

永磁同步电机的相关辨识法自整定速度控制

李长红, 陈明俊, 杨燕, 王永梅

(西北机电工程研究所, 陕西省 咸阳市 712099)

A Correlation Identification Based Auto-tuning Speed Control Method for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives

LI Changhong, CHEN Mingjun, YANG Yan, WANG Yongmei

(Northwest Institute of Mechanical & Electrical Engineering, Xianyang 712099, Shaanxi Province, China)

ABSTRACT: Permanent magnet synchronous motor (PMSM) drives have been widely adopted in servo systems. For different motors and loads, the tuning process is normally by manual one on one and is often time consuming. Moreover, the tuning results are sometimes inaccurate. In this paper, a correlation identification based PMSM auto-tuning speed loop control method is presented. Due to the integrating element existing in the speed loop plant, the identification method can not be used directly. An angular acceleration observer is introduced. By using the pseudo-random sequence (M-sequence) generated as the setting of the current loop input, the current setting and angular acceleration response are sampled and the cross-correlation function is calculated. The impulse response function sequence of current to angular acceleration is identified. The speed regulator parameter tuning is executed according to the identification results, the expected frequency characteristics of the speed loop and the transfer function expression of the current to angular acceleration. At last, based on a DSP test bed, experimental study for the correlation identification speed loop tuning method is carried out, which can verify the effectiveness and engineering practicability.

KEY WORDS: permanent magnet synchronous motor (PMSM); correlation identification method; speed auto-tuning; impulse response function; Pseudo-random sequence (M-sequence)

摘要: 永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)驱动在各类伺服系统中得到了广泛应用, 对不同的电机和负载, 通常其驱动器参数调整要一对一地手动完成, 费时费力, 且整定结果不够精确。该文提出了一种基于相关辨识的 PMSM 速度环自整定方法, 针对速度环被控对象存在的积分环节导致的不能直接辨识的问题, 引入角加速度观测器, 通过对电流给定量施加伪随机序列(M 序列), 采集电流给定量与角加速度响应, 并计算其互相关函数, 辨识出电流至角加速度的脉冲响应函数序列。根据辨识结果、速度环期望频率特性及电流至角加速度传递函数形式, 完成了速度

调节器控制参数的整定。最后, 在基于 DSP 的实验平台上, 对这种相关辨识速度环整定方法进行了实验研究, 证明了该方法的有效性和工程实用性。

关键词: 永磁同步电机; 相关辨识法; 速度自整定; 脉冲响应函数; 伪随机序列(M 序列)

0 引言

随着电力电子技术和计算机技术的发展, 交流伺服系统在工业、数控机床、国防等领域得到了广泛的应用。由于永磁同步电机的高功率密度、体积小及高运行效率的优点^[1], 由其组成的伺服系统可以实现优良的动态性能, 也是国内外众多学者研究的热点, 而各种先进的控制策略如鲁棒控制^[2-3]、神经网络控制^[4-5]、非线性控制^[6]及分数阶控制^[7-9]等在其调速系统中也得到了广泛的研究。

尽管如此, PID 控制器以其结构简单、实时性好、鲁棒性强以及易于操作等优点, 在交流伺服控制中得到了广泛的应用。针对 PID 控制参数的整定已有众多学者进行了研究, 通常分为 2 类。一类是基于实验的方法, 如 Ziegler-Nichols 法^[10], 它通过使 PID 控制器的积分和微分项为 0, 逐步加大比例项, 使系统产生等幅振荡, 记录此时的增益和振荡周期, 并根据经验公式计算 PID 参数, 但等幅振荡易损坏功率器件, 因此不适合伺服驱动系统的参数整定; 对此, 还有学者将继电环节串入控制回路中, 产生受控的等幅振荡, 根据振荡的周期、幅值以及继电环节参数来进行 PID 控制参数的整定, 如文献[11-14]。该振荡的幅值是受控的, 不会破坏系统, 通过加入继电环节使系统产生极限环, 用于确定被控对象奈奎斯特(Nyquist)曲线上某一频点或多个频点(通过改变继电滞环宽度)的信息, 来完成控制器

参数的计算；由于该方法很难获得频率特性的特征点，如使等幅振荡的频率刚好等于截止频率，整定效果略微逊色。第二类方法是通过对被控对象进行建模，通过系统辨识的理论辨识出模型参数，例如对电机转动惯量、电阻及电感等模型参数的辨识^[15-19]，并进行控制器参数整定；为了辨识被控对象，有学者采用最小二乘法^[20]、扩展卡尔曼(Kalman)滤波方法^[21]等。这类方法通常需要建立被控对象的离散模型，由采集的输入输出量需要进行高阶矩阵的求逆运算，运算复杂，给工程应用带来了一定的困难。

相关辨识法通过对模型输入施加二位式伪随机序列，通过计算输入及模型输出的互相关函数^[22]，得到过程的脉冲响应函数，相对于上文所述的两类方法，其特点是在被控对象的辨识过程中不需要对其进行建模，直接得到脉冲响应函数，并可适用于噪声比较强的环境中。

由于速度环被控对象中含有积分环节，脉冲响应函数 $g(\tau)$ 不能在 $\tau \rightarrow \infty$ 时衰减至 0，不能利用相关辨识法直接辨识。本文通过引入加速度观测器，利用相关辨识法辨识电流至角加速度的脉冲响应函数，解决了速度环被控对象辨识的问题；再根据期望开环频率特性实现速度控制器参数的自整定。该方法经过实际系统的多种途径实验，证明了其有效性和实用性。

1 相关辨识法的基本原理

1.1 伪随机序列发生器

伪随机序列(M 序列)即二位式最大长度线性反馈移位寄存器序列^[23-24]，它具有近似白噪声的性质，是一种很好的辨识输入信号。图 1 给出了线性反馈逻辑移位寄存器结构图^[24]，在移位脉冲的作用下，寄存器的输出状态 $(a_{n-1}, a_{n-2}, \dots, a_{n-r})$ 向右平移一位，将各级状态中的部分状态进行模 2 相加，反馈到第一级的输入端 a_n 。

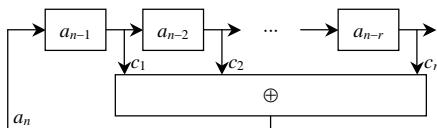


图 1 线性反馈逻辑移位寄存器

Fig. 1 Linear feedback logic shift register

图 1 所示的移位寄存器序列在移位时钟的作用下，输出无限长的周期性二位式序列， a_n 的通用表达式为

$$a_n = \sum_{k=1}^r \oplus c_k a_{n-k} \quad (1)$$

可以证明，当 $r=9$ 、 $c_5=1$ 、 $c_9=1$ 、 $c_i=0(i \neq 5, 9)$ 时，线性反馈移位寄存器序列是 M 序列^[24]，设状态为“0”和“1”的 M 序列分别对应幅值为 $+a$ 和 $-a$ 的二电平序列，一个周期内 M 序列的电平(0 或 1)个数为 $N=2^r-1$ ，则一个周期内 M 序列的自相关函数^[25]为

$$R_x(\tau) = (1 + \frac{1}{N})a^2 \Delta \delta(\tau) - \frac{a^2}{N} \quad (2)$$

式中 Δ 为 M 序列每个电平的延迟时间(采样间隔)。

1.2 脉冲响应函数的辨识

对于单输入单输出的线性定常系统，设 $x(t)$ 为系统输入， $y(t)$ 为系统输出， $g(t)$ 为系统脉冲响应函数^[25]，则有

$$R_{xy}(\tau) = \int_0^\infty g(\sigma) R_x(\tau - \sigma) d\sigma \quad (3)$$

式中 $R_x(\tau)$ 为输入的自相关函数。

式(3)就是维纳-霍夫积分方程。适当选择 M 序列周期 $T=N\Delta$ ，使得脉冲响应函数 $g(\tau)$ 在 $\tau < T$ 时就已经衰减至 0，则有

$$R_{xy}(\tau) = \int_0^{N\Delta} g(\sigma) R_x(\tau - \sigma) d\sigma \quad (4)$$

将式(2)代入式(4)，有

$$R_{xy}(\tau) = (1 + \frac{1}{N})a^2 \Delta g(\tau) - A \quad (5)$$

其中， A 为常值，并有

$$A = \frac{a^2}{N} \int_0^{N\Delta} g(\sigma) d\sigma \quad (6)$$

因此，有

$$g(\tau) = \frac{N}{(N+1)a^2 \Delta} [R_{xy}(\tau) + A] \quad (7)$$

2 相关辨识法的 PMSM 速度环自整定

2.1 辨识模型

2.1.1 速度环自整定系统组成

图 2 给出了速度环自整定框图，它由伪随机序列发生器、速度环被控对象、速度滤波、加速度观测器、加速度滤波、辨识算法、速度调节器等环节组成。

根据图 2，当整定开关接通 M 序列发生器时，启动参数自整定，M 序列发生器的输出作为速度环被控对象的输入，即电流给定量，辨识算法对 M 序

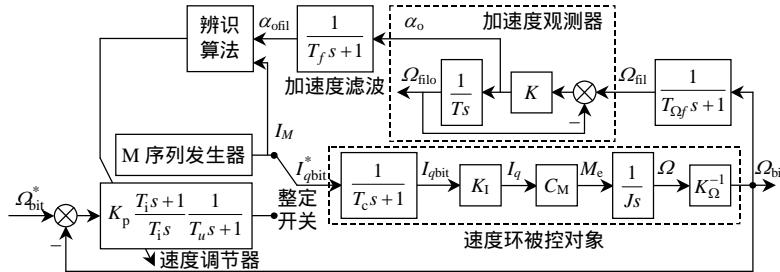


图2 相关辨识法速度环自整定框图

Fig. 2 Correlation identification method auto-tuning speed loop diagram

列脉冲、角加速度观测值的滤波量进行采集，辨识出加速度滤波 α_{ofil} 对电流主令 $I_{q\text{bit}}^*$ 的脉冲响应函数，进而进行速度调节器控制参数的计算。控制器参数整定好后，整定开关接通速度调节器的输出，利用整定好的调节器参数进行控制。

为了辨识速度环被控对象传递函数，采用9位的M序列发生器作为辨识输入信号，状态反馈表达式为 $a_n = a_{n-5} \oplus a_{n-9}$ ，这时M序列的周期为 $N = 2^r - 1 = 511$ ，同时将M序列的状态“0”变换成幅值 $+a$ ，状态“1”变换成幅值 $-a$ 。

2.1.2 速度环被控对象模型

永磁同步电机在 dq 坐标系下的电压方程和转矩方程为

$$\begin{cases} \dot{I}_d = -\frac{R}{L_d} I_d + p_n \Omega \frac{L_q}{L_d} I_q + \frac{1}{L_d} U_d \\ \dot{I}_q = -p_n \Omega \frac{L_d}{L_q} I_d - \frac{R}{L_q} I_q + \frac{1}{L_q} (U_q - p_n \Omega \Psi_r) \end{cases} \quad (8)$$

$$M_e = 1.5 p_n [\Psi_r I_q + (L_d - L_q) I_d I_q] \quad (9)$$

式中： I_d 、 I_q 分别为 PMSM 的 d 轴和 q 轴电流； U_d 、 U_q 分别为 PMSM 的 d 轴与 q 轴电压； R 为定子绕组电阻； Ψ_r 为转子磁极磁通链； p_n 为电机极对数； M_e 为电机输出电磁转矩； Ω 为电机转速。

为实现电流转矩的线性化，通常采取 $I_d=0$ 的控制方法，这时电磁转矩方程为

$$M_e = 1.5 p_n \Psi_r I_q = C_M I_q \quad (10)$$

式中 C_M 为力矩电流系数。

为了简化分析，忽略电机转速和反电势对电压方程的影响，则电压方程(8)可简化成如下的拉普拉斯变换式：

$$\begin{cases} G_{pd}(s) = I_d / U_d = (sL_d + R)^{-1} \\ G_{pq}(s) = I_q / U_q = (sL_q + R)^{-1} \end{cases} \quad (11)$$

设电流调节器采用常用的 PI 控制器， d 轴及 q 轴的电流调节器表达式为

$$C_j(s) = K_{pj} \left(1 + \frac{1}{T_{ij}s}\right), \quad j = d, q \quad (12)$$

式中 K_{pj} 、 T_{ij} 分别为电流调节器比例增益和积分时间常数，可求得电流闭环传递函数为

$$\phi_j(s) = \frac{I_{j\text{bit}}}{I_{j\text{bit}}^*} = \frac{G_{pj}(s)C_j(s)K_1^{-1}}{1 + G_{pj}(s)C_j(s)K_1^{-1}} = \frac{T_{ij}s + 1}{\frac{K_1 T_{ij} L_j}{K_{pj}} s^2 + \frac{K_1 T_{ij} R + K_{pj} T_{ij}}{K_{pj}} s + 1}, \quad j = d, q \quad (13)$$

式中： K_1 为电机电流数字量到电机电流的转换系数； $I_{j\text{bit}}^*$ 为电机电流数字量给定值； $I_{j\text{bit}}$ 为电机电流数字量。

由式(13)可以看出，电流环为2阶系统，实际中，为了使电流响应快速且超调小，通常将电流环设计成临界阻尼或采用零-极点对消方法设计成一阶惯性系统，因此，通常可将电流环简化成一阶系统，即有

$$\frac{I_{q\text{bit}}}{I_{q\text{bit}}^*} = \frac{1}{T_c s + 1} \quad (14)$$

式中 T_c 为电流闭环的时间常数。这种简化在实际的多系统实践中证明是可行的，也适用于直流伺服系统。

根据图2，速度环被控对象的传递函数为

$$G_p(s) = \frac{\Omega_{\text{bit}}}{I_{\text{bit}}^*} = \frac{\Omega_{\text{bit}}}{\Omega} \frac{M_e}{I_q} \frac{I_q}{I_{q\text{bit}}} \frac{I_{q\text{bit}}}{I_{q\text{bit}}^*} = \frac{K_1 K_\Omega^{-1} C_M}{J s (T_c s + 1)} \quad (15)$$

式中： Ω_{bit} 为电机转速数字量； K_Ω 为电机转速数字量到电机转速的转换系数； J 为折算到电机轴上的总转动惯量，令

$$K_m = K_1 K_\Omega^{-1} C_M / J \quad (16)$$

则速度环被控对象简化为

$$G_p(s) = \frac{K_m}{s(T_c s + 1)} \quad (17)$$

为了使电机速度平滑，对电机速度进行惯性滤波，其传递函数为

$$G_{f\Omega}(s) = \frac{\Omega_{\text{fil}}}{\Omega_{\text{bit}}} = \frac{1}{T_{\Omega f} s + 1} \quad (18)$$

式中： $T_{\Omega f}$ 为速度滤波时间常数； Ω_{fil} 为速度滤波输出。

2.1.3 加速度观测器

由于电流数字给定量至电机转速的传递函数中含有积分环节，不能保证脉冲响应函数 $g(\tau)$ 在 $\tau < T$ 时衰减至 0，无法用相关辨识法对其直接辨识。对此，本文引入加速度观测器，如图 2 所示，由积分器和比例增益构成闭环，积分时间常数 T 和增益 K 为可调参数，传递函数为

$$G_{\alpha\Omega}(s) = \frac{\alpha_o}{\Omega_{\text{fil}}} = \frac{Ts}{T_o s + 1} \quad (19)$$

式中 $T_o = T/K$ 。

对加速度输出进行惯性滤波，即

$$G_{f\alpha}(s) = \frac{\alpha_{o\text{fil}}}{\alpha_o} = \frac{1}{T_f s + 1} \quad (20)$$

2.1.4 辨识被控对象求取

由式(17)–(20)可得辨识的被控对象为

$$G_o(s) = \frac{\alpha_{o\text{fil}}}{I_{q\text{bit}}^*} = G_p(s)G_{f\Omega}(s)G_{\alpha\Omega}(s)G_{f\alpha}(s) = \frac{K_m T}{(T_c s + 1)(T_{\Omega f} s + 1)(T_o s + 1)(T_f s + 1)} \quad (21)$$

选取 T_o 和 T_f 的值均大于 $2.5\max\{T_c, T_{\Omega f}\}$ ，为了简化分析，忽略小时间常数 T_c 和 $T_{\Omega f}$ ，近似有

$$G_o(s) = \frac{\alpha_{o\text{fil}}}{I_{q\text{bit}}^*} \approx \frac{K_m T}{(T_f s + 1)(T_o s + 1)} \quad (22)$$

2.2 速度环参数辨识与自整定

2.2.1 脉冲响应函数的辨识

对式(22)所示的模型输入 $x = I_{q\text{bit}}^*$ 施加 M 序列，采集模型输出 $y = \alpha_{o\text{fil}}$ ，计算 x 和 y 的互相关函数：

$$R_{xy}(\tau) = E(x(t)y(t + \tau)) = \frac{1}{kN\Delta} \int_0^{kN\Delta} x(t)y(t + \tau)dt = \frac{1}{kN\Delta} \sum_{i=0}^{kN-1} \int_{i\Delta}^{(i+1)\Delta} x(t)y(t + \tau)dt \quad (23)$$

要计算式(23)所示的互相关函数，需要输入 $k+1 (k \in \mathbb{N})$ 个二电平 M 序列，当 Δ 很小时，近似有

$$\int_{i\Delta}^{(i+1)\Delta} x(t)y(t + \tau)dt = \Delta x(i\Delta)y(i\Delta + \tau)$$

则式(23)可以写为

$$R_{xy}(\tau) = \frac{1}{kN} \sum_{i=0}^{kN-1} x(i\Delta)y(i\Delta + \tau), \tau = 0, \Delta, \dots, (N-1)\Delta \quad (24)$$

由 $x(i\Delta) = \text{asgn}(x(i\Delta))$ ，可得

$$R_{xy}(\tau) = \frac{a}{kN} \sum_{i=0}^{kN-1} \text{sgn}(x(i\Delta))y(i\Delta + \tau) \quad (25)$$

令 $R'_{xy}(\tau)$ 为

$$R'_{xy}(\tau) = \sum_{i=0}^{kN-1} \text{sgn}(x(i\Delta))y(i\Delta + \tau) \quad (26)$$

根据式(5)，有

$$\frac{a}{kN} R'_{xy}(\tau) = \frac{N+1}{N} a^2 \Delta g_o(\tau) - A \quad (27)$$

解得

$$R'_{xy}(\tau) = k(N+1)a\Delta g_o(\tau) - \frac{kN}{a} A \quad (28)$$

由于 $g_o(\tau)$ 的稳态值为 0，因此 $-kNA/a$ 为 $R'_{xy}(\tau)$ 的稳态值，根据式(26)计算的 $R'_{xy}(\tau)$ ，并减去其稳态值，即可计算得到：

$$g'_o(\tau) = k(N+1)a\Delta g_o(\tau) \quad (29)$$

进而可求得脉冲响应函数序列 $g_o(\tau)$ 。

2.2.2 被控对象参数的辨识

根据式(22)的被控对象，对其取拉普拉斯反变换，可得

$$g_o(t) = \frac{K_m T}{T_f - T_o} \left(e^{-\frac{t}{T_f}} - e^{-\frac{t}{T_o}} \right) \quad (30)$$

根据 $dg_o(t)/dt = 0$ ，得 $t = t_0 = [\ln(T_o/T_f)]/[(1/T_f) - (1/T_o)]$ ，有

$$\max(g_o(t)) = g_o(t_0) = \frac{K_m T}{T_f - T_o} \left[\left(\frac{T_f}{T_o} \right)^{\frac{1}{1-\frac{T_f}{T_o}}} - \left(\frac{T_o}{T_f} \right)^{\frac{1}{1-\frac{T_o}{T_f}}} \right] \quad (31)$$

根据式(29)，有

$$\begin{aligned} \max(g'_o(\tau)) &= k(N+1)a\Delta \max(g_o(\tau)) = \\ &\frac{k(N+1)a\Delta K_m T}{T_f - T_o} \left[\left(\frac{T_f}{T_o} \right)^{\frac{1}{1-\frac{T_f}{T_o}}} - \left(\frac{T_o}{T_f} \right)^{\frac{1}{1-\frac{T_o}{T_f}}} \right] \end{aligned} \quad (32)$$

可进一步求出 K_m^{-1} 表达式如下：

$$K_m^{-1} = \frac{k(N+1)a\Delta T}{\max(g'_o(\tau))(T_f - T_o)} \left[\left(\frac{T_f}{T_o} \right)^{\frac{1}{1-\frac{T_f}{T_o}}} - \left(\frac{T_o}{T_f} \right)^{\frac{1}{1-\frac{T_o}{T_f}}} \right] \quad (33)$$

2.2.3 控制器参数整定

根据图 2，速度环开环传递函数为

$$G(s) = G_c(s)G_p(s) = K_p \frac{1+T_i s}{T_i s} \frac{1}{T_u s + 1} \frac{K_m}{s(T_c s + 1)} \quad (34)$$

式中： $G_c(s) = K_p[(1+T_i s)/T_i s]/(T_u s + 1)$ 为速度控制器传递函数； K_p 为比例增益； T_i 为积分时间常数； T_u 为控制器输出滤波时间常数，一般地， T_u 的选取满足 $T_u >> T_c$ ，对式(34)近似有

$$G(s) = K_{vt} \frac{1+T_i s}{s^2[(T_u + T_c)s + 1]} \quad (35)$$

式中 $K_{vt} = K_p K_m / T_i$ ，设 $w = (T_u + T_c)^{-1}/T_i^{-1}$ 为速度环频率特性中频区宽度，则有

$$T_i = w(T_u + T_c) \quad (36)$$

选取开环截止频率 ω_c 使其满足

$$\frac{(T_u + T_c)^{-1}}{\omega_c} = \frac{\omega_c}{T_i^{-1}} \quad (37)$$

根据式(36)、(37)，有

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{w(T_u + T_c)}} \quad (38)$$

根据开环对数幅频特性，有

$$20 \lg K_{vt} = 20 \lg \frac{\omega_c}{T_i^{-1}} + 40 \lg T_i^{-1} \quad (39)$$

即

$$K_{vt} = \frac{\omega_c}{T_i} \quad (40)$$

因此有

$$K_p K_m = \omega_c \quad (41)$$

根据式(33)、(38)和(41)，速度控制器的比例增益为

$$K_p = \frac{k(N+1)a\Delta T}{\sqrt{w(T_u + T_c)} \max(g_o'(\tau))(T_f - T_o)} \cdot \\ \left[\left(\frac{T_f}{T_o} \right)^{\frac{1}{1-\frac{T_f}{T_o}}} - \left(\frac{T_o}{T_f} \right)^{\frac{1}{1-\frac{T_o}{T_f}}} \right] \quad (42)$$

因此当给定中频区宽度 w ，即可由式(42)、(36)确定速度控制器的比例增益和积分时间常数。

3 实验研究

为验证本文所提方法，开发了一套基于 TI 公司 DSP2407 的永磁同步电机控制系统，在该系统中实现了本文提出的算法。为了对实验中的数据进行记录，外扩一片 $64 \text{ K} \times 16$ 位的 RAM(型号 IS61LV

6416)，并另行研发了上位机软件，完成对驱动器自整定操作及实验数据的上传，通过与 Matlab 接口将实验数据导入 Matlab 工作空间，绘制成曲线。

实验中的电机选用美国 Kollmorgen 公司的永磁伺服电机，型号为 M-205-B，电机转动惯量 $J_1 = 0.001143 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ，电机安装在实验台上，实验台折算到电机轴惯量与电机惯量总和 $J_2 = 0.003429 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ，试验中分别对空电机($J=J_1$ ，空载)和电机安装于实验台($J=J_2$ ，带载)情形分别进行速度环相关辨识法参数整定。实验参数为： $k=4$ ， $a=2.59 \text{ A}$ 和 $a=6.9 \text{ A}$ (分别对应 A/D 采集的电流数字量 300 和 800，而驱动器输出饱和电流对应 A/D 采集数字量为 2785，保证电流环工作在线性区)， $\Delta=2 \text{ ms}$ ， $T=100 \text{ ms}$ ， $T_f=10 \text{ ms}$ ， $T_o=30 \text{ ms}$ ， $w=8$ ， $T_u=5 \text{ ms}$ 。

图 3 给出了幅值为 $a=2.59 \text{ A}$ 时的 M 序列波形及空载和带载的加速度响应。图 4、5 分别为 M 序列幅值 $a=2.59 \text{ A}$ 和 $a=6.9 \text{ A}$ 时，按式(29)辨识的脉冲响应函数序列 $g_o'(\tau)$ ，其中，图 4(a)和图 5(a)为 $J=J_1$ 时的情形，图 4(b)和图 5(b)为 $J=J_2$ 时的情形，对每种情形分别辨识 6 次。由图 4、5 可知，对不同的

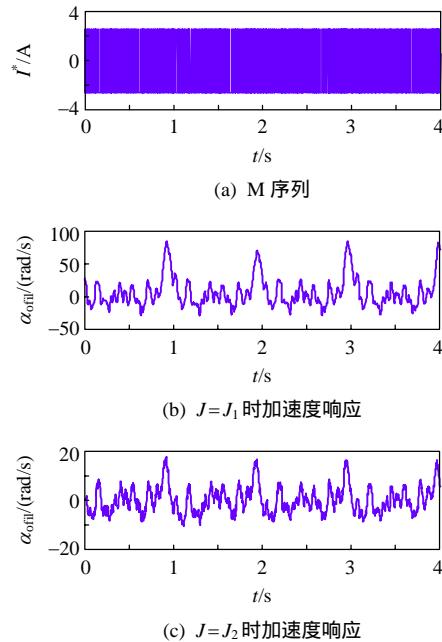
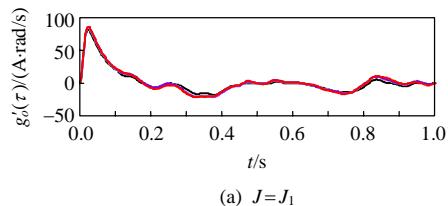
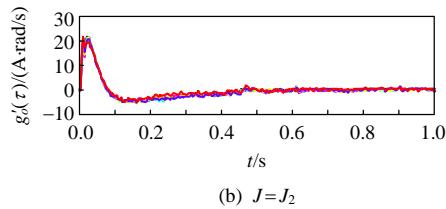
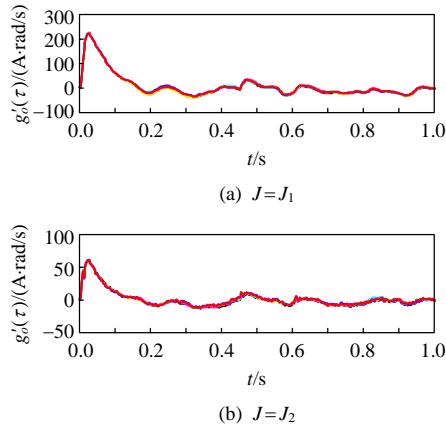


图 3 M 序列输入及输出响应

Fig. 3 M series input and output response



(a) $J=J_1$

图4 幅值 $a=2.59$ A 时的脉冲响应函数序列Fig. 4 Pulse response functions when $a=2.59$ A图5 幅值 $a=6.9$ A 时的脉冲响应函数序列Fig. 5 Pulse response functions when $a=6.9$ A

M 序列幅值及不同负载，6 次辨识得到的脉冲响应函数序列具有很好的一致性，对辨识结果按式(36)、(42)进行参数整定，得到如图 6 所示的速度控制器比例增益。其中，图 6(a)为空载情形($J=J_1$) M 序列幅值分别为 $a=a_1=2.59$ A 和 $a=a_2=6.9$ A 进行 6 次辨识整定的比例增益；图 6(b)为带载情形($J=J_2$) M 序列幅值分别为 $a=a_1=2.59$ A 和 $a=a_2=6.9$ A 进行 6 次辨识整定的比例增益，可以看出，不同负载下，参数整定一致性好。

为了验证参数整定的效果，对其进行动态性能实验。图 7—9 为转速分别为 300、500 和 1000 r/min 时空载及带载速度阶跃响应，其中，图 7(a)—图 9(a)

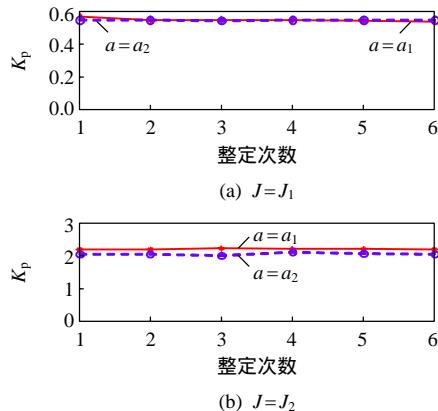


图6 进行 6 次整定的速度控制器比例增益

Fig. 6 Speed controller proportional gain of 6 times tuning

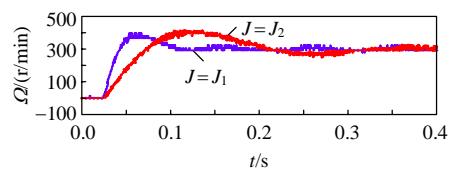
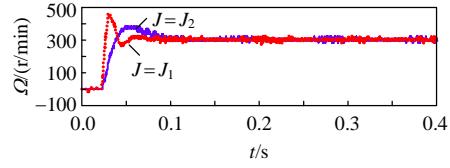
(a) 按 $J=J_1$ 整定的参数运行(b) 按 $J=J_2$ 整定的参数运行

图7 300 r/min 的速度阶跃响应

Fig. 7 Speed of 300 r/min step response

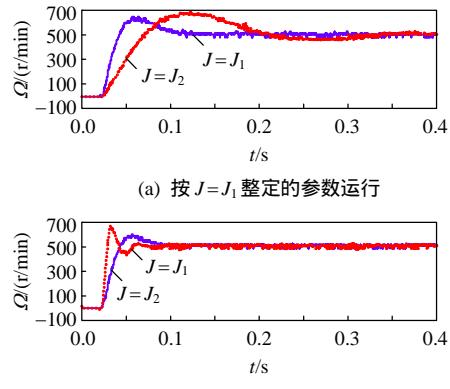
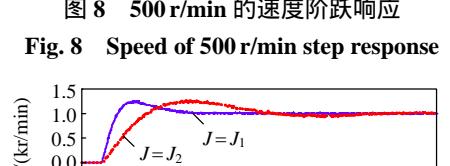
(a) 按 $J=J_1$ 整定的参数运行(b) 按 $J=J_2$ 整定的参数运行

图8 500 r/min 的速度阶跃响应

Fig. 8 Speed of 500 r/min step response

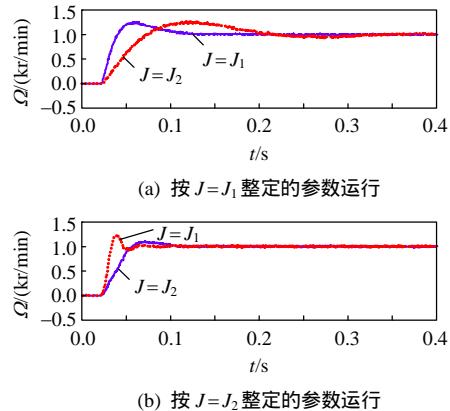
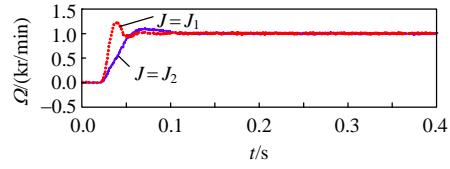
(a) 按 $J=J_1$ 整定的参数运行(b) 按 $J=J_2$ 整定的参数运行

图9 1000 r/min 的速度阶跃响应

Fig. 9 Speed of 1000 r/min step response

为按空载进行参数整定时，空载运行及带载运行的速度阶跃响应；图 7(b)—图 9(b)为按带载进行参数整定时，空载运行及带载运行的速度阶跃响应。

负载不同，整定的参数必然不同，整定结果只适于该负载下运行，即空载($J=J_1$)时的自整定参数用于空载运行，或带载($J=J_2$)的自整定参数用于带载运行。当系统工作在线性区时，它们的速度开环系统具有近乎相同的频率特性，因而超调量和过渡

过程时间是接近的。从图7—9可知，不论空载还是带载，如果系统实际负载惯量与速度控制器参数整定时的惯量相同，系统在线性区运行超调量为约25%，上升时间基本一致。

反之，当空载时的自整定参数用于带载运行，过渡过程时间就会变长，增加了近一倍，而当带载时的自整定参数用于空载运行，超调量由原来的约25%增加至约50%，速度环动态性能就与期望相差很大，图7—9中(a) $J=J_2$ 及(b) $J=J_1$ 时的曲线说明了这两种情况，这从另一个侧面说明了自整定的效果。

图10、11给出空载及带载情况下分别进行参数整定后的2000 r/min的阶跃响应转速和电机定子电流波形。图11显示电流已饱和，进入非线性区，系统无法输出更大的转矩，上升时间加大，超调量变小。本文提出的PMSM相关辨识自整定算法，使具有辨识功能的驱动器软件具备了产品化的基础。

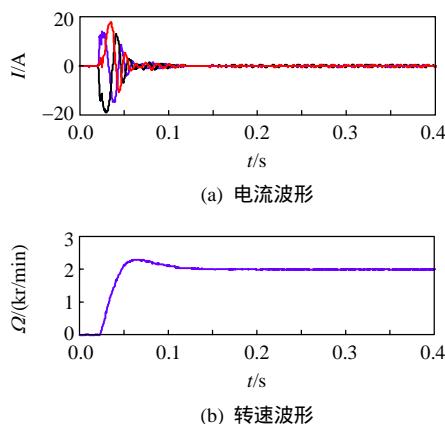


图10 当 $J=J_1$ 时的 2000 r/min 阶跃响应转速及电流
Fig. 10 Speed and currents of 2000 r/min step response when $J=J_1$

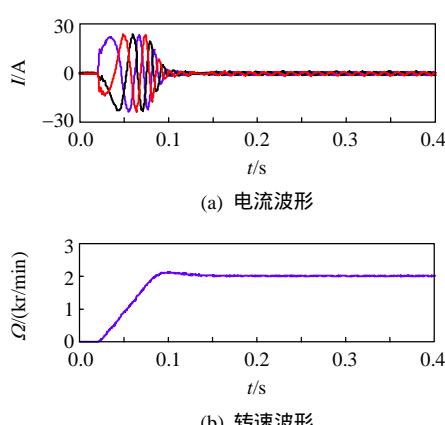


图11 当 $J=J_2$ 时的 2000 r/min 阶跃响应转速及电流
Fig. 11 Speed and currents of 2000 r/min step response when $J=J_2$

4 结论

本文提出了相关辨识法的永磁同步电机速度环自整定方法，针对速度环被控对象中存在的积分环节带来的不能直接辨识的问题，引入加速度观测器，利用M序列作为辨识的激励信号，得出电流主令至角加速度的脉冲响应函数序列，根据期望的开环频率特性实现了速度环控制器的参数整定，并进行了实验验证，可以得到以下结论：

1) 在不同M序列幅值及负载情况下，经过多次辨识得到的脉冲响应函数序列及整定的控制器参数一致性好；

2) 在不同负载下经过辨识及参数整定后可获得期望的控制性能，使驱动器极方便地适配于不同的电机和负载，该算法嵌入研发的驱动器软件中，通过上位机界面操作及采集的实验数据，证实了该方法的有效性；

3) 本方法可适用于数控机床进给及主轴传动系统、定位或跟踪武器伺服系统等各类的高精度伺服传动场合，该方法原则上适用于各类交、直流速度环的自整定。

参考文献

- [1] Bose B K . A high performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine[J]. IEEE Trans. on Industry Applications , 1988 , 24(6) : 987-997 .
- [2] Tan G J ,Zhang H ,Li J ,et al .Design and implementation of robust controller for PMSM drive[J]. International Review of Electrical Engineering ,2012 ,7(2) :3769-3778 .
- [3] Shyu K K , Lai C K , Tsai Y W , et al . A newly robust controller design for the position control of permanent-magnet synchronous motor[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics , 2002 , 49(3) : 558-565 .
- [4] Mosleh M . Al-Harthi . Control of permanent magnet synchronous motor using artificial neural networks[J]. Advances in Electrical Engineering Systems , 2012 , 1(3) : 157-162 .
- [5] 曹先庆，朱建光，唐任远. 基于模糊神经网络的永磁同步电动机矢量控制系统[J]. 中国电机工程学报，2006，26(1)：137-141。
Cao Xianqing , Zhu Jianguang , Tang Renyuan . Vector controlled permanent magnet synchronous motor drive with adaptive fuzzy neural network controller[J]. Proceedings of the CSEE , 2006 , 26(1) : 137-141(in Chinese) .
- [6] 王江，王静，费向阳. 永磁同步电动机的非线性PI速度控制[J]. 中国电机工程学报，2005，25(7)：125-130。
Wang Jiang , Wang Jing , Fei Xiangyang . Nonlinear PI speed control of permanent magnetic synchronous

- motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(7): 125-130(in Chinese).
- [7] Zhang B T, Pi Y. Robust fractional order proportion-plus-differential controller based on fuzzy inference for permanent magnet synchronous motor[J]. IET Control Theory and Applications, 2012, 6(6): 829-837.
- [8] Luo Y, Chen Y Q, Ahn Hyo-Sung, et al. Fractional order robust control for cogging effect compensation in PMSM position servo systems: stability analysis and experiments[J]. Control Engineering Practice, 2010(18): 1022-1036.
- [9] 张碧陶,皮佑国.基于分数阶滑模控制技术的永磁同步电机控制[J].控制理论与应用,2012,29(9):1193-1197.
Zhang Bitao, Pi Youguo. Fractional order sliding-mode control for permanent magnet synchronous motor[J]. Control Theory & Applications, 2012, 29(9): 1193-1197(in Chinese).
- [10] Ziegler G, Nichols N B. Optimum setting for automatic controllers[J]. Trans. ASME, 1942(64): 759-768.
- [11] ÅSTRÖM K J, HÄGGLUND T. Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins[J]. Automatica, 1984, 20(5): 645-651.
- [12] 陈福祥,杨芝雄.PID调节器自整定的PM法及其公式推导[J].自动化学报,1993,19(6):736-740.
Chen Fuxiang, Yang Zhixiong. Self-tuning PM method and its formulas deduction in PID regulators[J]. Acta Automatica Sinica, 1993, 19(6): 736-740(in Chinese).
- [13] 王亚刚,邵惠鹤.基于幅值裕度和相位裕度的自整定PID控制器[J].控制与决策,2000,15(5):589-591.
Wang Yagang, Shao Huihe. Gain and phase margin tunning for PID controllers[J]. Control and Decision, 2000, 15(5): 589-591(in Chinese).
- [14] 柴天佑,张贵军.基于给定的相角裕度和幅值裕度的PID参数自整定新方法[J].自动化学报,1997,23(2):167-172.
Chai Tianyou, Zhang Guijun. A new self-tuning of PID regulators based on phase and amplitude margin specifications[J]. Acta Automatica Sinica, 1997, 23(2): 167-172(in Chinese).
- [15] Yang Z Y, Huang T. Parameter identification and tuning of the servo system of a 3-HSS parallel kinematic machine [J]. International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2006(31): 621-628.
- [16] Liu L, Cartes D A. Synchronisation based adaptive parameter identification for permanent magnet synchronous motors[J]. IET Control Theory & Applications, 2007, 1(4): 1015-1022.
- [17] 郭宇婕,黄立培,邱阳.交流伺服系统的转动惯量辨识及调节器参数自整定[J].清华大学学报:自然科学版,2002,42(9):1180-1183.
Guo Yujie, Huang Lipei, Qiu Yang. Inertia and auto-tuning of speed controllers for AC servo systems[J]. Journal of Tsinghua University: Science & Technology, 2002, 42(9): 1180-1183(in Chinese).
- [18] 王涛,李萧,范伟.基于参数辨识的永磁同步电机控制系统的辨识[J].北京理工大学学报,2013,33(1):62-66.
Wang Tao, Li Xiao, Fan Wei. Design of PMSM control system based on parameters identification[J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2013, 33(1): 62-66(in Chinese).
- [19] 刘志刚,李世华.基于永磁同步电机模型辨识与补偿的自抗扰控制器[J].中国电机工程学报,2008,28(24):118-123.
Liu Zhigang, Li Shihua. Active disturbance rejection controller based on permanent magnetic synchronous motor model identification and compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(24): 118-123(in Chinese).
- [20] Ichikawa S, Tomita M, Doki S, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous motors using online parameter identification based on system identification theory[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2006, 53(2): 363-372.
- [21] 陈振,刘向东,靳永强,等.采用扩展卡尔曼滤波磁链观测器的永磁同步电机直接转矩控制[J].中国电机工程学报,2008,28(33):75-81.
Chen Zhen, Liu Xiangdong, Jin Yongqiang, et al. Direct torque control of permanent magnet synchronous motors based on extended Kalman filter observer of flux linkage[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(33): 75-81(in Chinese).
- [22] Hang C C, Sin K K. An on-line auto-tuning method based on cross-correlation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1991, 38(6): 428-437.
- [23] 王诚,吴蕾,曾兴雯.任意长度的M序列的生成[J].西安电子科技大学学报:自然科学版,2001,28(1):129-132.
Wang Cheng, Wu Lei, Zeng Xingwen. The generation of arbitrary length M sequences[J]. Journal of XIDIAN University, 2001, 28(1): 129-132(in Chinese).
- [24] 李鹏波,胡德文.系统辨识基础[M].北京:中国水利水电出版社,2006:42-48.
Li Pengbo, Hu Dewen. System identification fundamentals[M]. Beijing: China Water Power Press, 2006: 42-48(in Chinese).
- [25] 李言俊,张科.系统辨识理论及应用[M].北京:国防工业出版社,2009:13-24.
Li Yanjun, Zhang Ke. System identification theories and applications[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2009: 13-24(in Chinese).

收稿日期:2014-02-07。

作者简介:



李长红(1978),男,高级工程师,研究方向为交流伺服技术及先进控制技术,
lch9725@163.com。

李长红

(责任编辑 李婧妍)