

两变频调速电机系统的 神经网络逆同步控制¹⁾

戴先中¹ 刘国海²

¹(东南大学自动控制系 南京 210096)

²(江苏大学电气信息工程学院 镇江 210013)

(E-mail: xzdai@seu.edu.cn)

摘 要 针对以恒压频比工作方式的两台变频器 + 感应电机系统的特点, 导出了两变频调速电机系统的统一数学模型, 并证明该系统可逆. 进一步采用静态神经网络加积分器构成的动态神经网络来构造该逆系统, 并将神经网络逆系统与两变频调速电机系统相串联复合成由速度和张力子系统组成的伪线性系统, 实现速度和张力的解耦. 然后分别对速度和张力子系统设计线性闭环控制器从而实现对两变频调速电机系统的高性能控制. 实验结果表明系统具有较好的动、静态性能和较强的抗负载扰动的能力, 提出的神经网络逆同步控制方法为解决交流多电机系统解耦控制的难题提供了新思路.

关键词 解耦控制, 同步控制, 感应电机, 变频器, 神经网络, 逆系统
中图分类号 TP18

Neural Network Inverse Synchronous Control of Two-motor Variable Frequency Speed-regulating System

DAI Xian-Zhong¹ LIU Guo-Hai²

¹(Department of Automatic Control, Southeast University, Nanjing 210096)

²(School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 210013)

(E-mail: xzdai@seu.edu.cn)

Abstract In accordance with characteristics of V/F inverter and two-motor system, the united mathematic model of two-motor variable frequency speed-regulating system with V/F is given. The system is proved to be invertible and the inverse system can be constructed by a dynamic neural network consisting of a static neural network and an integrator. A linear sub-system of speed and a linear sub-system of tension can be obtained by combining the inverse neural network with the two-motor variable frequency speed-regulating system. Speed and tension control of two-motor variable frequency speed-regulating system can be decoupled by the neural network inverse synchronous control method, and high performance control can be obtained by designing linear close-loop adjustors of speed and tension. Experiments show that the system has good static and dynamic performances and high anti-disturbance of load. Thus a difficult problem of multi-motor synchronous decoupling control is solved.

1) 国家自然科学基金 (60174004), 江苏省自然科学基金 (BK2003049) 资助
Supported by National Natural Science Foundation of P. R. China (60174004) and the Natural Science Foundation of Jiangsu Province (BK2003049)

收稿日期 2004-3-1 收修改稿日期 2004-7-30

Received March 1, 2004; in revised form July 30, 2004

Key words Decoupling control, synchronous control, induction motor, inverter, neural network, inverse system

1 引言

在工业生产中大量存在着由两台电机(甚至多台电机)带动同一负载(如带状性负载等)要求以相同的速度同步运行。目前,这样的系统大部分采用直流电机。由于直流电机结构复杂,维护困难,且存在换向问题,这给使用带来不方便。

由于以恒压频比方式工作的通用变频器体积小、重量轻、有较好的调速性能、可靠性高且价格低,采用这样的通用变频器来直接驱动感应电机在工业生产领域中应用已很普遍。因而,采用两台变频器驱动两台感应电机带动共同负载(如带状性负载等)已逐渐成为可能。像这样由两台变频器驱动两台感应电机并带动共同负载(如带状性负载等)就构成了两变频调速电机系统。

由于两变频调速电机系统是一复杂的非线性耦合系统,系统的张力与两台感应电机的速度之差有关,采用常用的比例积分微分 PID 调节无法达到速度和张力的解耦控制,也无法达到高性能的同步控制。因此如何去控制两变频调速电机系统,让其更好地协调同步运行,是一个急待解决的问题。

目前国内外越来越重视多电机的速度和张力的解耦控制方面的研究。除了传统的前馈控制策略和交叉耦合控制^[1,2]以外,1991年,Yoshiro S.等采用最优控制理论实现多变量的活套控制(张力控制),系统的模型采用简化的一阶模型^[3];1997年,Hiroyuki I.等把 H_∞ 控制应用在热轧系统中,对系统作了近似,基于线性模型设计相应的控制器实现速度和张力的控制^[4];1998年,Okada M.等把热轧精炼系统看成6阶线性模型,电机简化为一阶线性模型,运用优化理论和模型解耦方法设计相应的控制器^[5];1998年,Timothy H.等采用后推方法通过输出反馈设计热轧精炼张力控制系统的控制器,系统模型采用简化模型,仅通过仿真验证了其可行性^[6]。以上这些方法大多都依赖于系统的数学模型,且感应电机也是采用简化的一阶模型,而实际的感应电机模型要复杂得多,所以有必要研究不依赖模型的控制方案。

课题组近年来提出的神经网络逆控制方法^[7,8]可实现对一般非线性系统的线性化解耦控制,且结构简单、易于工程实现。它的基本思想是:对于给定的系统,首先,用神经网络构造原系统的“逆系统”,将对象补偿成为具有线性传递关系的且已解耦的一种规范化系统,即伪线性系统,再分别对各解耦子系统设计线性闭环控制器,从而实现对原非线性耦合系统的高性能控制。

本文将将以恒压频比方式工作的两变频器+感应电机及其共同负载看成一个整体——两变频调速电机系统,运用神经网络逆控制方法,来实现系统的速度和张力的解耦控制,实验结果证明了控制方法的有效性。

2 两变频调速电机系统的数学模型

当变频器采用恒压频比控制时,两变频调速电机系统采用静止坐标系下的模型表示最为恰当。为了分析问题方便,先考虑一台变频器+感应电机。

把变频器和感应电机看成一个整体,变频器+感应电机的模型可以用以变频器的速度给定 ω_1 和电源电压的幅值 V 作为输入,转速 ω_r (即转子电角速度)和定子磁链 ψ_s 为输出的感应电机状态方程(极坐标模型)来描述,如图1所示。

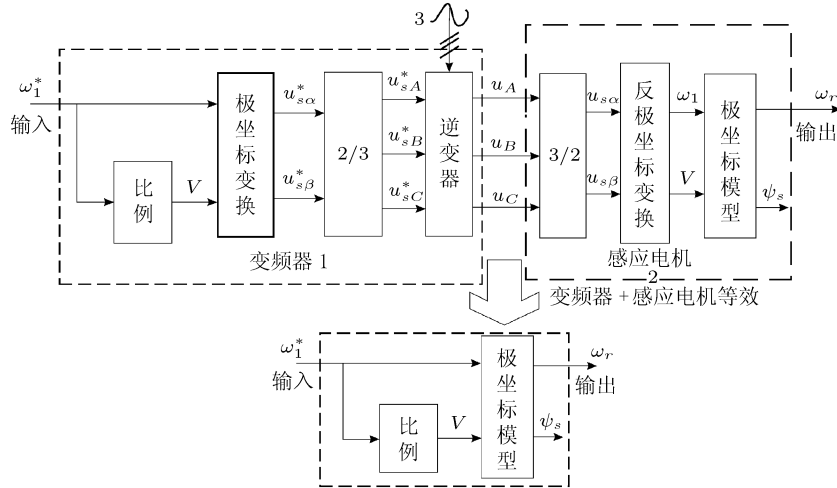


图 1 恒压频比控制变频器 + 感应电机的等效

Fig. 1 Equivalent of V/F inverter + induction motor

考虑低频运行时，电压带补偿，低频以上电压不带补偿，因此在恒压频比运行方式时电源电压的幅值 V 和同步速度 ω_1 有如下形式：

$$V = k\omega_1 + C \tag{1}$$

式中： C 为电机的定子电压补偿值， k 为电压频率的比例系数。根据不同的运行情况， C 可以取零或非零。在低频时 C 取补偿值，低频以上 C 为零，根据 C 值所取不同，式 (1) 具有一般性。变频器 + 感应电机的数学模型变为：

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d\omega_r}{dr} &= \frac{n_p}{J}(T_e - T_L) = \frac{n_p}{J}(\psi_{s\alpha}i_{s\beta} - \psi_{s\beta}i_{s\alpha}) - \frac{n_p}{J}T_L \\ \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} &= (k\omega_1 + C) \cos \omega_1 t - R_s i_{s\alpha} \\ \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} &= (k\omega_1 + C) \sin \omega_1 t - R_s i_{s\beta} \\ \frac{di_{s\alpha}}{dt} &= \frac{R_r}{L_s L_r - L_m^2} \psi_{s\alpha} + \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \omega_r \psi_{s\beta} - \frac{R_r L_s + L_r R_s}{L_s L_r - L_m^2} i_{s\alpha} - \omega_r i_{s\beta} + \\ &\quad \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} (k\omega_1 + C) \cos \omega_1 t \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} &= \frac{R_r}{L_s L_r - L_m^2} \psi_{s\beta} - \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \omega_r \psi_{s\alpha} - \frac{R_s L_r + L_s R_r}{L_s L_r - L_m^2} i_{s\beta} + \omega_r i_{s\alpha} + \\ &\quad \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} (k\omega_1 + C) \sin \omega_1 t \end{aligned} \right. \tag{2}$$

式中 $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ 分别为静止两相坐标系下 (α, β) 轴的定子电流， $\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}$ 分别为 (α, β) 轴的定子磁链， T_L 为负载转矩， J 为转动惯量， (R_s, R_r) 和 (L_s, L_r) 分别为定、转子的电阻和电感， L_m 为互感， n_p 为感应电机的极对数， ω_r 为电机的电气角速度。

考虑到恒压频比运行方式的变频器 + 感应电机有图 1 所示的等效，利用虎克定律，以两变频调速电机系统的速度和张力作为被控制量，两台变频器的给定作为输入，两变频调速电机系统的开环控制框图如图 2 所示。图中： K 为传递系数； T 为张力变化时间常数； F 为皮带的张力； r_1, k_1, ω_{1r} 分别为第 1 台皮带轮的半径、速比和第 1 台的电气角速度； r_2, k_2, ω_{2r} 分别为第 2 台皮带轮的半径、速比和第 2 台的电气角速度。

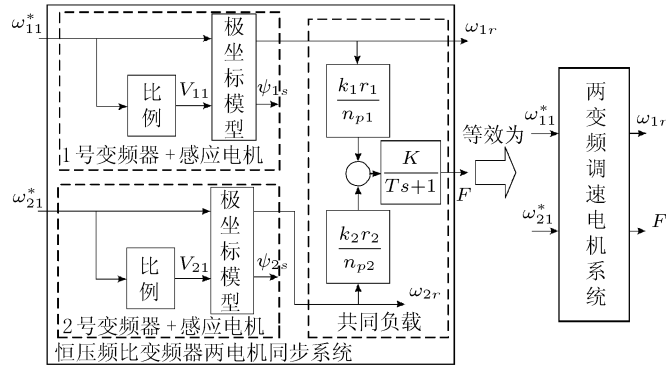


图 2 两变频调速电机系统速度、张力开环控制框图
Fig. 2 Speed and tension open-loop control diagram of two-motor variable frequency speed-regulating system

根据 (2) 式可得到两变频调速电机系统的数学模型, 选取状态变量

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}, x_{11}]^T = [\omega_{1r}, \psi_{1s\alpha}, \psi_{1s\beta}, i_{1s\alpha}, i_{1s\beta}, \omega_{2r}, \psi_{2s\alpha}, \psi_{2s\beta}, i_{2s\alpha}, i_{2s\beta}, F]^T$$

输入变量: $\mathbf{u} = [\omega_{11}, \omega_{21}]^T = [u_{11}, u_{21}]^T$

输出变量为: $\mathbf{y} = [y_{11}, y_{21}]^T = [\omega_{1r}, F]^T = [x_1, x_{11}]^T$

系统模型为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{g}(\mathbf{x}, u_{11}, u_{12}) \\ \mathbf{y} = [y_{11}, y_{21}]^T = [x_1, x_{11}]^T \\ x_2^2 + x_3^2 = C_1 \\ x_7^2 + x_8^2 = C_2 \end{cases} \quad (3)$$

式中

$$\mathbf{g}(\mathbf{x}, u_{11}, u_{21}) = \begin{bmatrix} \frac{n_{p1}^2}{J_1}(x_2x_5 - x_3x_4) - \frac{n_{p1}}{J_1}(T_{L1} + r_1x_{11}) \\ (ku_{11} + C) \cos u_{11}t - R_{s1}x_4 \\ (ku_{11} + C) \sin u_{11}t - R_{s1}x_5 \\ \frac{R_{r1}}{L_{s1}L_{r1} - L_{m1}^2}x_2 + \frac{L_{r1}}{L_{s1}L_{r1} - L_{m1}^2}x_1x_3 - \frac{R_{r1}L_{s1} + L_{r1}R_{s1}}{L_{s1}L_{r1} - L_{m1}^2}x_4 - x_1x_5 + \frac{L_{r1}(ku_{11} + C)}{L_{s1}L_{r1} - L_{m1}^2} \cos u_{11}t \\ \frac{R_{r1}}{L_{s1}L_{r1} - L_{m1}^2}x_3 - \frac{L_{r1}}{L_{s1}L_{r1} - L_{m1}^2}x_1x_2 - \frac{R_{s1}L_{r1} + L_{s1}R_{r1}}{L_{s1}L_{r1} - L_{m1}^2}x_5 + x_1x_4 + \frac{L_{r1}(ku_{11} + C)}{L_{s1}L_{r1} - L_{m1}^2} \sin u_{11}t \\ \frac{n_{p2}^2}{J_2}(x_7x_{10} - x_8x_9) - \frac{n_{p2}}{J_2}(T_{L2} - r_2x_{11}) \\ (k'u_{21} + C') \cos u_{21}t - R_{s2}x_9 \\ (k'u_{21} + C') \sin u_{21}t - R_{s2}x_{10} \\ \frac{R_{r2}}{L_{s2}L_{r2} - L_{m2}^2}x_7 + \frac{L_{r2}}{L_{s2}L_{r2} - L_{m2}^2}x_6x_8 - \frac{R_{r2}L_{s2} + L_{r2}R_{s2}}{L_{s2}L_{r2} - L_{m2}^2}x_9 - x_6x_{10} + \frac{L_{r2}(k'u_{21} + C')}{L_{s2}L_{r2} - L_{m2}^2} \cos u_{21}t \\ \frac{R_{r2}}{L_{s2}L_{r2} - L_{m2}^2}x_8 - \frac{L_{r2}}{L_{s2}L_{r2} - L_{m2}^2}x_6x_7 - \frac{R_{s2}L_{r2} + L_{s2}R_{r2}}{L_{s2}L_{r2} - L_{m2}^2}x_{10} + x_6x_9 + \frac{L_{r2}(k'u_{21} + C')}{L_{s2}L_{r2} - L_{m2}^2} \sin u_{21}t \\ \frac{K}{T} \left(\frac{1}{n_{p1}}r_1k_1x_1 - \frac{1}{n_{p2}}r_2k_2x_6 \right) - \frac{x_{11}}{T} \end{bmatrix}$$

C_1 和 C_2 分别为第一台电机和第二台电机的额定定子磁链 (常数), 下标 1 为第一台电机, 下标 2 为第二台电机, ω_{11} 为第一台电机的同步旋转电气角速度, ω_{21} 为第二台电机的同步旋转电气角速度, C 和 C' 分别为第一台电机和第二台电机的定子电压补偿值, k 和 k' 分别为第一台电机和第二台电机的电压频率比例系数.

3 两变频调速电机系统的可逆性分析

由于 $y_{11} = x_1$, 根据 (3) 式可导出

$$\begin{cases} x_2 = x_2(\dot{y}_{11}, y_{21}, x_4, x_5) \\ x_3 = x_3(\dot{y}_{11}, y_{21}, x_4, x_5) \end{cases} \quad (4)$$

又由于 $y_{21} = x_{11}$, 因此可以导出

$$x_6 = x_6(\dot{y}_{21}, y_{21}, y_{11}) \quad (5)$$

进一步有

$$\begin{cases} \ddot{y}_{21} = \frac{K}{T} \left(\frac{1}{n_{p1}} r_1 k_1 \dot{y}_{11} - \frac{1}{n_{p2}} r_2 k_2 \dot{x}_6 \right) - \frac{\dot{y}_{21}}{T} = \\ \frac{K}{T} \left[\frac{1}{n_{p1}} r_1 k_1 \dot{y}_{11} - \frac{1}{n_{p2}} r_2 k_2 \left(\frac{n_{p2}^2}{J_2} (x_7 x_{10} - x_8 x_9) - \frac{n_{p2}}{J_2} (T_{L2} - r_2 y_{21}) \right) \right] - \frac{\dot{y}_{21}}{T} \\ C_2 = x_7^2 + x_8^2 \end{cases} \quad (6)$$

从而可得

$$\begin{cases} x_7 = x_7(\dot{y}_{11}, \ddot{y}_{21}, \dot{y}_{21}, y_{21}, x_9, x_{10}) \\ x_8 = x_8(\dot{y}_{11}, \ddot{y}_{21}, \dot{y}_{21}, y_{21}, x_9, x_{10}) \end{cases} \quad (7)$$

由 (3) 式对输出求导数直至显含输入, 得到系统输入输出微分方程的描述形式

$$\begin{cases} \ddot{y}_{11} = \ddot{\omega}_{r1} = \zeta_2(\dot{y}_{11}, y_{11}, \dot{y}_{21}, y_{21}, x_4, x_5, u_{11}) \\ \ddot{y}_{21} = \ddot{F} = \zeta_4(\dot{y}_{11}, y_{11}, \ddot{y}_{21}, \dot{y}_{21}, y_{21}, x_4, x_5, x_9, x_{10}, u_{11}, u_{21}) \end{cases} \quad (8)$$

则 Jacobi 矩阵为

$$A(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial \ddot{y}_{11}}{\partial u_{11}} & \frac{\partial \ddot{y}_{11}}{\partial u_{21}} \\ \frac{\partial \ddot{y}_{21}}{\partial u_{11}} & \frac{\partial \ddot{y}_{21}}{\partial u_{21}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B & 0 \\ E & D \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中 $B, E, D, A(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ 和 $\text{Det}(A(\mathbf{x}, \mathbf{u}))$ 见附录.

因为 $\sigma_1 \ll 1, \sigma_2 \ll 1, \frac{1}{\sigma_1} \frac{\psi_{11}}{L_{s1}} > i_{11}, \frac{1}{\sigma_2} \frac{\psi_{21}}{L_{s2}} > i_{21}, k, C$ 和 k', C' 为常数, 随着时间的增加, $[(ku_2 + C)t \sin 2u_{11}t - k \cos 2u_{11}t] \neq 0, [(ku_{21} + C')t \sin 2u_{21}t - k' \cos 2u_{21}t] \neq 0$, 所以 $\text{Det}(A(\mathbf{x}, \mathbf{u})) \neq 0$, 系统可逆.

系统的相对阶数 $\alpha = (\alpha_1, \alpha_2) = (2, 3)$, 且 $\alpha_1 + \alpha_2 = 2 + 3 = 5 < n$.

由隐函数存在定理知, 式 (3) 的逆系统可表示为

$$\mathbf{u} = [u_{11}, u_{21}]^T = \mathbf{U}(\ddot{y}_{11}, \dot{y}_{11}, y_{11}, \ddot{y}_{21}, \dot{y}_{21}, y_{21}, x_4, x_5, x_9, x_{10}) \quad (10)$$

4 两变频调速电机系统的神经网络逆控制

由于感应电机的数学模型为复杂的高阶、非线性、多变量系统，同时带状织物的动力学特性复杂，张力环的广义对象数学模型描述困难，因此严格求其解析逆是很困难的，甚至是不可能的。再加上系统参数时变及未建模动态的影响，特别是感应电机转子电阻大范围的变化，使逆控制方法真正用于实际还有一定的距离。

若将神经网络的非线性逼近能力与逆系统方法相结合，应用神经网络来构造逆系统，则可避免解析逆系统方法中存在的求逆的困难，使复杂非线性系统的逆控制应用成为可能。这里我们提出的神经网络逆系统是由静态神经网络 (MLN 或 RBF 网) 加若干个积分器构成的，其中静态神经网络用于表征逆系统的非线性映射关系，积分器表征逆系统的动态特性。将其串联在两变频调速电机系统前得到两个已解耦的速度与张力线性子系统，即可应用线性系统理论对其进行闭环控制，复合系统的结构如图 3 所示。

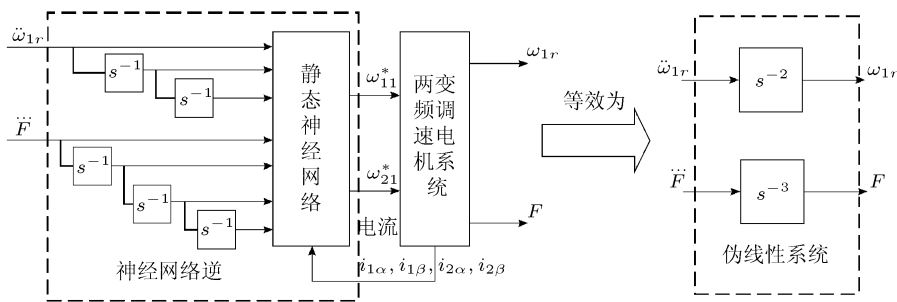


图 3 两变频调速电机系统复合伪线性系统 (双输入双输出)

Fig. 3 Compound feign linear system of two-motor variable frequency speed-regulating system

神经网络逆与原系统串联后组成伪线性系统，该伪线性系统由一个二阶线性速度子系统和一个三阶线性张力子系统构成，这样一个复杂的非线性系统的控制就变成了二个简单的积分线性系统的控制。此后，可采用线性系统的综合方法设计闭环控制器来实现对原系统的控制，图 4 是两变频调速电机系统神经网络逆解耦控制结构图，其中用于闭环控制的速度反馈信号由光电码盘检测，张力信号由张力传感器检测。

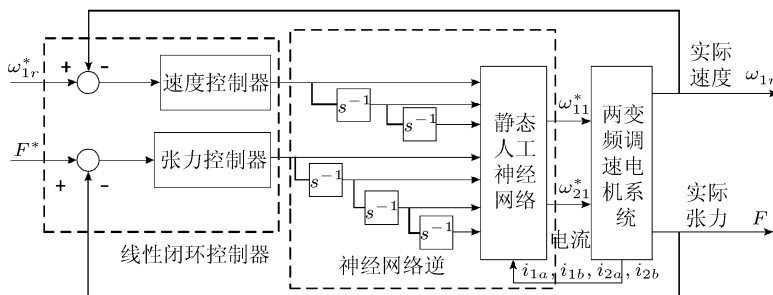


图 4 两变频调速电机系统的神经网络逆的解耦控制框图

Fig. 4 Decoupling control of two-motor variable frequency speed-regulating system with neural network inverse

静态神经网络采用三层 MLN 网络，隐层神经元的激励函数为单调光滑的双曲正切函数，输出层由具有线性阈值激励函数的神经元组成，静态神经网络为具有 11 输入和 2 输

出的结构, 隐层神经元的数目取为 17.

按照神经网络逆控制方法的步骤, 首先获取神经网络训练数据再对神经网络进行训练, 训练样本集为 $\{\dot{\omega}_{1r}, \dot{\omega}_{1r}, \omega_{1r}, \ddot{F}, \dot{F}, \dot{F}, F, i_{1\alpha}, i_{1\beta}, i_{2\alpha}, i_{2\beta}\}$ 和 $\{\omega_{11}^*, \omega_{21}^*\}$, 前者为神经网络的输入, 后者为期望输出. 将辨识好的神经网络逆系统串联在原系统之前, 就构成了传递函数分别为 $G_s(s) \approx s^{-2}$ 和 $G_F(s) \approx s^{-3}$ 的伪线性复合系统.

5 两变频调速电机系统神经网络逆同步控制的实验

在自制的多电机同步系统的实验装置上进行实验, 实验装置的实物图片如图 5 所示. 机械部分由四套轧辊、三套 1.1kw 交流异步机驱动及机械减速装置、三套带张力和位移检测的浮辊、聚酯织物皮带和两套传动辊 (直径为 180mm) 等组成. 浮辊上下可调, 配有压力传感器加载. 皮带张力可以灵活调整. 系统还对速度、张力、位移、电流和电压等进行检测和控制. 变频器采用西门子 MMV 型号, 采用研华工业控制计算机和板卡对系统进行数据采集并实现神经网络逆同步控制. 由 DAC711A/D 卡采样感应电机的两相电流信号, 电流检测采用霍尔传感器. PCL833 计数卡计数光电编码器的脉冲数, 采用 M-T 法获得感应电机的速度. 采用 USS 协议由 PCL746 通讯卡完成工业控制计算机与变频器之间进行通讯.



图 5 实验装置的实物图片

Fig. 5 Practical photograph of experimental equipment

首先将两台变频器设置为恒压频比运行模式, 用符合实际运行范围内的随机速度给定进行开环运行, 运行时间为 200 秒, 采样时间 0.1 秒, 采样并保存数据. 使用符合实际运行范围内的随机速度给定和随机张力给定进行闭环运行, 采样并保存数据, 图 6 为 20Hz 双闭环响应图. 双闭环 PI 参数为 $S_1K_p = 0.5$, $S_1T_i = 0.5$, $T_1K_p = 3.5$, $T_1T_i = 0.6$, 限幅为 3Hz.

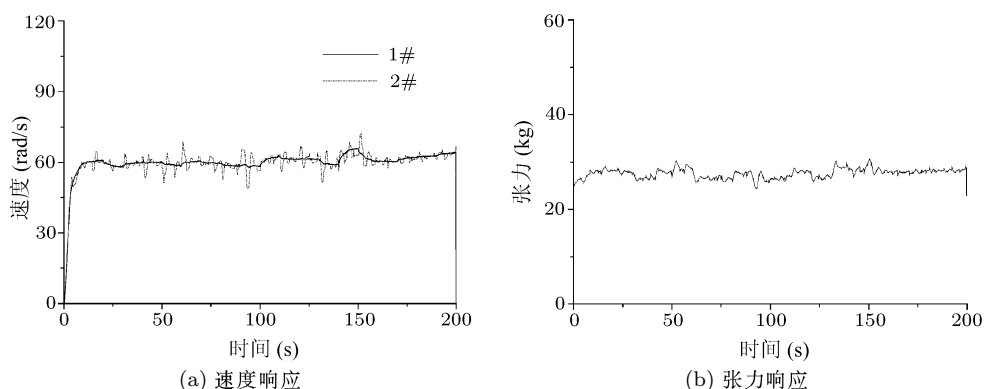


图 6 闭环响应

Fig. 6 Response of close-loop

对张力数据进行滤波处理, 滤波平滑系数 0.8, 去掉头 100 个、尾 50 个数据, 每隔 5 个数据取一个, 构成神经网络的训练样本, 导数采用高精度七点数值算法求取, 神经网络逆系统通过离线训练得到, 训练一百步, 得到神经网络.

用神经网络逆系统构成复合系统, 得到速度二阶和张力的三阶线性子系统, 为了简化张力调节器的设计, 张力也看成二阶, 结构如图 7, 速度和张力均采用 PD 调节器, 图中复合控制器的参数为: $S_1 K_p = 0.3$, $S_1 T_d = 1$, $T_1 K_p = 7$, $T_1 T_d = 3$. 分别进行启动试验、突加 / 突减负载试验、解耦效果验证试验.

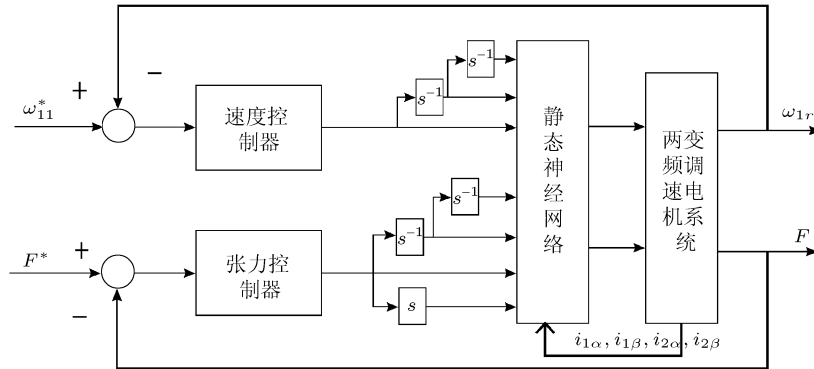


图 7 神经网络逆控制框图

Fig. 7 Control block diagram of neural network inverse

速度给定为 63rad/s、张力给定为 28kg、负载启动后, 在 80 秒时突减负载 (30% 额定值), 在 120 秒时突加载, 当采用神经网络逆系统控制时, 速度和张力的响应见图 8.

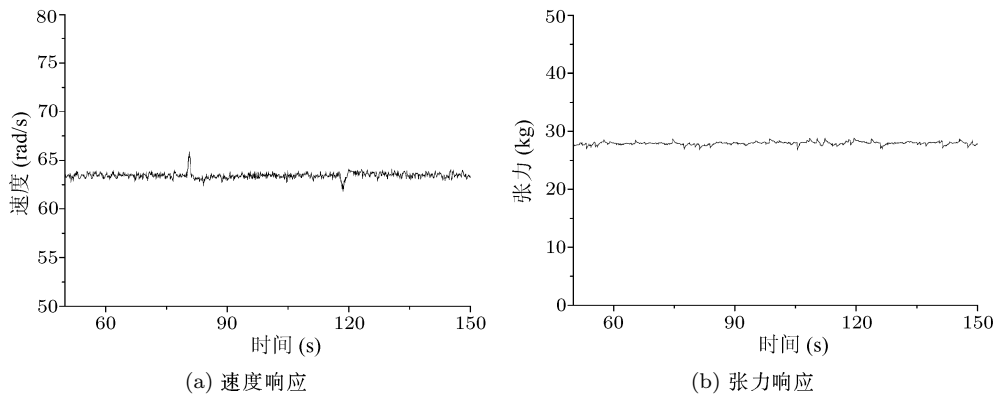


图 8 神经网络逆控制时的速度和张力响应

Fig. 8 Speed and tension response with neural network inverse

在 120 秒时速度给定从 62rad/s 突加到 90rad/s, 张力给定为 28kg, 当采用神经网络逆系统控制时, 速度和张力的响应见图 9(a); 当采用单纯的 PI 控制时, 其响应见图 9(b). 在 120 秒时张力从 26kg 突加到 28kg, 速度给定 62rad/s, 当采用神经网络逆系统控制时, 速度和张力的响应见图 10(a); 当采用单纯的 PI 控制时, 速度和张力的响应见图 10(b).

为了检验控制系统的跟踪性能, 给被控系统不同的期望轨迹作为参考输入, 考察系统速度的响应曲线, 检验控制效果, 给出了神经网络逆系统控制和单纯 PI 控制下的跟踪响应曲线, 作为对比, 张力给定为 28kg.

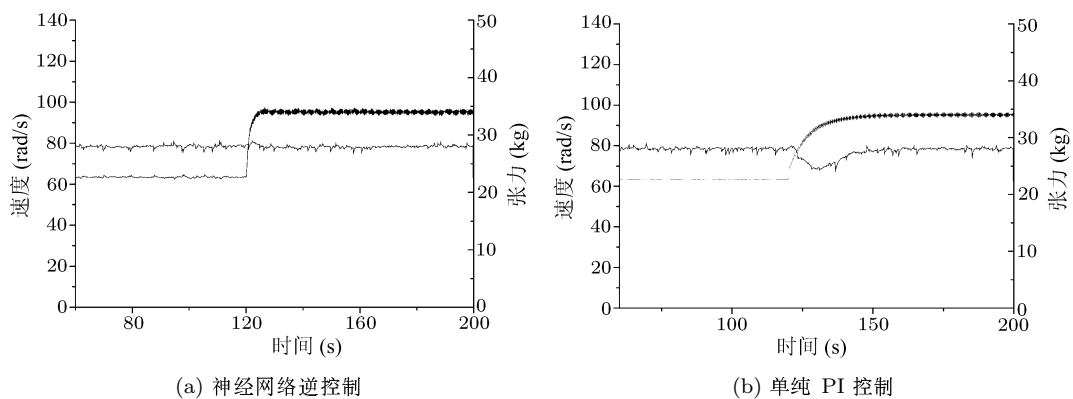


图 9 速度和张力响应 (解耦 1)

Fig. 9 Speed and tension response (decoupling control 1)

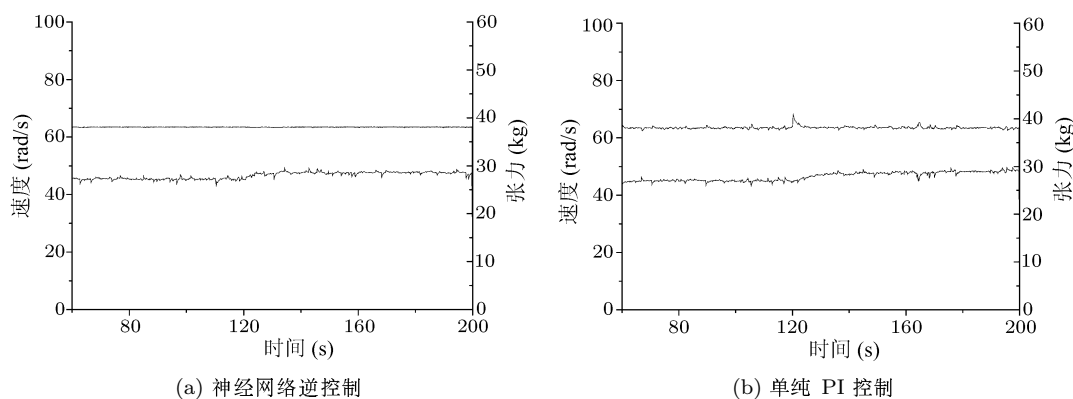


图 10 速度和张力响应 (解耦 2)

Fig. 10 Speed and tension response (decoupling control 2)

图 11 为恒压频比控制方式下, 速度给定为周期 40 秒三角波时, 神经网络逆控制和单纯 PI 控制的速度跟踪响应曲线.

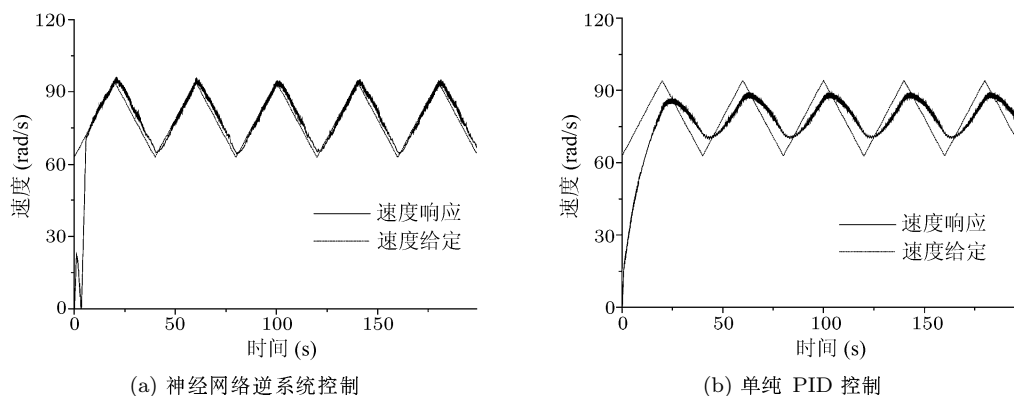


图 11 三角波速度跟踪响应曲线

Fig. 11 Response curve of triangle-wave speed track

从图可以看出两变频调速电机系统采用神经网络逆系统控制时系统的速度和张力实

现了解耦, 且系统具有较强的抗负载扰动的能力和跟踪能力, 而采用通常的 PI 控制不能够实现系统速度和张力的解耦控制.

6 结论

由于感应电机的数学模型为复杂的高阶、非线性、多变量系统, 同时带状织物的动力学特性复杂, 张力环的广义对象数学模型不易描述, 特别是张力和速度之间相互耦合, 故常规的定参数 PI 张力控制不够理想. 针对恒压频比和张力控制的特点, 给出了两变频调速电机系统的统一数学模型, 通过可逆性分析, 证明该系统可逆. 采用神经网络逆可以实现两变频调速电机系统的速度和张力的解耦控制, 获得速度二阶和张力三阶的伪线性化的子系统, 分别设计速度和张力子系统的复合控制器. 通过对整个系统的负载、解耦和跟踪试验, 并与传统 PI 控制的比较, 证明了神经网络逆系统控制方法完全可以应用于多电机同步系统的解耦控制, 为多电机同步控制提供了一条新的控制途径.

References

- 1 Song Seung-Ho, Sul Seung-Ki. A new tension controller for continuous strip processing line. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2000, **36**(2): 633~638
- 2 Song Seung-Ho, Sul Seung-Ki. Design and control of multispan tension simulator. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2000, **36**(2): 640~648
- 3 Yoshiro Seki, Kunio Sekiguchi, Yoshiharu Anbe. Optimal multivariable looper control for hot strip finishing mill. *IEEE Transactions on Industry Application*, 1991, **27**(1): 124~130
- 4 Hiroyuki Imanari, Youchi Morimatsu, Kunio Sekiguchi. Looper H-infinity control for hot-strip mills. *IEEE Transactions on Industry Application*, 1997, **33**(3): 790~796
- 5 Okada M, Murayama K, Urano A, Iwasaki Y. Optimal control system for hot strip finishing mill. *Control Engineering Practice*, 1998, **6**: 1029~1034
- 6 Timothy Hesketh, Jiang Yu-an, David Clements J. Controller design for hot strip finishing mills. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 1998, **6**(2): 208~219
- 7 Dai Xian-Zhong, Liu J, Feng C, He Dan. Neural network ath inverse system method for the control of nonlinear continuous systems. *IEE Proceedings Control Theory and Application*, 1998, **145**: 519~522
- 8 Dai Xian-Zhong, He Dan, Zhang X, Zhang T. MIMO system invertibility and decoupling control strategies based on ANN ath order inversion. *IEE Proceedings Control Theory and Application*, 2001, **148**(2): 125~136

戴先中 1991 年获清华大学博士学位, 现为东南大学自动化系教授, 博士生导师. 目前主要从事电力系统、电机和机器人的智能控制和非线性控制等研究工作.

(**DAI Xian-Zhong** Received his Ph.D. degree from Tsinghua University of China in 1991. He is now a professor in the Department of Automatic Control at Southeast University. His research interests include intelligent control and nonlinear control for power system, motor and robot.)

刘国海 2002 年获东南大学博士学位, 现为江苏大学教授, 博士生导师. 目前主要从事非线性控制和运动控制等研究工作.

(**LIU Guo-Hai** Received his Ph. D. degree from Southeast University of China in 2002. He is now professor in School of Electrical and Information Engineering at Jiangsu University. His research interests include nonlinear control and motion control.)

附录

$$B = \frac{n_{p1}^2}{J_1} \left\{ \frac{L_{r1}}{L_{s1}L_{r1} - L_{m1}^2} [(kx_2 \sin u_{11}t - kx_3 \cos u_{11}t) + t(ku_{11} + C)(x_2 \cos u_{11}t + x_3 \sin u_{11}t)] + k(x_5 \cos u_{11}t - x_4 \sin u_{11}t) + t(ku_{11}t) + t(ku_{11} + C)(-x_5 \sin u_{11}t - x_4 \cos u_{11}t) \right\}$$

$$\begin{aligned}
E &= \frac{Kr_1 k_1 n_{p1}}{T J_1} \left\{ \frac{L_{r1}}{L_{s1} L_{r1} - L_{m1}^2} [(kx_2 \sin u_{11}t - kx_3 \cos u_{11}t) + t(ku_{11} + C)(x_2 \cos u_{11}t + x_3 \sin u_{11}t)] + k(x_5 \cos u_{11}t - x_4 \sin u_{11}t) + t(ku_{11} + C)(-x_5 \sin u_{11}t - x_4 \cos u_{11}t) \right\} \\
D &= \frac{Kr_2 k_2 n_{p2}}{T J_2} \left\{ \frac{L_{r1}}{L_{s1} L_{r1} - L_{m1}^2} [(k'x_7 \sin u_{21}t - k'x_8 \cos u_{21}t) + t(k'u_{21} + C')(x_7 \cos u_{21}t + x_8 \sin u_{21}t)] + k'(x_{10} \cos u_{21}t - x_9 \sin u_{21}t) + t(k'u_{21} + C')(-x_{10} \sin u_{21}t - x_9 \cos u_{21}t) \right\} \\
\text{Det}(\mathbf{A}(\mathbf{x}, \mathbf{u})) &= -\frac{Kr_2 k_2 n_{p2}}{T J_2} \frac{n_{p1}^2}{J_1} \left\{ \frac{L_{r1}}{L_{s1} L_{r1} - L_{m1}^2} [(kx_2 \sin u_{11}t - kx_3 \cos u_{11}t) + t(ku_{11} + C)(x_2 \cos u_{11}t + x_3 \sin u_{11}t)] + k(x_5 \cos u_{11}t - x_4 \sin u_{11}t) + t(ku_{11} + C)(-x_5 \sin u_{11}t - x_4 \cos u_{11}t) \right\} \\
&\quad \left\{ \frac{L_{r1}}{L_{s1} L_{r1} - L_{m1}^2} [(k'x_7 \sin u_{21}t - k'x_8 \cos u_{21}t) + t(k'u_{21} + C')(x_7 \cos u_{21}t + x_8 \sin u_{21}t)] + k'(x_{10} \cos u_{21}t - x_9 \sin u_{21}t) + t(k'u_{21} + C')(-x_{10} \sin u_{21}t - x_9 \cos u_{21}t) \right\}
\end{aligned}$$

在忽略定子电阻压降时 (实际情况有补偿), 定子磁链滞后定子电压 90 度, 定子磁链与定子电流近似同方向. 若记 ψ_{11} 和 i_{11} 分别为第一台电机的定子磁链和定子电流, ψ_{21} 和 i_{21} 分别为第二台电机的定子磁链和定子电流, 则

$$\begin{aligned}
x_2 &= \psi_{11} \sin u_{11}t, & x_3 &= \psi_{11} \cos u_{11}t, & x_4 &= i_{11} \sin u_{11}t, & x_5 &= i_{11} \cos u_{11}t \\
x_7 &= \psi_{21} \sin u_{21}t, & x_8 &= \psi_{21} \cos u_{21}t, & x_9 &= i_{21} \sin u_{21}t, & x_{10} &= i_{21} \cos u_{21}t
\end{aligned}$$

将上式代入 $\text{Det}(\mathbf{A}(\mathbf{x}, \mathbf{u}))$ 式, 得

$$\begin{aligned}
\text{Det}(\mathbf{A}(\mathbf{x}, \mathbf{u})) &= -\frac{Kr_2 k_2 n_{p2}}{T J_2} \frac{n_{p1}^2}{J_1} \left[\frac{1}{L_{s1} \sigma_1} k \psi_{11} (\sin^2 u_{11}t - \cos^2 u_{11}t) + \frac{1}{L_{s1} \sigma_1} \psi_{11} (ku_{11} + C)t \sin 2u_{11}t + ki_{11} (\cos^2 u_{11}t - \sin^2 u_{11}t) + (ku_{11} + C)(-ti_{11} \sin 2u_{11}t) \right] \\
&\quad \left[\frac{1}{L_{s2} \sigma_2} k' \psi_{21} (\sin^2 u_{21}t - \cos^2 u_{21}t) + \frac{1}{L_{s2} \sigma_2} \psi_{21} (k'u_{21} + C')t \sin 2u_{21}t + k'i_{21} (\cos^2 u_{21}t - \sin^2 u_{21}t) + (k'u_{21} + C')(-ti_{21} \sin 2u_{21}t) \right] = \\
&\quad -\frac{Kr_2 k_2 n_{p2}}{T J_2} \frac{n_{p1}^2}{J_1} \left(\frac{1}{L_{s1} \sigma_1} \psi_{11} - i_{11} \right) [(ku_{11} + C)t \sin 2u_{11}t - k \cos 2u_{11}t] \\
&\quad \left(\frac{1}{L_{s2} \sigma_2} \psi_{21} - i_{21} \right) [(k'u_{21} + C')t \sin 2u_{21}t - k' \cos 2u_{21}t]
\end{aligned}$$

式中 $\sigma_1 = 1 - \frac{L_{m1}^2}{L_{s1} L_{r1}}$, $\sigma_2 = 1 - \frac{L_{m2}^2}{L_{s2} L_{r2}}$ 分别为第一台电机和第二台电机的漏磁系数.