

基于改进算法MRAS观测器的异步电动机模型预测控制

模型预测控制 (Model Predictive Control, MPC) 是近年来在交流调速领域逐渐受到关注的一种优化控制算法。针对预测控制所需的转速和磁链参数,提出了将基于改进算法的转子磁链观测器作为参考模型的模型参考自适应 (MRAS) 观测器,该观测器消除了积分环节普遍存在的初始相位和直流偏置的影响,提高了转子磁链观测的准确性和转速辨识的可靠性。最后在Matlab/Simulink环境下搭建了基于无速度传感器的MPC仿真模型,仿真结果验证了MPC的优越性和MRAS观测器的准确性。

陈宇飞 张 瑞 邱红铭 张梦娜/西安中车永电捷通电气有限公司

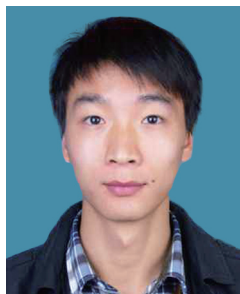
0 引言

模型预测控制 (Model Predictive Control, MPC) 是一种经典的最优化控制方法,2001年德国著名学者R. Kenenl等人将MPC引入到电力电子领域,使其代替三相感应电动机矢量控制电流环中的PI控制,发现电流与转速展现出更好的动态性能,系统的抗干扰性也增加^[1]。自此引起了国内外诸多学者对MPC技术的研究,研究重点集中在如何减小MPC中计算量大的问题。2007年,J. Rodriguez考虑到电力电子电路的控制量是由有限的开关状态组成的特点,提出有限控制集模型预测控制技术 (Finite Control Set Model Predictive Control, FCS-MPC),并将其应用在三相变频调速的电流控制中,取得了良好的效果,此方法取消了电流内环的参数整定,且无须脉冲调制,直接选定使电流性能最优的开关矢量,很大程度上减小了传统模型

预测的计算量^[2]。文献[3]将此控制策略应用到三相并网的逆变器电流控制中,验证了FCS-MPC控制策略在目标函数设定上的灵活性。文献[4]将FCS-MPC控制策略与三相感应电动机的矢量控制相结合并进行了深入的研究,证明了FCS-MPC具有算法稳定、鲁棒性强的特点。

对于高性能的电动机驱动来说,转子磁链的准确估计是保证驱动高效运行的重要前提。针对传统磁链观测器中纯积分环节存在的积分初值和直流漂移,很多学者进行了研究,文献[5]提出了三种改进积分器的算法,即使在弱磁范围内也能获得较好的观测性能。文献[6]利用截止频率可编程的级联低通滤波器来合成磁通,有效地降低了直流偏置,但未能完全消除直流偏置的影响。文献[7]提出一种根据电动机同步转速对LPF截止频率进行自动调整的方法,实现了较高、较宽范围的磁链观测性能。

本文采用基于转子磁场定向思想的电流预测控制,在发挥模型预测多变量、多约束优势的同时,实现了转矩、磁链和电流的分别控制。该方案省去了SVPWM调制,简化了系统结构,加快了系统响应速度。其次,在对Jun Hu的改进算法进行验证的基础上,创新性地将转子磁链的改进算法作为参考模型运用到MRAS观测器中,并将观测转速和磁链作为闭环参数反馈给电流预测控制系统,仿真结果验证了该方案的可行性。



陈宇飞/助理工程师

关键词/Keywords

模型预测控制 ·
无速度传感器 ·
磁链观测 ·
模型参考自适应 ·

1 异步电动机电流预测控制模型

1.1 异步电动机离散数学模型

根据异步电动机 $\alpha\beta$ 坐标系下的数学模型（详细推导见文献[8]），可推导出定子电流 i_s 作为状态变量的状态方程，即

$$p \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Psi_{r\beta} \\ \Psi_{r\alpha} \end{pmatrix} + B \begin{pmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (1)$$

其中

$$A = a \begin{pmatrix} L_m^2 R_r + L_r^2 R_s & 0 & -L_m R_r & -L_r L_m \omega_r \\ 0 & L_m^2 R_r + L_r^2 R_s & L_r L_m \omega_r & -L_m R_r \\ -L_r & 0 & (L_m^2 - L_s L_r) & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$B = \frac{-L_r}{(L_m^2 - L_s L_r)} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$a = \frac{1}{L_r (L_r^2 - L_s L_r)} \quad (2)$$

式中， $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 、 $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 、 $\Psi_{s\alpha}$ 和 $\Psi_{s\beta}$ 分别为 $\alpha\beta$ 坐标系下定子电压、电流以及磁链在 $\alpha\beta$ 轴的分量； R_s 、 L_s 分别为定子电阻和定子自感； R_r 、 L_r 分别为转子电阻和定子自感； L_m 为定转子互感； ω_r 为电动机转子角速度； p 为微分算子。

三相逆变器输出电压可表示为

$$\begin{pmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} U_{dc} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \quad (3)$$

式中， u_{an} 、 u_{bn} 和 u_{cn} 分别为逆变器三相输出电压； U_{dc} 为直流母线电压； S_a 、 S_b 和 S_c 为逆变器开关状态函数。 $S_n=1$ 表示上桥臂导通，下桥臂关断； $S_n=0$ 表示上桥臂关断，下桥臂导通（ $n=a, b, c$ ）。

将式（3）经过Clarke变换后代入式（1）得到基于开关函数的电流状态方程，即

$$p \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Psi_{r\beta} \\ \Psi_{r\alpha} \end{pmatrix} + BD \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \quad (4)$$

其中

$$D = \frac{2}{3} U_{dc} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \quad (5)$$

通常采样时间 T_s 远小于电动机电气时间常数和机械时间常数，电动机转速在一个周期内近似不变。用状态变量 i_s 的差商代替微分，并采用前向欧拉法近似，得到异步电动机离散状态方程为

$$\begin{pmatrix} i_{s\alpha}(k+1) \\ i_{s\beta}(k+1) \end{pmatrix} = (AT_s + I) \begin{pmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \\ \Psi_{r\beta}(k) \\ \Psi_{r\alpha}(k) \end{pmatrix} + T_s BD \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \quad (6)$$

1.2 电流预测矢量控制

本文研究的电流预测控制基于异步电动机转子磁场定向，根据解耦思想可知，磁链调节器和转矩调节器可获得定子电流的励磁分量 i_{sm} 和转矩分量 i_{st} ，通过Park变换得到两相静止坐标系下的定子电流分量 $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 的指令值，最后通过设计的目标函数来确定最优开关矢量。

为实现较低的电流脉动和快速的跟踪控制，本文采用 $k+1$ 时刻预测值和指令值的 $\alpha\beta$ 轴分量的误差绝对值之和作为目标函数，即

$$g = |i_{\alpha}^*(k+1) - i_{\alpha}(k+1)| + |i_{\beta}^*(k+1) - i_{\beta}(k+1)| \quad (7)$$

当采样时间足够短时， $k+1$ 时刻的指令值取当前时刻的给定值，即

$$\begin{aligned} i_{\alpha}^*(k+1) &\approx i_{\alpha}^*(k) \\ i_{\beta}^*(k+1) &\approx i_{\beta}^*(k) \end{aligned} \quad (8)$$

FCS-MPC控制策略为：每个采样周期根据系统的反馈量（经过计算）和逆变器的8个开关矢量（实际使用6个非零矢量和1个零矢量即可），再根据式（6）即可计算出每个开关矢量对应的电流预测值。通过式（7）找到所有预测值中与电流指令空间距离最小的预测值，该预测值所对应的开关矢量即为当前的最优开关矢量，将其作用于系统，每个周期都重复此过程，即可使电流跟随电流指令变化。

2 改进型转子磁链观测器

根据异步电动机 $\alpha\beta$ 坐标系下的数学模型，可推导出两种转子磁链计算模型，即 $U-I$ 模型和 $I-\omega$ 模型，具体计算公式如下

$$\Psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m p} [u_{s\alpha} - (R_s + \sigma L_s p) i_{s\alpha}] \quad (9)$$

$$\Psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m p} [u_{s\beta} - (R_s + \sigma L_s p) i_{s\beta}]$$

$$\Psi_{r\alpha} = \frac{1}{T_r p + 1} [L_m i_{s\alpha} - \omega_r T_r \Psi_{r\beta}] \quad (10)$$

$$\Psi_{r\beta} = \frac{1}{T_r p + 1} [L_m i_{s\beta} + \omega_r T_r \Psi_{r\alpha}]$$

其中， $U-I$ 模型结构比较简单，参数鲁棒性比较好，影响观测准确性的参数较少，主要问题为纯积分环节存在初始相位和直流漂移，且速度越低，误差越大。 $I-\omega$ 模型准确度不受转速 ω_r 的影响，但受电动机诸多参数的影响，例如，参数 T_r 不仅随着温度变化，而且受转子频率变化的影响，当发生趋肤效应时，电感 L_r 和电阻 R_r 会朝着不同的方向变化，导致 T_r 变化更大。考虑 $I-\omega$ 模型需要转速信息以及转子参数的难测量性，目前磁链计算多选用 $U-I$ 模型，但低速时 $I-\omega$ 模型的准确性要优于 $U-I$ 模型。

针对纯积分存在的问题，通常使用低通滤波器（LPF）代替纯积分。当LPF同步频率等于截止频率时，其幅值和相位均发生变化，由计算可知，观测幅值为实际幅值的 $1/\sqrt{2}$ 倍，且相位滞后 45° 。为保证提供给电流预测控制磁链信息的准确性，必须进行有效的补偿。

图1为改进型转子磁链观测器框图，估计磁链

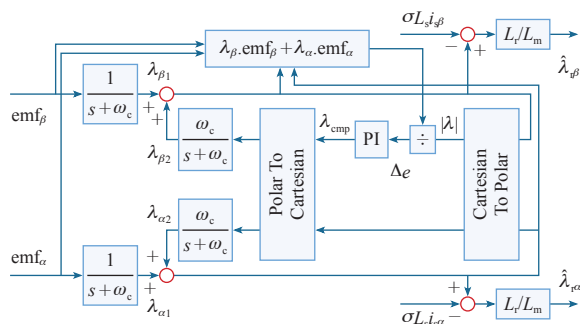


图1 改进型转子磁链观测器

矢量 $\vec{\lambda}$ 由LPF输出矢量 $\vec{\lambda}_1$ （ $\vec{\lambda}_{\alpha 1}$ 和 $\vec{\lambda}_{\beta 1}$ ）和反馈补偿矢量 $\vec{\lambda}_2$ （ $\vec{\lambda}_{\alpha 2}$ 和 $\vec{\lambda}_{\beta 2}$ ）合成， $\vec{\lambda}_2$ 的作用即为补偿LPF环节带来的相位和幅值的误差，改进型转子磁链观测器传递函数为

$$\lambda = \lambda \frac{\omega_c}{s + \omega_c} + \text{emf} \frac{1}{s + \omega_c} \quad (11)$$

简化后为： $\lambda = (1/s)\text{emf}$ ，即为纯积分环节。除了补偿LPF外，该方案的自动限幅方案可使观测器适用于变磁通控制。

设置初始相位 $\text{PI}/10$ 、直流偏置 $1\%\text{emf}$ 后，改进算法与纯积分结果对比如图2所示。其中细实线为真实磁链，虚线为纯积分环节磁链输出，粗实线为改进算法磁链输出，结果显示改进算法可以在很短时间内消除初始相位和直流偏置的影响。

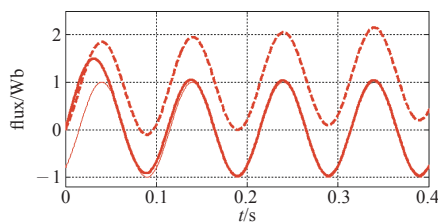


图2 纯积分环节和改进算法辨识磁链结果

3 MRAS速度辨识策略

当使用MRAS理论来辨识速度时，需要将不含转速信息的状态方程（ $U-I$ 模型）作为参考模型，将含转速信息的状态方程（ $I-\omega$ 模型）作为可调模型，利用两个模型相同的状态输出量（转子磁链）构成误差，通过合适的自适应率后传递给可调模型中的转速参数，最终达到辨识转速的目的，如图3所示。

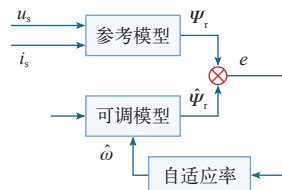


图3 模型参考自适应原理

MRAS理论基于稳定性设计，保证了参数辨识的收敛性，但转速辨识的成效依赖于参考模型的准确性。本文将基于改进补偿算法的转子磁链观测器作为参考模型，提高了辨识的准确性和参数

鲁棒性。其中，自适应率采用比例积分进行速度估计，状态和转速的稳定性由Popve超稳理论来保证，即

$$\hat{\omega}_r = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) (\hat{\psi}_{r\alpha} \psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta} \psi_{r\alpha}) \quad (12)$$

本文所用的电流预测控制方案为转速、磁链双闭环，其中转速由MRAS算法辨识得到，磁链幅值和相角由改进型转子磁链观测器得到，图4为MRAS转速辨识和磁链观测结构框图。

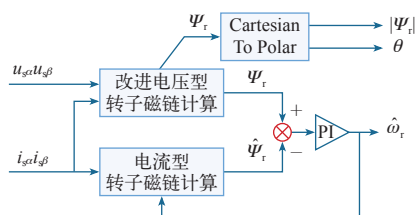


图4 MRAS转速辨识和磁链观测

4 仿真实验

为验证基于改进算法MRAS无速度传感器技术的电流预测控制模的正确性与可行性，搭建了基于Matlab/Simulink的仿真模型，如图5所示。仿真所用异步电动机参数如下： $P_N=4\text{ kW}$ ， $U_N=380\text{ V}$ ， $f_N=50\text{ Hz}$ ， $R_s=1.55\text{ }\Omega$ ， $R_r=1.25\text{ }\Omega$ ， $L_s=6\text{ mH}$ ， $L_{lr}=6\text{ mH}$ ， $L_m=172\text{ mH}$ ， $n_p=2$ ， $J=0.5\text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ，电动机空载起动，0.65 s时刻突加10 N·m负载，起始给定转速的100 rad/s，0.3 s突变为200 rad/s，0.5 s减小到150 rad/s，采样时间设置为1~4 s，仿真时间为0.8 s。

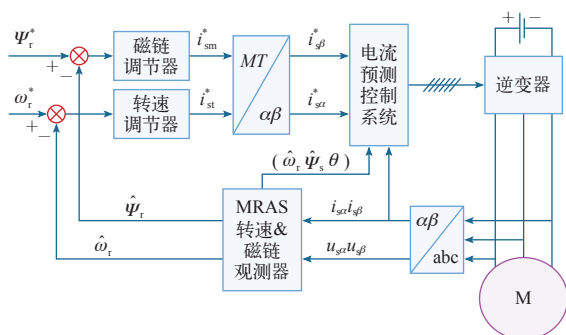


图5 基于无速度传感器技术的电流预测控制模型

基于无速度传感器技术的电流预测控制仿真结果如图6所示。由图6a可知，转速辨识较准确，

误差维持在 $\pm 1\text{ rad/s}$ 内，原因是MRAS理论基于稳定性设计，保证了参数辨识的收敛性，且转速辨识的成效依赖于参考模型的准确性，而理想的仿真环境保证了参考模型的准确性，因此转速辨识结果比较理想。由图6c、d可以看出，定子电流正弦性较好，与指令电流的误差保持在 $\pm 1.5\text{ A}$ 以内，通过对比不同采样时间下的仿真结果发现，采样时间越短，电流误差越小。

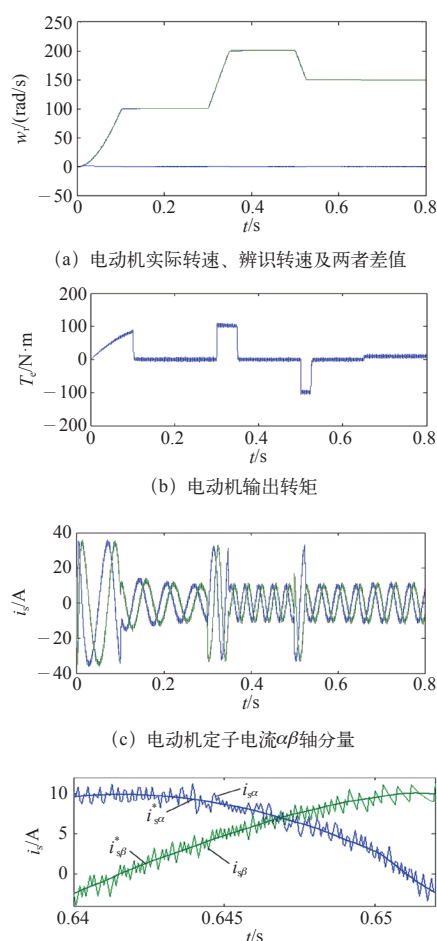


图6 基于无速度传感器技术的电流预测控制仿真结果

为验证电流预测控制在最佳矢量选择方面优于传统的直接转矩控制，基于Matlab/Simulink仿真平台搭建了十八边形磁链轨迹直接转矩控制系统。图7和图8分别为两种方案的仿真结果。

对比图7和图8不难发现，在电流正弦性、谐波含量和转矩脉动方面，电流预测控制均优于十八边形磁链轨迹直接转矩控制，究其原因，直接转矩控制方案只考虑磁链和转矩的动态性能，

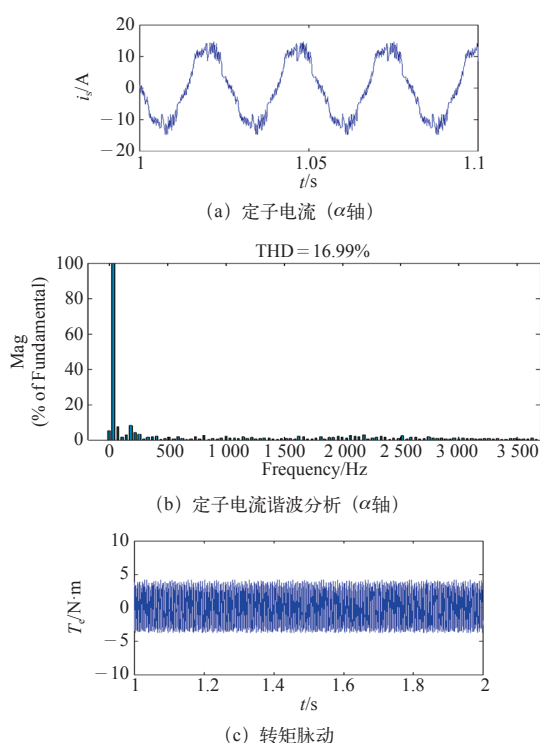


图7 十八边形磁链轨迹控制系统仿真结果

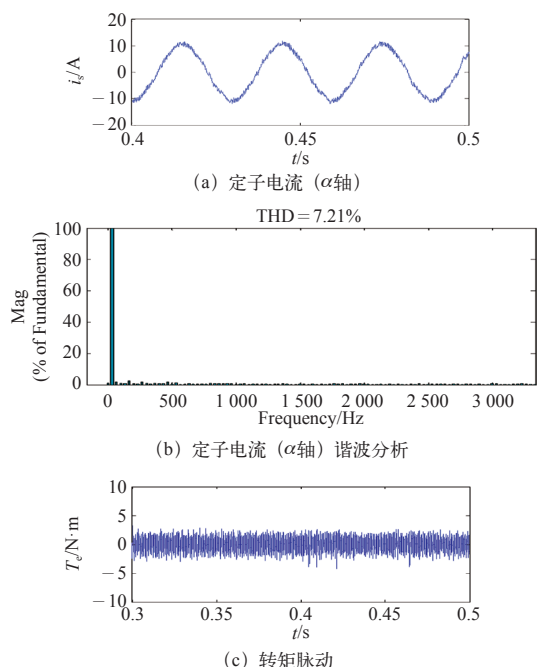


图8 电流预测控制系统仿真结果

仅通过磁链和转矩的滞环选择相应的电压矢量，而电流预测控制在考虑这两个因素的同时，增加了电流正弦的约束条件，所选电压矢量考虑的因素更加全面。但是，这是以降低转矩动态响应为代价换来的，由图6b可以看出，在电流预测控制

方案中，转矩的起始动态响应较慢。

5 结束语

本文将改进型算法MRAS观测器应用于电流预测控制，仿真结果表明：

- 1) 基于改进算法的转子磁链模型消除了积分环节初始相位和直流偏移引起的观测误差。
- 2) 与传统直接转矩控制相比，电流预测控制在选择最优开关矢量时，不仅满足磁链和转矩响应，还可以满足其他非线性约束条件。

参考文献

- [1] Kennel R, Linder A. Generalized predictive control (GPC) – ready for use in drive applications? [C]. Power Electronics Specialists Conference, 2001.
- [2] Rodríguez J, Pontt J, Silva C. Predictive current control of a voltage source inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54 (1) : 495-503.
- [3] 杨勇, 赵方平, 阮毅, 等. 电压型PWM整流器模型预测直接功率控制 [J]. 电工技术学报, 2011 (6) : 153-159.
- [4] 张亚林. 异步电机模型预测电流控制技术 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2012.
- [5] Hu J, Wu B. New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13 (5) : 969-977.
- [6] Bose B K, Patel N R. A programmable cascaded low-pass filter-based flux synthesis for a stator flux-oriented vector-controlled induction motor drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44 (1) : 140-143.
- [7] 王高林, 陈伟, 杨荣峰, 等. 无速度传感器感应电机改进转子磁链观测器 [J]. 电机与控制学报, 2009 (5) : 638-642.
- [8] 冯晓云, 等. 电流牵引交流传动及其控制系统 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2009.

(收稿日期: 2016-05-06) EA