

基于中立型系统理论的异步电机电流解耦控制方法

潘月斗, 王国防

引用本文:

潘月斗, 王国防. 基于中立型系统理论的异步电机电流解耦控制方法[J]. 控制与决策, 2020, 35(2): 329–338.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2018.0757>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

立方体机器人自抗扰平衡控制方法

Dynamic modeling of a cubical robot balancing on its corner

控制与决策. 2019, 34(6): 1203–1210 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2017.1559>

一类半线性抛物型偏微分方程描述的分布参数系统的边界控制

Boundary control of the distributed parameter systems described by a class of semi-linear parabolic partial differential equations

控制与决策. 2019, 34(12): 2594–2602 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2018.0289>

基于理想Bode传递函数的分数阶PID频域设计方法及其应用

Fractional order PID controller design in frequency domain based on ideal Bode transfer function and its application

控制与决策. 2019, 34(10): 2198–2202 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2018.0186>

一类不确定广义时滞系统的 H^∞ 自适应控制

Adaptive H^∞ control for a class of uncertain singular time-delay systems

控制与决策. 2019, 34(10): 2157–2163 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2018.0141>

永磁同步电机调速系统的多维泰勒网逆控制

Multi-dimensional Taylor network inverse control of speed variable system for permanent magnet synchronous motor

控制与决策. 2019, 34(10): 2085–2094 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2018.0182>

基于抗饱和PI控制器和占空比调制的直线游标永磁电机直接推力控制

Direct thrust force control of linear vernier PM motor based on anti-windup PI controller and duty ratio modulation

控制与决策. 2018, 33(1): 175–180 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2016.1417>

基于广义扩张状态观测器的干扰不匹配离散系统状态反馈控制

Generalized extended state observer based state feedback control for discrete systems with mismatched disturbances

控制与决策. 2016, 31(6): 1128–1132 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2015.0488>

不确定广义线性时变系统的鲁棒稳定和二次稳定

Robust stability and quadratic stability for linear time-varying uncertain singular system

控制与决策. 2015, 30(5): 929–933 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2014.0311>

基于中立型系统理论的异步电机电流解耦控制方法

潘月斗[†], 王国防

(北京科技大学 自动化学院, 北京 100083)

摘要: 针对异步电机传统系统建模中忽略数字延时, 造成建模不精确, 加剧电流环中两电流间的交叉耦合, 导致低开关频率的传动系统电流畸变、系统不稳定等严重问题, 运用中立型理论, 提出一种基于中立型的异步电机电流解耦控制方法, 设计中立型电流控制器. 该电流控制方法具有参数自动整定的优点, 且耦合小、响应快、鲁棒性好, 该理论通过建立精确的数学模型来解决数字延时问题对传动系统控制性能的影响. 对异步电机中立型时滞系统进行稳定性分析, 通过仿真和实验结果表明了所设计中立型电流控制器的可行性.

关键词: 异步电机; 数字延时; 解耦控制; 线性矩阵不等式; 中立型控制器

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Decoupling current control scheme for induction motors based on neutral system theory

PAN Yue-dou[†], WANG Guo-fang

(School of Automation, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China)

Abstract: In the traditional system modeling of induction motors, the neglect of digital delay results in inaccurate modeling, which exacerbates the cross-coupling between the two currents in the current loop, leads to serious problems such as current distortion of the low-switching frequency drive system, system instability, etc. Using the neutral theory, a neutral-based current decoupling control method for induction motors is proposed, and a neutral current controller is designed. The current control method has the advantages of automatic parameter tuning, small coupling, fast response, and good robustness. The theory solves the influence of the digital delay problem on the control performance of the drive system by establishing an accurate mathematical model. The stability analysis of a neutral type time-delay system for induction motors is carried out. Simulation and experimental results show the feasibility of the designed neutral current controller.

Keywords: induction motor; digital delay; decoupling control; LMI; neutral controller

0 引 言

电流环控制性能直接影响交流传动系统的动态性能, 异步电机电流环数字控制系统存在延时问题, 延时一直是影响大功率数字控制系统性能的关键问题^[1-2]. 工程应用中异步电机建模均忽略数字延迟, 导致建模不精确, 加剧了电机定子电流励磁分量与转矩分量之间的交叉耦合^[1]. 在交流大功率的传动系统中, 为降低开关器件损耗, 变流器开关频率一般较低, 只有几百赫兹, 产生较大的数字延迟. 数字延迟造成交流传动系统电流畸变、系统不稳定等严重问题^[2].

对于延时问题, 目前国内外学者主要集中于研究延时补偿方法. 文献[3]采用电压前馈解耦的方法, 实现定子电流的解耦控制, 改善电流环的动态性能, 但

考虑延迟或者电机参数发生变化时, 效果很差^[2]. 文献[4]提出采用内模控制的方法, 消除两相定子电流的耦合特性, 但是这种方法过于依赖电机参数和电机模型, 其实用性不强^[5]. 文献[6]提出一种基于复矢量含有延时补偿的电流环数字控制方法, 改善电流环的性能. 文献[7]采用高性能的可编程逻辑器件(FPGA)等, 最大限度缩短延时时间, 消除控制延时. 文献[8]采用预测、无差拍等先进控制算法来补偿数字控制延时. 文献[6-8]所用方法的基本思路是进行延时补偿, 在一定程度上减弱数字延迟对控制系统性能的影响, 但没有把延时问题引入到数学模型中, 无法从根本上解决在低开关频率传动系统中数字延迟所导致的电流畸变、系统振荡等严重问题^[9]. 延时问题是低

收稿日期: 2018-06-03; 修回日期: 2018-08-16.

基金项目: 国家自然科学基金项目(51331002).

责任编委: 张庆灵.

[†]通讯作者. E-mail: ydpan@ustb.edu.cn.

开关频率变流器控制的关键问题,为了解决数字延迟问题,本文提出一种耦合小、响应速度快且鲁棒性好的电流控制实现方法。

电机控制的性能指标的高低,取决于电机的建模精度以及对电机状态变量的控制精度.电机控制的性能指标中最重要的就是电机的转矩响应速度和电机速度的控制精度,而电机的转矩响应速度的最直接的表现就是电流环的响应快慢^[10].中立型延迟系统是一种能够精确描述时滞系统的模型,系统描述中既包括状态滞后,也包括状态微分滞后,使得对时滞系统的描述更加精确^[11].目前中立型系统理论并没有应用到电机调速系统中,因此本文首次将中立型系统应用到电机调速控制系统,解决系统中的延时问题。

1 异步电机中立型数学模型

1.1 异步电机数学模型

三相交流异步电机的数学建模是一个高阶、非线性、强耦合的复杂多变量系统.通过同步旋转坐标系按转子磁链方向定向,同步旋转 M - T 坐标系上的等效两相绕组可以实现磁场解耦,达到模拟直流电动机实现异步电机转矩和磁通的分别控制。

为了研究问题的方便性,本文基于异步电机在 M - T 坐标系下的典型 $\omega - \psi_r - i_s$ (转子转速-定子磁链-定子电流) 状态方程提出一种异步电机电流环解耦控制方法.根据异步电机的典型状态方程,以电压变量为输入,电磁转矩和电机转速为输出建立异步电机数学模型^[12],即

$$\begin{cases} \dot{\psi}_r = -\theta_1 \psi_r + \theta_2 i_{sM}, \\ \dot{i}_{sM} = \theta_3 \psi_r - \theta_4 i_{sM} + \theta_5 i_{sT} + \theta_6 u_{sM}, \\ \dot{i}_{sT} = -\theta_7 \psi_r - \theta_4 i_{sT} - \theta_5 i_{sM} + \theta_6 u_{sT}, \\ \dot{\omega} = \theta_8 i_{sT} \psi_r - \theta_9 T_L, \\ T_e = \theta_{10} i_{sT} \psi_r; \\ \theta_1 = \frac{1}{T_r}, \theta_2 = \frac{L_{md}}{T_r}, \theta_3 = \frac{L_{md}}{\sigma L_{sd} L_{rd} T_r}, \\ \theta_4 = \frac{R_s L_{rd}^2 + R_r L_{md}^2}{\sigma L_{sd} L_{rd}^2}, \theta_5 = \omega_s, \theta_6 = \frac{1}{\sigma L_{sd}}, \\ \theta_7 = \frac{L_{md}}{\sigma L_{sd} L_{rd}} \omega, \theta_8 = \frac{n_p^2 L_{md}}{J L_{rd}}, \theta_9 = \frac{n_p}{J}, \\ \theta_{10} = \frac{n_p L_{md}}{L_{rd}}. \end{cases} \quad (1)$$

其中: u_{sM} 和 u_{sT} 分别为 M - T 坐标系下定子电压 M 轴分量和 T 轴分量; i_{sM} 和 i_{sT}^T 分别为 M - T 坐标系下定子电流 M 轴分量和 T 轴分量; R_s 为定子绕组电阻; R_r 为转子绕组电阻; L_{md} 为 M - T 坐标系定子和转子同轴等效绕组互感; L_{sd} 和 L_{rd} 分别为 M - T

坐标系定子和转子等效两相绕组自感; ψ_r 为转子总磁链矢量; n_p 为极对数; T_L 为负载转矩; T_e 为电磁转矩; J 为电机的转动惯量; σ 为电机的漏磁系数, $\sigma = 1 - L_{md}^2 / (L_{sd} L_{rd})$; T_r 为转子电磁时间常数, $T_r = L_{rd} / R_r$; ω 为转子转动角速度; ω_s 为同步角速度,两者的关系为

$$\omega_s = \omega + \frac{L_{md}}{T_r} i_{sT}(t). \quad (2)$$

1.2 中立型系统理论

中立型时滞系统理论是一种解决工程应用中数字延迟问题的系统理论,中立型系统建模中既包括当前状态项,又包括滞后状态项,且还包括状态微分滞后项,对系统描述精确度是其他建模理论无法比拟的.对于时滞系统的研究,目前主要是研究标准时滞系统

$$\dot{x}(t) = f(x(t), x(t-h), u(t)),$$

而针对如下中立型时滞系统的研究较少:

$$\dot{x}(t) - C\dot{x}(t-h) = f(x(t), x(t-h), u(t)).$$

主要是因为系统中的微分算子 $\dot{D}(t, x_t) = \dot{x}(t) - C\dot{x}(t-h)$ 较难处理,使得标准时滞系统的许多理论不能简单地应用到中立型时滞系统模型中。

中立型时滞系统完整表达式^[13]为

$$\begin{cases} \dot{x}(t) - C\dot{x}(t-\tau) = \\ Ax(t) + Dx(t-\tau) + Bu(t) + f(t, x(t), x(t-\tau)), \\ x(t) = \phi(t), t \in [-\tau, 0]. \end{cases} \quad (3)$$

其中: $x(t)$ 为系统状态向量, $x(t) \in R^n$; τ 为延时时间, $\tau > 0$; A 、 D 、 C 和 B 为维数适当的常数矩阵, $\|C\| < 1$; $\phi(t)$ 为向量初值连续函数, $\phi(t) \in C([- \tau, 0], R^n)$; $f(t, x(t), x(t-\tau))$ 为不可观测的非线性不确定扰动, $f \in C([0, +\infty], R^n)$, 且满足

$$\begin{cases} f(t, 0, 0) = 0, \\ \|f(t, x(t), x(t-\tau))\| \leq \alpha \|x\| + \beta \|x(t-\tau)\|. \end{cases}$$

其中: α 、 β 为已知常数,分别为当前状态 $x(t)$ 和滞后状态 $x(t-\tau)$ 的不确定扰动值。

1.3 异步电机中立型时滞系统模型

电机传动系统控制中,在低开关频率条件下,开关动作、控制器等需要响应时间,会产生时滞现象.在闭环系统中时滞现象表现尤为明显,会导致开关动作、控制器响应等与系统模态不同步,这种现象称为异步切换^[14].当开关频率较高时,时滞很小,建立系统数学模型时,异步切换现象可以忽略.但在大功率低开关频率情况下,异步现象会造成电流畸变、电机

发热等严重问题. 本文建模时考虑到电机闭环控制的异步切换现象, 将中立型系统理论应用到异步电机时滞系统建模中, 得到异步电机中立型时滞系统数学模型.

已知异步电机在 M - T 坐标系下的 $\psi_r - i_s$ (定子磁链-电流) 状态方程(1), 选 $X = [\psi_r \ i_{sM} \ i_{sT}]$ 作为系统状态变量, 其状态方程为

$$\dot{x}(t) = A_0x(t) + Bu(t). \quad (4)$$

令式(3)中系数矩阵 $A_0 = A_1$, 其中

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \dot{\psi}_r(t) \\ \dot{i}_{sM}(t) \\ \dot{i}_{sT}(t) \end{bmatrix}, \quad x(t) = \begin{bmatrix} \psi_r(t) \\ i_{sM}(t) \\ i_{sT}(t) \end{bmatrix},$$

$$A_0 = \begin{bmatrix} -\theta_1 & \theta_2 & 0 \\ \theta_3 & -\theta_4 & \theta_5 \\ -\theta_7 & -\theta_5 & -\theta_4 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \theta_6 & 0 \\ 0 & \theta_6 \end{bmatrix},$$

$$u(t) = \begin{bmatrix} u_{sM}(t) \\ u_{sT}(t) \end{bmatrix}.$$

在电机调速系统中, 因为存在异步切换的不确定性, 所以滞后状态对系统的影响也具有不确定性. 在一定范围内, 影响程度取决于对应的系数矩阵各元素的大小, 这里定义 $\mu(\Delta)$ 为影响因子, 表示在建立模型中, 状态滞后对系统影响程度的度量, 其中 Δ 为对应的系数矩阵. 定义

$$\mu(\Delta) = \frac{1}{\|\Delta\|_\infty}.$$

将异步电机的状态方程转化为时滞系统方程, 考虑状态滞后对系统的影响, 得到如下方程:

$$\dot{x}(t) = (1 - \mu)A_0x(t) + \mu A_1x(t - \tau) + Bu(t), \quad (5)$$

其中 τ 为延时时间.

式(5)经牛顿-莱布尼兹公式变换得

$$\dot{x}(t) - \mu A_1 \int_0^{-h} \dot{x}(t - h + \theta) d\theta = (1 - \mu)A_0x(t) + \mu A_1x(t - h) + Bu(t), \quad (6)$$

其中 $h = \tau/2$.

式(6)中含有积分项 $\int_0^{-h} \dot{x}(t - h + \theta) d\theta$, 对积分项的处理, 采用离散法.

step 1: 将积分区间平均分成 N 份, 每个小区间的长度为

$$N_{i+1} - N_i = \frac{h}{N}.$$

用 N 个小矩形的面积之和近似积分项的值, 这里 $N \geq 1, N = 1, 2, \dots, n$, 得到表达式

$$\int_0^{-h} \dot{x}(t - h + \theta) d\theta \approx \frac{h}{N} \sum_{i=1}^N \dot{x}(t - h - T_h), \quad (7)$$

其中 $T_h = \frac{(i-1)h}{N}$.

step 2: 对于任意的 h , 存在 $N \geq M, M \in Z$, 使不等式 $\mu \frac{h}{N} \leq \mu(A_1)$ 成立.

step 3: 得到异步电机中立型系统方程式为

$$\dot{x}(t) - \mu \frac{h}{N} A_1 \sum_{i=1}^N \dot{x}(t - h - T_h) = (1 - \mu)A_0x(t) + \mu A_1x(t - h) + Bu(t). \quad (8)$$

2 中立型电流控制器设计

中立型延迟系统方程如下:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) - C\dot{x}(t - h) = Ax(t) + Dx(t - d) + Bu(t); \\ x(t) = \phi(t), \quad t \in [-\max\{h, d\}, 0]. \end{cases} \quad (9)$$

假设系统的状态是可观测的, 设计以下线性状态反馈控制器

$$u(t) = Kx(t),$$

得到闭环系统方程表达式

$$\dot{x}(t) - C\dot{x}(t - h) = (A + BK)x(t) + Dx(t - d). \quad (10)$$

若存在正定阵 P_x, Q_x, R_x 使得不等式组

$$\begin{bmatrix} M_P & M_Q^T & P_x D^T & I \\ M_Q & -Q_x & 0 & C \\ DP_x & 0 & -R_x & 0 \\ I & G^T & 0 & M_R \end{bmatrix} < 0, \quad (11)$$

$$M_P = P_x(A + BK)^T + (A + BK)P_x,$$

$$M_Q = C(A + BK)P_x,$$

$$M_R = -(Q_x + R_x)^{-1}$$

成立, 则闭环系统方程式(10)是一致渐近稳定的.

令 $\Upsilon = KP_x, F = AP_x + B\Upsilon$, 则不等式变为

$$\begin{bmatrix} F^T + F & F^T C^T & P_x D^T & I \\ CF & -Q_x & 0 & C \\ DP_x & 0 & -R_x & 0 \\ I & C^T & 0 & M_R \end{bmatrix} < 0, \quad (12)$$

解得 $K = \Upsilon P_x^{-1}$.

若存在正定阵 P_x, Q_x, R_x 满足矩阵不等式(12), 则一定存在状态反馈控制器 $u = \Upsilon P_x^{-1}x(t)$ 能够稳定系统方程式(10).

求解线性矩阵不等式(12), 将得到正定矩阵 P_x, Q_x, R_x , 代入两个 Riccati 不等式 $X_e - SX_x^{-1}S^T < 0$ 和 $X_x < 0$, 若该不等式有解, 则 K 即为所求的反馈增益矩阵. 总结控制器设计方案如下.

step 1: 解线性矩阵不等式(11)得正定矩阵 P_x ,

Q_x 、 R_x 以及矩阵 Υ .

step 2: 判断 Riccati 不等式 (29) 是否有解, 若有解, 则 $K = \Upsilon P_x^{-1}$ 即为反馈控制器增益矩阵; 若无解, 则需要重新返回 step 1 求解.

3 稳定性分析

step 1: 针对标准型中立型系统^[15]

$$\begin{cases} \dot{x}(t) - C\dot{x}(t-h) = Ax(t) + Dx(t-d), \\ y(t) = Zx(t), \end{cases} \quad (13)$$

设计如下状态观测器:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}(t) - C\dot{\hat{x}}(t-h) = \\ A\hat{x}(t) + D\hat{x}(t-d) + L(y(t) - Z\hat{x}(t)), \end{aligned} \quad (14)$$

使得误差动态系统方程

$$\dot{e}(t) - C\dot{e}(t-h) = A_L e(t) + D e(t-d) \quad (15)$$

渐近稳定. 其中: $A_L = A - LZ$; e 为误差向量, $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$, $\hat{x}(t) \in R^n$ 是观测状态; L 为 $n \times q$ 阶观测器增益矩阵.

step 2: 观测器设计完成后, 下一步设计基于观测状态的反馈控制器 $u(t) = Kx(t)$, 使得下面闭环系统方程稳定:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) - C\dot{x}(t-h) = \\ (A + BK)x(t) + Dx(t-d) - BK e(t), \end{aligned} \quad (16)$$

其中 K 是 $m \times n$ 阶反馈增益矩阵.

由误差动态方程 (15) 和闭环系统方程 (16), 得到以下中立型系统方程:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{e}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}(t-h) \\ \dot{e}(t-h) \end{bmatrix} = \\ \begin{bmatrix} A + BK & -BK \\ 0 & A - LZ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ e(t) \end{bmatrix} + \\ \begin{bmatrix} D & 0 \\ 0 & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t-h) \\ e(t-h) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (17)$$

step 3: 考虑如下与方程 (17) 具有相同零极点的中立型系统方程:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{e}_1(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} C^T & 0 \\ 0 & C^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_1(t-h) \\ \dot{e}_1(t-h) \end{bmatrix} = \\ \begin{bmatrix} A^T + K^T B^T & 0 \\ -K^T B^T & A^T - Z^T L^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ e_1(t) \end{bmatrix} + \\ \begin{bmatrix} D^T & 0 \\ 0 & D^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t-h) \\ e_1(t-h) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (18)$$

因为系统方程式 (18) 与 (17) 具有相同的特征多项式, 两系统有相同的零极点集合, 所以两系统的稳

定性等价.

step 4: 为了证明系统方程式 (18) 的稳定性, 本文设计了一种李亚普诺夫泛函^[16], 其表达式为

$$\begin{aligned} V(t, \xi(t)) = \\ \varepsilon^T N \varepsilon + \int_{t-h}^t \xi(\theta)^T W \xi(\theta) d\theta + \int_{t-d}^t \xi(\theta)^T U \xi(\theta) d\theta. \end{aligned} \quad (19)$$

其中: P_x 、 P_e 、 Q_x 、 Q_e 、 R_x 、 R_e 是待定的正定阵, 令

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} x_1(t) - C^T x_1(t-h) \\ e_1(t) - C^T e_1(t-h) \end{bmatrix}, \quad N = \begin{bmatrix} P_x & 0 \\ 0 & P_e \end{bmatrix},$$

$$\xi(t-h) = \begin{bmatrix} x_1(t-h) \\ e_1(t-h) \end{bmatrix}, \quad \xi(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ e_1(t) \end{bmatrix},$$

$$\rho(t-d) = \begin{bmatrix} x_1(t-d) \\ e_1(t-d) \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} C^T & 0 \\ 0 & C^T \end{bmatrix},$$

$$W = \begin{bmatrix} Q_x & 0 \\ 0 & Q_e \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} R_x & 0 \\ 0 & R_e \end{bmatrix}.$$

沿着闭环系统方程式 (16) 的解求 $V(t, \xi(t))$ 的导数, 有

$$\begin{aligned} \dot{V}(t, \xi(t)) = \\ 2\varepsilon^T N \frac{d\varepsilon}{dt} + \xi(t)^T (W + U) \xi(t) + \\ \xi(t-h)^T W \xi(t-h) + \xi(t-d)^T U \xi(t-d), \quad (20) \\ \dot{V}(t, \xi(t)) = \\ \varepsilon^T (NA + A^T N + W + U) \varepsilon + \\ 2\varepsilon^T (W + U + NA) J \xi(t-h) + \\ 2\varepsilon^T N D \xi(t-d) - \xi(t-h)^T \lambda \xi(t-h) - \\ \xi(t-d)^T U \xi(t-d), \end{aligned} \quad (21)$$

其中 $\lambda = W - J^T (W + U) J$.

因为 N 、 W 、 U 是待定的正定阵, 所以 $\dot{V}(t, \xi(t))$ 可等价于

$$\begin{aligned} \dot{V}(t, \xi(t)) = \\ \varepsilon^T [NA + A^T N + W + U + (W + U + \\ NA) J \lambda^{-1} J^T (W + U + NA)^T + \\ N D U^{-1} D^T N] \varepsilon - [\lambda \xi(t-h)^T - \\ \varepsilon^T (W + U + NA) J] [\xi(t-h) - \\ \lambda^{-1} J^T (W + U + NA)^T \varepsilon] - \\ [U \xi(t-d)^T - \varepsilon^T N D U^{-1}] [\xi(t-d) - \\ U^{-1} D^T N \varepsilon]. \end{aligned} \quad (22)$$

又由方程 (16), 得到

$$\dot{V}(t, \xi(t)) \leq$$

$$\begin{aligned} &\varepsilon^T[NA + A^T N + W + U + (W + U + \\ &NA)J\lambda^{-1}J^T(W + U + NA)^T + \\ &NDU^{-1}D^T N]\varepsilon. \end{aligned} \quad (23)$$

所以若存在正定阵 N, W, U , 使如下不等式组成立:

$$\begin{cases} NA + A^T N + W + U + (W + U + \\ NA)J\lambda^{-1}J^T(W + U + NA)^T + \\ NDU^{-1}D^T N < 0, \\ \lambda = W - J^T(W + U)J > 0, \end{cases} \quad (24)$$

则说明存在标量 $\gamma < 0$, 使 $\dot{V}(t, \xi(t)) \leq \gamma \|\varepsilon\|$ 成立.

step 5: 由 Razumikhin 型定理^[17], 得到系统方程 (18) 渐近稳定, 而系统方程 (18) 渐近稳定的充分必要条件是系统方程 (17) 渐近稳定.

若存在正定矩阵 N, W, U , 即矩阵 $P_x > 0, P_e > 0, Q_x > 0, Q_e > 0, R_x > 0, R_e > 0$ 存在, 使如下两式成立, 则中立型系统方程 (17) 渐近稳定.

$$\begin{aligned} &\begin{bmatrix} A + BK & -BK \\ 0 & A - LZ \end{bmatrix} N + N \begin{bmatrix} A + BK & -BK \\ 0 & A - LZ \end{bmatrix}^T + \\ &\begin{bmatrix} H_x & -BK P_x \\ 0 & H_e \end{bmatrix}^T J \begin{bmatrix} \lambda_x & 0 \\ 0 & \lambda_e \end{bmatrix}^{-1} J^T \begin{bmatrix} H_x & -BK P_x \\ 0 & H_e \end{bmatrix} + \\ &N \begin{bmatrix} D^T & 0 \\ 0 & D^T \end{bmatrix} U^{-1} \begin{bmatrix} D^T & 0 \\ 0 & D^T \end{bmatrix}^T N + \\ &\begin{bmatrix} Q_x + R_x & 0 \\ 0 & Q_e + R_e \end{bmatrix} < 0, \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{cases} \lambda_x = Q_x - C(Q_x + R_x)C^T > 0, \\ \lambda_e = Q_e - C(Q_e + R_e)C^T > 0. \end{cases} \quad (26)$$

式中

$$H_x = Q_x + R_x + (A + BK)P_x,$$

$$H_e = Q_e + R_e + (A - LZ)P_e.$$

整理不等式 (25) 和 (26), 得

$$\begin{bmatrix} X_x & S \\ S^T & X_e \end{bmatrix} < 0; \quad (27)$$

$$X_e =$$

$$(A - LZ)P_e + P_e(A - LZ)^T + Q_e + R_e +$$

$$P_e D^T R_e^{-1} D P_e + [Q_e + R_e + P_e(A - LZ)^T] C^T \lambda_e^{-1} C [Q_e + R_e + (A + BK)P_e] +$$

$$P_x K^T B^T C^T \lambda_x^{-1} C B K P_x,$$

$$X_x =$$

$$(A + BK)P_x + P_x(A + BK)^T + Q_x + R_x +$$

$$P_x D^T R_x^{-1} D P_x + [Q_x + R_x + P_x(A^T + K^T B^T)] C^T \lambda_x^{-1} C [Q_x + R_x + (A + BK)P_x],$$

$$S^T =$$

$$-P_x K^T B^T - P_x K^T B^T C^T \lambda_x^{-1} C [Q_x + R_x + P_x(A + BK)^T].$$

由 Schur 补引理得式 (27) 等价于两个 Riccati 矩阵不等式^[18]

$$X_x < 0, X_e - S X_x^{-1} S^T < 0, \quad (28)$$

其中 K 为反馈增益矩阵.

矩阵不等式 (12) 有解, 说明存在 $P_x > 0, Q_x > 0, R_x > 0$ 以及矩阵 Υ , 也说明 Riccati 不等式有解, 存在 $P_e > 0, Q_e > 0, R_e > 0$ 以及矩阵 K , 使式 (28) 成立, 可得 $\dot{V}(t, \xi(t)) < 0$, 因此系统方程式 (18) 渐近稳定, 故系统方程式 (17) 渐近稳定.

4 实验研究

基于异步电机中立型时滞系统模型, 利用 Matlab/Simulink 建立模型仿真, 并从实际应用的角度出发, 借助 DSP 电力电子与电气传动实验平台, 对中立型电流控制器进行验证. 基于中立型的异步电机电流环 Matlab 建模, 仿真结构如图 1 所示.

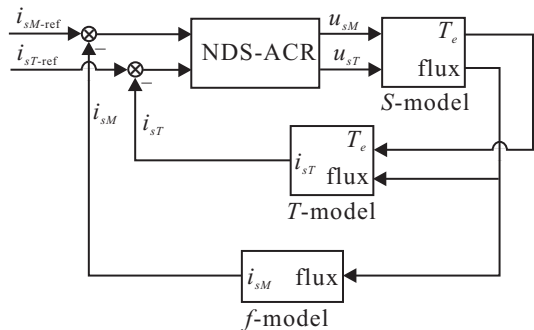


图 1 基于中立型的异步电机电流环结构

图 1 中, S-model 为 $M-T$ 坐标系下的状态方程模型, T-model 为定子电流转矩分量的反馈模型, f-model 为定子电流励磁分量的反馈模型. NDS-ACR 为中立型电流控制器. 仿真和实验采用完全相同的电机参数, 异步电机实际参数见表 1.

表 1 电机参数

参数名称	数值	参数名称	数值
额定功率/kW	4	定子电阻/ Ω	1.405
额定频率/Hz	50	转子电阻/ Ω	1.395
额定电压/V	380	定转子漏感/mH	5.839
额定电流/A	8.7	定转子互感/mH	172.2
极对数	2	采样时间/ms	2

将上述参数代入异步电机中立型时滞系统模型, 得到系统方程各项系数矩阵为

$$A = \begin{bmatrix} -7.8 & 1.3 & 0 \\ 664.3 & -237.5 & \omega_s \\ -4435.8 & -\omega_s & -237.5 \end{bmatrix},$$

$$D = \begin{bmatrix} -0.0018 & 0.0003 & 0 \\ 0.1497 & -0.0535 & -2.253\omega_s e-04 \\ -0.9998 & -2.253\omega_s e-04 & -0.0535 \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} -0.0018 & 0.0003 & 0 \\ 0.1497 & -0.0535 & -2.253\omega_s e-04 \\ -0.9998 & -2.253\omega_s e-04 & -0.0535 \end{bmatrix}.$$

其中 ω_s 为异步电机定子旋转磁场同步角速度, 仿真和实验中根据电机实时转速计算得出, 是一个时变参数. 这里给定电机转速 $n = 500 \text{ r/min}$. 当开关频率为 500 Hz 时, 采样周期 $T_s = 0.002 \text{ s}$, 系统延时时间^[2]为 $h = 1.5 T_s = 3 \text{ ms}$.

首先, 利用Matlab中的LMI工具箱feasp函数求解线性矩阵不等式(12), 求得正定矩阵 P_x 、 Q_x 、 R_x 以及矩阵 Υ , 即

$$P_x = \begin{bmatrix} 0.0064 & -0.1111 & -1.1013 \\ -0.1111 & 1.0071 & 1.7536 \\ -1.1013 & 1.7536 & 3.0137 \end{bmatrix},$$

$$Q_x = \begin{bmatrix} 0.5013 & -0.057 & -0.126 \\ -0.057 & 6.5199 & -0.6123 \\ -0.126 & -0.6123 & 10.564 \end{bmatrix},$$

$$R_x = \begin{bmatrix} 0.3414 & -0.0492 & -0.1165 \\ -0.0492 & 5.5966 & 0.0133 \\ -0.1165 & 0.0133 & 5.2193 \end{bmatrix},$$

$$\Upsilon = \text{diag}\{-0.3097, 3.4186, -7.6674\},$$

可求出反馈控制器增益矩阵 K .

然后, 将反馈控制器增益矩阵 K 代入Riccati不等式(28), 利用LMI工具箱判断是否有解, 即存在正定矩阵

$$P_e = \begin{bmatrix} 1.8555 & 0.1557 & -1.0919 \\ 0.1557 & 0.0527 & -0.1319 \\ -1.0919 & -0.1319 & 0.6855 \end{bmatrix} \times 10^3,$$

$$Q_e = \begin{bmatrix} 2.0274 & -0.0418 & -0.1548 \\ -0.0418 & 3.4742 & -0.1852 \\ -0.1548 & -0.1852 & 6.1966 \end{bmatrix} \times 10^3,$$

$$R_e = \begin{bmatrix} 1.5792 & -0.0334 & -0.1613 \\ -0.0334 & 3.0698 & -0.0289 \\ -0.1613 & -0.0289 & 3.1402 \end{bmatrix} \times 10^3.$$

因此, 矩阵的反馈控制器增益矩阵

$$K = \text{diag}\{-48.3097, 3.3946, -2.5442\}$$

即为所求的反馈控制器增益矩阵.

上述正定矩阵及 K 是动态变化的, 这里给出电机转速稳定后的一组解, 证明中立型时滞系统是稳定的.

最后, 由中立型时滞系统模型理论得到控制输入 $u_s(t)$ 与被控对象 $i_s(t)$ 的关系, 得到两相定子电压与两相定子电流的动态比例关系, 消除定子电流两个分量之间的交叉耦合, 实现两相定子电流 i_{sT} 和 i_{sM} 的完全解耦. 所以, 反馈控制器增益矩阵 K 即为本文所要设计的异步电机中立型电流控制器.

本文利用Matlab/Simulink/S-Function编程, 模拟微处理器运行状态, 建立基于中立型电流控制器的异步电机仿真模型如图2所示, 仿真时间为 0.5 s .

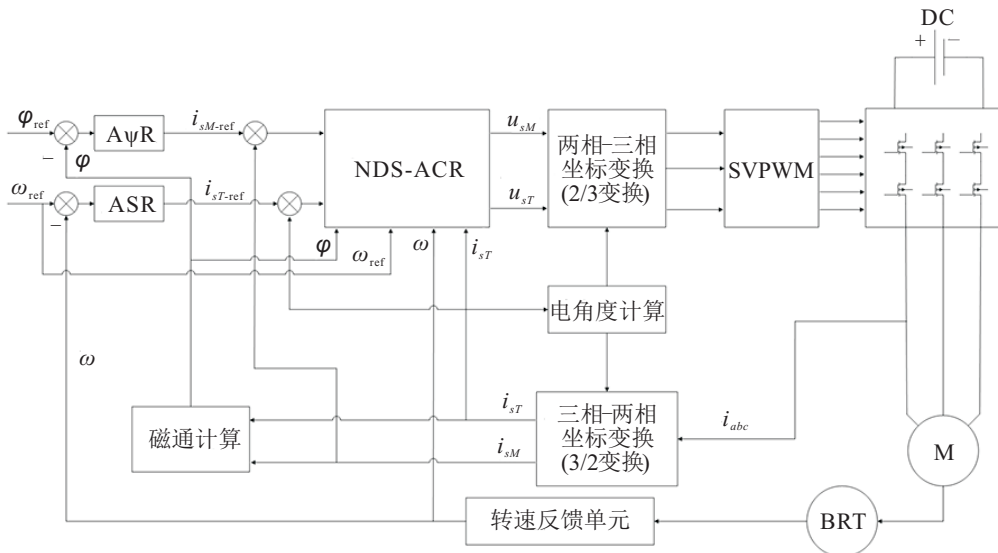


图2 基于中立型电流控制器的异步电机仿真原理图

给定电机基速 500 r/min, 设置 0.1 s 时启动, 转速从 0 升至 500 r/min, 图 3 是 $M-T$ 坐标系下采用中立型电流控制器的仿真结果, 图 4 是 $M-T$ 坐标系下采用传统 PI 电流控制器的仿真结果. 传统 PI 电流控制器的参数通过经验试凑法得到. 图 3(a) 和图 4(a) 为转速曲线, 图 3(b) 和图 4(b) 为电机定子电流曲线; 图 3(c) 和图 4(c) 为电机定子电流转矩分量跟随曲线; 图 3(d) 和图 4(d) 为电机定子电流励磁分量跟随曲线.

由图 3 和图 4 可以看出, 在转速上升和突变过程中, 图 3(a) 相比图 4(a) 转速响应迅速, 图 3(b) 相比图 4(b) 定子电流曲线平滑, 电流波动小, 稳态误差几乎为 0, 鲁棒性好. 由图 4(c)、图 4(d) 可看出, 传统 PI 电流控制方法得到的定子电流实际跟随性能差, 定子电流波动大; 电流转矩分量波动率在 $-20\% \sim 8\%$ 之间, 电流励磁分量波动高于 ± 5 A, 解耦效果差. 由图 3(c)

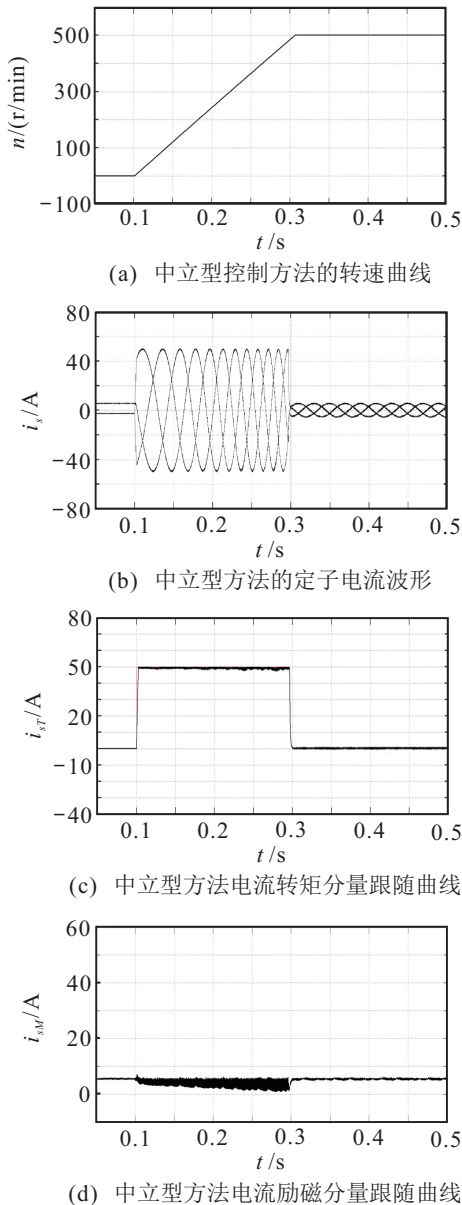


图 3 基于中立型控制方法的异步电机仿真波形

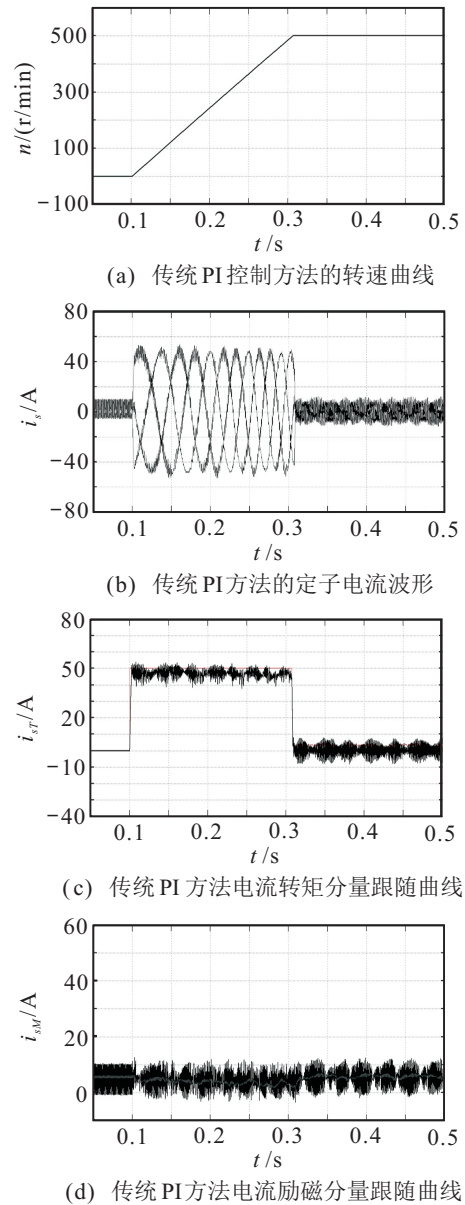


图 4 基于传统 PI 控制方法的异步电机仿真波形

和图 3(d) 可知, 采用中立型电流解耦控制方法得到的定子电流分量波动很小, 电流转矩分量波动率低于 3%, 电流励磁分量波动低于 4 A, 电机实际定子电流转矩分量和励磁分量分别能快速跟随各定子电流分量的给定值, 电流解耦效果优势显著. 上述结果表明, 采用中立型电流控制器能够使异步电机具有良好的稳态和动态性能.

因为上述仿真中传统 PI 控制方法并未考虑延迟时间, 而中立型控制方法中已经考虑延迟时间. 当采用传统 PI 控制器的电机在仿真中考虑延时时间 τ 时, 得到图 5 所示仿真电流波形图.

由图 5 可知, 当传统 PI 控制方法在仿真中考虑延时时间 τ 时, 定子电流波动加大, 电流转矩分量波动率在 $-27\% \sim 14\%$ 之间, 电流励磁分量波动高于 ± 10 A, 波动率大于 150%. 定子电流转矩分量和励磁

分量交叉耦合加剧,解耦效果显著变差,系统的稳态及动态性能受到影响.

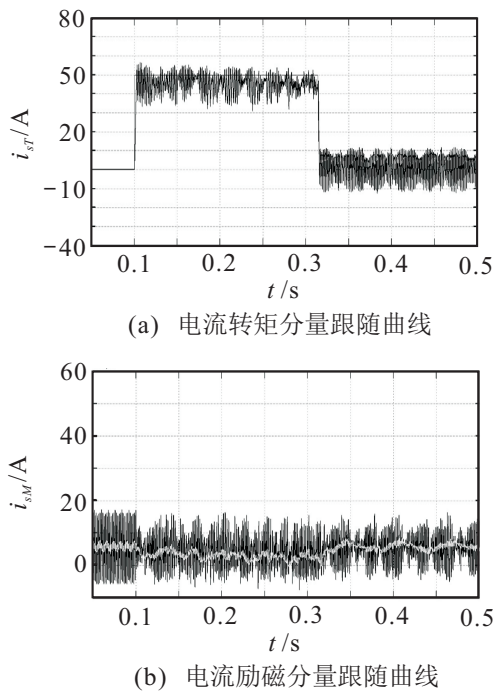


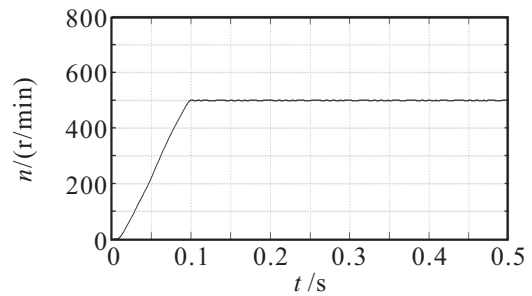
图5 考虑延时后传统PI方法的电流转矩分量和励磁分量跟随曲线

仿真中给定电机基速为500 r/min. 图6(a)是采用中立型电流控制器的转速响应图;图6(b)是采用传统PI电流控制器方法的转速响应图. 可以看出,在相同的仿真条件下,传统PI控制方法的调节时间(下限)极限为0.127 s,显著高于中立型控制的转速调节时间(小于0.1 s). 采用中立型电流控制器比采用传统方法电流控制器,电机的响应速度快,调节时间范围变大.

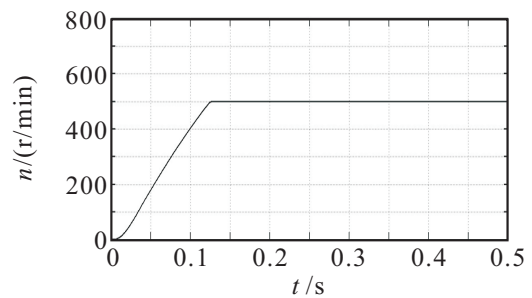
在电机转速达到给定基速500 r/min 稳定后,在0.2 s时调节转速升高至650 r/min. 图6(c)是电机转速调速波形图,电机转速达到500 r/min 稳定后,在0.2 s时加负载50 N·m. 图6(d)是加负载后电机转速响应波形图.

由图6(c)可知,采用中立型电流控制器时,电机的转速调节波形平滑,转速响应速度快,在小于0.05 s的时间内转速重新稳定,调速性能好. 由图6(d)可知,在转速稳定后加负载,瞬间转速波动低于 ± 4 r/min,转速波动率小于 $\pm 0.8\%$,说明电机转速控制的抗干扰能力强,鲁棒性好.

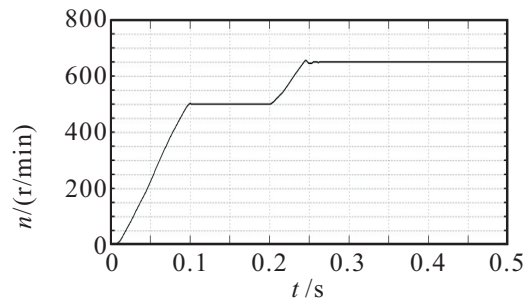
由上述仿真结果可知:考虑数字延时对系统性能的影响时,采用中立型控制器较传统方法控制电机的动态响应性能有显著提高,电机转速响应时间短,转速调节快;异步电机定子电流解耦效果好;抗干扰能力强,鲁棒性好;在一定范围内,采用中立型电流控制器可以解决异步电机控制系统中的延时问题.



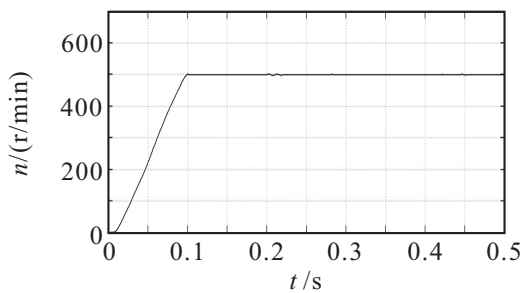
(a) 中立型控制方法的转速响应



(b) 传统PI控制方法的转速响应



(c) 中立型控制方法的调速响应



(d) 中立型控制方法的加负载转速响应

图6 异步电机仿真速度响应波形

为验证中立型电流控制器的可行性,本文使用“电力电子与电气传动综合实验台”进行验证. 实验平台包括上位机部分、硬件电路部分和电机部分,如图7所示. 上位机采用DSP控制器,电机部分是三相鼠笼式异步电机,电机参数与仿真实验参数相同. 在转速给定值相同的条件下进行实验,结果如图8所示.

图8是在相同条件下,应用中立型电流控制器和传统PI电流控制器的异步电机实验结果. 图8(a)、图8(b)和图8(e)分别是中立型控制方法的转速、A相电流和调速实验波形图,图8(c)、图8(d)分别是传统PI控制方法的转速和A相电流实验波形.

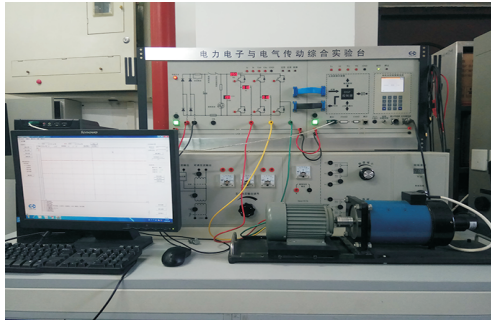


图7 电力电子与电气传动综合实验台

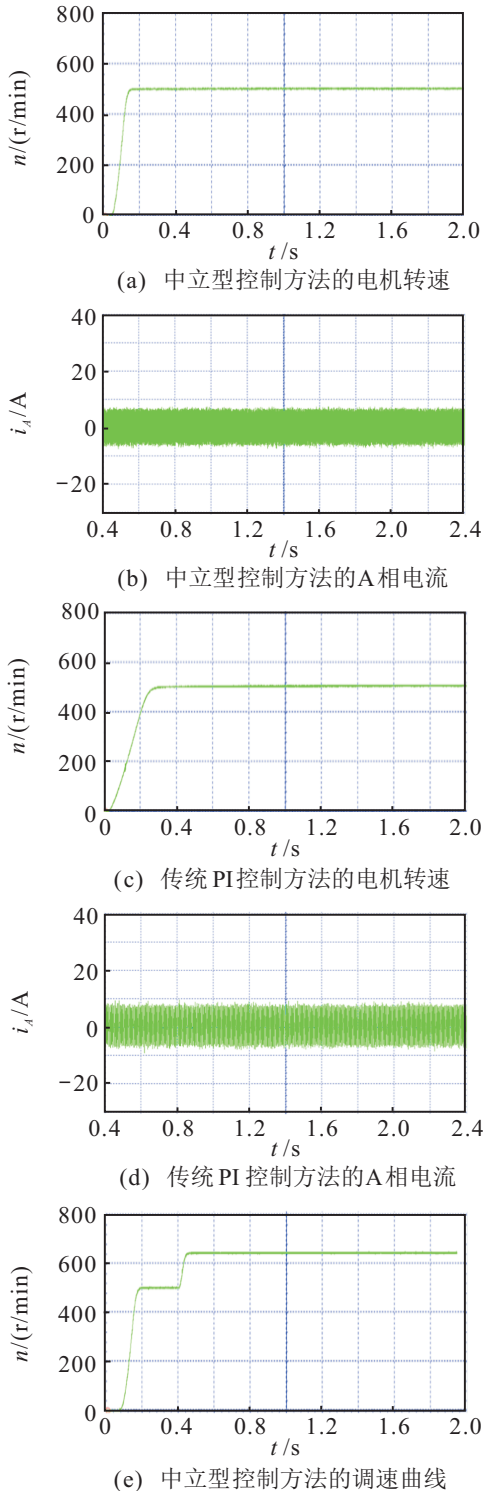


图8 两种控制方法的异步电机实验波形

由图8(a)可知,运用中立型电流控制器的异步电机在给定基速500 r/min时,运行0.12 s电机即到达给定转速,稳定运行,转速响应快;由图8(e)可知,0.4 s时电机转速由500 r/min调节到620 r/min,在小于0.05 s的时间内重新达到稳定,且调速曲线平滑,电机动态性能良好;由图8(b)可知,电机运行平稳时,电流峰-峰值约为5 A,峰值波动很小,电流稳定,电机稳态性能良好.图8(c)、图8(d)是不考虑延迟的传统PI控制器实验图,电机运行0.22 s转速达到稳定,转速响应速度明显差于中立型控制方法,且电机运行平稳时,电流峰-峰值波动大.图8的实验结果验证了基于中立型的异步电机电流控制方法的实际可行性.

5 结论

本文针对大功率低开关频率传动系统中异步电机传统控制方法无法解决数字延迟的问题,提出基于中立型的异步电机电流控制方法,设计中立型电流控制器,通过仿真和实验得出以下结论:

- 1) 中立型电流控制器(NDS-ACR)通过软件编程实现,参数自动整定,效率高,时效性好,研究意义明显.
- 2) 基于中立型的异步电机数学建模中包含数字延迟项,系统描述精确,通过模型求解来解决数字延迟影响异步电机调速控制系统性能的问题.
- 3) 与采用传统控制方法的异步电机调速系统相比,采用中立型电流控制器的系统具有转速调节时间范围大、系统响应速度快、鲁棒性好的优势.
- 4) 异步电机调速系统中使用中立型电流控制方法,消除了两相定子电流间的交叉耦合,解耦效果明显,定子电流转矩分量和励磁分量波动较小,控制效果好,具有良好的应用前景.

参考文献(References)

[1] Holtz J, Quan J, Schmitt G, et al. Design of fast and robust current regulators for high-power drives based on complex state variables[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 40(5): 1388-1397.

[2] 齐丽英, 王琛琛, 周明磊, 等. 一种异步电机的电流环解耦控制方法[J]. 电工技术学报, 2014, 29(5): 174-180.
(Qi L Y, Wang C C, Zhou M L, et al. A current loop decoupling control method for induction motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(5): 174-180.)

[3] Jinhwan J, Kwanghee N. A dynamic decoupling control scheme for high-speed operation of induction motors[J].

- IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 46(1): 100-110.
- [4] Harnefors L, Nee H P. Model-based current control of AC machines using the internal model control method[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(1): 133-141.
- [5] 韦克康, 周明磊, 郑琼林. 基于复矢量的异步电机电流环数字控制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(6): 88-93.
(Wei K K, Zhou M L, Zheng Q L. Digital control of induction motor current loop based on complex vector[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(6): 88-93.)
- [6] 韦克康. 轨道牵引逆变器数字控制研究[D]. 北京: 北京交通大学电气工程学院, 2012.
(Wei K K. Research on digital control of track traction inverter[D]. Beijing: School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, 2012.)
- [7] Monmasson E, Cirstea M N. FPGA design methodology for industrial control systems—A review[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(4): 1824-1842.
- [8] Bode G H, Loh P C, Newman M J, et al. An improved robust predictive current regulation algorithm[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(6): 1720-1733.
- [9] 蔡国平, 陈龙祥. 时滞反馈控制的若干问题[J]. 力学进展, 2013, 43(1): 21-28.
(Cai G P, Chen L X. Some problems of delayed feedback control[J]. Advances in Mechanics, 2013, 43(1): 21-28.)
- [10] 赵雷廷, 刁利军, 张哲, 等. 低开关频率下异步电机电流环的数字控制[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(21): 3456-3466.
(Zhao L T, Diao L J, Zhang Z, et al. Digital control of induction motor current loop at low switching frequency[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(21): 3456-3466.)
- [11] Park J H, Won R. Stability analysis for neutral delay differential systems[J]. Journal of Franklin Institute, 2000, 337: 1-9.
- [12] 李武君, 阮毅, 顾海强. 矢量控制系统的电流解耦及其调节器设计[J]. 电机与控制应用, 2008, 35(12): 18-22.
(Li W J, Ruan Y, Gu H Q. Current decoupling and its regulator design for vector control system[J]. Electric Machines and Control Application, 2008, 35(12): 18-22.)
- [13] Zhang X M, Han Q L. Stability analysis and H_1 filtering for delay differential systems of neutral type[J]. The Institution of Engineering and Technology, 2007, 1(3): 749-755.
- [14] 孟建梅. 带有不确定性的异步中立时滞系统的鲁棒镇定[J]. 山东商业职业技术学院学报, 2014, 14(2): 115-118.
(Meng J M. Robust stabilization of induction neutral delay systems with uncertainty[J]. Journal of Shandong Vocational and Technical College of Commerce, 2014, 14(2): 115-118.)
- [15] Wang Z D, Lam J, Burnham K J. Stability analysis and observer design for neutral delay systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2002, 47(3): 478-483.
- [16] 惠俊军, 张合新, 孔祥玉, 等. 混合变时滞不确定中立型系统鲁棒稳定性分析[J]. 控制与决策, 2014, 29(12): 2259-2264.
(Hun J J, Zhang H X, Kong X Y, et al. Robust stability analysis of uncertain neutral systems with hybrid time-varying delays[J]. Control and Decision, 2014, 29(12): 2259-2264.)
- [17] 王景成, 邵惠鹤. 不确定时滞系统的基于 Razumikhin 定理的鲁棒 H_∞ 可靠控制[J]. 自动化学报, 2002, 28(3): 262-266.
(Wang J C, Shao H H. Robust H_∞ reliable control based on Razumikhin theorem for uncertain time-delay systems[J]. Acta Automatica Sinica, 2002, 28(3): 262-266.)
- [18] Li T Z, Wang Y, Zhao C. Synchronization of fractional chaotic systems based on a simple Lyapunov function[J]. Advances in Difference Equations, 2017, 1(1): 1-19.

作者简介

潘月斗(1966—), 男, 副教授, 博士, 从事交流电动机智能控制理论及高速高精交流电动机驱动系统的计算机数字控制系统设计及其应用等研究, E-mail: ydpan@ustb.edu.cn;

王国防(1991—), 男, 硕士生, 从事异步电机先进控制理论及数字化设计的研究, E-mail: hpu_wangguofang@163.com.

(责任编辑: 孙艺红)