

# 变惯量机载天线控制中转动惯量 在线辨识器设计及仿真

饶博文, 唐猛, 罗珊

(西南交通大学 机械工程学院, 成都 610031)

**摘要:** 机载天线稳定跟踪系统在复杂的动态环境中, 为削弱天线载体在运动过程中转动惯量的变化对系统控制性能的影响, 针对天线伺服系统设计出在线辨识转动惯量环节并前馈实现速度环自整定的控制策略; 采用模型参考自适应辨识算法设计出系统平稳运行时的转动惯量辨识器, 利用三阶最佳设计法将转动惯量辨识值前馈速度环进行自整定控制; 在 Simulink 中自定义电机及辨识器模型, 仿真观测出辨识器在不同自适应增益下的辨识精度, 将其前馈至速度环进行自整定, 仿真结果表明自整定速度环控制下系统速度响应的快速性和准确性。

**关键词:** 机载天线; 转动惯量在线辨识; 速度环自整定

## Design and Simulation of Online Inertial Moment Sensor for Variable Inertia Airborne Antenna Control

Rao Bowen, Tang Meng, Luo Shan

(School of Mechanical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

**Abstract:** Airborne Antenna Stability Tracking System is applied in complex dynamic environment, in order to weaken the influence of the change of inertia during the the movement of the antenna carrier to the system control performance, the control strategy is to design an online identifier for moment of inertia link and feedforward the value to the speed regulator to achieve self-tuning. The model reference adaptive identification algorithm is adopted to design the inertia identifier when the system runs smoothly, the three order optimal design method is used to feedforward the value to the speed regulator to achieve self-tuning. The identifier for moment of inertia and feedforward model in Simulink is designed, the simulation result showed the identification accuracy under different adaption gain and verified the rapidity and correctness of system's speed response under self-tuning speed control.

**Keywords:** airborne antenna; online identifier for moment of inertia, self-tuning for speed control

## 0 引言

当飞机搭载机电系统对中并跟踪卫星时, 系统的灵活性大大提高, 但与在固定位置工作时不同的是, 载体本身具有的位置和姿态方向的运动给系统带来了干扰, 机电系统的正常工作受到影响。所以为保证机电系统在移动载体上的正常高精度工作, 机电稳定系统被广泛提出<sup>[1]</sup>。机载天线稳定跟踪系统处于多变的动态时平稳地指向目标, 以完成对目标卫星的捕获及跟踪。同时, 复杂的动态背景对该系统的伺服驱动控制系统的性能也有所影响, 天线的方位及俯仰机构在旋转运动的过程中存在旋转体质量分布的变化, 伺服系统上的负载转动惯量因此具有时变性, 由于伺服系统的转动惯量发生动态改变而导致控制性能弱化, 无法保证系统对卫星的稳定性。

一些学者已经对转动惯量辨识做过相关的研究。文献 [2] 通过加减速过程的方法来建立转动惯量和转矩电流的关系, 此方法操作简单但会影响到伺服驱动器的加减速过程。文献 [3] 使用扰动负载转矩观测器的方法, 建立扰动转矩和转动惯量识别误差之间的关系, 根据一定的自适应率实时辨别转动惯量。

文献 [4] 提出了扩展卡尔曼滤波器 (EKF) 的方法, 建立永磁同步电机全维观测器, 实时观测负载扰动和转动惯量, 但该方法运算比较复杂, 实现成本较高。

本文以机载天线稳定跟踪系统为实际控制的研究对象。该系统安装在移动载体飞机上, 由永磁同步电动机驱动, 在 Matlab/Simulink 软件中建立具有转动惯量输入的系统模型, 模拟天线伺服控制系统在动态环境中的转动惯量扰动, 选择合适的方法在线辨识转动惯量并将其作为输入量自整定电机的速度环并仿真验证该控制方法的效果。

## 1 载体转动惯量模型建立分析

在本文研究的机载天线稳定跟踪系统中采用基于 PMSM 的电机控制系统。为获取 PMSM 的运动方程, 天线伺服系统机械结构的静摩擦和库伦摩擦忽略不计, 在只考虑系统粘性摩擦的前提下得到电机平稳运行时的机械运动方程:

$$T_e = T_L + B_v \omega_r + J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (1)$$

其中:  $T_L$  是伺服电机驱动的负载转矩;  $B_v$  为电机摩擦系数。建立伺服电机在  $dq$  参考系下的数学模型, 当采用  $i_d = 0$  的矢量控制方式时, 建立以电压  $u_q$  为输入, 转轴电角速度  $\omega_r$  为输出的电机系统框图, 其中假设转矩系数  $K_t = \frac{3}{2} p_n \varphi_f$ , 如图 1 所示。

考虑到该电机工作于航空航天环境中且负载变化频繁, 为

收稿日期: 2017-11-06; 修回日期: 2017-11-22。

基金项目: 中央高校基本科研业务费专项资金 (A0920502051723-9)。

作者简介: 饶博文 (1993-), 男, 湖北武穴人, 硕士生, 主要从事电机驱动控制方向的研究。

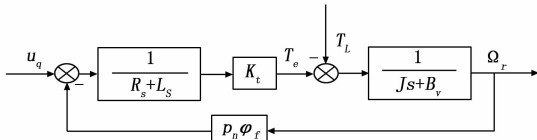


图 1 PMSM 对象系统框图

实现其调速范围宽、静差小、跟随性和抗扰动性能优越的控制目标，选择成熟的闭环 PI 控制策略。典型 I 型系统在负载扰动的情况下会产生静差，故要实现转速无静差且保证系统的动态抗扰性能，通常选择使用速度环调节成典型 II 型系统。为将速度环校正成为具有良好动态抗扰性能的 II 型系统，速度调节器采用 PI 调节器，它能避免因为微分突变而造成的控制失稳，同时具有算法简单、鲁棒性好、可靠性高和参数易整定等优点。通过选择速度调节器中合适的比例放大增益  $K_p$  和时间常数  $T'_s$  就可以将速度环控制对象从 I 型系统校正成为 II 型系统，以保证对阶跃扰动的稳态输出为零，系统的速度环控制框图如图 2 所示。

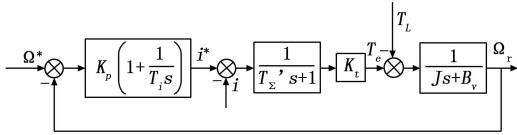


图 2 速度环控制结构框图

其中： $T'_s$ 为将伺服电机的电流环节降阶等效为时间常数的一个一阶惯性环节。但由于本文研究的机载天线稳定跟踪系统具有时变非线性特性，系统转动惯量  $J$  具有很强的非线性时变特性，故电机伺服系统的控制对象存在不确定性，采用单独的 PI 控制器作为速度环调节器不能很好地保证系统的跟随性和精确性。

## 2 转动惯量在线辨识算法

### 2.1 模型参考自适应辨识算法

在线辨识需要选择适当的系统输入变量和输出变量，并在状态变量的时间函数关系基础上建立系统数学模型使之与被测模型等价。本文中利用在线辨识的方法来估计系统中的转动惯量值。通常，用于电机参数的在线辨识方法包括卡尔曼滤波法、最小二乘辨识算法、模型参考自适应辨识算法和状态观测器法。其中，卡尔曼滤波法的计算量复杂且不适用与电机速率响应要求较快的实时控制中<sup>[5]</sup>；最小二乘辨识法存在“数据饱和”问题而限制了其适用范围；状态观测器能降低对高频信号的抑制。模型参考自适应辨识法是一种以稳定性理论为基础的辨识算法。

故在本文所研究的系统中，为消除天线运动姿态不断变化过程所带来的持续变化的负载扰动，保证伺服系统在自适应控制下具有较好的稳定性能，选择模型参考自适应辨识算法作为在线辨识系统转动惯量的算法。

#### 2.1.1 应用并联辨识器在线辨识转动惯量

天线伺服驱动控制系统的转动惯量会随着天线姿态的改变而实时改变，是一个频繁变动的参数值，离散时间模型参考自适应系统推出的递归辨识 A 类算法主要适用于被控对象的实际可调数学模型参数值出现频繁变动，故在对转动惯量参数进行辨识过程中采取并联辨识器的 A 类算法。假设采样时间为

$T$ ，则公式 (1) 离散化可得到：

$$T_e(k-1) - T_L(k-1) = J \cdot \frac{\Omega_r(k) - \Omega_r(k-1)}{T} + B_v \Omega_r(k-1) \quad (2)$$

则可得到伺服电机在  $k$  时刻的机械角速度表达式：

$$\Omega_r(k) = \Omega_r(k-1) - \frac{T \cdot B_v}{J} \Omega_r(k-1) + \frac{T}{J} (T_e(k-1) - T_L(k-1)) \quad (3)$$

同理，伺服电机在  $k-1$  时刻的机械角速度表达式为：

$$\Omega_r(k-1) = \Omega_r(k-2) - \frac{T \cdot B_v}{J} \Omega_r(k-2) + \frac{T}{J} (T_e(k-2) - T_L(k-2)) \quad (4)$$

将电机在  $k$  时刻和  $k-1$  时刻的角速度方程 (3)、(4) 相减，可得到下列方程：

$$\Omega_r(k) = 2\Omega_r(k-1) - \Omega_r(k-2) + \frac{T}{J} [B_v(\Omega_r(k-2) - \Omega_r(k-1)) + (T_e(k-1) - T_e(k-2) - T_L(k-1) + T_L(k-2))] \quad (5)$$

此时，可根据式 (5) 在 MatLab/Simulink 中建立起该自适应辨识器的参考模型仿真如图 3 所示。

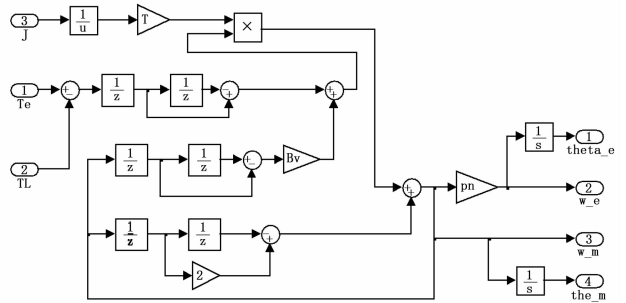


图 3 自适应辨识器参考模型

由于数字类平台在现代计算机的基础上广泛利用，参考模型通常采用虚拟装置。而当使用比较高的采样频率来对该伺服电机系统的连续时间模型进行参考自适应离散化时，采样时间  $T$  的值就比较小，则可将负载转矩在短时间内看做一恒定不变的常量，即有  $T_L(k-1) = T_L(k-2)$ ，则将其代入式 (5) 中有：

$$\Omega_r(k) = 2\Omega_r(k-1) - \Omega_r(k-2) + b \cdot \Delta \quad (6)$$

式中， $b = \frac{T}{J}$ ；

$$\Delta = B_v(\Omega_r(k-2) - \Omega_r(k-1)) + T_e(k-1) - T_e(k-2)；$$

同理，可建立该机载天线稳定跟踪系统中伺服系统转动惯量  $J$  自适应辨识器的可调模型：

$$\hat{\Omega}_r(k) = 2\Omega_r(k-1) - \Omega_r(k-2) + \hat{b}(k-1) \cdot \Delta \quad (7)$$

式中， $\hat{\Omega}_r(k)$  为速度估计值； $\Omega_r(k)$  为速度实际测量值； $\hat{b}(k-1)$  为包含转动惯量  $J$  的待辨识状态量。则在转动惯量参数  $J$  频繁变化的情况下，采用并联辨识器的 A 类算法：

$$\hat{b}(k) = \hat{b}(k-1) + \frac{\beta \Delta}{1 + \beta \Delta^2} \delta(k) \quad (8)$$

式中， $\beta$  为自适应增益； $\delta(k) = \hat{\Omega}_r(k) - \Omega_r(k)$  为参考模型和可调模型的输出差值。则根据参考模型 (6)、可调模型 (7) 及

A 类自适应辨识算法 (8), 可以建立天线伺服驱动控制系统转动惯量在线辨识的结构图:

则如图 4 所示, 根据  $k-2$  时刻、 $k-1$  时刻的系统状态变量 (电磁转矩  $T_e$  和转轴机械角速度  $\Omega_r$ ) 和  $k-1$  时刻的辨识值  $\hat{b}(k-1)$ , 就可以在线辨识出  $k$  时刻的辨识值  $\hat{b}(k)$ , 又根据式 (6) 中辨识值的定义可推出  $\hat{J}(k) = \frac{T}{\hat{b}(k)}$ , 故  $k$  时刻的转动惯量值可以被在线辨识出。

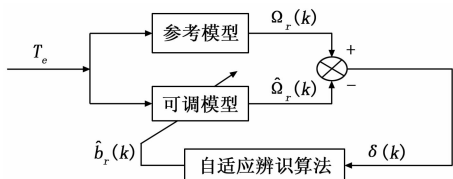


图 4 转动惯量自适应辨识结构图

结合式 (6)、(7), 可以在 MatLab/Simulink 中建立起该自适应辨识器的可调模型和 A 类自适应辨识算法仿真模型如图 5 所示。

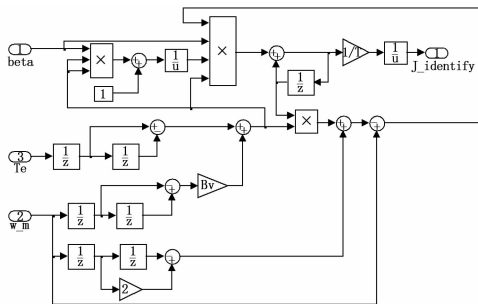


图 5 自适应辨识器可调模型和 A 类算法

### 3 基于 $J$ 在线辨识的速度环自整定

#### 3.1 PI 控制器参数自整定算法

为保证系统在转动惯量发生变化时仍然运行良好, 需要将在线辨识出的系统实际转动惯量作为输入信号对速度控制器的参数进行相应调整, 从而提高伺服控制系统的鲁棒性。在图 2 中将速度环控制结构中速度控制器等效为带有比例系数  $K_p$  和积分系数  $K_i$  的 PI 控制器, 则在不考虑负载转矩  $T_L$  和粘滞摩擦系数  $B_v$  的前提下, 可得到速度环的开环传递函数为:

$$G(s) = K \frac{(\tau s + 1)}{s^2 (T'_s s + 1)} \quad (9)$$

式中,  $K = \frac{3p_n \varphi_f K_i}{2J}$ ;  $\tau = \frac{K_p}{K_i}$ 。由此传递函数的格式可以看出, 经过 PI 校正后的速度环为典型的 II 型系统。在工程设计中, 针对典型的 II 型系统控制器参数整定方法常用的有两种, 其中 ‘振荡指标  $M_r$  最小方法’ 中的  $M_r$  表示伺服系统的闭环幅频响应峰值, 西门子公司还提出 ‘三阶最佳设计法’, 本文采用三阶最佳设计法对速度控制器参数进行整定设计。为使式 (9) 代表的伺服系统能快速响应, 且具有最大的相角裕度, 一般需要满足<sup>[6]</sup>:

条件一:  $H = \frac{\tau}{T'_s} = 4$ ;

条件二:  $K = \frac{1}{8T'^2_s}$ ;

故将这两个条件代入式 (9) 中可得到期望开环传递函数特性为:

$$G(s) = \frac{4T'_s s + 1}{8T'^2_s s^2 (T'_s s + 1)} \quad (10)$$

则根据式 (9) 和 (10), 可确定出速度控制器的比例系数和积分系数分别为:

$$K_p = \frac{J}{3p_n \varphi_f T'_s} \quad (11)$$

$$K_i = \frac{J}{12p_n \omega_f T'^2_s} \quad (12)$$

由于式 (11)、(12) 中的  $p_n$ 、 $\varphi_f$  和  $T'_s$  均为常量, 故速度控制器的参数  $K_p$ 、 $K_i$  均与转动惯量  $J$  呈正比, 则按照此关系设计速度环的参数整定器。

## 4 仿真实验及结果分析

### 4.1 在线辨识转动惯量算法仿真实验

该仿真实验实验的 PMSM 参数为: 粘滞摩擦系数  $B_v = 7.403 \times 10^{-5} \text{ N} \cdot \text{s/m}$ 、定子电阻  $R_s = 2.875 \Omega$ 、等效同步电感  $L_q = L_d = 8.5 \times 10^{-3} \text{ H}$ 、转子磁场的等效磁链  $\varphi_f = 0.175 \text{ Wb}$ 、极对数  $p_n = 4$ , 且辨识算法的采样时间  $T = 0.000002 \text{ s}$ 。

仿真条件为: 电机参考机械角速度  $\Omega_{ref} = 700 \text{ rad/s}$ , 负载转矩在  $t = 0.4 \text{ s}$  由  $T_L = 1 \text{ N} \cdot \text{m}$  增加为  $T_L = 3 \text{ N} \cdot \text{m}$ , 则可建立机载天线稳定跟踪系统的伺服系统转动惯量在线辨识系统仿真, 如图 4 所示。

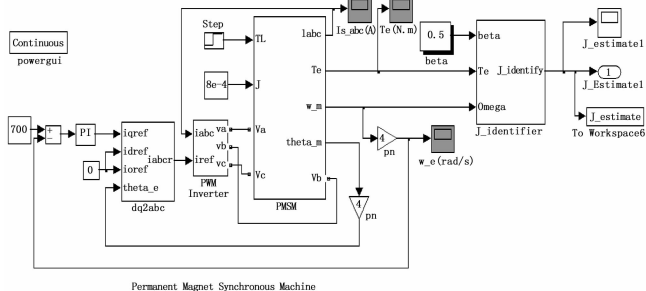


图 6 伺服系统在线辨识系统仿真图

为验证该辨识器在不同转动惯量情况下在线辨识的性能, 分别假设转动惯量为阶跃突变、正弦波变化这两种条件下采用不同自适应增益  $\beta$  的辨识结果, 以选择最佳的自适应增益。

#### 1) 转动惯量 $J$ 跃变

此时仿真时间为  $0.6 \text{ s}$ , 假设电机转轴转动惯量在  $t = 0.4 \text{ s}$  时由  $J = 8 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$  跃变成  $J = 10 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ , 则取不同自适应增益  $\beta$  值对比其仿真结果:

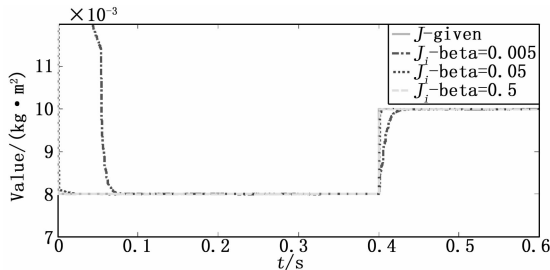


图 7  $J$  为阶跃突变时辨识波形图

分析图 7 中不同的曲线可知, 当  $\beta_1 = 0.005$  时转动惯量突

变后的收敛时间大于 0.03 s, 当  $\beta_2 = 0.05$  时突变后的收敛时间大大减少约为 0.01 s, 而当自适应增益增大至  $\beta_3 = 0.5$  时收敛时间小于 0.005 s。

2) 转动惯量  $J$  呈正弦波变化

此时假设电机转轴的转动惯量按照  $J(t) = 0.0008 \sin(100t) + 0.00082 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$  的正弦规律变化, 则此时仿真结果如下:

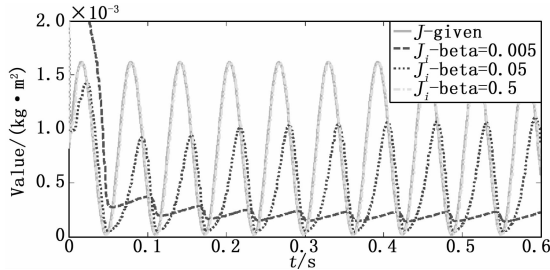


图 8  $J$  为正弦变化时辨识波形图

分析图 8 中不同的曲线可知当转动惯量  $J$  呈正弦波变化时, 在线辨识的收敛时间随着自适应增益  $\beta$  的增大而缩短, 收敛误差随着  $\beta$  的增大而减小, 该辨识算法的跟随性能随着  $\beta$  增大而逐渐优化。

虽然在仿真实验中, 在线辨识的收敛速度和跟随性能随着自适应增益的增大而逐渐优化, 但由于该辨识算法并非无偏估计, 且在实际的伺服电机控制系统中存在大量的电磁干扰信号, 则转动惯量实际值与辨识值间的误差随着  $\beta$  的增大也会加大, 故为保证辨识参数的超调量较小且收敛速度快, 需要折中选择自适应增益  $\beta$  的值<sup>[7]</sup>。

4.2 结合  $J$  在线辨识的速度环自整定仿真验证

在初始转动惯量为定值的情况下, 为优化控制系统在转动惯量增大和减小时的速度响应, 建立系统仿真模型。通过对比比例系数和积分系数固定的 PI 调节器和上述参数自整定算法的控制器对比系统的控制性能, 假设伺服系统初始转动惯量  $J_0 = 8 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。将在线辨识出的实际转动惯量作为输入实时调整 PI 控制器的比例系数和积分系数。

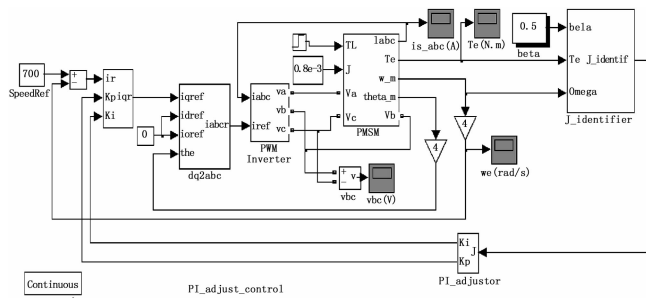


图 9 速度环自整定仿真模型

4.2.1 系统实际转动惯量  $J_1 = \frac{1}{10} J_0$

为优化控制系统在转动惯量减小时的速度响应, 在系统输入转动惯量信号为  $J_1 = \frac{1}{10} J_0$  时, 采用上述参数自整定的调节器与采用  $K_i, K_p$  固定参数 PI 调节器进行控制性能的仿真对比。

图 10 中实线表示自整定前的速度响应曲线, 虚线表示自整定后的速度响应, 由图 10 (b) 可知, 自整定前后的速度响应

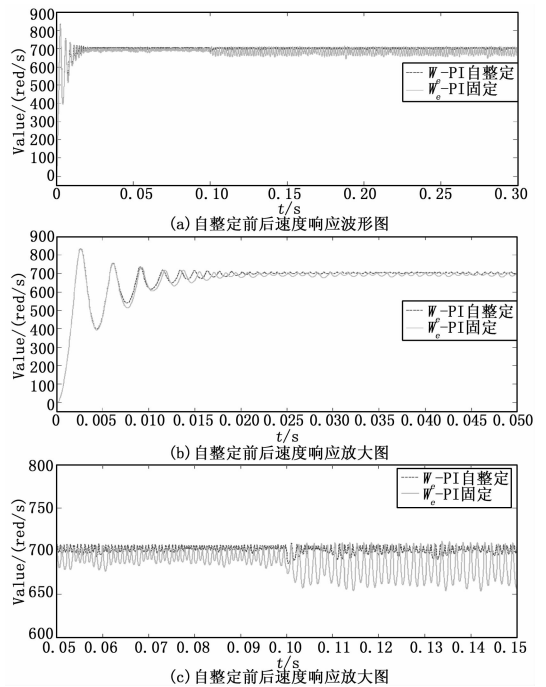


图 10  $J_1 = \frac{1}{10} J_0$  时自整定前后速度响应波形图

速度基本一致, 但根据图 10 (c) 看出自整定后的速度曲线超调量小于整定前, 且在  $t = 0.1 \text{ s}$  系统负载转矩发生突变时振荡的程度小于整定前。故在转动惯量减小时, 参数自整定控制方法能有效减小速度响应的超调量, 从而提高系统的稳定性。

4.2.2 系统实际转动惯量  $J_2 = 10 J_0$

同上当转动惯量输入  $J_2 = 10 J_0$  时, 采用参数自整定的调节器与采用  $K_i, K_p$  固定参数 PI 调节器进行控制性能的仿真对比:

在图 11 中实线表示自整定前速度响应, 而虚线表示自整定后速度响应曲线。由图可知, 自整定前后的速度响应速度基本一致, 但根据图 11 (b) 可看出, 自整定后速度响应最终收

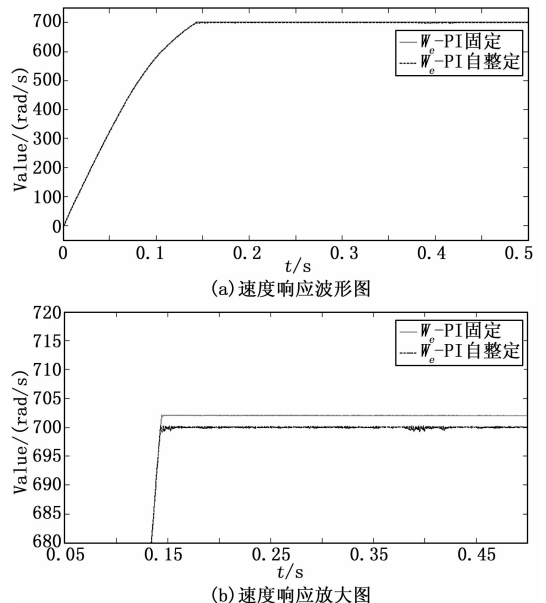


图 11  $J_2 = 10 J_0$  时自整定前后速度响应波形图