

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2416192

双馈风机改进型三矢量模型预测电流控制^{*}

刘述喜^{1,2} 黄思源¹ 唐博¹ 余燊源¹ 王子豪¹

(1. 重庆理工大学电气与电子工程学院 重庆 400054; 2. 重庆市能源互联网工程技术研究中心 重庆 400054)

摘要: 针对双馈风力发电机三矢量模型预测电流控制算法复杂度,开关频率和控制性能问题,本文提出一种改进型三矢量模型预测电流控制算法。该算法旨在降低计算复杂度,同时固定开关频率并提升控制性能。首先,采用转子电流 d 、 q 轴无差拍控制原理对第一与第二最优电压矢量进行快速矢量选择,从而提高矢量选择效率,其次,基于转子电压 d 、 q 轴无差拍控制原理分配电压矢量作用时间,降低矢量作用时间计算复杂度,最后,按照每个控制周期固定开关频率原则对电压矢量作用顺序进行优化,以固定开关频率。仿真和实验结果表明,与三矢量模型预测电流控制算法相比,该算法运行时间缩短,在固定开关频率的同时有效减小了转子电流、电磁转矩和输出功率脉动,具有良好的控制性能。

关键词: 双馈风力发电机;三矢量;模型预测电流控制;快速矢量选择;固定开关频率

中图分类号: TM315; TN98 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8010

Improved three-vector model predictive current control for DFIG

Liu Shuxi^{1,2} Huang Siyuan¹ Tang Bo¹ Yu Shenyan¹ Wang Zihao¹

(1. College of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China;

2. Chongqing Energy Internet Engineering Technology Research Center, Chongqing 400054, China)

Abstract: Aiming at the complexity, switching frequency and control performance of the three-vector model predictive current control algorithm for doubly-fed induction generators, this paper proposes an improved three-vector model predictive current control algorithm. The algorithm aims to reduce the computational complexity while fixing the switching frequency and improving the control performance. Firstly, the d -axis and q -axis deadbeat control principle of rotor current is used to fast vector selection is performed on the first and second optimal voltage vectors, so as to improve the efficiency of vector selection. Secondly, based on the d -axis and q -axis deadbeat control principle of rotor voltage, the action time of voltage vectors is allocated to reduce the computational complexity of vector action time. Finally, the action sequence of voltage vectors is optimized according to the principle of fixed switching frequency in each control period to fix the switching frequency. The simulation and experimental results show that compared with the three-vector model predictive current control algorithm, the algorithm shortens the running time, effectively reduces the rotor current, electromagnetic torque and output power ripple while fixed switching frequency and has good control performance.

Keywords: three-vector; model predictive current control; doubly-fed induction generators; fast vector selection; fixed switching frequency

0 引言

随着可再生能源的大力发展,风电受到世界各国越来越多的关注,《2023年全球风能报告》指出,预计未来五年全球风电新增并网容量将达到680 GW,我国风电产业也将迎来长期高速发展的机会。在风电技术选择层面,双馈

感应发电机(doubly-fed induction generator, DFIG)具有成本低、效率高、技术成熟等优势,已成为风力发电的主流机型^[1-3]。其中,电机的控制算法是影响其性能的主要原因,矢量控制是经典控制算法之一,其控制性能良好,但严重依赖比例积分控制器参数的整定,适用性差^[4-5]。有限集模型预测控制(finite-control-set model predictive control, FCS-

收稿日期:2024-06-06

*基金项目:国家自然科学基金(52207004)、重庆市教委科学技术研究计划项目(KJQN202001128)资助

MPC) 算法因其有着速度快、无需参数整定、适用范围广、应用简单、可实现多个目标控制的优点而被广泛应用到电机控制中^[6-7]。文献[8]提出了一种 DFIG 系统的 FCS-MPC 算法替代传统比例积分控制算法, 该算法在单一控制周期内仅作用一个电压矢量, 导致电流和电磁转矩的脉动较大。文献[9]引入了零电压矢量并进一步计算占空比, 由于所选电压矢量仅为局部最优矢量并非全局最优矢量, 无法实现对电流和电磁转矩的最有效控制。因此, 文献[10]提出了一种三矢量模型预测电流控制(model predictive current control, MPCC) 算法, 在 6 个扇区中分别合成了 6 个期望电压矢量, 其合成电压矢量覆盖范围增大, 有效地减少了电流脉动, 但该算法在预测过程中需要遍历价值函数, 这一步骤涉及对多个扇区和相应电压矢量的评估, 增加了算法复杂度。此外, 求解矢量作用时间的过程同样复杂, 涉及到转子电流斜率的复杂数值计算, 增大了计算量。文献[11]提出了一种 FCS-MPC 改进算法, 其创新点在于控制目标由电流误差跟踪转化为电压误差跟踪, 通过减少电流预测的次数来降低算法的复杂性, 但其控制性能并不理想。文献[12]更细致地划分电压矢量扇区, 快速选择最优第二电压矢量, 以提高控制算法的效率, 该算法尽管在计算量上有所降低, 但其电压矢量的组合仍然受限, 这种局限性影响了电机的控制性能。文献[13]提出了一种双优化三矢量 MPCC 算法, 在一个控制周期内同时作用 3 个电压矢量, 通过增加电压矢量的数量来提高系统的控制性能, 然而, 该算法求解矢量作用时间的计算量大, 为准确预测电流, 算法需进行 11 次电流预测, 每次预测都需根据当前的电压矢量组合重新计算矢量作用时间, 增加了算法的计算量, 对系统要求高。文献[14]提出了一种基于多目标优化函数的 MPC 算法, 通过目标函数对开关频率进行优化以降低开关损耗, 但该算法在降低开关频率的同时会限制电流控制的稳态精度。文献[15]提出了一种低开关频率 MPCC 算法, 设计评价函数对开关频率进行限制的情况下, 同时保留了传统 MPCC 算法的控制性能, 该算法开关频率有所降低, 但开关频率并非固定不变, 功率损耗仍较大, 且这种不固定的开关频率可能会影响预测电流准确性进而影响电机稳态性能, 可探索如何实现更稳定的开关频率控制。文献[16]提出了一种基于三矢量的快速 MPCC 算法, 通过简化电压矢量获得下一周期最优矢量, 相较于传统三矢量算法, 计算复杂度有所降低, 但其最优电压矢量的选取过程仍然依赖于对价值函数的遍历, 这种方法虽然能够确保在给定的控制约束下选择最优矢量, 但遍历过程本身可能涉及大量的计算步骤, 从而影响算法的运行时间, 可探索新的优化算法来提高矢量选择的效率和准确性, 降低计算复杂度。

综上所述, 本文以 DFIG 为研究对象, 提出一种改进型三矢量 MPCC 算法, 旨在固定开关频率的同时提升控制性能并降低算法复杂度。首先, 采用 d 、 q 轴电流无差拍控制

原理计算理想电压矢量, 在两相静止参考坐标系下, 以 6 个基本电压矢量为界限划分 6 个电压矢量扇区, 根据理想电压矢量所处扇区快速选择两个相邻电压矢量为第一最优电压矢量与第二最优电压矢量, 这一过程提高了矢量选择效率, 其次, 利用电压无差拍控制原理分配最优电压矢量作用时间, 避免涉及到转子电流斜率的复杂数值计算, 减小计算量, 最后, 通过优化电压矢量作用顺序, 确保每个控制周期电压矢量开关管的切换次数固定为 3 次, 以固定开关频率。该算法避免了对价值函数遍历寻优, 有效降低了算法复杂度, 减小了电流、电磁转矩和输出功率脉动, 同时降低了开关频率, 仿真和实验结果验证了本文所提出算法的有效性。

1 双馈风力发电机数学模型

在 dq 同步旋转坐标系下, DFIG 定转子电压 d 、 q 轴分量为

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_s \psi_{qs} \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_s \psi_{ds} \\ u_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \psi_{qr} \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \psi_{dr} \end{array} \right. \quad (1)$$

式中: R_s 、 R_r 为 DFIG 定子电阻和转子电阻; ω_s 为定子绕组电压和电流的角频率; ω_m 为转子角频率。

DFIG 定转子磁链 d 、 q 轴分量为:

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \psi_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \psi_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} \end{array} \right. \quad (2)$$

式中: L_s 、 L_r 为 DFIG 定子电感和转子电感, L_m 为励磁电感。

结合式(1)、(2)进行一阶欧拉离散化, 得到转子 d 、 q 轴转子电流预测表达式为:

$$\begin{bmatrix} i_{dr}(k+1) \\ i_{qr}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{dr}(k) \\ i_{qr}(k) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{\sigma L_s L_r} \left\{ \mathbf{A} \begin{bmatrix} i_{dr}(k) \\ i_{qr}(k) \end{bmatrix} \right\} + \frac{T_s}{\sigma L_s L_r} \left\{ \mathbf{B} \begin{bmatrix} i_{ds}(k) \\ i_{qs}(k) \end{bmatrix} + L_s \begin{bmatrix} u_{dr}(k) \\ u_{qr}(k) \end{bmatrix} - L_m \begin{bmatrix} u_{ds}(k) \\ u_{qs}(k) \end{bmatrix} \right\} \quad (3)$$

式中: $\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -R_r L_s & -\omega_m L_r L_s + \omega_s \sigma L_s L_r \\ \omega_m L_r L_s - \omega_s \sigma L_s L_r & -R_r L_s \end{pmatrix}$, $\mathbf{B} = \begin{pmatrix} R_s L_m & -\omega_m L_m L_s \\ \omega_m L_m L_s & R_s L_m \end{pmatrix}$; k 表示当前采样时刻, $k+1$ 表示下一采样时刻, T_s 为采样周期; $i_{ds}(k)$ 、 $i_{qs}(k)$ 、 $i_{dr}(k)$ 、 $i_{qr}(k)$ 分别为 k 时刻定转子电流 d 、 q 轴分量; $u_{ds}(k)$ 、 $u_{qs}(k)$ 、 $u_{dr}(k)$ 、 $u_{qr}(k)$ 分别为 k 时刻定转子电压 d 、 q 轴分量; $i_{dr}(k+1)$ 、 $i_{qr}(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻转子电流 d 、 q 轴分量。

量; σ 为漏感系数, $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ 。

同步旋转坐标系 d 轴与定子磁链 ψ_s 对齐时, 电流与磁链的表达式为:

$$\begin{cases} L_s i_{ds} + L_m i_{dr} = \psi_s \\ L_s i_{qs} + L_m i_{qr} = 0 \end{cases} \quad (4)$$

电磁转矩表达式为:

$$T_{em} = -\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} \psi_s i_{qr} \quad (5)$$

式中: p 为电机极对数。

DFIG 输出有功功率和无功功率的表达式为:

$$\begin{cases} P = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} \omega_s \psi_s i_{qr} \\ Q = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} \omega_s \psi_s \left(i_{dr} - \frac{\psi_s}{L_m} \right) \end{cases} \quad (6)$$

2 三矢量模型预测电流控制

三矢量 MPCC 算法的核心思想为第一最优电压矢量 u_f 由 6 个基本电压矢量 u_1, u_2, \dots, u_6 通过价值函数式遍历寻优选定, 第二电压矢量 u_s 选择范围限制为除去 u_f 本身和 u_f 相反电压矢量外的剩余 4 个有效电压矢量, 零电压矢量为 u_z 。一旦 u_f 选定后, 算法将组成 4 种不同的电压矢量组合, 每种组合都包含 3 个电压矢量 u_f, u_s 和 u_z 。将 4 种组合的合成电压矢量所对应的转子电流预测值 $i_{dr}(k+1), i_{qr}(k+1)$ 再分别代入价值函数式, 取 g 值最小的电压矢量组合作用于一个周期输出至变换器, 电压矢量选择如表 1 所示。

表 1 电压矢量选择

Table 1 Voltage vector selection

第一最优电压矢量 u_f	第二最优电压矢量 u_s	零电压矢量 u_z
u_1	u_2, u_3, u_5, u_6	u_0 或 u_7
u_2	u_1, u_3, u_4, u_6	u_0 或 u_7
u_3	u_1, u_2, u_4, u_5	u_0 或 u_7
u_4	u_2, u_3, u_5, u_6	u_0 或 u_7
u_5	u_1, u_3, u_4, u_6	u_0 或 u_7
u_6	u_1, u_2, u_4, u_5	u_0 或 u_7

在一个控制周期中, 可根据当前时刻转子电流 $i_{dr}(k), i_{qr}(k)$ 和 3 个电压矢量的作用时间得转子电流预测值 $i_{dr}(k+1), i_{qr}(k+1)$, 即:

$$\begin{cases} i_{dr}(k+1) = i_{dr}(k) + s_{dr_f} t_f + s_{dr_s} t_s + s_{dr_z} t_z \\ i_{qr}(k+1) = i_{qr}(k) + s_{qr_f} t_f + s_{qr_s} t_s + s_{qr_z} t_z \end{cases} \quad (7)$$

式中: t_f, t_s 和 t_z 为第一电压矢量、第二电压矢量和零电压矢量的作用时间; $s_{dr_f}, s_{dr_s}, s_{dr_z}$ 为对应转子电流 d 轴分量斜率; $s_{qr_f}, s_{qr_s}, s_{qr_z}$ 为对应转子电流 q 轴分量斜率。

转子电流斜率 $s_{dr_f}, s_{dr_s}, s_{dr_z}, s_{qr_f}, s_{qr_s}, s_{qr_z}$ 由

式(3)得:

$$\begin{cases} s_{dr_z} = (-R_r/L_r \sigma) i_{dr} + (\omega_s - \omega_m/\sigma) i_{qr} + \\ \frac{L_m R_s}{L_r L_s \sigma} i_{ds} - \frac{L_m \omega_m}{L_r \sigma} i_{qs} - \frac{L_m}{L_r L_s \sigma} u_{ds} \\ s_{qr_z} = (-\omega_s + \omega_m/\sigma) i_{dr} + (-R_r/L_r \sigma) i_{qr} + \\ \frac{L_m \omega_m}{L_r \sigma} i_{ds} + \frac{L_m R_s}{L_r L_s \sigma} i_{qs} - \frac{L_m}{L_r L_s \sigma} u_{qs} \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} s_{dr_f} = s_{dr_z} + \frac{1}{L_r \sigma} u_{dr_f} \\ s_{qr_f} = s_{qr_z} + \frac{1}{L_r \sigma} u_{qr_f} \\ s_{dr_s} = s_{dr_z} + \frac{1}{L_r \sigma} u_{dr_s} \\ s_{qr_s} = s_{qr_z} + \frac{1}{L_r \sigma} u_{qr_s} \end{cases} \quad (9)$$

根据转子电流 d, q 轴无差拍控制原理, 即:

$$\begin{cases} i_{dr}(k+1) = i_{dr}^* \\ i_{qr}(k+1) = i_{qr}^* \end{cases} \quad (10)$$

分配 3 个电压矢量作用时间 t_f, t_s, t_z 为:

$$\begin{cases} t_f = \frac{\widetilde{i}_{dr}(s_{qr_s} - s_{qr_z}) + \widetilde{i}_{qr}(s_{dr_z} - s_{dr_s})}{\widetilde{s}} + \\ \frac{T_s(s_{qr_z} s_{dr_s} - s_{qr_s} s_{dr_z})}{\widetilde{s}} \\ t_s = \frac{\widetilde{i}_{dr}(s_{qr_z} - s_{qr_f}) + \widetilde{i}_{qr}(s_{dr_f} - s_{dr_z})}{\widetilde{s}} + \\ \frac{T_s(s_{qr_f} s_{dr_z} - s_{qr_z} s_{dr_f})}{\widetilde{s}} \\ t_z = T_s - t_f - t_s \end{cases} \quad (11)$$

式中: $\widetilde{i}_{dr} = (i_{dr}^* - i_{dr}(k))$ 、 $\widetilde{i}_{qr} = (i_{qr}^* - i_{qr}(k))$; $\widetilde{s} = s_{dr_f}(s_{qr_s} - s_{qr_z}) + s_{dr_s}(s_{qr_z} - s_{qr_f}) + s_{dr_z}(s_{qr_f} - s_{qr_s})$

选定 u_f 后其与剩余 4 个有效电压矢量分别组合, 结合 4 种组合预先分配的矢量作用时间 t_f, t_s, t_z , 得式(3)中 k 时刻定转子电压 d, q 轴分量为:

$$\begin{cases} u_{dr} = \frac{t_f}{T_s} u_{dr_f} + \frac{t_s}{T_s} u_{dr_s} \\ u_{qr} = \frac{t_f}{T_s} u_{qr_f} + \frac{t_s}{T_s} u_{qr_s} \end{cases} \quad (12)$$

式中: $u_{dr_f}, u_{dr_s}, u_{qr_f}, u_{qr_s}$ 为第一电压矢量和第二电压矢量相对应的转子电压 d, q 轴分量。

为了使转子电流与理想转子电流误差最小, 选取价值函数为:

$$g = [i_{dr}^* - i_{dr}(k+1)]^2 + [i_{qr}^* - i_{qr}(k+1)]^2 \quad (13)$$

式中: i_{dr}^*, i_{qr}^* 为理想转子电流 d, q 轴分量。

三矢量 MPCC 算法具体实现步骤如下:

1)通过式(3)求取 6 个有效电压矢量对应的转子电流预测值 $i_{dr}(k+1)$ 、 $i_{qr}(k+1)$, 然后代入式(13)选择 g 值最小时对应的电压矢量输出为 \mathbf{u}_f 。

2)根据表 1 形成 4 种不同电压矢量组合,由式(11)分配矢量作用时间,再由式(7)计算 4 种电压矢量组合下的 $i_{dr}(k+1)$ 、 $i_{qr}(k+1)$,最后再分别代入式(13)计算价值函数 g 值,选择 g 值最小时所对应的电压矢量组合输出至变換器。

3 改进型三矢量模型预测电流控制

三矢量 MPCC 算法输出最优电压矢量组合至变換器需由式(13)进行 10 次预测,预测次数多且矢量作用时间的分配过程较为复杂,导致计算量增大,再者开关频率不固定导致功率损耗增大,影响电机系统正常运行。为降低算法复杂度,固定开关频率,本文提出一种改进型三矢量 MPCC 算法,按照基本电压矢量 \mathbf{u}_1 、 \mathbf{u}_2 、 \cdots 、 \mathbf{u}_6 所在位置划分 6 个扇区,快速选择出理想电压矢量 \mathbf{u}_r^* 所处扇区的两个相邻电压矢量作为最优电压矢量,再根据转子电压 d 、 q 轴无差拍控制原理分配最优电压矢量 \mathbf{u}_f 、 \mathbf{u}_s 、 \mathbf{u}_z 作用时间,并按照每个控制周期固定开关频率原则对电压矢量作用顺序进行优化,最后输出至变換器,改进型三矢量 MPCC 框图如图 1 所示。

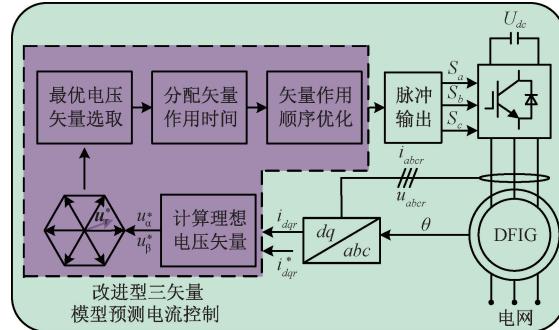


图 1 改进型三矢量 MPCC 框图

Fig. 1 Improved three-vector MPCC block diagram

3.1 电压矢量选取

结合式(3)和式(10),得理想转子电压为:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{dr}^* \\ u_{qr}^* \end{bmatrix} &= \frac{L_r \sigma}{T_s} \begin{bmatrix} i_{dr}^* \\ i_{qr}^* \end{bmatrix} + \begin{pmatrix} R_r - \frac{L_r \sigma}{T_s} & L_r (\omega_m - \sigma \omega_s) \\ L_r (-\omega_m + \sigma \omega_s) & R_r - \frac{L_r \sigma}{T_s} \end{pmatrix} \\ &\quad \begin{bmatrix} i_{dr}(k) \\ i_{qr}(k) \end{bmatrix} + \frac{L_m}{L_s} \left(\begin{bmatrix} -R_s & L_s \omega_m \\ -L_s \omega_m & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}(k) \\ i_{qs}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{ds}(k) \\ u_{qs}(k) \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (14)$$

式中: u_{dr}^* 、 u_{qr}^* 为理想转子电压 d 、 q 轴分量。

经派克变换,将两相旋转参考坐标系下的 u_{dr}^* 、 u_{qr}^* 转换到两相静止参考坐标系下,即:

$$\begin{bmatrix} u_a^* \\ u_\beta^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{dr}^* \\ u_{qr}^* \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中: u_a^* 、 u_β^* 为静止参考坐标系下理想转子电压分量。

电压矢量扇区如图 2 所示,按照 6 个基本电压矢量 \mathbf{u}_1 、 \mathbf{u}_2 、 \cdots 、 \mathbf{u}_6 所在位置划分 6 个扇区,每 60° 作为一个扇区。利用式(15)计算得出矢量角度确定理想电压矢量 \mathbf{u}_r^* 所处扇区,选择所处扇区两个边界电压矢量输出。例如当 \mathbf{u}_r^* 位于图中第 1 扇区时,选择 \mathbf{u}_1 与 \mathbf{u}_2 为最优电压矢量输出。

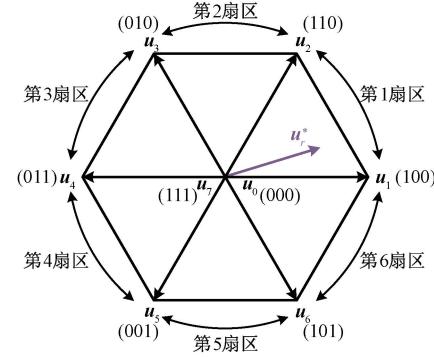


图 2 电压矢量扇区

Fig. 2 Voltage vector sector

3.2 矢量作用时间分配

三矢量 MPCC 算法由式(11)分配矢量作用时间,计算参数多,且每次采用价值函数式寻优需重新分配矢量作用时间,导致计算量增大,因此,改进型三矢量 MPCC 算法采用转子电压 d 、 q 轴无差拍控制原理由式(19)分配矢量作用时间以减小计算量。在一个控制周期中,不同电压矢量组合及矢量作用时间在 d 、 q 轴上的分量表达式为:

$$\begin{cases} u_{dr}(k+1) = \frac{t_f}{T_s} u_{dr_f} + \frac{t_s}{T_s} u_{dr_s} \\ u_{qr}(k+1) = \frac{t_f}{T_s} u_{qr_f} + \frac{t_s}{T_s} u_{qr_s} \end{cases} \quad (16)$$

由转子电压 d 、 q 轴无差拍原理,即:

$$\begin{cases} u_{dr}(k+1) = u_{dr}^* \\ u_{qr}(k+1) = u_{qr}^* \end{cases} \quad (17)$$

结合式(16),可得合成电压矢量在转子电压 d 、 q 轴分量的表达式为:

$$\begin{cases} u_{dr}^* = \frac{t_f}{T_s} u_{dr_f} + \frac{t_s}{T_s} u_{dr_s} \\ u_{qr}^* = \frac{t_f}{T_s} u_{qr_f} + \frac{t_s}{T_s} u_{qr_s} \end{cases} \quad (18)$$

第一电压矢量与第二电压矢量以及零矢量的作用时间 t_f 、 t_s 、 t_z 分别为:

$$\begin{cases} t_f = \left(\frac{u_{dr}^* u_{qr_s} - u_{qr}^* u_{dr_s}}{u_{dr_f} u_{qr_s} - u_{qr_f} u_{dr_s}} \right) \times T_s \\ t_s = \left(\frac{u_{dr}^* u_{qr_f} - u_{qr}^* u_{dr_f}}{u_{dr_s} u_{qr_f} - u_{qr_s} u_{dr_f}} \right) \times T_s \\ t_z = T_s - t_f - t_s \end{cases} \quad (19)$$

将式(19)所得电压矢量作用时间进行判断,可得如下 3 种类型:

1)当 t_f 与 t_s 在 $0 \sim T_s$ 范围内, t_z 不在 $0 \sim T_s$ 范围内时,由两个有效电压矢量作用于整个控制周期;

2)当 t_f 与 t_z 在 $0 \sim T_s$ 范围内, t_s 不在 $0 \sim T_s$ 范围内时,或 t_s 与 t_z 在 $0 \sim T_s$ 范围内, t_f 不在 $0 \sim T_s$ 范围内时,由一个有效电压矢量和零电压矢量作用于整个控制周期;

3)当 t_f 在 $0 \sim T_s$ 范围内, t_s 与 t_z 不在 $0 \sim T_s$ 范围内时,或当 t_s 在 $0 \sim T_s$ 范围内, t_f 与 t_z 不在 $0 \sim T_s$ 范围内时,只有一个有效电压矢量作用于整个控制周期。

3.3 固定开关频率

三矢量 MPCC 算法电压矢量由价值函数寻优选择,其控制周期内以及相邻两个控制周期切换点的开关切换次数不固定,导致功率损耗增大。改进型三矢量 MPCC 算法采用电压矢量切换时,开关次数最多为一次的原则,优化电压矢量作用顺序。按照 3.1 节 \mathbf{u}_f 、 \mathbf{u}_s 选取方法, \mathbf{u}_f 、 \mathbf{u}_s 总为相邻电压矢量, \mathbf{u}_f 向 \mathbf{u}_s 切换时,开关管切换次数恒为一次。

设置一个控制周期末段总为零矢量,当前时刻 \mathbf{u}^* 位于第 1 扇区时,若上一控制周期末段 \mathbf{u}_z 为 \mathbf{u}_0 ,则下一控制周期初段 \mathbf{u}_f 为 \mathbf{u}_1 ,下一采样控制中段 \mathbf{u}_s 为 \mathbf{u}_2 ,下一控制周期末段 \mathbf{u}_z 为 \mathbf{u}_7 ;若上一控制周期末段 \mathbf{u}_z 为 \mathbf{u}_7 ,则下一控制周期初段 \mathbf{u}_f 为 \mathbf{u}_2 ,下一控制周期中段 \mathbf{u}_s 为 \mathbf{u}_1 ,下一控制周期初段 \mathbf{u}_z 为 \mathbf{u}_0 。具体电压矢量作用顺序如表 2 所示。

表 2 电压矢量作用顺序

Table 2 The action sequence of voltage vector

\mathbf{u}_r^*	上一控制 所处扇区	周期末段	下一控制 周期初段	下一控制 周期中段	下一控制 周期末段
1	$\mathbf{u}_0(000)$	$\mathbf{u}_1(100)$	$\mathbf{u}_2(110)$	$\mathbf{u}_7(111)$	
	$\mathbf{u}_7(111)$	$\mathbf{u}_2(110)$	$\mathbf{u}_1(100)$	$\mathbf{u}_0(000)$	
2	$\mathbf{u}_0(000)$	$\mathbf{u}_3(010)$	$\mathbf{u}_2(110)$	$\mathbf{u}_7(111)$	
	$\mathbf{u}_7(111)$	$\mathbf{u}_2(110)$	$\mathbf{u}_3(010)$	$\mathbf{u}_0(000)$	
3	$\mathbf{u}_0(000)$	$\mathbf{u}_3(010)$	$\mathbf{u}_4(011)$	$\mathbf{u}_7(111)$	
	$\mathbf{u}_7(111)$	$\mathbf{u}_4(011)$	$\mathbf{u}_3(010)$	$\mathbf{u}_0(000)$	
4	$\mathbf{u}_0(000)$	$\mathbf{u}_5(001)$	$\mathbf{u}_4(011)$	$\mathbf{u}_7(111)$	
	$\mathbf{u}_7(111)$	$\mathbf{u}_4(011)$	$\mathbf{u}_5(001)$	$\mathbf{u}_0(000)$	
5	$\mathbf{u}_0(000)$	$\mathbf{u}_5(001)$	$\mathbf{u}_6(101)$	$\mathbf{u}_7(111)$	
	$\mathbf{u}_7(111)$	$\mathbf{u}_6(101)$	$\mathbf{u}_5(001)$	$\mathbf{u}_0(000)$	
6	$\mathbf{u}_0(000)$	$\mathbf{u}_1(100)$	$\mathbf{u}_6(101)$	$\mathbf{u}_7(111)$	
	$\mathbf{u}_7(111)$	$\mathbf{u}_6(101)$	$\mathbf{u}_1(100)$	$\mathbf{u}_0(000)$	

改进型三矢量 MPCC 算法共有 12 种电压矢量组合,每种组合在一个控制周期内的开关切换次数均为 3 次,开关管切换次数固定。

改进型三矢量 MPCC 算法具体实现步骤如下:

1)由当前采样时刻的定转子电流 $i_{ds}(k)$ 、 $i_{qs}(k)$ 、 $i_{dr}(k)$ 、 $i_{qr}(k)$ 、定子电压 $u_{ds}(k)$ 、 $u_{qs}(k)$ 和理想转子电流

i_{dr}^* 、 i_{qr}^* ,通过式(14)求取理想转子电压 u_{dr}^* 、 u_{qr}^* ,选择 \mathbf{u}_r^* 所处电压矢量扇区的两个边界电压矢量为第一与第二最优电压矢量。

2)由式(19)分配电压矢量作用时间。

3)根据表 2 选择各电压矢量作用顺序输出至变换器。

3.4 控制算法比较

三矢量 MPCC 算法在第一最优电压矢量选择阶段中需遍历 6 次价值函数,在第二最优电压矢量选择阶段中需对剩余 4 个有效电压矢量进行寻优,遍历 4 次价值函数,且此过程中电压矢量作用时间的分配较复杂,涉及到转子电流斜率,增加了计算量;在电压矢量选择过程中,作用顺序是随机的,导致开关频率并不固定。本文所提改进型三矢量 MPCC 算法直接通过理想电压矢量 \mathbf{u}^* 选择第 1 与第 2 最优电压矢量,无需多次遍历价值函数,且电压矢量作用时间分配不涉及转子电流斜率,有效减小计算量; \mathbf{u}_f 和 \mathbf{u}_s 总为相邻电压矢量,两种电压矢量切换时,开关管的开关次数总为 1 次,再根据电压矢量作用顺序表 2 选择零电压矢量,保证每个控制周期开关管切换次数恒定为 3 次,开关频率固定。两种控制算法比较如表 3 所示。

表 3 两种控制算法比较

Table 3 Comparison of two control algorithms

参数	三矢量 MPCC	改进型三矢量 MPCC
矢量数目	3	3
价值函数预测次数	10	—
计算复杂程度	高	低
开关频率	不固定	固定

4 仿真与实验结果分析

本文利用 Matlab/Simulink 软件和实时数字半实物平台(real time digital semi-physical laboratory, RT-LAB)验证所提改进型三矢量 MPCC 算法的有效性,RT-LAB 系统如图 3 所示。

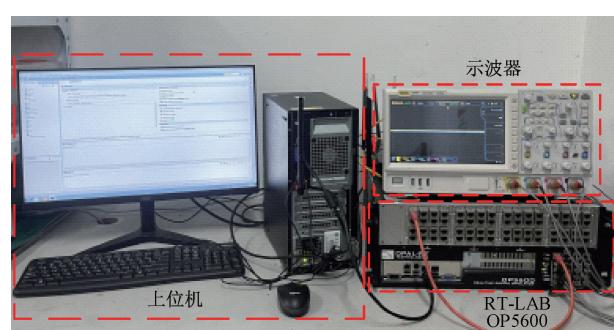


图 3 RT-LAB 系统

Fig. 3 RT-LAB system

对三矢量 MPCC 算法以及改进型三矢量 MPCC 算法

进行仿真分析，并通过 RT-LAB 验证实验效果。仿真与实验的采样频率均为 10 kHz，DFIG 部分参数如表 4 所示。

表 4 DFIG 部分参数

Table 4 Part of DFIG parameters

参数	数值
额定频率 f /Hz	50
定子电压 U_s /V	690
直流侧电压 U_{dc} /V	1 150
定子电阻 R_s /mΩ	2.6
转子电阻 R_r /mΩ	2.9
定子电感 L_s /mH	2.587
转子电感 L_r /mH	2.587
定转子互感 L_m /mH	2.5
极对数	2

4.1 仿真分析

1) 稳态性能

DFIG 给定风速为 10 m/s，在超同步状态下，额定转速为 1 800 r/min。DFIG 三矢量 MPCC 以及改进型三矢量 MPCC 控制算法的 A 相转子电流波形如图 4 所示。

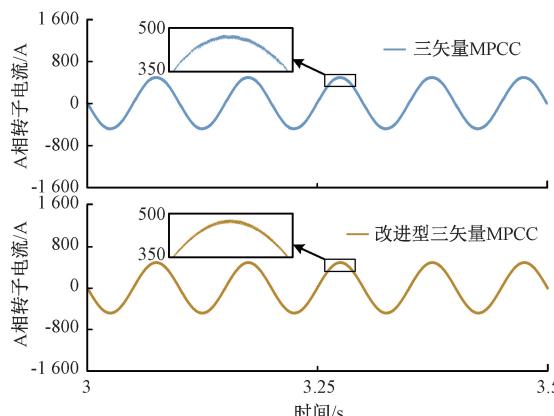


图 4 A 相转子电流仿真波形

Fig. 4 A-phase rotor current simulation waveform

在图 4 所示的对比分析中，采用改进型三矢量 MPCC 算法相较于三矢量 MPCC 算法，提高了转子电流的控制精度，有效减少了转子电流的脉动，提升了电机稳态性能。

为了更直观说明图 4 中仿真结果，分析了两种控制算法下 A 相转子电流谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)如图 5 所示。

在图 5 所示 THD 结果中，三矢量 MPCC 算法的 THD 为 1.06%，而改进型三矢量 MPCC 算法的 THD 降至 0.79%，这表明改进型三矢量 MPCC 算法在电流谐波控制方面的优越性，通过有效减少电流中的谐波成分，提升电流质量，增强电流控制的精度具有良好的稳态性能。

两种控制算法的稳态电磁转矩仿真波形如图 6 所示。

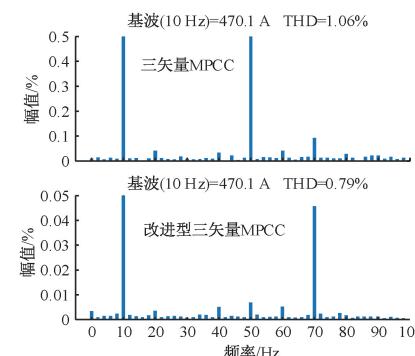


图 5 A 相转子电流 THD

Fig. 5 A-phase rotor current THD

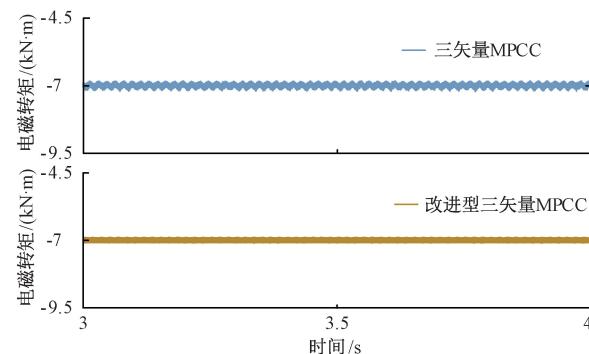


图 6 稳态电磁转矩仿真

Fig. 6 Steady-state electromagnetic torque simulation

在图 6 中，三矢量 MPCC 算法产生的电磁转矩脉动幅度为 320 N·m，而改进型三矢量 MPCC 算法脉动幅度降至 200 N·m，改进型三矢量 MPCC 算法下电磁转矩相对更稳定，波动更小，表明该算法在电磁转矩脉动方面具有更高的控制精度和稳定性。

两种控制算法的稳态有功功率、无功功率如图 7 和 8 所示。结果表明，改进型三矢量 MPCC 算法相较于三矢量 MPCC 算法明显减小了 DFIG 输出有功功率和无功功率的脉动幅度。

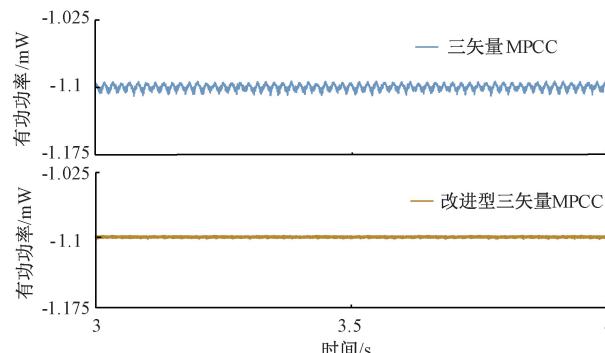


图 7 稳态有功功率

Fig. 7 Steady-state active power

2) 动态性能

0~4.5 s 时间段内，DFIG 的风速设定为 10 m/s，并在

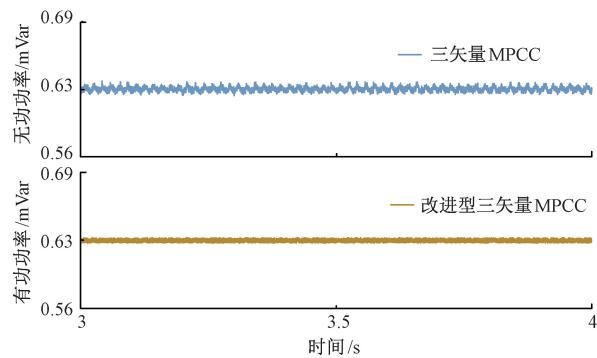


图 8 稳态无功功率

Fig. 8 Steady-state reactive power

4.5 s 时刻风速突降至 9 m/s。两种控制算法的动态 A 相转子电流仿真波形如图 9 所示。仿真结果显示,在风速信号发生变化时,两种算法下的转子电流均能够迅速响应并跟随风速的变化,但改进型三矢量 MPCC 算法在转子电流的动态变化过程中显示出更为平滑的特性,其波动幅度相对较小,表明改进型三矢量 MPCC 算法在电流控制精度和动态响应方面具有一定优势。

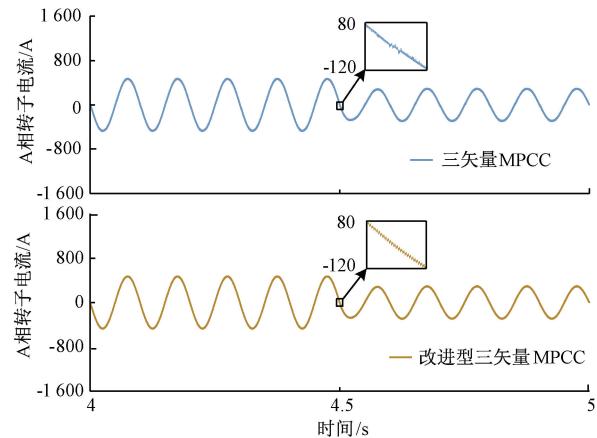


图 9 动态 A 相转子电流仿真波形

Fig. 9 Simulation waveform of dynamic A-phase rotor current

当 DFIG 给定风速从 10 m/s 突然降至 9 m/s 时,两种控制算法的动态电磁转矩如图 10 所示。结果表明,两种算法在风速突变时的电磁转矩响应过程基本保持一致。改进型三矢量 MPCC 算法在风速突变时,能够更有效地抑制电磁转矩脉动。

两种控制算法在风速突变下的动态有功功率、无功功率如图 11 和 12 所示。结果表明,两种算法在输出功率方面均能实现对风速变化的快速响应,改进型三矢量 MPCC 算法能够更有效地减少输出有功功率和无功功率的脉动,降低其波动幅度。

三矢量 MPCC 算法由于未对开关频率进行约束,其电压矢量的切换是随机的,开关频率不固定。本文所提出的改进型三矢量 MPCC 算法在保证控制精度的前提下可减

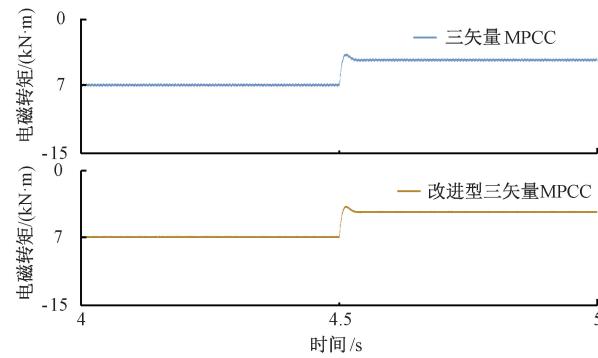


图 10 动态电磁转矩

Fig. 10 Dynamic electromagnetic torque

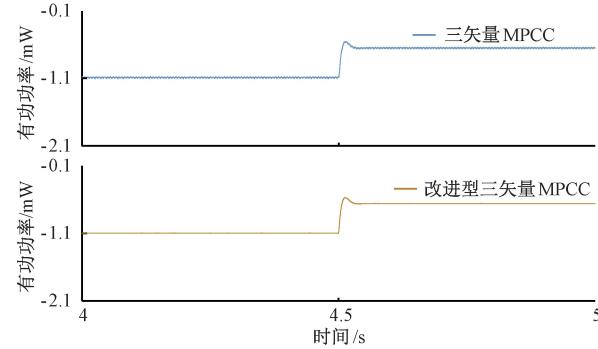


图 11 动态有功功率

Fig. 11 Dynamic active power

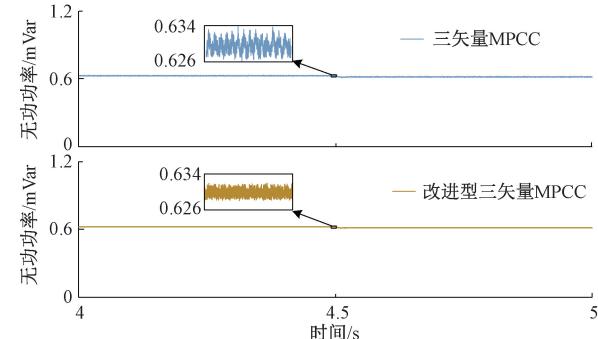


图 12 动态无功功率

Fig. 12 Dynamic reactive power

小计算量和固定开关频率。两种控制算法每隔 0.05 s 三相上桥臂开关管的开关次数如图 13 所示。图中可以看出三矢量 MPCC 算法下开关次数并不固定,具有随机性,其在 0.05 s 内平均开关次数为 2 436,平均开关频率为 8.12 kHz;改进型三矢量 MPCC 算法在每隔 0.05 s 内平均开关次数恒为 1 500,平均开关频率恒为 5 kHz。由此可见,改进型三矢量 MPCC 算法可大幅度地降低开关频率。

在 MATLAB 软件环境中,针对三矢量 MPCC 算法和改进型三矢量 MPCC 算法的运行时间进行分析,发现改进型三矢量 MPCC 算法的平均运行时间显著低于三矢量 MPCC 算法,其在运行速度上具有明显优势。该算法通过

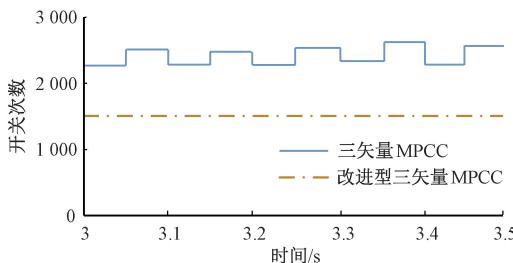


图 13 开关次数

Fig. 13 Number of switches

改进算法结构和计算过程,有效缩短了运算周期,提升了算法的整体性能,在未来实际应用中,其在动态控制和实时数据处理方面具有潜在的应用价值。

4.2 实验分析

1) 稳态性能

在实验验证阶段,给定 DFIG 风速为 10 m/s,三矢量 MPCC 算法和改进型三矢量 MPCC 算法的 A 相转子电流实验波形如图 14(a)和(b)所示。可观察得出两种控制算法的转子电流波形在稳态运行条件下基本一致,均展现出了良好的稳态性能。

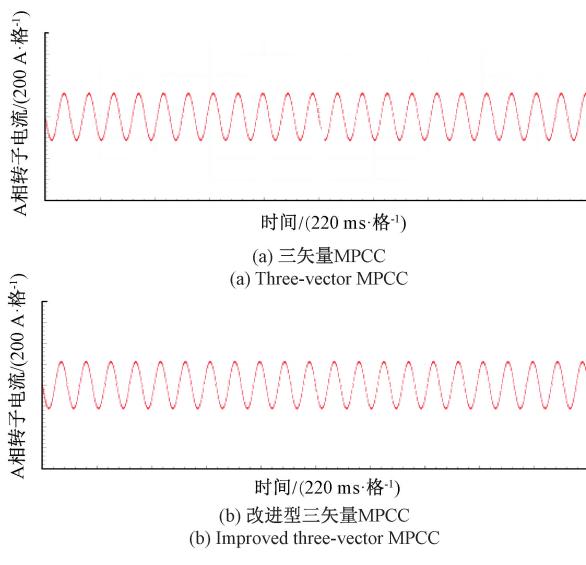


图 14 A 相转子电流实验波形

Fig. 14 A-phase rotor current experimental waveform

三矢量 MPCC 算法和改进型三矢量 MPCC 算法的电磁转矩、有功功率和无功功率稳态性能实验如图 15 (a) 和(b)所示。实验结果表明,改进型三矢量 MPCC 算法有效减小了电磁转矩和输出功率脉动,提高了系统的稳态性能。

2) 动态性能

设定 DFIG 在 0~10 s 时间段内的风速为 10 m/s,并在 10 s 时刻将给定风速降至 9 m/s。三矢量 MPCC 算法和改进型三矢量 MPCC 算法的动态 A 相转子电流波形如图 16(a)和(b)所示。实验结果表明,两种控制算法在风速变化时的动态转子电流波形变化过程总体趋势基本一致,改进

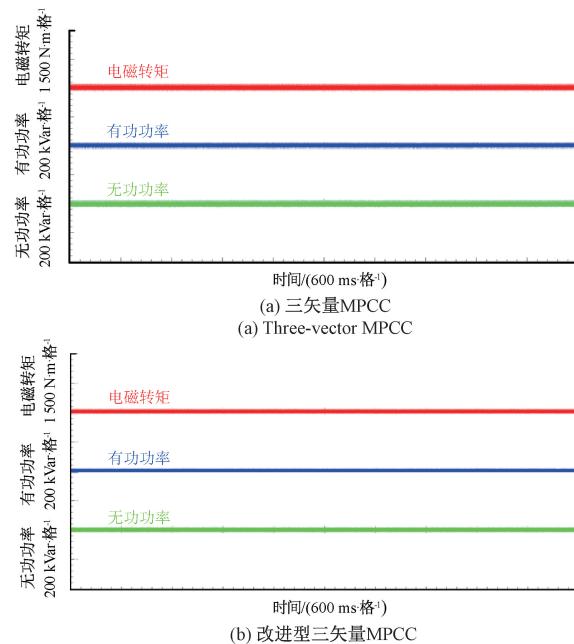


图 15 稳态性能实验

Fig. 15 Steady-state performance experiment

型三矢量 MPCC 算法在响应风速变化时速度更快,其转子电流波形的变化更为迅速,具有良好的动态性能。

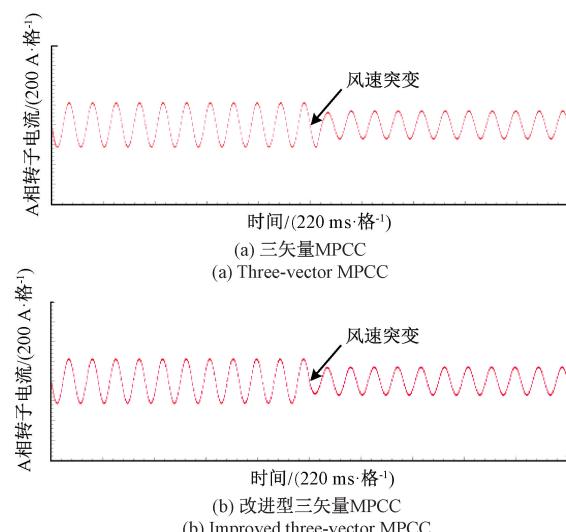


图 16 动态 A 相转子电流实验波形

Fig. 16 Experimental waveform of dynamic A-phase rotor current

DFIG 风速给定为 9 m/s 和 10 m/s 时,采用标准差公式对两种控制算法下的 100 000 组转子电流 i_{dr} 、 i_{qr} 数据进行分析。其中,标准差公式为:

$$\begin{cases} \Delta i_{dr} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (i_{dr}(n) - i_{dr_ave})^2} \\ \Delta i_{qr} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (i_{qr}(n) - i_{qr_ave})^2} \end{cases} \quad (20)$$

式中: Δi_{dr} 、 Δi_{qr} 分别为 d 、 q 轴转子电流标准差; N 为样本

数; i_{dr_ave} 、 i_{qr_ave} 分别为 d 、 q 轴转子电流均值。

两种控制算法在不同风速下直轴和交轴转子电流脉动如图 17(a)和(b)所示。结果表明,改进型三矢量 MPCC 算法在两种风速情况下的 d 轴和 q 轴转子电流脉动值均小于三矢量 MPCC 算法,该算法在动态响应发生变化时其稳态性能也得到改善。

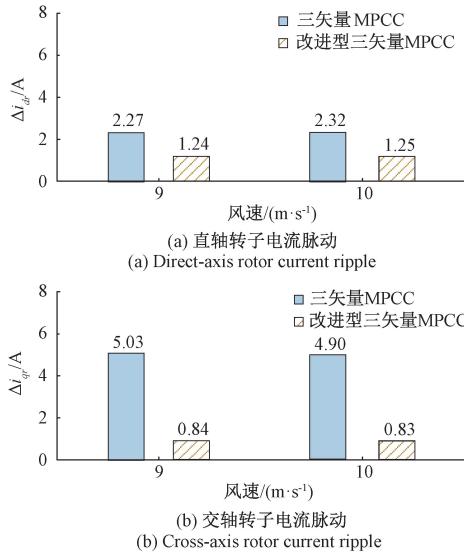


图 17 两种控制算法在不同风速下转子电流脉动

Fig. 17 Rotor current ripple of two control algorithms under different wind speeds

当 DFIG 给定风速从 10 m/s 突降至 9 m/s 时,三矢量 MPCC 算法和改进型三矢量 MPCC 算法下的电磁转矩、有功功率和无功功率动态性能实验如图 18(a)和(b)所示。

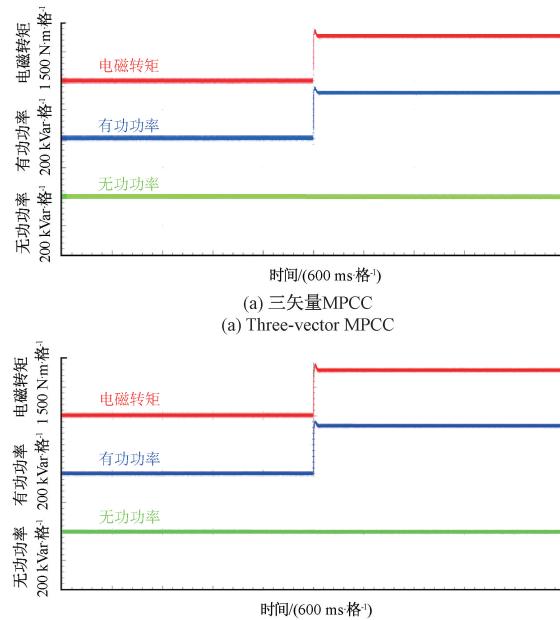


图 18 动态性能实验

Fig. 18 Dynamic performance experiment

实验结果表明,两种控制算法下的动态响应过程基本一致。与稳态性能实验结果相似,改进型三矢量 MPCC 算法在电磁转矩和输出功率的动态响应中表现出了更小的脉动幅度,具有良好的动态性能。

5 结 论

针对双馈风力发电机三矢量模型预测电流控制算法复杂度,开关频率和控制性能问题,本文提出了一种改进型三矢量模型预测电流控制算法,该算法降低了计算复杂度,固定了开关频率的同时提升了控制性能。具体结论为所提出的改进型三矢量模型预测电流控制算法每个控制周期开关动作次数恒定为 3 次,实现了固定开关频率控制;该算法相比与三矢量模型预测电流控制算法,转子电流、电磁转矩和输出功率脉动均有效减少,具有更好的稳态性能;在风速突降时,两种算法的转子电流、电磁转矩和输出功率动态响应过程基本一致,能快速跟随给定数值变化,具有良好的动态性能,且该算法动态响应发生变化时控制性能更好;该算法降低了计算复杂度,提升了运算效率。

参考文献

- [1] 邹志策, 张玉荣, 雷一, 等. 基于转子多阶串联动态电阻的 DFIG 自适应 LVRT 控制策略[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(6): 224-233.
- [2] ZOU ZH C, ZHANG Y R, LEI Y, et al. Adaptive low voltage ride through control strategy based on rotor multi-step series dynamic resistor for doubly fed induction generator[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(6): 224-233.
- [3] 邢法财, 徐政. 双馈感应风力发电机的负电阻效应研究[J]. 太阳能学报, 2022, 43(4): 324-332.
- [4] XING F C, XU ZH. Investigation on negative-resistance effect of doubly-fed induction generator[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2022, 43(4): 324-332.
- [5] 凌禹. 对称电压故障下双馈风力发电机瞬态特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(18): 6871-6880.
- [6] LING Y. Transient characteristics analysis of DFIG-based wind turbine under symmetrical voltage fault [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(18): 6871-6880.
- [7] 杜涛, 曾国辉, 黄勃, 等. 基于蜻蜓算法分数阶 PI 的 PMSM 矢量控制优化[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(10): 132-141.
- [8] DU T, ZENG G H, HUANG B, et al. Optimization of PMSM vector control based on dragonfly algorithm fractional PI[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34(10): 132-141.
- [9] 陈昱昊, 郑宾. 基于模糊 PI 控制的永磁同步电机矢量控制性能研究[J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(7):

- 75-81.
- CHEN Y H, ZHENG B. Research on vector control performance of permanent magnet synchronous motor based on fuzzy PI control [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2022, 41(7): 75-81.
- [6] 王艳阳, 胡海林, 杨杰, 等. 永磁同步电机模糊自适应低开关频率模型预测电流控制[J]. 国外电子测量技术, 2024, 43(6): 191-199.
- WANG Y Y, HU H L, YANG J, et al. Fuzzy adaptive low switching frequency model predictive current control for permanent magnet synchronous motor [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2024, 43(6): 191-199.
- [7] JOSE R, CRISTIAN G, ANDREA M, et al. Latest advances of model predictive control in electrical drives—Part I: Basic concepts and advanced strategies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 3927-3942.
- [8] KOU P, LIANG D L, LI J, et al. Finite-control-set model predictive control for DFIG wind turbines[J]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, 2018, 15(3): 1004-1013.
- [9] SAEED M, SONG W, YU B, et al. Low-complexity deadbeat model predictive current control with duty ratio for five-phase PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 12085-12099.
- [10] 张伟, 赵耀. 双三相永磁同步电机的多矢量模型预测电流控制策略[J/OL]. 上海电力大学学报, 1-9[2024-07-24]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/31.2175.TM.20240705.1507.003.html>.
ZHANG W, ZHAO Y. Multi-vector model predictive current control strategy for dual three-phase permanent magnet synchronous motor [J/OL]. Journal of Shanghai University of Electric Power, 1-9[2024-07-24]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/31.2175.TM.20240705.1507.003.html>.
- [11] 张永昌, 杨海涛, 魏香龙. 基于快速矢量选择的永磁同步电机模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(6): 66-73.
ZHANG Y CH, YANG H T, WEI X L. Model predictive control of permanent magnet synchronous motors based on fast vector selection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(6): 66-73.
- [12] 周立, 尚治博, 周越鹏, 等. 永磁同步电机低复杂度双矢量预测电流控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(6): 63-72.
- ZHOU L, SHANG ZH B, ZHOU Y P, et al. Low complexity dual-vector predictive current control of permanent magnet synchronous motor [J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(6): 63-72.
- [13] 徐艳平, 王极兵, 周钦, 等. 永磁同步电动机双优化三矢量模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(6): 1857-1864.
- XU Y P, WANG J B, ZHOU Q, et al. Double optimization three-vector model predictive current control for permanent magnet synchronous motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(6): 1857-1864.
- [14] 王云飞, 张兴, 谢震. 基于模型预测双馈电机低开关频率下控制[J]. 电力电子技术, 2017, 51(7): 47-50.
WANG Y F, ZHANG X, XIE ZH. Low switching frequency control of doubly-fed induction generator based on model predictive control [J]. Power Electronics, 2017, 51(7): 47-50.
- [15] 张靖, 武雪松, 李婷婷, 等. 低开关频率的五相永磁同步电机有限集模型预测电流控制算法[J]. 电工电能新技术, 2021, 40(6): 64-72.
ZHANG J, WU X S, LI T T, et al. Finite control set model predictive current control scheme with low switching frequency for five-phase permanent-magnet synchronous machines [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2021, 40(6): 64-72.
- [16] 孙坚, 汪意和. 基于三矢量的永磁同步电机快速预测电流控制[J/OL]. 武汉大学学报(工学版), 1-12[2024-07-24]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/42.1675.T.20221214.1019.001.html>.
SUN J, WANG Y H. Fast predictive current control of permanent magnet synchronous motor based on three vectors[J/OL]. Engineering Journal of Wuhan University, 1-12[2024-07-24]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/42.1675.T.20221214.1019.001.html>.

作者简介

刘述喜,教授,博士研究生,主要研究方向为电力电子变换器、电机及其控制技术。

E-mail:shuxi@cqut.edu.cn

黄思源(通信作者),硕士研究生,主要研究方向为双馈风力发电系统控制算法。

E-mail:2504534924@qq.com