捉.

### 参 考 文 献

[1] 范俭.关于双机传动机械系统定速比控制与相位控制的研究.东北大学博士论文,沈阳,1994

- [2] Seaward, D. R. and Johson, R. C. . Replacement of Mechanical Transmissions by Synchronised Variable Electrical Speed Drives. Proc. of 4th Int. Conf. Elec. ,Mach. and Drives,1989,364—368
- [3] Tomizuka, M. ,Hu, J. S. ,Chiu, T. C. ,et al. . Synchronization of Two Motion Control Axes under Adaptive Feedforward Control. ASME Journal of Dynamic System, Measurement ,and Control, June, 1992,114:196—203
- [4] Koga, K. , Ueda, R. and Sonda, T. . Constitution of V/f Control for Reducing Steady-State Speed Error to Zero in Induction Motor Drive System. IEEE IA-28,1992,28(2) :462—471
- [5] 冯国楠,于睿. 一类微机处理机控制最优自适应转台伺服系统. 自动化学报,1989,15(3):193—200

## Feedforward Adaptive Control of Fixed Velocity Ratio AC Drive System

FAN Jian and CHAI Tianyou

(Research Center of Automation, Northeastern University • Shenyang, 110006, PRC)

**Abstract:** This paper presents an adaptive control algorithm of dual AC motor drives according to the characteristics of the fixed velocity ratio drives in engineering machinery. The controller consists of a proportional feedback controller and an adaptive feedforward compensator, and a complex control system of fixed velocity ratio tracking is constituted. The proportional control gain and the coefficients of the adaptive laws are determined by means of the Popov hyperstable theory, and their optimum values are gotten by optimization. The effectiveness of the adaptive fixed velocity ratio control algorithm is demonstrated by simulation.

**Key words:** fixed velocity ratio drives; fixed velocity ratio control; tracking control; adaptive control; optimization

### 本文作者简介

**范 俭** 1959年生. 1994年在东北大学机械工程学院获得博士学位. 现在东北大学自动化研究中心做博士后研究. 副教授, 中国振动工程学会理事. 研究方向为机电一体化, 机械动力学, 振动与控制.

**柴天佑** 1947年生. 1985年在东北大学自动控制系获得博士学位. 现任东北大学自动化研究中心主任, 教授, 博士生导师, IFAC控制装置与仪表技术委员会成员. 研究方向为自适应控制理论与应用, 复杂工业过程的建模与控制.