

基于反馈线性化的无刷双馈电机模型预测控制策略

郭海宇¹, 杨俊友¹, 张晓光², 崔 嘉¹

(1. 沈阳工业大学电气工程学院, 沈阳 110870; 2. 沈阳华晨汽车工程研究院, 沈阳 110141)

摘 要: 提出一种无刷双馈电机(BDFM)基于反馈线性化的模型预测控制策略。基于BDFM状态空间方程,在控制电机磁场定向同步坐标系下,采用输入输出反馈线性化将BDFM转化为线性系统并证明系统稳定性,以此为基础计算系统预测值,根据BDFM离散预测模型,设计模型预测控制器,实现电磁转矩和控制侧电机磁链的独立控制。仿真试验结果证明该控制器具有优良的控制性能,能够实现平滑控制和系统解耦。

关键词: 无刷双馈电机; 模型预测控制; 反馈线性化; 稳定性; 解耦

中图分类号: TM301

文献标志码: A

0 引言

无刷双馈电机(brushless doubly-fed machine, BDFM)无滑环和电刷结构,具有可靠性高、变频器容量小、功率因数可调等特点,在可再生能源发电系统和新能源汽车动力耦合装置等领域具有广阔的应用前景^[1-2]。因此,对无刷双馈电机进行深入的研究具有重要意义。

目前BDFM控制多采用直接转矩控制(DTC)^[3-4]和矢量控制(VC)^[5]。DTC不依赖电机模型,无需坐标变换,但存在较大转矩脉动,文献[6]提出消除转矩脉动的方法,但失去DTC不依赖模型和旋转变换的优势。矢量控制比DTC控制性能更优良,但并未对BDFM转矩及磁链等变量解耦,被控量之间相互影响,控制效果有待提高。

模型预测控制(model based predictive control, MPC)是一种基于模型的优化控制技术,具有易于建模、鲁棒性好^[7-8]等优点,能够在线处理系统输入、状态和输出的约束条件,适用于实际的工业过程控制^[9-10]。然而,电机控制是快过程控制,且电机系统具有多变量、非线性、强耦合特点,采用MPC方法处理非线性被控对象会导致冗繁的在线计算量,且有可能使系统收敛于一局部极小点^[11-12],因此,目前MPC在电机控制中的应用并不广泛。针对此问题,有学者采用简化方法将MPC应用于电机控制中,文献[13]将非线性永磁同步电机模型在局域点线性化。文献[14-15]提出双馈电机模型预测控

制方法。文献[9]和文献[16]采用输入-输出反馈线性化方法解决电机模型的非线性问题,与工作点处线性化不同的是,该方法是全局线性化,得到的线性模型在全状态空间有效。文献[17]针对绕线型BDFM,在建立状态空间模型的基础上实现系统输入输出反馈线性化处理,但建立的模型较为复杂。此后,文献[18]采用复数表达式简化模型。基于现有成果,本文在输入-输出反馈线性化的基础上,提出BDFM模型预测控制策略,在实现转矩和控制电机转子磁链解耦的基础上完善控制效果。

1 BDFM输入-输出反馈线性化

由于绕线型BDFM比鼠笼转子BDFM和磁阻转子BDFM效率更高,能最大程度提高导体利用率并削弱谐波^[19],本文同样以绕线式BDFM为研究对象。绕线式无刷双馈电机的原理与级联无刷双馈电机的相同,如图1所示,它由2台转子绕组反相序连接的绕线式异步电机同轴串联而成,其中一台电机定子接定频定压电源,一般不对其进行控制,称为功率电机(power motor, PM);

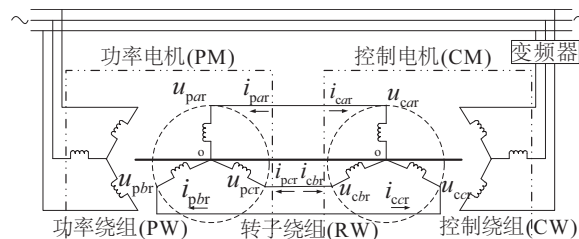


图1 级联BDFM结构

Fig. 1 Structure of cascade wound-rotor BDFM

收稿日期: 2017-07-06

基金项目: 国家能源应用技术研究及工程示范项目(NY20150303); 辽宁省自然科学基金(20170520292)

通信作者: 郭海宇(1986—), 女, 博士、讲师, 主要从事电机控制、非线性系统方面的研究。ghy@tju.edu.cn

另一台电机定子接变频器,称为控制电机(control motor, CM),通过调节控制电机定子电压的大小和频率来控制整个电机的转速、转矩。

1.1 BDFM 状态空间方程

在本文的表达中, x 代表复数, x^* 代表对 x 取共轭。在绕线式 BDFM 中,功率电机和控制电机的转子绕组反相序相连,根据这种连接方式可推得两侧电机转子相电压和线电流在转子 dq 坐标系下的关系如式(1)^[20]:

$$u_{pr}^{dq} = u_{cr}^{dq}, i_{pr}^{dq} = -i_{cr}^{dq} \quad (1)$$

式中, i_r ——两侧电机转子电流,定义 $i_r = i_{cr}$ 。得到 BDFM 在转子 dq 坐标系下的电压方程为:

$$\begin{cases} u_{ps}^{dq} = r_{ps} i_{ps}^{dq} + \frac{d\psi_{ps}^{dq}}{dt} - j p_p \omega_r \psi_{ps}^{dq} \\ u_{cs}^{dq} = r_{cs} i_{cs}^{dq} + \frac{d\psi_{cs}^{dq}}{dt} + j p_c \omega_r \psi_{cs}^{dq} \\ 0 = r_r i_r^{dq} + \frac{d\psi_{cr}^{dq}}{dt} + \frac{d\psi_{pr}^{dq}}{dt} \end{cases} \quad (2)$$

为了简化表达,令 $x_{ps}^{dq} = -x_{pr}^{dq}$,各磁链定义为:

$$\begin{cases} \psi_{ps}^{dq} = l_{ps} i_{ps}^{dq} + l_{pm} i_{pr}^{dq} \\ \psi_{pr}^{dq} = l_{pm} i_{ps}^{dq} + l_{pr} i_{pr}^{dq} \\ \psi_{cs}^{dq} = l_{cs} i_{cs}^{dq} + l_{cm} i_{cr}^{dq} \\ \psi_{cr}^{dq} = l_{cm} i_{cs}^{dq} + l_{cr} i_{cr}^{dq} \end{cases} \quad (3)$$

稳态下,式(2)中各变量之间保持相对静止^[17],为了获得直流电压、电流等变量,方便控制器设计,需将模型从转子 dq 坐标系转换到同步 mt 坐标系下(与 dq 坐标系夹角为 λ)。任意变量在两坐标系之间转换关系如式(4)。

$$x^{mt} = e^{-j\lambda} x^{dq}, x^{*mt} = (e^{-j\lambda})^* x^{*dq} = e^{j\lambda} x^{dq} \quad (4)$$

为构建 BDFM 状态空间方程,CM 通常设有响应快速的电流环,可视为电流源供电,选择 PM 定子电压和 CM 定子电流为系统输入,选择系统状态变量为:

$$\begin{cases} \psi_{ps}^{mt} = l_{ps} i_{ps}^{mt} + l_{pm} i_r^{mt} \\ \psi_c^{mt} = l_{cm} i_{cs}^{mt} + l_{cr} i_r^{mt} \end{cases} \quad (5)$$

其中, $l'_{cr} = l_{cr} + l_{pr} - l_{pm}^2/l_{ps}$ 是等效 CM 转子电感, ψ_c^{mt} 为等效 CM 转子磁链,等效的目的是消除状态方程中输入量 i_{cs}^{mt} 的导数项(具体推导过程略)。结合式(2)~式(5),可得到同步坐标系下系统状态方程:

$$\begin{bmatrix} \psi_{ps}^{mt} \\ \psi_c^{mt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{ps}}{l_{ps}} + j(p_p \omega_r - \dot{\lambda}) & \frac{l_{pm} r_{ps}}{l_{cr} l_{ps}} \\ \frac{l_{pm}}{l_{ps}^2} (r_{ps} - j p_p \omega_r l_{ps}) & -\frac{(l_{pm}^2 r_{ps} + l_{ps}^2 r_r)}{l_{ps}^2 l_{cr}'} - j \dot{\lambda} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ps}^{mt} \\ \psi_c^{mt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & -\frac{l_{pm} l_{cm} r_{ps}}{l_{cr} l_{ps}} \\ -\frac{l_{pm}}{l_{ps}} & \frac{l_{cm} (l_{pm}^2 r_{ps} + l_{ps}^2 r_r)}{l_{ps}^2 l_{cr}'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ps}^{mt} \\ i_{cs}^{mt} \end{bmatrix} \quad (6)$$

电磁转矩为:

$$\begin{aligned} T_e &= p_p \operatorname{Im} \{ \psi_{ps}^{dq} i_{ps}^{*dq} \} + p_c \frac{l_{cm}}{l_{cr}'} \operatorname{Im} \{ \psi_c^{dq} i_{cs}^{*dq} \} \\ &= -\frac{p_p l_{pm}}{l_{ps} l_{cr}'} \operatorname{Im} \{ \psi_{ps}^{mt} \psi_c^{*mt} \} + \frac{p_p l_{pm} l_{cm}}{l_{ps} l_{cr}'} \operatorname{Im} \{ \psi_{ps}^{mt} i_{cs}^{*mt} \} + \\ &\quad \frac{p_c l_{cm}}{l_{cr}'} \operatorname{Im} \{ \psi_c^{*mt} i_{cs}^{mt} \} \end{aligned} \quad (7)$$

电机的运动方程为:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_l \quad (8)$$

1.2 反馈控制律设计

本文以控制 CM 转子磁链和 BDFM 总转矩为目的,采用 CM 转子磁场定向,即 mt 坐标系的 m 轴与 ψ_c 的方向重合,此时有

$$\psi_c^{mt} = \psi_{cm} + j\psi_{ct} = \psi_c + j0 \quad (9)$$

式中, ψ_c ——控制电机转子磁链幅值。由于功率电机接定频定压电源,则 u_{ps}' 视为可测外部输入,系统的被控量为 T_e 和 ψ_c ,可控输入是 i_{cs} ,采用输入—输出反馈线性化方法实现 BDFM 线性化处理。

将式(9)代入式(6)和式(7)中,整理后得到系统输出为:

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi}_c \\ T_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(l_{pm}^2 r_{ps} + l_{ps}^2 r_r)}{l_{ps}^2 l_{cr}'} \psi_c \\ 0 \end{bmatrix} + \lambda(x, u_{ps}') + D(x) \begin{bmatrix} i_{cms} \\ i_{cls} \end{bmatrix} \quad (10)$$

其中, $\lambda(x, u_{ps}') =$

$$\left[\frac{l_{pm} r_{ps}}{l_{ps}^2} \psi_{pms}' + \frac{l_{pm}}{l_{ps}} p_p \omega_r \psi_{pts}' - \frac{l_{pm}}{l_{ps}} u_{pms}' - \frac{p_p l_{pm} \psi_c}{l_{ps} l_{cr}'} \psi_{pts}' \right]$$

为非线性部分,与可测输入和状态有关;

$$D(x) = \begin{bmatrix} \frac{l_{cm} (l_{pm}^2 r_{ps} + l_{ps}^2 r_r)}{l_{ps}^2 l_{cr}'} & 0 \\ \frac{p_p l_{pm} l_{cm}}{l_{ps} l_{cr}'} \psi_{pts}' & \frac{p_c l_{cm}}{l_{cr}'} \psi_c - \frac{p_p l_{pm} l_{cm}}{l_{ps} l_{cr}'} \psi_{pms}' \end{bmatrix} \quad \text{为控}$$

制输入的系数矩阵。为了实现输入输出反馈线性化,定义一个新的输入变量

$$v = [v_1 \quad v_2]^T$$

当矩阵 $D(x)$ 非奇异时,设计反馈控制律,令:

$$u = [i_{cms} \quad i_{cls}]^T = D^{-1}(x) [-\lambda(x, u_{ps}') + v] \quad (11)$$

将反馈控制律(11)代入式(10)中,得线性化后的系统为:

$$\begin{cases} \dot{\psi}_c = -\frac{(l_{pm}^2 r_{ps} + l_{ps}^2 r_r)}{l_{ps}^2 l_{cr}'} \psi_c + v_1 \\ T_e = v_2 \end{cases} \quad (12)$$

至此,BDFM 通过输入输出反馈线性化转换成了磁

链和转矩相互独立的线性系统,且 ψ_c 的相对阶 $r_1=1$, T_c 的相对阶 $r_2=0$ 。

在同步坐标系下,系统的状态方程(6)由 4 阶降为 3 阶,而系统输出的相对阶为 $r=r_1+r_2=1<3$,这意味着反馈线性化后的系统中存在 2 阶零动态。线性化部分式(12)是稳定的,且输出变量已经不再受 PM 定子磁链的影响,因此 ψ_{pms}' 和 ψ_{pts}' 成为不可观状态,即系统的 2 阶零动态。反馈线性化后,PM 定子磁链依然受到 CM 转子磁链的影响,但前者不再影响后者,因此对 ψ_{pts}^{mi} 而言,可将 ψ_c^{mi} 视为与电压和电流一样的输入变量。还值得注意的是,反馈线性化处理后, v 成为了系统的独立输入,而不再是 i_{cs} ,因此得到以 v 、 u_{pts}^{mi} 和 ψ_c^{mi} 为输入的 PM 定子磁链状态方程为:

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi}_{\text{pms}}' \\ \dot{\psi}_{\text{pts}}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{l_{\text{ps}} r_{\text{r}} r_{\text{ps}}}{(l_{\text{pm}}^2 r_{\text{ps}} + l_{\text{ps}}^2 r_{\text{r}})} & -\dot{\lambda}_c - \frac{l_{\text{ps}}^2 r_{\text{r}} p_{\text{p}} \omega_{\text{r}}}{(l_{\text{pm}}^2 r_{\text{ps}} + l_{\text{ps}}^2 r_{\text{r}})} \\ \dot{\lambda}_c + \frac{l_{\text{ps}}^2 r_{\text{r}} p_{\text{p}} \omega_{\text{r}}}{(l_{\text{pm}}^2 r_{\text{ps}} + l_{\text{ps}}^2 r_{\text{r}})} & -\frac{l_{\text{ps}} r_{\text{r}} r_{\text{ps}}}{(l_{\text{pm}}^2 r_{\text{ps}} + l_{\text{ps}}^2 r_{\text{r}})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{\text{pms}}' \\ \psi_{\text{pts}}' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{r_{\text{ps}} l_{\text{pm}} \psi_c}{l_{\text{ps}} l_{\text{cr}}'} + \frac{l_{\text{ps}}^2 r_{\text{r}} u_{\text{pms}}'}{(l_{\text{pm}}^2 r_{\text{ps}} + l_{\text{ps}}^2 r_{\text{r}})} + \frac{l_{\text{ps}} r_{\text{r}} l_{\text{ps}} v_1}{(l_{\text{pm}}^2 r_{\text{ps}} + l_{\text{ps}}^2 r_{\text{r}})} \\ \frac{\dot{\lambda}_c l_{\text{pm}} r_{\text{ps}} l_{\text{ps}} \psi_c}{(l_{\text{pm}}^2 r_{\text{ps}} + l_{\text{ps}}^2 r_{\text{r}})} + \frac{l_{\text{ps}}^2 r_{\text{r}} u_{\text{pts}}'}{(l_{\text{pm}}^2 r_{\text{ps}} + l_{\text{ps}}^2 r_{\text{r}})} \end{bmatrix} \quad (13)$$

将(13)简写为 $\dot{x}=Ax+Bu$ 的形式,取单位矩阵:

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

有:

$$A^T P + P A = - \begin{bmatrix} \frac{2l_{\text{ps}} r_{\text{r}} r_{\text{ps}}}{(l_{\text{pm}}^2 r_{\text{ps}} + l_{\text{ps}}^2 r_{\text{r}})} & 0 \\ 0 & \frac{2l_{\text{ps}} r_{\text{r}} r_{\text{ps}}}{(l_{\text{pm}}^2 r_{\text{ps}} + l_{\text{ps}}^2 r_{\text{r}})} \end{bmatrix} = -Q$$

其中, $Q=Q^T>0$ 是对称的正定矩阵。根据李雅普诺夫稳定性原理可知,系统的零动态是渐进稳定的,因此整个系统渐进稳定。

2 BDFM 模型预测控制

根据线性预测控制理论^[20],设计 MPC 控制器,首先需将线性系统式(12)离散化,由于线性化后系统输入量 v_2 与转矩 T_c 之间为单位传输关系,则控制过程中直接将 v_2 赋值为转矩 T_c 的参考值即可。以下仅需针对磁链 ψ_c 设计 MPC,有:

$$\psi_c(k+1) = a_d \psi_c(k) + b_d v_1(k) \quad (14)$$

其中, $a_d = e^{gT}$, $b_d = \int_0^T e^{g^t} dt$, T 为采样时间, $g = -(l_{\text{pm}}^2 r_{\text{ps}} + l_{\text{ps}}^2 r_{\text{r}}) / l_{\text{ps}}^2 l_{\text{cr}}'$, 定义状态增量为:

$$\begin{cases} \Delta \psi_c(k+1) = \psi_c(k+1) - \psi_c(k) \\ \Delta v_1(k+1) = v_1(k+1) - v_1(k) \end{cases} \quad (15)$$

根据式(14)、式(15),设控制时域为 N_c ,在预测时域 N_p 内对系统的输出变量进行预测:

$$\begin{aligned} \psi_c(k+1|k) &= a_d \psi_c(k) + b_d v_1(k|k) \\ \psi_c(k+2|k) &= a_d \psi_c(k+1|k) + b_d v_1(k+1|k) \\ &= a_d^2 \psi_c(k) + a_d b_d v_1(k|k) + b_d v_1(k+1|k) \\ &\vdots \\ \psi_c(k+N_p|k) &= a_d^{N_p} \psi_c(k) + a_d^{N_p-1} b_d v_1(k|k) + \\ &\quad a_d^{N_p-2} b_d v_1(k+1|k) + \cdots + b_d v_1(k+N_p-1|k) \end{aligned} \quad (16)$$

可得到系统预测输出与预测输入关系如式(17)。

$$Y = F \psi_c(k) + G V \quad (17)$$

其中,

$$\begin{aligned} Y &= [\psi_c(k+1|k) \quad \psi_c(k+2|k) \quad \cdots \quad \psi_c(k+N_p|k)]^T \\ V &= [v_1(k|k) \quad v_1(k+1|k) \quad \cdots \quad v_1(k+N_p-1|k)]^T \\ F &= [a_d \quad a_d^2 \quad \cdots \quad a_d^{N_p}]_{(N_p \times 1)}^T \\ G &= \begin{bmatrix} b_d & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ a_d b_d & b_d & 0 & \cdots & 0 \\ a_d^2 b_d & a_d b_d & b_d & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_d^{N_p-1} b_d & a_d^{N_p-2} b_d & a_d^{N_p-3} b_d & \cdots & b_d \end{bmatrix}_{(N_p \times N_p)} \end{aligned}$$

预测输入量与预测输入增量间关系为:

$$V = V_0 + H \Delta V \quad (18)$$

其中, $V_0 = [v_1(k-1) \quad v_1(k-1) \quad \cdots \quad v_1(k-1)]_{(N_p \times 1)}^T$

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 1 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \cdots & 1 \end{bmatrix}_{(N_p \times N_p)} \quad \Delta V = \begin{bmatrix} \Delta v_1(k|k) \\ \Delta v_1(k+1|k) \\ \vdots \\ \Delta v_1(k+N_c-1|k) \end{bmatrix}_{(N_c \times 1)}$$

将式(18)代入式(17)中,可得:

$$Y = K(k) + L \Delta V \quad (19)$$

其中, $K(k) = F \psi_c(k) + G V_0$; $L = G H$ 。

在控制过程中,希望系统输出能精确地跟踪给定信号,并且控制量不产生大幅波动,尽可能平滑控制,因此在采样时刻 k ,构造二次目标函数如式(20)。

$$J = (R_s - Y)^T (R_s - Y) + \Delta V^T R \Delta V \quad (20)$$

其中, $R = \text{diag}(r_1, r_2, \cdots, r_{N_p})$ 是控制量增量的权值矩阵。

将式(19)代入目标函数(20)中,得:

$$J = (R_s - K(k))^T (R_s - K(k)) - 2(R_s - K(k))^T L \Delta V + \Delta V^T (L^T L + R) \Delta V$$

上述优化问题可转化为:

$$J = M\Delta V + \frac{1}{2}\Delta V^T N \Delta V \quad (21)$$

其中, $M = (K(k) - R_s)^T L$, $N = L^T L + R$, 得到最优控制增量序列为:

$$\Delta V = -N^{-1}M \quad (22)$$

且满足约束条件:

$$v_{1\min} \leq v_1(k) \leq v_{1\max} \quad (23)$$

式(23)为在原非线性系统约束 $i_{cs\min} \leq i_{cs} \leq i_{cs\max}$ 下, 新的线性系统约束, 约束处理方法见文献[9]。系统控制框图如图2所示。

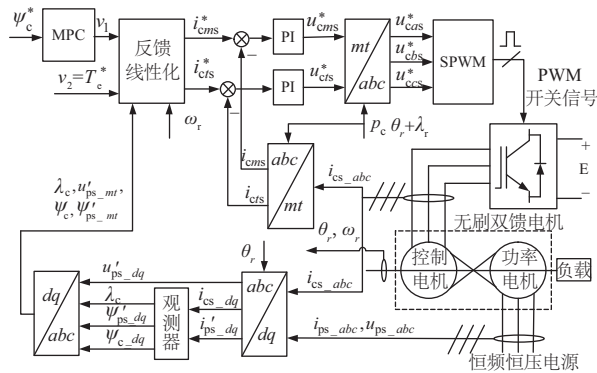


图2 BDFM反馈线性化模型预测控制原理图

Fig. 2 MPC based on feedback linearization of BDFM

3 仿真研究

在本文的仿真中,功率电机(380 V/50 Hz/9.8 A/3.7 kW)由恒定电源(220 V/50 Hz)供电,控制电机(380 V/50 Hz/9.2 A/3.7 kW)通过SPWM和桥式逆变器供电,其中SPWM的开关频率为10 kHz,逆变器放大倍数为300,逆变器直流电压为300 V。在变量测量时加入测量滤波环节,考虑实际情况中电压(1 ms)、电流(0.1 ms)和转速(1 ms)的测量延时。电机参数如表1所示。

表1 BDFM参数表

Table 1 Parameters of BDFM

参数	PM	CM
极对数	1	3
定子电阻/ Ω	1.77	1.71
转子电阻/ Ω	2.97	3.03
定子电感/H	0.461	0.13
转子电感/H	0.461	0.13
互感/H	0.458	0.125
转动惯量/ $\text{kg}\cdot\text{m}^2$	0.1	0.1

磁链和转矩观测器设计如下文。将磁链定义式(3)和式(5)代入系统方程式(2)中,消去转子电流,可得到转子dq坐标系下的磁链观测模型为:

$$\begin{cases} \psi_{ps}^{dq} = -\frac{l_{cm}l_{pm}s}{r_r + l_r s}i_{cs}^{dq} + \frac{l_{ps}(r_r + l_{cr}s)}{r_r + l_r s}i_{ps}^{dq} \\ \psi_{cs}^{dq} = \frac{l_{cm}(r_r l_{ps} + l_{pm}^2 s)}{l_{ps}(r_r + l_r s)}i_{cs}^{dq} - \frac{l_{cr}l_{pm}s}{r_r + l_r s}i_{ps}^{dq} \end{cases} \quad (24)$$

其中, $l_r = l_{pr} + l_{cr}$ 。将得到的磁链观测结果代入转矩表达式(7)中可得到电磁转矩观测值。

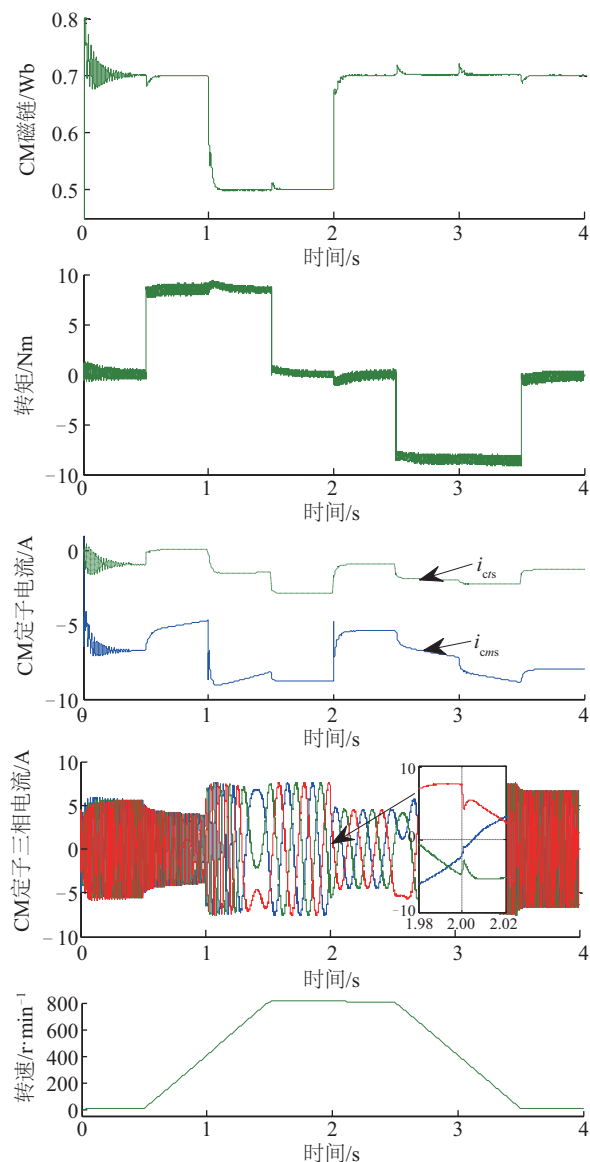
为说明本文提出的预测控制策略的优越性,仿真将对比该策略与现有BDFM矢量控制策略(即经过磁场定向后磁链和转矩采用PI控制器闭环控制)的控制效果。预测控制器采样时间设定为 $T=1/(10\text{ kHz})=0.1\text{ ms}$, 预测时域设为 $N_p=14$, 对比控制时域取值不同时控制效果,观察到 N_c 越小闭环响应越缓慢,当 $N_c=6$ 时磁链跟踪效果较好,且 N_c 继续增大控制效果几乎不变,因此设定 $N_c=6$, 目标函数中控制增量权重 $R = \text{diag}(0.5, 0.5, \dots, 0.5)$, 约束 $-15 \leq i_{cms}, i_{cfs} \leq 15$ 。

仿真中,CM转子磁链给定0.7~0.5 Wb之间变化的阶跃信号,初始给定0.7 Wb,在1 s时下降至0.5 Wb后在2 s时回升至0.7 Wb,转矩给定值在8.5, 0和-8.5 Nm这3个值之间切换,其中0.5~1.5 s间给定8.5 Nm, 2.5~3.5 s间给定-8.5 Nm,其余时刻给定为0,电机不带负载。PM侧供电220 V/50 Hz,在3 s时发生波动变为230 V/50 Hz。

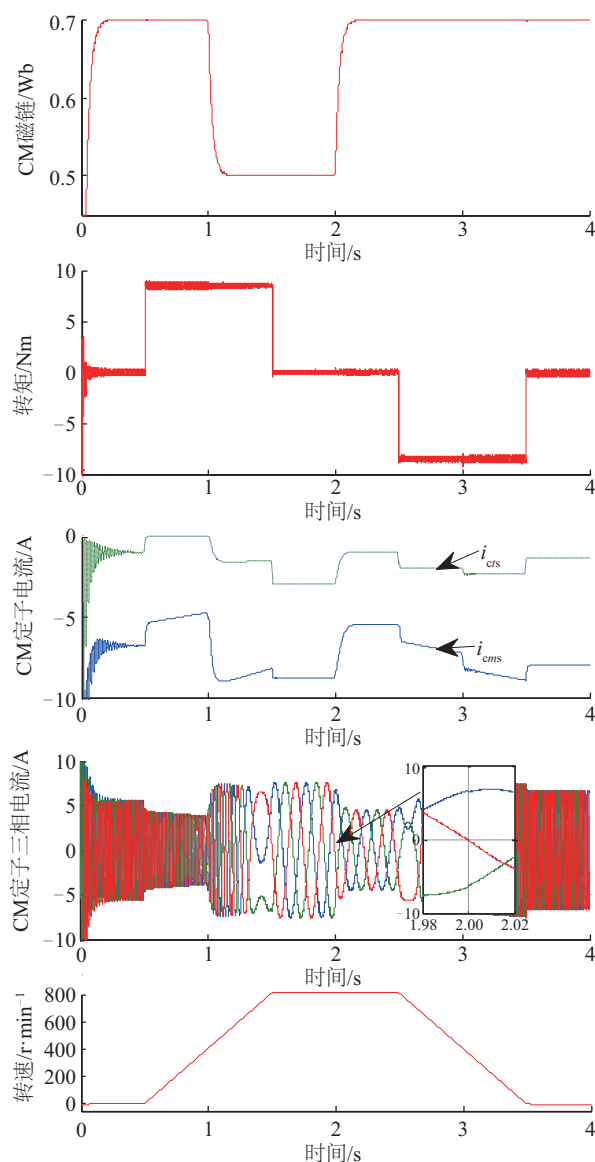
图3为本文提出的BDFM预测控制与现有矢量控制对比图,其中 i_{cms} 和 i_{cfs} 分别代表CM定子电流在同步坐标系下的横轴分量和纵轴分量。可看出,在采用磁场定向矢量控制的情况下(如图3a),从初始时刻开始,CM转子磁链响应存在超调,并且经过一段时间的震荡后进入稳态,在电磁转矩发生突变的时刻(0.5、1.5、2.5及3.5 s),由于系统内部存在的耦合影响,磁链相应地产生波动,经过一段时间后回归到稳态值。对应地,在磁链阶跃变化的时刻(1、2 s)转矩也产生波动,3 s时PM供电电源产生波动时磁链和转矩均发生波动,并且在1和2 s时励磁电流 i_{cms} 发生突变产生毛刺,此时三相电流波形产生短时畸变,如三相电流图中细节部分所示,给出2 s时刻三相电流变化。在采用本文提出的预测控制策略时(图3b中情况),CM磁链实现快速无超调跟踪,当CM磁链和转矩发生变化时对彼此不产生影响,二者可独立控制,这是由于反馈线性化将磁链和转矩转化成2个独立线性系统,且供电电源的波动并未影响控制效果。除此之外,由于

预测控制在制定目标函数时考虑尽量使控制量增量最小,因此控制电流 i_{cms} 和 i_{cfs} 均未产生突变,实现平滑控制。

以上结果说明本文提出的基于反馈线性化的预测控制方法的优越性。



a. 矢量控制效果



b. 预测控制效果

图3 BDFM 预测控制与矢量控制控制效果对比图

Fig. 3 BDFM control effect comparison of MPC with VC

4 结 论

1)提出无刷双馈电机基于反馈线性化的模型预测控制策略,给出 BDFM 具体线性化处理方法及预测控制器设计方案。

2)仿真结果证明,该控制策略能够使磁链和转矩快速跟踪给定值,实现无超调调节。

3)能够实现 CM 磁链和电磁转矩之间解耦控制,避免系统内部复杂耦合对控制效果的影响。

4)动态过程中实现平滑控制,避免控制量突变及毛刺,提高电流波形质量,减少控制器负担。

符号表

r	电阻, Ω
l	电感, H
l_m	互感, H
i	电流, A
u	电压, V

ψ 磁链, Wb
 p 极对数
 f 供电频率, Hz
 ω_r 转子机械角速度, rad/s
 n_r 转速, r/min
 T_e 电磁转矩, Nm
 T_l 负载转矩, Nm
 J 转动惯量, $\text{kg}\cdot\text{m}^2$
 上标
 dq 转子坐标系
 mt 任意坐标系
 下标
 p, c 功率电机, 控制电机
 m, t 任意坐标系直轴, 交轴
 s, r 定子, 转子

[参考文献]

- [1] ARABIAN-HOSEYNABADI H, ORAEE H, TAVNER P J. Wind turbine productivity considering electrical subassembly reliability[J]. Renewable energy, 2010, 35: 190-197.
- [2] XU L, LIU Y, WEN X. Comparison study of singly-fed electric machine with doubly-fed machine for EV/HEV applications[C]// IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Beijing, China, 2011: 1-5.
- [3] 张爱玲, 贾文霞, 周赞强, 等. 静止坐标系下无刷双馈感应电机的直接转矩控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(7): 63-70.
 ZHANG A L, JIA W X, ZHOU Z Q, et al. Direct torque control for brushless doubly-fed induction machine in static reference frame[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(7): 63-70.
- [4] 张凤阁, 金石, 张武. 基于无速度传感器的无刷双馈风力发电机直接转矩控制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(12): 20-27.
 ZHANG F G, JIN S, ZHANG W. Direct torque control for brushless doubly-fed wind power generator based on speed sensorless[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(12): 20-27.
- [5] SHAO S, LONG T, ABDI E, et al. Dynamic control of the brushless doubly fed induction generator under unbalanced operation[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2013, 60(6): 2465-2476.
- [6] SONG W, DORRELL K, DAVID G. Improved direct torque control method of brushless doubly-fed reluctance machines for wind turbine[C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics[C], Taipei, 2013: 1-5.
- [7] LIU X J, GUAN P, CHAN C W. Nonlinear multivariable power plant coordinate control by constrained predictive scheme[J]. IEEE transactions on control systems technology, 2010, 18(5): 1116-1125.
- [8] LIU X J, CHAN C W. Neuro-fuzzy generalized predictive control of boiler steam temperature [J]. IEEE transactions on energy conversion, 2006, 21(4): 900-908.
- [9] 孔小兵, 刘向杰. 基于输入输出线性化的连续系统非线性模型预测控制[J]. 控制理论与应用, 2012, 29(2): 217-224.
 KONG X B, LIU X J. Continuous time nonlinear model predictive control with input/output linearization[J]. Control theory and applications, 2012, 29(2): 217-224.
- [10] 郑毅, 李少远. 网络信息模式下分布式系统协调预测控制[J]. 自动化学报, 2013, 39(11): 1778-1789.
 ZHENG Y, LI S Y. Networked cooperative distributed model predictive control for dynamic coupling systems [J]. Acta automatica sinica, 2013, 39(11): 1778-1789.
- [11] PIN G, RAIMONDO D M, Magni L, et al. Robust model predictive control of nonlinear systems with bounded and state-dependent uncertainties [J]. IEEE transactions on automatic control, 2009, 54(7): 1681-1687.
- [12] WAGH S R, KAMATH A K, SINGH N M. Non-linear model predictive control for improving transient stability of power system using TCSC controller[C]// 2009 7th Asian Control Conference, Hong Kong, China, 2009: 1627-1632.
- [13] CHAI S, WANG L P, ROGERS E. Model predictive control of a permanent magnet synchronous motor[C]// In Proceedings of the 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, 2011: 1928-1933.
- [14] ABAD G, RODRIGUEZ M A, POZA J. Three-level NPC converter based predictive direct power control of the doubly fed induction machine at low constant switching frequency [J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2008, 55(12): 4417-4429.
- [15] SGUAREZI F A J, DE OLIVEIRA F M. E, Ruppert

- Filho E. A predictive power control for wind energy [J]. IEEE transactions on sustainable energy, 2011, 2(1): 97-105.
- [16] 林辉, 王永宾, 计宏. 基于反馈线性化的永磁同步电机模型预测控制[J]. 测控技术, 2011, 30(3): 53-57.
LIN H, WANG Y B, JI H. Model predictive control of PMSM based on feedback linearization [J]. Measurement & control technology, 2011, 30(3): 53-57.
- [17] XIA C Y, GUO H Y. Feedback linearization control approach for brushless doubly-fed machine [J]. International journal of precision engineering and manufacturing, 2015, 16(8): 1699-1709.
- [18] 郭海宇. 无刷双馈电机建模与解耦控制策略研究 [D]. 天津: 天津大学, 2015.
GUO H Y. Research on modelling and decoupling control strategies for BDFM [D]. Tianjin: Tianjin University, 2015.
- [19] XIONG F, WANG X. Design of a low-harmonic-content wound rotor for the brushless doubly fed generator [J]. IEEE transactions on energy conversion, 2014, 29(1): 158-168.
- [20] WANG L P. Model predictive control system design and implementation using matlab [M]. New York: Springer, 2009.

MODEL PREDICTIVE CONTROL STRATEGY BASED ON FEEDBACK LINEARIZATION FOR BRUSHLESS DOUBLY FED MACHINE

Guo Haiyu¹, Yang Junyou¹, Zhang Xiaoguang², Cui Jia¹

(1. School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China;

2. Brilliance Automotive Engineering Research Institute, Shenyang 110141, China)

Abstract: This paper proposes a model predictive controller based on feedback linearization for brushless doubly-fed machine BDFM. Based on the BDFM state space equation, the complex system is transformed into a linear one utilizing input-output feedback linearization in the synchronous coordinate oriented by the control motor flux. the stability of the linearized system is verified. On the basis of this, the predictive values are calculated. Based on the BDFM discrete prediction model, a model predictive controller is designed to achieve independent control of electromagnetic torque and control motor flux. Simulation results are presented to validate excellent control performance, and also the decoupling ability and smooth control, of the proposed controller.

Keywords: brushless doubly fed machine; model predictive control; feedback linearization; stability; decoupling