

扩展卡尔曼滤波结合前馈补偿永磁同步电机位置估计

余致廷, 邹 薇[†], 董旺华, 秦亚胜

(湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘要: 转速和转子位置的精确估计对建立永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)转速、电流双闭环矢量控制系统非常重要. 本文主要研究扩展卡尔曼滤波算法(extended Kalman filter, EKF)估计转速、转子位置问题. 与传统EKF估计转子位置方法不同的是, 本文采用遗传算法(GA)优化EKF的协方差矩阵, 并给出 P , Q , R 矩阵选取过程. 另外将负载转矩观测器观测的负载转矩同速度调节器的输出一起作为电流调节器的控制变量. 仿真及实验结果表明: 文中提出的新方法有效缩短系统协方差参数选取时间, 提高转速的辨识精度和抗负载扰动能力.

关键词: 同步电机; 扩展卡尔曼滤波; 遗传算法; 负载转矩观测器

中图分类号: TM341 文献标识码: A

Extended Kalman filters combined with feed-forward compensation for permanent magnet synchronous motor position estimation

SHE Zhi-ting, ZOU wei[†], DONG Wang-hua, QIN Ya-sheng

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha Hunan 410082, China)

Abstract: Accurate estimation of speed and rotor position plays an important role in the permanent magnet synchronous motor (PMSM) speed and current double closed-loop vector control system. This paper mainly discusses the extended Kalman filter (EKF) algorithm, which is used to estimate rotor speed and position problem. Unlike the traditional EKF method, the Generic algorithm (GA) is adopted to optimize the selection process of EKF covariances and the P , Q , R matrix selection progress is given. In addition, the load torque obtained by the load torque observer is used as the input, together with the speed regulator output, of the current regulator control variables. Simulation and experiment results show that, the proposed new strategy can shorten the system covariance parameters selection time, increase the tracking speed precision and embrace better anti disturbance ability.

Key words: synchronous motors; extended Kalman filters; generic algorithms; load torque observer

1 引言(Introduction)

常见的永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)无位置速度传感器控制方法有模型参考自适应法、滑模观测器法、高频注入法、扩展卡尔曼滤波法(extended Kalman filter, EKF)等^[1-5]. 其中, 高频信号注入法则只能对凸极电机有效, 滑模观测器的引入又会引起系统的抖动, 而对参数的选择过程的过度依赖限制了模型参考自适应方法的应用场合; EKF与上述算法相比较, 除了其本身具有优化和自适应能力之外, 该算法还能对系统误差和测量误差进行有效的抑制, 提高状态估计过程的精度^[6].

由于EKF是一个实际全阶随机观测器, 其虽具有上最优状态估计递归的特点, 但是避免不了复杂矩阵在线计算. 目前, 解决这一问题的方法有: 1)针对EKF

的全阶矩阵采用降阶方法减轻运算量^[1-3]. 文献[1]和文献[2-3]分别提出了一种降阶EKF和一种并行降阶EKF算法通过降低协方差矩阵阶数进而简化迭代过程. 2)针对传统EKF需要反复试凑选取参数 P , Q , R 协方差矩阵, 提出采用各种智能算法替代协方差矩阵试凑方法, 大幅降低参数选取的盲目性并缩短试验时间^[4-5]. 其中: 文献[4]提出用蚁群算法对EKF的协方差矩阵 P , Q , R 选取过程进行优化, 文献[5]采用平方根法分解EKF中各协方差矩阵.

传统EKF估算通常由于算法的延迟效应使得结果滞后于实际值并降低了估算的精度. 同时, 当负载经常发生变化或扰动转矩持续存在会立即对电机的转速产生影响, 使电机的控制性能变差. 但因为电机系统负载转矩的直接测量耗时耗力, 通常采用估算或在

收稿日期: 2015-09-11; 录用日期: 2016-07-22.

[†]通信作者. E-mail: 1592884635@qq.com; Tel.: +86 15874086440.

本文责任编辑: 陈增强.

国家自然科学基金项目(61203207); 国家“863”计划项目(2012AA111004)资助.

Supported by National Natural Science Foundation of China (61203207) and National “863” Program (2012AA111004).

线辨识来测量. 为了改善在突加负载扰动时的估算转速精度, 目前国内外专家提出对负载扰动实时观测并形成前馈补偿的方法^[6-10], 或者根据电机的转动惯量和负载转矩观测结果进行参数自调整技术^[11-12].

本文提出利用遗传算法对卡尔曼滤波器的协方差矩阵进行智能优化, 同时引入负载转矩观测器作前馈补偿的电机控制方法. 遗传算法可以方便的处理离散变量, 其鲁棒性强, 算法简单, 可以得到卡尔曼滤波器的最优协方差矩阵; 负载转矩观测器直接由负载转矩表达式变形得到, 计算简单, 前馈补偿效果好. 仿真和实验结果验证本文提出的新方法使得PMSM控制系统具有良好的转速和转矩控制性能.

2 EKF转速与转子位置估算数学模型(EKF speed and rotor position estimation mathematical model)

一个有噪声干扰的线性动态系统的离散状态空间表达式可写成如下形式^[9]:

$$\begin{aligned} x_n &= Fx_{n-1} + Bu_{n-1} + w, \\ y_n &= Hx_n + v. \end{aligned} \quad (1)$$

基本离散型卡尔曼滤波器的状态估计方程可表示如下:

1) 状态预测:

$$\bar{x} = F\hat{x}_{n-1} + Bu_{n-1}. \quad (2)$$

2) 误差协方差矩阵预测:

$$\bar{P}_n = F\hat{P}_{n-1}F^T + Q. \quad (3)$$

3) 卡尔曼滤波器增益计算:

$$K_n = \bar{P}_n H^T (H\bar{P}_n H^T + R)^{-1}. \quad (4)$$

4) 状态估计:

$$\hat{x}_n = \bar{x}_n + K_n(y_n - C\bar{x}_n). \quad (5)$$

5) 误差协方差阵可以进一步写为

$$\hat{P}_n = \bar{P}_n - K_n H \bar{P}_n. \quad (6)$$

图1为基本卡尔曼滤波器的递推计算方框图.

图1中: F, B, H, K 分别表示状态转移矩阵、输入矩阵、测量矩阵和卡尔曼增益; \bar{P}, \hat{P}, Q, R 分别表示预计的误差协方差矩阵、估计的误差协方差矩阵、过程噪声协方差、测量噪声协方差. u, v, w 分别为系统输入、测量噪声和过程噪声. x, \bar{x}, \hat{x}, y 分别表示状态、状态预测值、状态估计值和测量值.

本文采用的是隐极式永磁同步电机($L = Ld = Lq$). 永磁同步电机在静止 $\alpha - \beta$ 坐标方程, 可得

$$\frac{dI_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L}I_\alpha + \frac{\psi_m}{L} \cdot \omega_r \cdot \sin \theta_r + \frac{V_\alpha}{L}, \quad (7)$$

$$\frac{dI_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L}I_\beta + \frac{\psi_m}{L} \cdot \omega_r \cdot \cos \theta_r + \frac{V_\beta}{L}, \quad (8)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - T_L - D \cdot \omega_r), \quad (9)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r, \quad (10)$$

其中: I_α 是 α 轴电流, I_β 是 β 轴电流; R_s 是定子电阻; ω_r 是转子机械角速度; D 是转子摩擦系数; J 是转子的惯性矩; θ_r 是转子电磁角位置; ψ_m 是转子磁通; L 是定子电感.

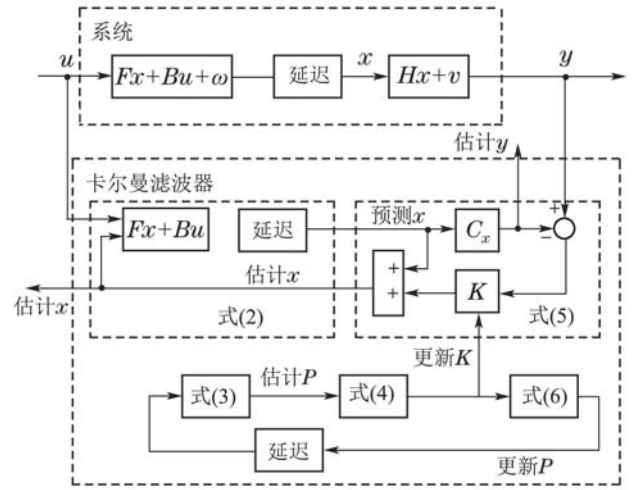


图 1 卡尔曼滤波器计算过程

Fig. 1 The Kalman filter calculation process

定义状态变量

$$\dot{x} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}, \quad y = \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix},$$

从而建立电机非线性数学模型

$$\dot{x}(t) = f[x(t)] + B \cdot [u(t)] + w(t), \quad (11)$$

$$y(t) = h[x(t)] + v(t), \quad (12)$$

其中: $x(t)$ 为状态变量, $u(t)$ 为已知确定的输入矢量, $y(t)$ 为系统输出变量, $w(t)$ 表示包括系统扰动、参数误差与模型不一致的系统噪声, $v(t)$ 为测量噪声. 对应于方程(7)–(12)可得

$$f[x(t)] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L}i_\alpha + \omega_r \frac{\psi_m}{L} \sin \theta_r \\ -\frac{R_s}{L}i_\beta - \omega_r \frac{\psi_m}{L} \cos \theta_r \\ \frac{D}{J} \\ \omega_r \end{bmatrix}, \quad (13)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (14)$$

$$h[x(t)] = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (15)$$

由方程(1), 对应 $f[x(t)]$ 和 $h[x(t)]$ 线性化求雅可比矩阵

$$F[x(t)] = \frac{\partial f}{\partial t} \Big|_{x=x(t)} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & 0 & \frac{\psi_m}{L} \sin \theta_r & \frac{\psi_m}{L} \omega_r \cos \theta_r \\ 0 & -\frac{R_s}{L} & -\frac{\psi_m}{L} \cos \theta_r & \frac{\psi_m}{L} \omega_r \sin \theta_r \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (16)$$

$$H[x(t)] = \frac{\partial h}{\partial x} \Big|_{x=x(t)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (17)$$

根据方程(11)到方程(17), 在MATLAB/SIMULINK中建立基于EKF永磁同步电机位置与速度辨识仿真模型。

永磁同步电机离散和线性化时, 将一些不确定的误差, 诸如不同温度下电机电阻值的变化或者测量电机的电压电流不可避免的系统误差, 通常考虑成系统和测量噪声。仿真中, EKF的协方差矩阵 P, Q, R 取为对角矩阵^[13], 即 $P = \text{diag}\{p_1, p_1, p_2, p_3\}$, $Q = \text{diag}\{q_1, q_1, q_2, q_3\}$, $R = \text{diag}\{r_1, r_1\}$ 。仿真研究表明, 滤波的动态过程和稳态运行过程中都会受到不同值的 Q, R 的影响, 其中: Q 的增加会导致系统噪声的增加, 同时用于滤波的矩阵元素值会增大, 进而加快滤波速度。 R 的增加会增加系统的测量噪声。一般采用减小滤波矩阵的元素值, 因此会减慢滤波速度。而 Q 和 R 矩阵值过大亦或是过小都会使系统不稳定。经多次尝试及比较^[14], 确定较为合适的 P, Q, R 矩阵为 $P = \text{diag}\{0.1, 0.1, 350, 3\}$, $Q = \text{diag}\{3, 3, 16, 3\}$, $R = \text{diag}\{0.1, 0.1\}$ 。

3 EKF转速与转子位置估算优化(Extended Kalman filtering speed and rotor position estimation optimization)

3.1 遗传算法优化EKF噪声矩阵(Genetic algorithm optimizing EKF noise matrix)

为快速精准找到EKF最优的 P, Q, R , 本文采用实数编码遗传算法进行优化^[15]。

首先将EKF过程待优化参数协方差矩阵中 $p_1, p_2, p_3, q_1, q_2, q_3, r_1$ 作为遗传算法中的个体, 选择转速真实值和估算值之差的绝对值作为测量性能的标准, 绝对值越小越好。因为GA优化的过程耗时较长, 所以本文中的种群数量和迭代次数选取较小(本文选取200次), 此外通过采集的离线数据进行优化, 减小运行时间。遗传算法实现系统噪声方差阵过程如下:

1) 将系统的噪声协方差阵用遗传算法的个体表示, 将 $p_1, p_2, p_3, q_1, q_2, q_3, r_1$ 分别表示为 $X_1, X_2, X_3, X_4, X_5, X_6, X_7$ 。给个体赋值进行初始化, 通常用经验值选取。

2) 进行自适应度的计算。

3) 个体复制。本文采用随机遍历抽样的方法。

4) 交叉。本文采用单点交叉来交换染色体之间的信息, 交叉概率采用0.8。

5) 变异。采用均匀变异(概率为0.2)方法。

重复步骤2)到5), 每次搜索后将实际结果与预期的结果相比较, 直到该控制器的结果变得比现有的控制器更适合, 停止搜寻参数。

P, Q, R 的产生过程以及如何进行仿真步骤优化EKF得到最佳的 P, Q, R 的流程如图2所示。

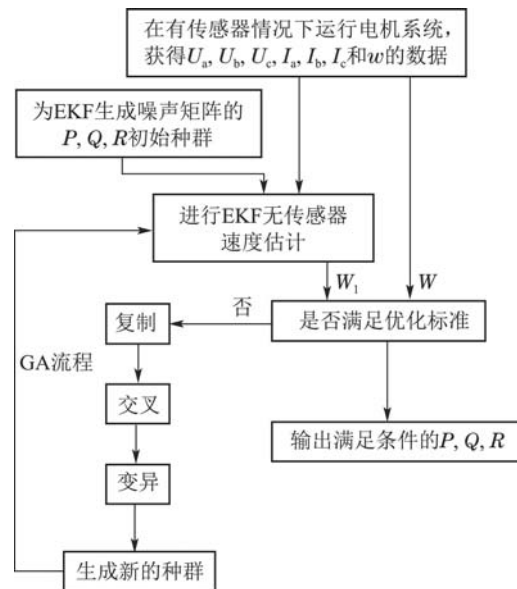


图2 P, Q, R 产生及优化过程

Fig. 2 Generation and Optimization of P, Q, R

3.2 负载转矩观测器前馈补偿(load torque observer to feedforward compensation)

即使在正常情况下, 电机控制系统也容易受到突变的负载转矩的干扰。为解决此类干扰问题, 控制系统依靠速度环进行闭环PID反馈调节, 这种方案的缺点在于系统响应的时间较长, 速度调节较慢。

本文为提高负载突变时的速度响应, 采用负载状态观测器对系统速度环施加前馈补偿。将观测的负载转矩同转速调节器的输出相结合, 共同作用于电流调节器的输入变量, 使得系统能够在受到负载转矩冲击时, 加快转矩电流的响应速度, 从而使转速的波动不明显, 增强了系统的稳定性。

观测负载转矩的方法有设计全维观测器或者降维观测器^[7,14,16-18], 本文根据式(9), 可直接得负载转矩

的表达式

$$\frac{dw_r}{dt} = -\frac{D}{J}w_r - \frac{1}{J}T_L + \frac{1}{J}T_e \quad (18)$$

由于 $L = Ld = Lq$, 式(18)可变形为

$$\frac{dw_r}{dt} = -\frac{D}{J}w_r - \frac{1}{J}T_L + \frac{1}{J} \cdot \frac{3}{2}N_P\psi_f I_q \quad (19)$$

系统在施加负载补偿后电机速度环等效图, 如图3所示, 其中电流环简化为一阶惯性环节。

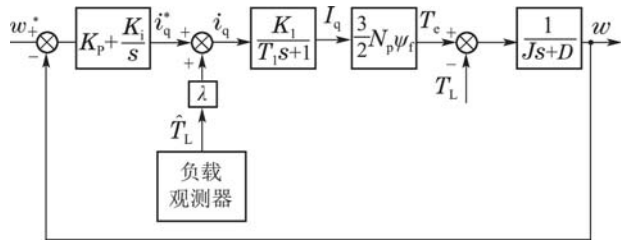


图 3 负载前馈补偿后电机系统速度环等效图

Fig. 3 The equivalent graph of the motor system velocity loop after load feed-forward compensation

典型前馈控制模型如图4所示。

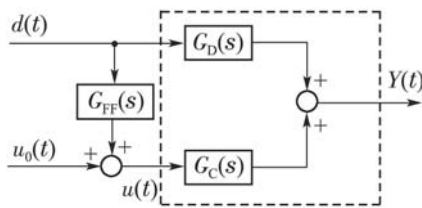


图 4 前馈控制框图

Fig. 4 Feed-forward control block diagram

图4中: 被控对象为图中虚线所示, 由控制通道和扰动通道两部分组成; $G_D(s)$ 是扰动通道的传递函数; $G_C(s)$ 是控制通道的传递函数, 它们的输出共同构成被控对象的输出; $G_{FF}(s)$ 为前馈控制器的传递函数, 扰动 $d(t)$ 经 $G_{FF}(s)$ 后与 $u_0(t)$ 共同构成被控对象的输入 $u(t)$. 根据前馈控制定义, 被控变量的变化与干扰信号无关, 在传递函数中表示为: $G(s) = 0$, 即

$$G_D(s) + G_C(s) \cdot G_{FF}(s) = 0, \quad (20)$$

所以得出

$$G_{FF}(s) = -\frac{G_D(s)}{G_C(s)}, \quad (21)$$

即在扰动 $d(t)$ 的作用下, 被控对象的输出 $y(t)$ 在整个过渡过程中保持不变. 本文中扰动 $d(t)$ 为图2中负载转矩 T_L , 被控对象的输入 $u(t)$ 为 i_q , $u_0(t)$ 为 i_q^* , 被控对象输出 $y(t)$ 为 ω .

$$G_D(s) = \frac{w(s)}{T_L(s)} = -\frac{1}{Js + D}, \quad (22)$$

$$G_C(s) = \frac{w(s)}{i_q(s)} = \frac{K_1}{T_1s + 1} \cdot \frac{3}{2}N_P\psi_f \quad (23)$$

将式(22)–(23)代入式(21)中可得

$$G_{FF}(s) = -\frac{G_D(s)}{G_C(s)} = \frac{T_1s + 1}{1.5N_P\psi_f K_1} \quad (24)$$

若要使得负载扰动造成的转速波动完全被补偿, 如下为负载转矩补偿系数的计算:

$$\lambda = |G_{FF}(s)| = \left| \frac{T_1s + 1}{1.5N_P\psi_f K_1} \right| \quad (25)$$

为解决负载观测值的延迟问题, 通常采用多个周期的采样来满足负载观测结果的收敛稳定, 与此同时, 系统的最优响应效果将由负载前馈补偿系数的不断调整来实现。

4 仿真与分析(The simulation and analysis)

仿真采用的PMSM参数如表1所示。

表 1 PMSM参数

Table 1 PMSM parameters

项目	参数值
转动惯量	0.00497 kg · m ²
定子电阻	2.875 Ω
永磁体磁链	0.175 V · s
交轴电感	0.0085 H
直轴电感	0.0085 H
极对数	1
额定电压	300 V
功率	6 kW

设置GA优化EKF中状态变量初始值为 $X_0 = [0, 0, 0, 0]$, 仿真时间为0.4 s, 分别记录以下3段状态下的仿真波形:

1) 给定转速 $n = 800 \text{ r/min}^{-1}$ 时, 空载启动, 见图5;

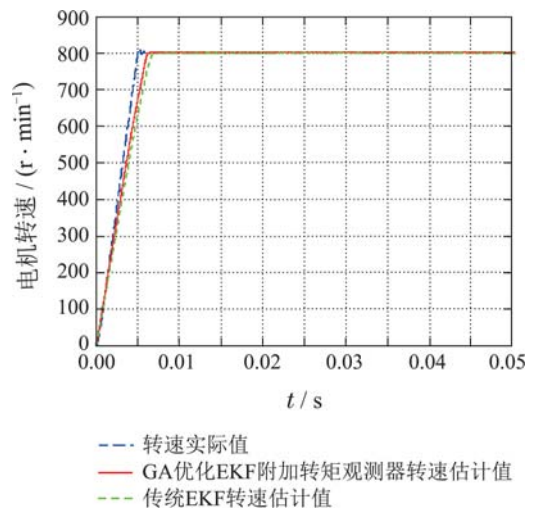


图 5 空载启动过程速度波形

Fig. 5 Speed waveforms during start-up process with no load

2) 0.15 s时, PMSM负载由 $0 \text{ N} \cdot \text{m}$ 突加到 $5 \text{ N} \cdot \text{m}$, 见图6;

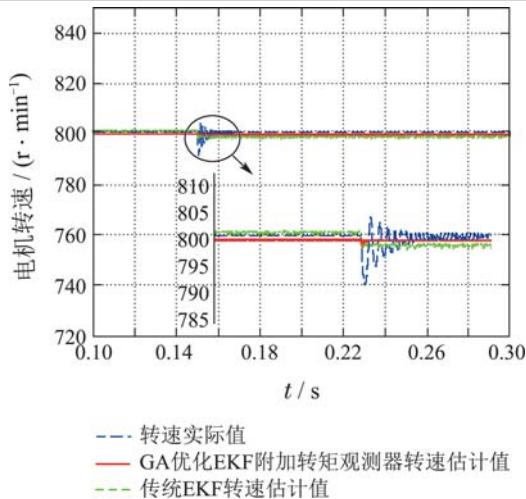


图6 负载由0 N·m突加5 N·m速度波形

Fig. 6 Speed waveforms when load increase from 0 N·m to 5 N·m

3) 0.3 s时, PMSM 转速由 800 r/min⁻¹ 跌落至 600 r/min⁻¹, 见图7.

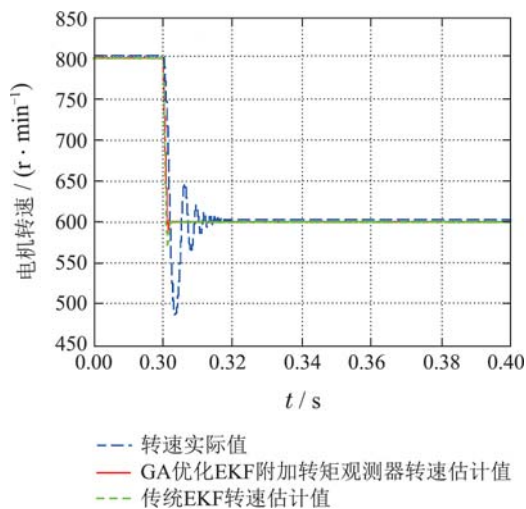


图7 PMSM由800 r/min⁻¹跌落至600 r/min⁻¹速度波形

Fig. 7 Speed waveforms of PMSM when speed drops from 800 r/min⁻¹ to 600 r/min⁻¹

由图5: PMSM空载启动过程速度波形可以看出, 在有位置传感器情况下, 实际转速在启动过程中瞬态最大值达到 850 r/min⁻¹, 超调量大约为 6.25%, 0.005 s 后达到稳定状态; 采用传统EKF估计转速瞬态最大值约为 820 r/min⁻¹, 超调量减至 0 但是在 0.007 s 时才能达到稳定; 采用GA优化EKF附加转矩观测器估算转速在该过程中超调量为 0, 由于GA优化取得了合适的协方差矩阵及转矩前馈的补偿, 电机控制系统在 0.006 s 时就达到稳定状态.

由图6: PMSM控制系统在 0.15 s 时负载由 0 N·m 突加 5 N·m, 实际转速瞬间下降到 790 r/min⁻¹, 0.16 s 恢复稳定状态; 而采用传统EKF算法的电机估计转速瞬间下降到 797 r/min⁻¹, 之后一直维持在

797 r/min⁻¹, 无法回到 800 r/min⁻¹. 即在负载出现扰动时, 传统EKF估算转速的精度下降; 但是采用GA优化EKF附加转矩观测器估算转速跌落至 797 r/min⁻¹ 并快速回到 800 r/min⁻¹, 基本不需要稳定时间, 抗负载扰动能力强.

由图7: PMSM在 0.3 s 由 800 r/min⁻¹ 跌落至 600 r/min⁻¹ 时, 相比于实际转速波动, 采用传统EKF算法估算的转速跌幅减小, 跟踪效果较好. 采用GA-EKF算法附加转矩观测器控制转速跌落瞬间速度响应快, 转速跌落稳定后转速估算值均能准确跟踪实际值.

5 实验结果(Experimental results)

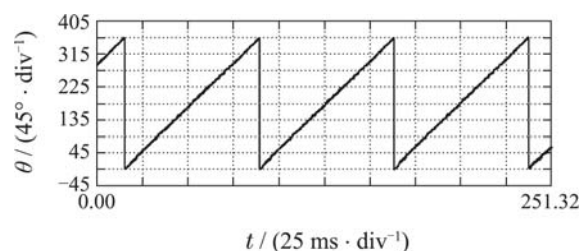
实验平台采用的PMSM参数与仿真研究PMSM参数一致. GA-EKF实验硬件包括TI公司的TMS320F28335芯片为主控制器的矢量控制系统、信号传感器等. 首先从实验系统中采集三相电压和电流数据, 实际的转子速度作为目标函数从编码器采集. 然后应用实数编码GA离线获取矩阵Q, R和P之后采集新的数据样本. 接着重新运行程序从传感器采集新的三相定子电压和电流, 进行带有GA优化噪声矩阵后的EKF速度估计. 最后比较估计值和真实值. 采样速率= 20 kHz, 采样7路信号(U_a, U_b, U_c, I_a, I_b, I_c, 旋变编码器). 实验平台如图8所示.



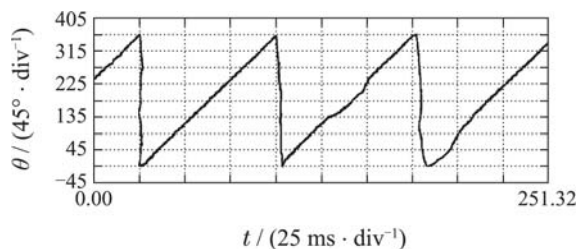
图8 控制系统实验平台

Fig. 8 Experiment platform of control system

图9为800 r/min⁻¹转子位置实际角度波形与基于GA-EKF附加负载观测器的波形对比图. 可以看出, 图9(b)基于GA-EKF控制算法的角度估算值基本可以准确跟踪图9(a)为转子位置实际值, 具有很好的转子位置观测精度. 空载时电机的负载转矩约为 1.2 N, 并将此负载转矩作为参考值.



(a) 实际转子位置角度

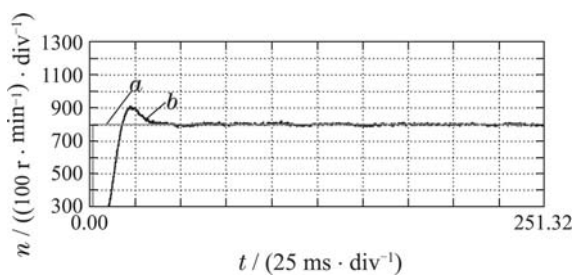


(b) 基于GA-EKF附加负载观测器的转子估计位置角度

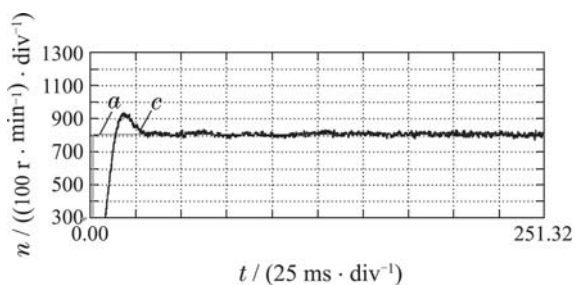
图 9 永磁同步电动机800 r/min⁻¹转子位置角度波形

Fig. 9 Waveforms of the rotor position angles of PMSM in 800 r/min⁻¹

图10为电机以负载转矩为1.2 N启动时, 阶跃给定值800 r/min⁻¹对应的实际转子转速(a)图和GA-EKF附加负载观测器的波形(b)图, 两图中的曲线a表示理想情况下阶跃波形. 图10(a)中, 实测启动转速(曲线b)在25 ms时达到尖峰, 直到35 ms时进入稳定状态, 图10(b)中估计转速(曲线c)在20 ms时达到尖峰, 在25 ms左右进入稳态过程, 估计转速保证了良好的精度和稳定性, 转速波动很小, 对噪声的抵抗能力强.



(a) 电机实际转速



(b) 基于GA-EKF附加负载观测器估计转速

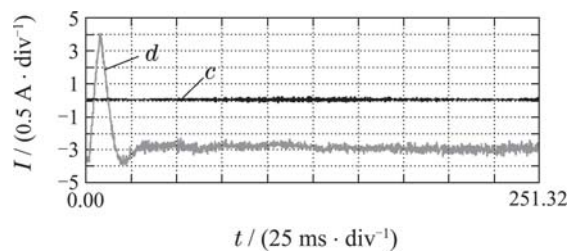
图 10 电机启动转子转速波形

Fig. 10 Waveforms of the rotor speeds of PMSM during starting progress

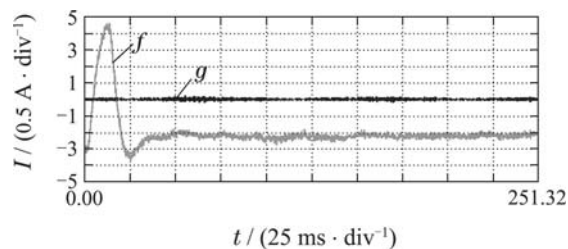
图11为电机以负载转矩为1.2 N启动时, 对应矢量控制解耦的d、q轴电流波形对比图, I_d保持为0 A, 使得电磁转矩完全由I_q分量控制. 由图11(a)中曲线d和11(b)中曲线f可以看出, 基于GA-EKF附加负载观测器对应的q轴电流鲁棒性更强, 其动态响应性能优于电机实际转速对应下q轴电流效果.

图12为在3 s时突加3 N · m时速度响应曲线. 其中图12(a)为未引入前馈补偿时的速度波形, 转速最大跌落值约为90 r/min⁻¹. 图12(b)为负载观测值引入前馈

补偿后的速度响应波形图, 由于引入负载转矩观测值引入作为前馈补偿, 转速最大跌落值约为40 r/min⁻¹, 系统的抗扰性能明显增强.



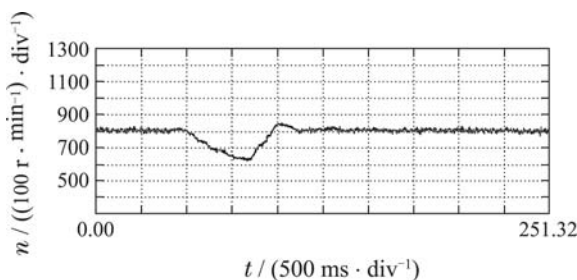
(a) 电机实际d(曲线g)、q(曲线d)轴波形



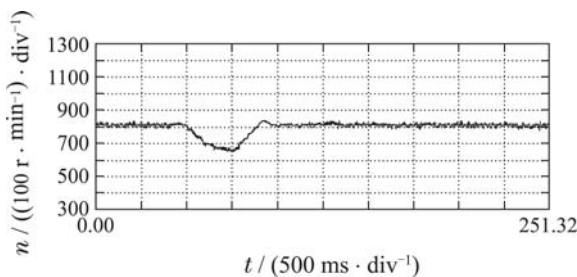
(b) 基于GA-EKF附加负载观测器d(曲线g)、q(曲线f)轴波形

图 11 电机启动对应的d、q轴电流波形

Fig. 11 Waveforms of the d、q currents of PMSM during starting progress



(a) 传统EKF转速



(b) 基于GA-EKF附加负载观测器估计转速

图 12 电机突加负载时传统EKF与基于GA-EKF附加负载观测器速度波形

Fig. 12 Waveforms of rotor speeds when load applied

6 结论(Conclusions)

首先提出用实数编码遗传算法对永磁同步电机EKF无位置传感器速度估计进行优化. 仿真表明, 实数编码遗传算法优化后的EKF控制器可以很好抑制噪声并且大幅缩短噪声协方差矩阵的选取时间, 同时

可准确地观测到永磁同步电机的转子转速。其次,为了保证在负载变化过程中速度的稳定跟踪,本文引入了负载转矩观测器,进一步证实GA-EKF附加负载转矩观测器可使系统获得更好的动态性能和鲁棒性。实验结果证明本文研究的新方法具有较好的抗负载扰动能力和速度精度特性。

参考文献

- [1] QUANG N K, HIEU N T, HA Q P. FPGA-based sensorless PMSM speed control using reduced-order extended Kalman filters [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(12): 6574 – 6582.
- [2] YI Boyu, KANG Longyun, TAO Sinian, et al. Observer design of interior permanent magnet synchronous motors based on two-stage kalman filter [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2014, 29(9): 110 – 118.
(易伯瑜, 康龙云, 陶思念, 等. 基于两段卡尔曼滤波器的内置式永磁电机观测器设计 [J]. *电工技术学报*, 2014, 29(9): 110 – 118.)
- [3] SMIDL V, PEROUTKA Z. Advantages of square-root extended Kalman filter for sensorless control of AC drives [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(11): 4189 – 4196.
- [4] WANG A, WANG Q, HU C, et al. An EKF for PMSM sensorless control based on noise model identification using Ant colony algorithm [C] // *International Conference on Electrical Machines and Systems*, Tokyo: IEEE, 2009: 1 – 4.
- [5] SMIDL V, PEROUTKA Z. Advantages of square-root extended Kalman filter for sensorless control of AC drives [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(11): 4189 – 4196.
- [6] ZHAI Junyong, FEI Shumin. Multiple-model switching control based on dynamic model bank [J]. *Control Theory & Applications*, 2009, 26(12): 1410 – 1414.
(翟军勇, 费树岷. 基于动态模型库的多模型切换控制 [J]. *控制理论与应用*, 2009, 26(12): 1410 – 1414.)
- [7] ZHANG Meng, XIAO Xi, LI Yongdong. Speed and flux linkage observer for permanent magnet synchronous motor based on EKF [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2007, 27(36): 36 – 40.
(张猛, 肖曦, 李永东. 基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速和磁链观测器 [J]. *中国电机工程学报*, 2007, 27(36): 36 – 40.)
- [8] ZHENG Z, LI Y, FADEL M, et al. A rotor speed and load torque observer for PMSM based on extended Kalman filter [C] // *IEEE International Conference on Industrial Technology*. Mumbai: IEEE, 2006: 233 – 238.
- [9] XU D, WANG T, WEI H, et al. Comparison between model reference observer and reduced order observer of PMSM torque [C] // *The 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (I-CIEA)*. Beijing: IEEE, 2011: 663 – 667.
- [10] IK S Y. Robust performance analysis of a load torque observer for PMSM using singular perturbation theory [J]. *Ieice Transactions on Fundamentals of Electronics Communications & Computer Sciences*, 2012, 95(2): 604 – 607.
- [11] JIN Xueqian. Study on inertia identification and parameter self-tuning method for PMSM servo system [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2011: 27 – 31.
(靳学谦. 永磁同步伺服系统惯量辨识及参数自整定策略研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2011: 27 – 31.)
- [12] HAN Jingqing. Technology from PID to “ADRC” [J]. *Control Engineering of China*, 2002, 9(3): 13 – 18.
(韩京清. 从PID技术到“自抗扰控制”技术 [J]. *控制工程*, 2002, 9(3): 13 – 18.)
- [13] XUE Shugong, WEI Lisheng, LING Youzhu. Sensorless vector control of permanent magnet synchronous motor based on extended Kalman filter [J]. *Electric Machine & Control Application*, 2011, 38(8): 15 – 18.
(薛树功, 魏利胜, 凌有铸. 基于扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机无传感器矢量控制 [J]. *电机与控制应用*, 2011, 38(8): 15 – 18.)
- [14] Xue Shugong, WEI Lisheng, LING Youzhu. Sensorless vector control of permanent magnet synchronous motors based on EKF and SMC [J]. *Information and Control*, 2012, 41(2): 267 – 272.
(薛树功, 魏利胜, 凌有铸. 基于EKF和SMC的永磁同步电机无传感器矢量控制 [J]. *信息与控制*, 2012, 41(2): 267 – 272.)
- [15] SHEN Yanxia, JIANG Jun, JI Zhicheng. Optimization of sensorless PMSM controller based on genetic algorithm [J]. *Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics*, 2006, 38(B07): 128 – 131.
(沈艳霞, 江俊, 纪志成. 基于遗传算法的无传感器永磁同步电机控制优化 [J]. *南京航空航天大学学报*, 2006, 38(B07): 128 – 131.)
- [16] ORLOWSKA-KOWALSKA T, KAMINSKI M. FPGA implementation of the multilayer neural network for the speed estimation of the two-mass drive system [J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2011, 7(3): 436 – 445.
- [17] QIAN Jun. *The study of permanent magnet synchronous motor sensorless control system based on observers* [D]. ChangSha: HUNAN University, 2010.
(钱隰. 基于观测器的永磁同步电动机无速度传感器控制系统的研究 [D]. 长沙: 湖南大学, 2010.)
- [18] CHEN Rong, DENG Zhiqian, YAN Yangguang. Research on resist-disturbance performance of servo system based on load observer [J]. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2004, 24(8): 103 – 108.
(陈荣, 邓智泉, 严仰光. 基于负载观测的伺服系统抗扰研究 [J]. *中国电机工程学报*, 2004, 24(8): 103 – 108.)
- [19] GU Shanmao. *Research on the critical technology of PMSM sensorless control system* [D]. Xuzhou: College of Mining and Technology, 2009: 40 – 46.
(谷善茂. 永磁同步电动机无传感器控制关键技术研究 [D]. 徐州: 中国矿业大学, 2009: 40 – 46.)
- [20] XU Tao, ZHANG Zhengbin. Simulation permanent magnet synchronous motor control system based upon extended Kalman filter [J]. *Electrical Machinery Technology*, 2013, (6): 18 – 21.
(徐涛, 张正斌. 基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机控制系统仿真 [J]. *电机技术*, 2013, (6): 18 – 21.)
- [21] QU Yuepeng. *The speed regulating performance control of PMSM based on load torque observation and compensation* [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2014: 30 – 40.
(曲跃鹏. 基于负载状态估计和补偿的永磁同步电机调速性能研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2014: 30 – 40.)

作者简介:

余致廷 (1962–), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子与电气传动, E-mail: 1448181479@qq.com;

邹薇 (1992–), 女, 硕士研究生, 研究方向为电机控制, E-mail: 1592884635@qq.com;

董旺华 (1987–), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子;

秦亚胜 (1990–), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机拖动。