

# 基于多目标排序的无刷双馈电机预测控制

夏超英, 田聪颖, 张耀华, 霍克强

(天津大学电气自动化与信息工程学院, 天津 300072)

**摘 要:** 首先推导无刷双馈电机(BDFM)在统一坐标系下的电压模型和转矩模型,在此基础上给出电机转矩和控制电机定子磁链的预测方程,随后给出基于多目标排序的预测控制系统设计方法,通过对转矩和磁链的预测误差进行综合排序来选择基本电压矢量,实现对电机转矩和控制电机定子磁链的直接控制。仿真实验结果证明,该方法可有效减小转矩脉动、改善电流谐波,具有良好的动、静态性能。

**关键词:** 无刷双馈电机; 统一坐标系模型; 预测控制; 多目标排序

**中图分类号:** TM301

**文献标志码:** A

## 0 引 言

近年,风力发电等新能源技术不断发展,无刷双馈电机的研究与应用受到关注。无刷双馈电机(brushless doubly-fed machine, BDFM)是一种兼具异步和同步电机特点的新型交流调速电机,它保留了有刷双馈电机变频器容量小的优点,同时省去了电刷和滑环,可降低维护成本、提高系统的可靠性和使用寿命,在船舶发电、变频调速、车载轴带发电机和新能源动力耦合装置等领域具有广泛的应用前景<sup>[1]</sup>。由于其结构和模型复杂,相关高性能控制策略仍需深入研究。目前主要的控制策略包括标量控制<sup>[2-3]</sup>、矢量控制<sup>[4-5]</sup>以及直接转矩控制<sup>[6-7]</sup>等。标量控制只改变控制电机供电电压的幅值和频率,稳定性和动态响应能力差;矢量控制是一种基于电机模型的控制方法,控制性能优良,但控制算法复杂,对电机模型和参数的依赖性大;直接转矩控制由异步电机的直接转矩控制发展而来,无需进行磁场定向和坐标变换,控制算法简单、对电机参数的依赖性小,但存在转矩脉动和失控问题<sup>[7]</sup>。

预测控制作为新兴的控制策略在近些年得到广泛研究。国内外关于电机预测控制的研究大致可分为2类:一类是一般预测控制算法,即根据系统方程计算下一拍达到期望输出所需的电压向量,用PWM调制的

方法输出该电压矢量<sup>[8-10]</sup>;另一类是所谓有限集预测控制算法,即在逆变器基本电压矢量中选择其中之一,使目标函数达到最小的控制方法<sup>[11-12]</sup>。预测控制综合了更多的电机模型信息,可有效克服直接转矩控制的开关频率变化和转矩脉动问题。

目前预测控制在永磁同步电机和异步电机控制领域已取得很多研究成果,然而由于无刷双馈电机的结构和工作原理复杂,相应的算法鲜见报道。本文通过对功率电机相关复数变量取负共轭的方法,得到无刷双馈电机在两相统一坐标系下的数学模型,忽略其中较小的异步转矩,得到电机转矩和控制电机定子磁链的预测公式,为尽量减小预测算法对电机参数的依赖性,简化性能指标中加权系数的调整过程,以电机转矩和控制电机定子磁链为目标函数,采用多目标综合排序的方法<sup>[12]</sup>来决定最佳电压矢量。仿真结果证明,上述设计方案能有效减小转矩脉动,改善电流波形和转矩的控制效果,具有良好的动、静态性能。

## 1 无刷双馈电机数学模型

无刷双馈电机按转子结构可分为绕线式、鼠笼式和磁阻式,其中绕线式无刷双馈电机的数学模型可根据级联无刷双馈电机得到。级联无刷双馈电机由2台同轴、转子绕组反相序连接的绕线式异步电机组成,2台电机

收稿日期: 2017-08-21

基金项目: 国家高技术研究发展(863)计划(2011AA11A259)

通信作者: 夏超英(1958—),男,硕士、教授,博士生导师,主要从事控制理论与应用、自适应控制理论、电力电子装置及系统等方面的研究。xiachaoying@126.com

分别称为功率电机和控制电机,前者接电网或恒压、恒频电源,一般不对其进行控制;后者接逆变器,通过调节其定子电压实现对双馈电机输出转矩和转速的控制。

由于控制电机和功率电机转子绕组的反相序连接,故在转子  $dq$  坐标系下有  $u_{pr}^d = u_{cr}^d$ ,  $u_{pr}^q = -u_{cr}^q$ ,  $i_{pr}^d = -i_{cr}^d$ ,  $i_{pr}^q = i_{cr}^q$ , 即  $\mathbf{u}_{pr}^{dq} = (\mathbf{u}_{cr}^{dq})^*$ ,  $\mathbf{i}_{pr}^{dq} = -(\mathbf{i}_{cr}^{dq})^*$ , 由此可得到 BDFM 在转子  $dq$  坐标系下的数学模型<sup>[13]</sup>:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{ps}^{dq} = r_{ps} \mathbf{i}_{ps}^{dq} + j p_p \omega_r \boldsymbol{\psi}_{ps}^{dq} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_{ps}^{dq}}{dt} \\ \mathbf{u}_{cs}^{dq} = r_{cs} \mathbf{i}_{cs}^{dq} + j p_c \omega_r \boldsymbol{\psi}_{cs}^{dq} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_{cs}^{dq}}{dt} \\ 0 = (r_{pr} + r_{cr}) \mathbf{i}_r^{dq} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_{cr}^{dq}}{dt} - \frac{d(\boldsymbol{\psi}_{pr}^{dq})^*}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

磁链方程:

$$\begin{cases} \boldsymbol{\psi}_{ps}^{dq} = l_{ps} \mathbf{i}_{ps}^{dq} + l_{pm} \mathbf{i}_{pr}^{dq} \\ \boldsymbol{\psi}_{cs}^{dq} = l_{cs} \mathbf{i}_{cs}^{dq} + l_{cm} \mathbf{i}_{cr}^{dq} \\ \boldsymbol{\psi}_{cr}^{dq} = l_{cm} \mathbf{i}_{cs}^{dq} + l_{cr} \mathbf{i}_{cr}^{dq} \\ \boldsymbol{\psi}_{pr}^{dq} = l_{pm} \mathbf{i}_{ps}^{dq} + l_{pr} \mathbf{i}_{pr}^{dq} \end{cases} \quad (2)$$

电机电磁转矩方程:

$$T_e = p_p \operatorname{Im} \left\{ (\boldsymbol{\psi}_{ps}^{dq})^* \mathbf{i}_{ps}^{dq} \right\} + p_c \operatorname{Im} \left\{ (\boldsymbol{\psi}_{cs}^{dq})^* \mathbf{i}_{cs}^{dq} \right\} \quad (3)$$

运动方程:

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (4)$$

式中,上标\*——共轭变换;下标 p、c——功率电机和控制电机;下标 s 和 r——定子和转子;  $\mathbf{u}^{dq}$ 、 $\mathbf{i}^{dq}$ 、 $\boldsymbol{\psi}^{dq}$ ——复数形式表示的转子  $dq$  坐标系下的电压、电流、磁链,如功率电机和控制电机的定子电压矢量  $\mathbf{u}_{ps}^{dq} = u_{ps}^d + j u_{ps}^q$ 、 $\mathbf{u}_{cs}^{dq} = u_{cs}^d + j u_{cs}^q$  等;  $\mathbf{i}_r^{dq}$ ——转子电流,以控制电机的转子电流作为参考,即有  $\mathbf{i}_r^{dq} = \mathbf{i}_{cr}^{dq} = -(\mathbf{i}_{pr}^{dq})^*$ ;  $J$ ——电机转动惯量;  $\omega_r$ ——转子机械角速度;  $T_e$ 、 $T_L$ ——电机的电磁转矩和负载转矩;  $p$ ——电机的极对数;  $r$ 、 $l$ 、 $l_m$ ——电阻、电感和互感。

由于功率电机和控制电机转子电流频率相等,相序相反, BDFM 在稳态运行时,两电机的定转子绕组会产生两组相对于转子角速度而言大小相等方向相反的磁场,即在进入稳态后,在转子坐标系下,功率电机的相关变量和控制电机的相关变量是两组旋转速度相等方向相反的旋转矢量。为此,可将某一电机,这里将功率电机的各相关复数变量取负的共轭变换,即  $\mathbf{i}_{ps}^{dq} = -(\mathbf{i}_{pr}^{dq})^*$ ,

$\mathbf{u}_{ps}^{dq} = -(\mathbf{u}_{pr}^{dq})^*$ ,  $\boldsymbol{\psi}_{ps}^{dq} = -(\boldsymbol{\psi}_{pr}^{dq})^*$ ,  $\boldsymbol{\psi}_{pr}^{dq} = -(\boldsymbol{\psi}_{ps}^{dq})^*$ , 变换后功率电机新矢量在稳态下与控制电机矢量保持相对静止,相对于转子同速同方向旋转,经过上述变换后 BDFM 的数学模型式(1)变为:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{ps}^{dq} = r_{ps} \mathbf{i}_{ps}^{dq} - j p_p \omega_r \boldsymbol{\psi}_{ps}^{dq} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_{ps}^{dq}}{dt} \\ \mathbf{u}_{cs}^{dq} = r_{cs} \mathbf{i}_{cs}^{dq} + j p_c \omega_r \boldsymbol{\psi}_{cs}^{dq} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_{cs}^{dq}}{dt} \\ 0 = (r_{pr} + r_{cr}) \mathbf{i}_r^{dq} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_{cr}^{dq}}{dt} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_{pr}^{dq}}{dt} \end{cases} \quad (5)$$

磁链方程为:

$$\begin{cases} \boldsymbol{\psi}_{ps}^{dq} = l_{ps} \mathbf{i}_{ps}^{dq} + l_{pm} \mathbf{i}_r^{dq} \\ \boldsymbol{\psi}_{pr}^{dq} = l_{pm} \mathbf{i}_{ps}^{dq} + l_{pr} \mathbf{i}_r^{dq} \\ \boldsymbol{\psi}_{cs}^{dq} = l_{cs} \mathbf{i}_{cs}^{dq} + l_{cm} \mathbf{i}_{cr}^{dq} \\ \boldsymbol{\psi}_{cr}^{dq} = l_{cm} \mathbf{i}_{cs}^{dq} + l_{cr} \mathbf{i}_{cr}^{dq} \end{cases} \quad (6)$$

电机电磁转矩方程:

$$T_e = p_p \operatorname{Im} \left\{ (\mathbf{i}_{ps}^{dq})^* \boldsymbol{\psi}_{ps}^{dq} \right\} + p_c \operatorname{Im} \left\{ (\boldsymbol{\psi}_{cs}^{dq})^* \mathbf{i}_{cs}^{dq} \right\} \quad (7)$$

后文称式(5)~式(7)为 BDFM 的统一坐标系模型。直接转矩控制和预测控制都是在静止坐标系下实现对电机转矩和磁链的控制。在上述统一转子  $dq$  坐标系下,进行旋转变换可得 BDFM 在任意旋转  $mt$  坐标系下的数学模型,继而可得控制电机侧统一静止  $\alpha\beta$  坐标系下 BDFM 的数学模型:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{ps} = r_{ps} \mathbf{i}_{ps} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_{ps}}{dt} - j(p_p + p_c) \omega_r \boldsymbol{\psi}_{ps} \\ \mathbf{u}_{cs} = r_{cs} \mathbf{i}_{cs} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_{cs}}{dt} \\ 0 = (r_{cr} + r_{pr}) \mathbf{i}_r + \frac{d(\boldsymbol{\psi}_{cr} + \boldsymbol{\psi}_{pr})}{dt} - j p_c \omega_r (\boldsymbol{\psi}_{cr} + \boldsymbol{\psi}_{pr}) \end{cases} \quad (8)$$

磁链方程:

$$\begin{cases} \boldsymbol{\psi}_{ps} = l_{ps} \mathbf{i}_{ps} + l_{pm} \mathbf{i}_r \\ \boldsymbol{\psi}_{cs} = l_{cs} \mathbf{i}_{cs} + l_{cm} \mathbf{i}_r \\ \boldsymbol{\psi}_r = \boldsymbol{\psi}_{pr} + \boldsymbol{\psi}_{cr} = l_{pm} \mathbf{i}_{ps} + l_{cm} \mathbf{i}_{cs} + (l_{cr} + l_{pr}) \mathbf{i}_r \end{cases} \quad (9)$$

式中,  $\boldsymbol{\psi}_r$ ——统一静止坐标系下功率电机转子磁链和控制电机转子磁链的矢量和,  $\boldsymbol{\psi}_r = \boldsymbol{\psi}_{cr} + \boldsymbol{\psi}_{pr}$ 。

电机电磁转矩方程:

$$T_{em} = p_p \operatorname{Im} \left\{ \boldsymbol{\psi}_{ps} (\mathbf{i}_{ps})^* \right\} + p_c \operatorname{Im} \left\{ (\boldsymbol{\psi}_{cs})^* \mathbf{i}_{cs} \right\} \quad (10)$$

上述为控制电机侧统一静止坐标系下 BDFM 的数学模型,  $\alpha$  轴和控制电机定子的 A 相绕组轴线重合,逆时针方向转  $90^\circ$  为  $\beta$  轴。为了书写方便,模型式(8)~式(10)中的上标  $\alpha\beta$  被省略了,后文不再解释。需要指出的是,上述得到绕线式 BDFM 数学模型的方法也适用于鼠笼式 BDFM,只是前者由负共轭变换求得,后者

由共轭变换求得<sup>[14]</sup>。本文给出的结果对于绕线式BDFM和鼠笼式BDFM是普遍适用的。

## 2 无刷双馈电机预测控制

本文所采用的有限集预测控制的基本原理为在每个采样时刻,计算各逆变器基本电压矢量作用下的评价函数值,选取其中使评价函数达到最小的电压矢量对电机进行控制,评价函数需同时包含对转矩和磁链控制效果的评估。

### 2.1 电机电磁转矩和控制电机定子磁链的预测

无刷双馈电机的控制目标是电机转矩和控制电机的定子磁链幅值。设当前采样时刻为 $k$ ,采用预测控制需对 $k+1$ 时刻的电磁转矩 $T_{em}^{k+1}$ 和控制电机定子磁链 $\psi_{cs}^{k+1}$ 的幅值进行预测,这依赖于电机参数,是研究者不希望的。在下面的讨论中将尽量减少算法对电机参数的依赖性,使其仅依赖于控制电机和功率电机定子磁链的电压电流模型及由此得到的定子磁链。

控制电机和功率电机定子磁链电压电流的离散化预测模型为:

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{cs}^{k+1} = \psi_{cs}^k - T_s r_{cs} i_{cs}^k + T_s u_{cs}^k \\ \hat{\psi}_{ps}^{k+1} = \psi_{ps}^k - T_s r_{ps} i_{ps}^k + T_s u_{ps}^k + j T_s (p_p - p_c) \omega_r \psi_{ps}^k \end{cases} \quad (11)$$

式中, $T_s$ ——采样周期; $\psi_{cs}^k$ 、 $\psi_{ps}^k$ ——当前拍控制电机和功率电机定子磁链的观测值,因为双馈电机两电机的供电频率一般不会很低,故应用定子磁链电压电流模型观测时,积分运算的漂移问题易得到解决,例如用大惯性代替开环积分等; $\hat{\psi}_{cs}^{k+1}$ 、 $\hat{\psi}_{ps}^{k+1}$ ——下一拍控制电机和功率电机定子磁链的预测值; $i_{cs}^k$ 、 $i_{ps}^k$ ——当前拍控制电机和功率电机定子电流的采样值; $u_{cs}^k$ 、 $u_{ps}^k$ ——当前拍控制电机定子电压和功率电机定子电压的采样值。

为减少预测算法对电机参数的依赖,根据式(9)和式(10),用转子磁链替代定子电流,得到电磁转矩为:

$$T_{em} = p_p \frac{l_{cs} l_{pm}}{\Delta} \text{Im} \left\{ (\psi_{ps})^* \psi_r \right\} + p_c \frac{l_{ps} l_{cm}}{\Delta} \text{Im} \left\{ (\psi_r)^* \psi_{cs} \right\} + (p_p + p_c) \frac{l_{pm} l_{cm}}{\Delta} \left\{ (\psi_{cs})^* \psi_{ps} \right\} \quad (12)$$

式中, $\Delta = l_{cs} l_{rps} - l_{cm}^2 l_{ps} - l_{cs} l_{pm}^2$ 。对于大功率双馈电机,在大多数运行工况下,转子中电流的转差频率不会很小,转子感抗远远大于转子阻抗的条件成立,这样由式(8)的最后一式可得 $\psi_r = \psi_{cr} + \psi_{pr} \approx 0$ ,即功率电机转子磁链和控制电机转子磁链的矢量和幅值很小。忽略式(12)

中右边第1项和第2项表示的BDFM的异步转矩,只考虑第3项表示的BDFM的同步转矩,则电磁转矩的预测值 $\hat{T}_{em}^{k+1}$ 可由式(13)求得:

$$\hat{T}_{em}^{k+1} = (p_p + p_c) \frac{l_{pm} l_{cm}}{\Delta} \left\{ (\hat{\psi}_{cs}^{k+1})^* \hat{\psi}_{ps}^{k+1} \right\} \quad (13)$$

因此,在转速、转矩双闭环控制系统设计中,速度调节器的输出就是电机转矩的给定值,除影响电机转矩的控制精度外,算法对参数 $(p_p + p_c) l_{pm} l_{cm} / \Delta$ 的依赖性并不大。

### 2.2 评价函数的选取

综上,评价函数的选取需综合考虑电机转矩和磁链,现选取预测控制偏差加权的评价函数为:

$$g = \left| 1 - \frac{\hat{T}_{em}^{k+1}}{T_{em}^*} \right| + k_\psi \left| \left\| \psi_{cs}^* \right\| - \left\| \hat{\psi}_{cs}^{k+1} \right\| \right| \quad (14)$$

式中, $T_{em}^*$ 、 $\hat{T}_{em}^{k+1}$ ——速度调节器输出的电机转矩的给定值和由式(13)得到的电机转矩 $k+1$ 时刻的预测值; $\hat{\psi}_{cs}^{k+1}$ 、 $\hat{\psi}_{ps}^{k+1}$ ——由式(11)得到的控制电机和功率电机定子磁链 $k+1$ 时刻的预测值; $\left\| \psi_{cs}^* \right\|$ 、 $\left\| \hat{\psi}_{cs}^{k+1} \right\|$ ——控制电机定子磁链给定幅值和 $k+1$ 时刻预测值的幅值; $k_\psi$ ——加权系数。

显然,当前拍对电机施加不同的非零基本电压矢量 $u_{cs}^k$ ,预测值 $\hat{T}_{em}^{k+1}$ 、 $\hat{\psi}_{cs}^{k+1}$ 、 $\hat{\psi}_{ps}^{k+1}$ 和 $\left\| \hat{\psi}_{cs}^{k+1} \right\|$ 就不同,评价函数 $g$ 值也不同,使评价函数得到最小值对应的基本电压矢量,即为有限集最优预测控制策略得到的当前拍电压矢量。

实际中磁链给定的大小往往是变化的,由此导致预测控制偏差也在一定范围内变化,故式(14)中加权系数 $k_\psi$ 的选取会遇到困难,因此本文采用一种多目标排序的方法,将评价函数表示为:

$$g_1(u_{cs}) = \left| 1 - \frac{\hat{T}_{em}^{k+1}}{T_{em}^*} \right| \quad (15)$$

$$g_2(u_{cs}) = \left| \left\| \psi_{cs}^* \right\| - \left\| \hat{\psi}_{cs}^{k+1} \right\| \right| \quad (16)$$

式中, $g_1(u_{cs})$ —— $k+1$ 时刻电机转矩预测值和给定值的比与1的偏差(绝对值); $g_2(u_{cs})$ —— $k+1$ 时刻控制电机定子磁链幅值给定值和预测值的偏差(绝对值)。

依次计算出 $u_{cs}$ 取6个基本电压矢量 $u_1 \sim u_6$ 时 $g_1(u_{cs})$ 、 $g_2(u_{cs})$ 的值,根据 $g_1(u_{cs})$ 和 $g_2(u_{cs})$ 的大小,分别给它们赋值,可得到 $r_1(u_{cs})$ 和 $r_2(u_{cs})$ ,即按 $g_1(u_{cs})$ 从小到大,得到 $r_1(u_{cs}) = 1, 2, \dots, 6$ ,再按 $g_2(u_{cs})$ 从小到大,可得到 $r_2(u_{cs}) = 1, 2, \dots, 6$ ,然后按基本电压矢量 $u_1 \sim u_6$ 的顺

序,依次计算出  $u_{cs}$  取每一个电压矢量的综合排序值:

$$r(u_{cs}) = (r_1(u_{cs}) + r_2(u_{cs}))/2 \quad (17)$$

使综合排序值  $r(u_{cs})$  为最小的基本电压矢量即为兼顾转矩和磁链跟踪性能的最优电压矢量。

举例说明,如表 1 所示为某时刻 6 个非零基本电压矢量对应的误差  $g_1(u_{cs})$ 、 $g_2(u_{cs})$  及其排序结果。图 1 为排序方法示意图,图中横坐标表示 6 个非零基本电压矢量  $u_1 \sim u_6$ ,纵坐标表示排序值  $r_1(u_{cs})$  和  $r_2(u_{cs})$ ,曲线上还标出了  $g_1(u_{cs})$ 、 $g_2(u_{cs})$  的值。以点虚线  $g_1(u_{cs})$  的排序  $r_1(u_{cs})$  为例进行说明,  $g_1(u_1)=0.3$ ,在  $g_1(u_1) \sim g_1(u_6)$  这 6 个基本电压矢量的误差值中排第 5 位,因此  $r_1(u_1)=5$ ;  $g_1(u_2)=0.27$ ,排第 4 位,因此  $r_1(u_2)=4$ ;以此类推,  $g_1(u_6)=0.1$ ,误差最小,因此  $r_1(u_6)=1$ 。同理可得虚线  $g_2(u_{cs})$  的排序  $r_2(u_{cs})$ 。将  $r_1(u_{cs})$ 、 $r_2(u_{cs})$  按式(17)取平均后,得到综合排序值  $r(u_{cs})$ ,例如  $r_1(u_1)=5$ ,  $r_2(u_1)=4$ ,得到  $r(u_1)=4.5$ 。因为  $r(u_6)=1.5$  最小,因此  $u_6$  最符合本时刻对磁链和转矩的控制要求,将  $u_6$  作为本时刻的输出电压矢量。具体实现中,为了防止式(15)中被零除,  $T_{em}^*$  一旦小于某个限定值,就直接按  $|\hat{T}_{em}^{k+1}|$  由小到大得到  $r_1(u_{cs})$ 。

表 1 电压矢量排序结果

Table 1 Voltage vector ordering results

$u_{cs}$	$g_1(u_{cs})$	$g_2(u_{cs})$	$r_1(u_{cs})$	$r_2(u_{cs})$	$r(u_{cs})$
$u_1$	0.30	0.15	5	4	4.5
$u_2$	0.27	0.11	4	1	2.5
$u_3$	0.15	0.14	2	3	2.5
$u_4$	0.25	0.20	3	5	4.0
$u_5$	0.40	0.22	6	6	6.0
$u_6$	0.10	0.13	1	2	1.5

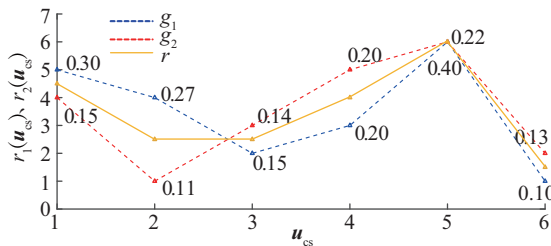


图 1 电压矢量排序方法示意图

Fig. 1 Schematic diagram of voltage vector sorting method

## 2.3 预测控制流程

本文采用预测控制算法,通过双排序的方法得到最优电压矢量对电机进行控制。控制系统框图如图 2 所示,算法流程为:

1)由当前拍控制电机和功率电机定子电流  $i_{cs}^k$  和  $i_{ps}^k$  的采样值和定子磁链的观测值  $\psi_{cs}^k$  和  $\psi_{ps}^k$ ,用式(11)、式(13)计算得到 6 个基本电压矢量  $u_1 \sim u_6$  作用下的  $\hat{\psi}_{cs}^{k+1}$ 、 $\hat{\psi}_{ps}^{k+1}$  以及  $\hat{T}_{em}^{k+1}$ ;

2)用式(15)、式(16)计算各电压矢量下的  $g_1(u_{cs})$  和  $g_2(u_{cs})$ ;

3)按误差大小对  $g_1(u_{cs})$ 、 $g_2(u_{cs})$  进行排序,得到综合排序值  $r(u_{cs})$ ;

4)选取综合排序值  $r(u_{cs})$  最小的电压矢量作为本时刻输出电压  $u_{cs}$ ;

5)应用本拍定子电流  $i_{cs}^k$  和  $i_{ps}^k$  的采样值和本拍的控制电压  $u_{cs}$ ,由定子磁链的电压电流模型计算得到下一拍的定子磁链的观测值;

6)返回第 1)步继续执行。

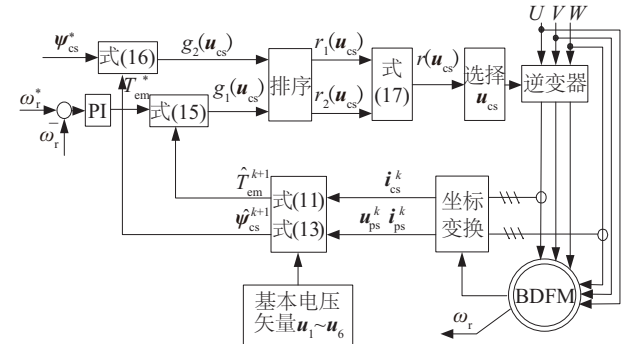


图 2 无刷双馈电机预测控制原理框图

Fig. 2 Block diagram of predictive control for brushless doubly fed machine

## 3 仿真分析

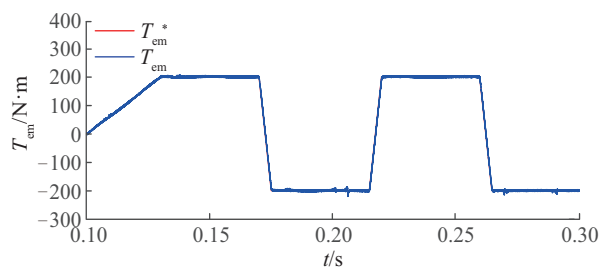
为验证算法的有效性,下文对上述 BDFM 预测控制进行仿真,仿真采用的电机参数见表 2。仿真中,仿真步长和预测控制步长为 0.00001 s。如图 3a~图 3c 所示,转矩给定限幅值为  $\pm 200 \text{ N}\cdot\text{m}$ ,转矩响应特性良好;控制电机定子磁链给定值为 0.5 Wb,波动很小;电机转速在 0~1070 r/m 范围内恒加速或恒减速变化。图 3d、图 3e 分别为控制电机和功率电机的定子电流响应波形,功率电机的供电频率为 50 Hz, 220 V(有效值)。



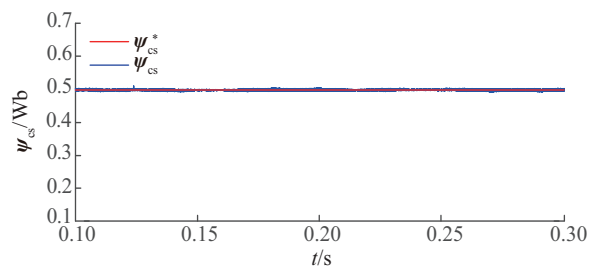
表2 仿真所用电机参数

Table 2 Motor parameters for simulation

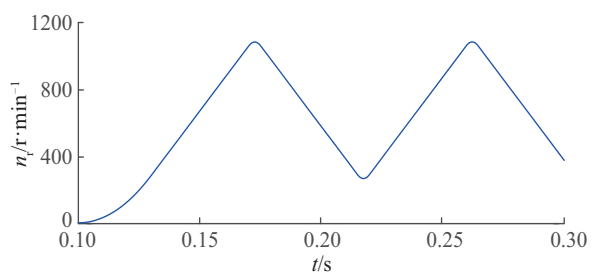
电机参数		参数值
功率电机	极对数	1.0000
	定子电阻/ $\Omega$	0.0870
	定子电感/H	0.0355
	互感/H	0.0347
	转子电阻/ $\Omega$	0.0150
	转子电感/H	0.0355
控制电机	极对数	3.0000
	定子电阻/ $\Omega$	0.0920
	定子电感/H	0.0280
	互感/H	0.0270
	转子电阻/ $\Omega$	0.0250
	转子电感/H	0.0280
电机转动惯量/ $\text{kg}\cdot\text{m}^2$		0.1000



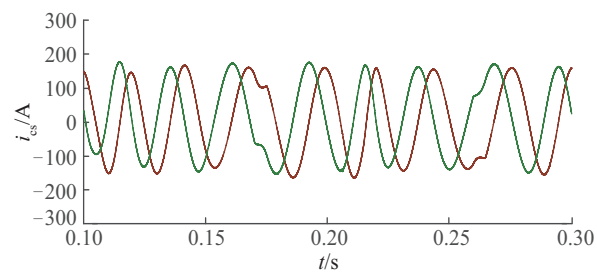
a. 转矩响应波形



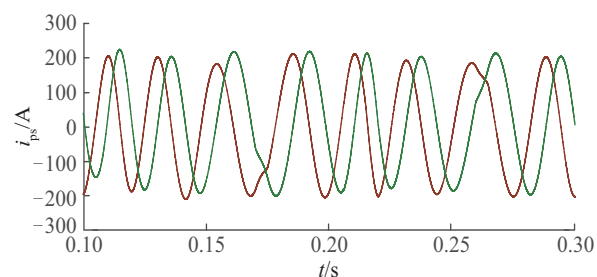
b. 控制电机定子磁链响应波形



c. 转速响应波形



d. 控制电机定子电流波形

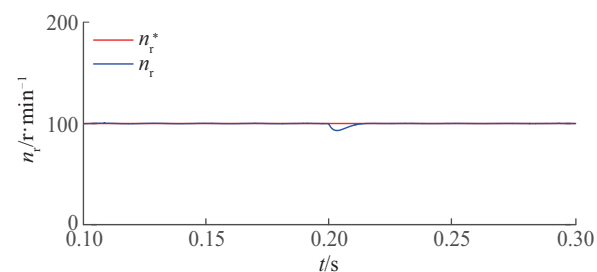


e. 功率电机定子电流波形

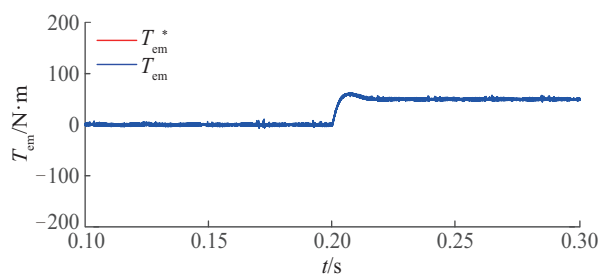
图3 预测控制动态响应曲线

Fig. 3 Predictive control dynamic response waveform

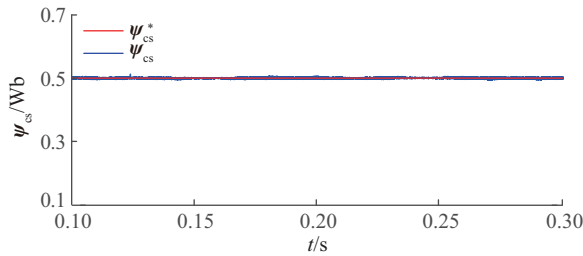
为分析算法的动态性能,在转速给定 100 r/min 条件下,0.2 s 时刻,使电机的负载转矩由 0 N·m 突变为 50 N·m,磁链给定不变,仿真结果如图 4 所示。由图 4 可看出,加载后,转速降低,转矩经过 6 ms 从 0 N·m 变为 50 N·m,与负载平衡,转速恢复为 100 r/min,系统重新达到稳态。



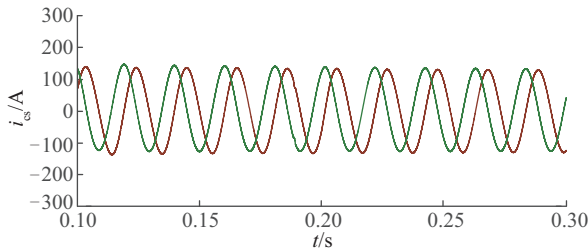
a. 转速动态响应波形



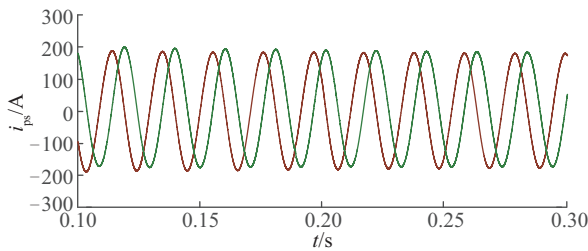
b. 转矩动态响应波形



c. 控制电机定子磁链动态响应波形



d. 控制电机定子电流波形



e. 功率电机定子电流波形

图4 加载过程动态响应波形

Fig. 4 Loading process dynamic response waveform

## 4 结 论

本文推导无刷双馈电机在统一坐标系下的数学模型,在此基础上给出基于多目标排序的BDFM预测控制系统设计方法。该方法它通过对磁链和转矩的预测误差进行综合排序来选择最佳的电压矢量,进而对电磁转矩和定子磁链进行控制,同时可使对电机参数的依赖性达到最小。仿真结果显示,本文所提方法具有能有效减小转矩脉动,改善电流波形和转矩的控制效果,并能获得很好的动、静态性能。

### [参考文献]

- [1] 卞松江, 贺益康, 潘再平. 级联式无刷双馈电机的建模与仿真[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(12): 33-37.  
BIAN S J, HE Y K, PAN Z P. Modeling and simulation of the cascade brushless doubly-fed machine[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(12): 33-37.

- [2] POZA J, OARBIDE E, ROYE D, et al. Stability analysis of a BDFM under open-loop voltage control[C]//Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on, IEEE, Dresden, Germany, 2005: P.1-P.10.
- [3] TAO W, WANG X, LI Y. The scalar control research based on fuzzy PID of BDFM stand-alone power generation system [C]//International Conference on Electric Information and Control Engineering, IEEE, Wuhan, China, 2011: 2806-2809.
- [4] ZHOU D, SPEE R. Synchronous frame model and decoupled control development for doubly-fed machines [C]//Proceedings of 1994 Power Electronics Specialists Conference, PESC'94 IEEE, Taipei, China, 1994: 1229-1236.
- [5] SHAO S, ABDI E, BARATI F, et al. Stator-flux-oriented vector control for brushless doubly fed induction generator[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2009, 56(10): 4220-4228.
- [6] 杨俊华, 刘远涛, 谢景凤, 等. 无刷双馈电机滑模变结构直接转矩控制[J]. 控制理论与应用, 2011, 28(9): 1195-1201.  
YANG J H, LIU Y T, XIE J F, et al. Direct-torque control of the brushless double-fed machines based on sliding-mode variable structure control strategy[J]. Journal of control theory and applications, 2011, 28(9): 1195-1201.
- [7] SARASOLA I, POZA J, RODRIGUEZ M A, et al. Direct torque control design and experimental evaluation for the brushless doubly fed machine[J]. Energy conversion and management, 2011, 52(2): 1226-1234.
- [8] MORENO J C, HUERTA J M E, GIL R G, et al. A robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2009, 56(6): 1993-2004.
- [9] WIPASURAMONTON P, ZHU Z Q, HOWE D. Predictive current control with current error correction for PM brushless AC drives [C]//IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, IEEE, San Antonio, TX, USA, 2005: 558-564.
- [10] 张爱玲, 张洋. 基于转矩预测控制的无刷双馈电机直接转矩控制系统[J]. 电机与控制学报, 2007, 11(4): 326-330.  
ZHANG A L, ZHANG Y. Direct torque control for

- brushless doubly-fed machine based on torque predict control strategy[J]. *Electric machines and control*, 2007, 11(4): 326-330.
- [11] MOREL F, LIN-SHI X F, RETIF J M, et al. A comparative study of predictive current control schemes for a permanent-magnet synchronous machine drive[J]. *IEEE transactions on industrial electronics*, 2009, 56(7): 2715-2728.
- [12] ROJAS C A, RODRIGUEZ J, VILLARROEL F, et al. Predictive torque and flux control without weighting factors[J]. *IEEE transactions on industrial electronics*, 2013, 60(2): 681-690.
- [13] 王乐英, 夏超英. 无刷双馈电机的磁场定向直接反馈控制[J]. *中国电机工程学报*, 2011, 31(30): 132-139.
- WANG L Y, XIA C Y. Field oriented direct feedback control of cascaded brushless doubly-fed machine[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2011, 31(30): 132-139.
- [14] POZA J, OYARBIDE E, ROYE D, et al. Unified reference frame dq model of the brushless doubly fed machine[J]. *IEE proceedings of electric power applications*, 2007, 153(5): 726-734.
- [15] KOURO S, CORTES P, VARGAS R, et al. Model predictive control-a simple and powerful method to control power converters[J]. *IEEE transactions on industrial electronics*, 2009, 56(6): 1826-1838.

## PREDICTIVE CONTROL OF BDFM BASED ON A MULTI-OBJECTIVE RANKING METHOD

Xia Chaoying, Tian Congying, Zhang Yaohua, Huo Keqiang

(School of Electrical and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

**Abstract:** This paper derives firstly the mathematic model of the brushless doubly-fed machine in the unified coordinate system, and on this basis, the predictive equations of the magnetic torque and stator flux of the control machine are presented. Then, the designing method of predictive control strategy based on a multi-objective ranking method is proposed, in which the basic voltage vector is chosen by comprehensive ranking the predictive errors of torque and flux, so that the torque and control machine stator flux can be controlled directly. Simulation results show that the proposed method can not only decrease the torque pulsation and harmonic current, but also achieve better dynamic and static performance.

**Keywords:** brushless doubly-fed machine; unified coordinate system model; predictive control; multi-objective ranking method