不平衡负载下独立运行双馈发电系统的 矢量控制

张芳源¹,景云²,王丹¹

(1.大连海事大学船舶电气工程学院,辽宁大连 116026;2.大连海天兴业科技有限公司,辽宁大连 116026)

摘要:针对连接不平衡负载的双馈电机独立运行控制,提出一种基于改进超螺旋观测器和非奇异终端滑模的矢量控制方法。通过改进超螺旋观测器观测转子电流的基频和二倍频分量,减少对双馈电机参数的依赖,提高系统的抗干扰能力。设计基于改进超螺旋观测器的非奇异终端滑模转子电流控制器,消除由不平衡负载引起的滑模面波动,增强对二倍频交流给定信号的跟踪性能,进而改善对负序定子电压的抑制能力。仿 真与实验结果表明,所提方法能够在不平衡负载条件下有效抑制定子电压中的负序分量,具有优异的动静态 性能。

关键词:双馈感应发电机;独立运行;矢量控制;滑模控制;超螺旋观测器 中图分类号:TM315 文献标识码:A DOI:10.19457/j.1001-2095.dqcd23304

Vector Control of Stand-alone Doubly-fed Wind Power Generation System Under Unbalanced Loads ZHANG Fangyuan¹, JING Yun², WANG Dan¹

(1. Marine Electrical Engineering College, Dalian Maritime University, Dalian 116026, Liaoning, China; 2. Haitian Industrial Technology Co., Ltd., Dalian 116026, Liaoning, China)

Abstract: A vector control method based on the modified super-twisting observer and non-singular terminal sliding mode was proposed for stand-alone doubly-fed wind power generation systems under unbalanced loads. The fundamental frequency and double frequency components of the rotor current were observed by the modified super-twisting observer, which reduces the dependence on the parameters of the doubly-fed wind power generation and improves the anti-interference ability of the system. A non-singular terminal sliding mode rotor current controller based on a modified super-twisting observer was designed, which eliminates the sliding mode surface fluctuation caused by unbalanced loads, enhances the tracking performance of the AC given, and improves the suppression ability of negative sequence stator voltage. Simulation and experimental results show that the proposed method can effectively suppress the negative sequence component of stator voltage under unbalanced load conditions, and has the excellent dynamic and static performance.

Key words: doubly-fed induction generator(DFIG); stand-alone; vector control; sliding mode control; supertwisting observer(STO)

近年来,新能源的利用在全世界范围内受到 越来越多的关注,大力发展新能源发电技术,对 于解决日益严重的能源匮乏、环境污染问题具有 重大意义。双馈感应发电机(doubly-fed induction generator, DFIG)具有变换器容量低且能在不 同转速下保持频率恒定的特点,使其在风力发电 等领域得到广泛应用^[1-3]。

独立运行是指双馈电机发出的电能直接为 独立负载供电的状态。独立运行的DFIG常应用 于电网未覆盖的偏远村庄、孤岛和船舶轴带发电

基金项目:国家自然科学基金(52071044,51979020,51909021,51939001);中国博士后科学基金(2019M650086); 大连市杰出青年科技人才计划(2018RJ08);交通运输部高层次人才计划(2018-030); 中央高校基本科研业务费(3132019319)

作者简介:张芳源(1997一),男,硕士研究生,Email:zhangfangyuan12138@163.com

通讯作者:王丹(1960—),男,博士,教授,博士生导师,Email:dwang@dlmu.edu.cn

领域^[4-6]。实际上,这些负载并不总是平衡的,经 常会出现瞬时负载不平衡的情况。不平衡负载 将导致双馈电机发电电压不平衡,降低发电质 量,而不平衡电压又进一步导致平衡负载产生不 平衡电流,影响其运行性能。

为解决上述问题,文献[7-8]提出一种利用负 载侧变换器消除负序定子电流来补偿定子电压 负序分量的方法,然而这种方法需要提取电流的 正、负序分量,导致闭环电流控制不稳定¹⁹。文献 [9-11]采用基于双同步坐标系锁相环的电流比例 积分谐振(proportional integral resonant, PIR)矢量 控制方法,谐振控制器可有效控制指定频率下的 交流分量,这种方法不涉及转子电流的正、负序 分解,简化了控制器结构。文献[12-13]采用一种 基于模型的预测电流控制方法,提高了电流控制 精度,改善了暂态性能。文献[14]将比例积分重 复控制方法应用于双馈电机矢量控制,利用一个 控制器同时消除定子电压的不平衡和谐波分量, 简化了计算过程。文献[15]提出一种不平衡负载 下的直接电压控制器,该方法不需要转子电流控 制器,简化了控制器结构,取得了良好的控制效果。

本文针对不平衡负载下独立运行的双馈发 电系统,设计了一种基于非奇异终端滑模控制 (nonsingular terminal sliding mode control, NTSMC)和改进超螺旋观测器(modified supertwisting observer, MSTO)的矢量控制方法,增强了 对转子电流二倍频交流给定的跟踪性能,改善了 不平衡负载条件下负序定子电压的抑制能力。 这种方法不依赖于精确的电机参数,与传统控制 方法相比,具有更快的动态响应和优异的稳态性 能,Matlab仿真与实验结果验证了所提方法的有 效性和可行性。

1 不平衡负载下DFIG数学模型

以风力发电系统为例,不平衡负载条件下独 立运行的双馈发电系统框图如图1所示。风力机 连接变速箱带动双馈电机转子转动,产生的电能 通过DFIG定子绕组直接传递给负载;DFIG转子 绕组通过两个背靠背的功率变换器连接定子绕 组,包括定子侧整流器和转子侧逆变器,定子侧 整流器主要用来维持电容电压稳定,转子侧逆变 器为DFIG提供励磁电流,控制其独立发电运行。

遵循电动机惯例,双馈电机在同步旋转坐标 系下的数学模型为





$$\begin{cases} \Psi_{sd}^{+} = L_{s}i_{sd}^{+} + L_{m}i_{rd}^{+} \\ \Psi_{sq}^{+} = L_{s}i_{sq}^{+} + L_{m}i_{rq}^{+} \\ \Psi_{rd}^{+} = L_{m}i_{sd}^{+} + L_{r}i_{rq}^{+} \\ \Psi_{rq}^{+} = L_{m}i_{sq}^{+} + L_{r}i_{rq}^{+} \end{cases}$$
(1)
$$\begin{cases} u_{sd}^{+} = R_{s}i_{sd}^{+} - \omega_{s}\Psi_{sq}^{+} + \frac{\mathrm{d}\Psi_{sd}^{+}}{\mathrm{d}t} \\ u_{sq}^{+} = R_{s}i_{sq}^{+} + \omega_{s}\Psi_{sd}^{+} + \frac{\mathrm{d}\Psi_{sq}^{+}}{\mathrm{d}t} \\ u_{rd}^{+} = R_{r}i_{rq}^{+} - \omega_{sl}\Psi_{rq}^{+} + \frac{\mathrm{d}\Psi_{rd}^{+}}{\mathrm{d}t} \\ u_{rq}^{+} = R_{r}i_{rq}^{+} + \omega_{sl}\Psi_{rd}^{+} + \frac{\mathrm{d}\Psi_{rq}^{+}}{\mathrm{d}t} \end{cases}$$
(2)

式中: u,i,Ψ 分别为电压、电流和磁链;上标"+"为 正同步参考系;下标d,q为同步坐标系的d,q轴; R_s,R_r 分别为定子电阻和转子电阻; L_s,L_r,L_m 分别 为定子电感、转子电感和定转子间互感; ω_s,ω_s 分 别为双馈电机的同步角速度和转差角速度。

独立运行的 DFIG 在连接不平衡负载时,会 产生三相不平衡电压电流。由于三相三线制的 特点,可以忽略零序电流,将电压和电流分解成 正序和负序分量。在 *d*-q坐标系中,负序分量表 现为二倍频交流信号,其关系如下式所示:

 $F_{dq}^{+} = F_{dq+}^{+} + F_{dq-}^{+} = F_{dq+}^{+} + F_{dq-}^{-12\omega_{s}t}$ (3) 式中: F 代表定转子电压、电流等物理量; 上标 "+", "-"分别为正、负同步参考系; 下标"+", "-" 分别为正、负序分量。

正负同步旋转参考系矢量图如图2所示。由



synchronous rotation reference system

于独立运行 DFIG 的控制目标是定子电压平衡, 所以其负序分量需要得到补偿。

2 控制器设计

2.1 正序分量控制

定子电压的正序分量控制采用比例积分 (proportional integral, PI)控制器来实现,如图3所 示,将电压幅值给定 u_{s*}^{**} 与实际值 u_{s*}^{*} 比较后送入 PI控制器,来获得 d 轴转子电流的正序参考分量 i_{ud*}^{**} 。该控制回路的目的为建立三相定子电压,同 时抑制由转子速度或负载变化影响导致的定子 电压幅值变化。定子电压幅值的大小由电压信 号的正序分量获得,即

$$u_{s+}^{*} = \sqrt{u_{sq+}^{*2} + u_{sd+}^{*2}}$$
(4)
$$u_{s+}^{*} + K_{s} + K_{sd+} + K_{$$

图3 电压正序分量控制器

Fig.3 Controller of voltage positive sequence component

在定子磁链按*d*轴定向的前提下,忽略定子 电阻的影响,结合式(1)、式(2)可以得到*q*轴转子 电流正序参考值为

$$i_{rq+}^{**} = -\frac{L_{s}}{L_{m}}i_{sq+}^{*}$$
(5)

2.2 负序分量控制

为了补偿双馈电机定子的不平衡电压,使用 陷波滤波器来提取负同步参考坐标系下定子电 压的负序分量 *u*_{sdq},并用 PI 控制器使其收敛到 零,控制框图如图4所示。





图4中,ω₀为陷波滤波器的中心频率;G₀为陷 波器的通带增益;ξ为陷波系数,通常取0.707。 由陷波滤波器提取出的定子电压负序分量,通过 参考值设置为0的比例积分控制器来获得转子电 流的负序参考*i*⁻⁻⁻,转子电流负序分量在负同步 参考坐标系为直流分量,经坐标变换转换至正同 步参考坐标系。通过电压外环的正负序控制,得 到补偿不平衡电压后的转子电流总参考值如下 式所示:

$$\dot{i}_{rdq}^{**} = \dot{i}_{rdq+}^{**} + \dot{i}_{rdq-}^{**} = \dot{i}_{rdq+}^{**} + \dot{i}_{rdq-}^{*} e^{-j2\omega_s t}$$
(6)

转子电流总参考值为直流和交流分量的总和,转子电流通过跟踪此参考值,来消除定子电 压中的负序分量。但传统的控制方法(例如PI控制)无法有效跟踪交流给定,因此,需要对转子电 流控制器进行改进,增强其对转子电流二倍频给 定的跟踪性能。

2.3 改进转子电流控制器设计

遵循定子磁链按d轴定向的原则,结合式(1)、 式(2),可得转子电流在同步旋转参考系下的一 阶微分方程为

$$\begin{cases} \frac{di_{rd}^{+}}{dt} = \frac{u_{rd1}^{+}}{\sigma L_{r}} + f_{d1} + f_{d2} + \lambda_{d} \\ \frac{di_{rq}^{+}}{dt} = \frac{u_{rq1}^{+}}{\sigma L_{r}} + f_{q1} + f_{q2} + \lambda_{q} \end{cases}$$
(7)

其中

$$\begin{cases} f_{d1} = -\frac{R_{r}i_{rd1}^{*}}{\sigma L_{r}} - \omega_{sl}i_{rq1}^{*} \\ f_{q1} = -\frac{R_{r}i_{q1}^{*}}{\sigma L_{r}} + \omega_{sl}i_{rd1}^{*} + \frac{\omega_{sl}L_{m}u_{s1}^{*}}{\omega_{s}(L_{s}L_{r} - L_{m}^{2})} \end{cases}$$

$$\begin{aligned} f_{q2} = \frac{u_{rd2}^{*}}{\sigma L_{r}} - \frac{R_{r}i_{rd2}^{*}}{\sigma L_{r}} - \omega_{sl}i_{rq2}^{*} \\ f_{q2} = \frac{u_{rq2}^{*}}{\sigma L_{r}} - \frac{R_{r}i_{rq2}^{*}}{\sigma L_{r}} + \omega_{sl}i_{rd2}^{*} + \frac{\omega_{sl}L_{m}u_{s2}^{*}}{\omega_{s}(L_{s}L_{r} - L_{m}^{2})} \end{aligned}$$

$$(9)$$

$$\sigma = 1 - L_{\rm m}^2 / (L_{\rm s} L_{\rm r}) \tag{10}$$

式中: λ_{d} , λ_{q} 分别为系统未建模动态和外界未知扰动的影响; f_{d1} , f_{q1} 为转子电流导数中的基频分量; f_{d2} , f_{q2} 为不平衡负载在转子电流导数中引入的二倍频分量。

由式(7)可知,DFIG转子电流可以由转子电 压控制。由于滑模控制相对于传统的比例积分 控制器,具有受数学模型偏差影响小、收敛速度 快、跟踪性能好等特点,采用非奇异终端滑模设 计转子电流控制器。设计转子电流的非奇异滑 模面为

$$\begin{cases} s_{d} = \alpha_{d} x_{d\alpha} + \frac{1}{\beta_{d}} x_{d\beta}^{p/q} \\ s_{q} = \alpha_{q} x_{q\alpha} + \frac{1}{\beta_{q}} x_{q\beta}^{p/q} \end{cases}$$
(11)

其中

$$x_{d\alpha} = \int (i_{rd}^{+} - i_{rd}^{**}) dt$$
$$x_{d\beta} = i_{rd}^{+} - i_{rd}^{**}$$

$$x_{q\alpha} = \int (i_{rq}^{+} - i_{rq}^{**}) dt$$
$$x_{q\beta} = i_{rq}^{+} - i_{rq}^{**}$$

式中: α , β 为滑模面参数,且满足 α , $\beta > 0$;p/q为 $x_{d\beta}, x_{d\beta}$ 的指数,p,q为正奇数且满足1 < p/q < 2; $x_{d\alpha}, x_{d\beta}, x_{a\alpha}, x_{a\beta}$ 为滑模状态变量。

当系统到达稳态时,满足滑模变量及其导数收敛 到0,即

$$\begin{cases} s_d = \dot{s}_d = 0\\ s_q = \dot{s}_q = 0 \end{cases}$$
(12)

结合式(7)与式(11),得到转子电流的滑模 控制率为

$$\begin{cases} u_{rd}^{+} = -\sigma L_{r}(f_{d1} + f_{d2}) - \frac{\sigma L_{r} \alpha \beta q}{p} x_{d\beta}^{2 - p/q} - k_{d} \operatorname{sign}(s_{d}) \\ u_{rq}^{+} = -\sigma L_{r}(f_{q1} + f_{q2}) - \frac{\sigma L_{r} \alpha \beta q}{p} x_{q\beta}^{2 - p/q} - k_{q} \operatorname{sign}(s_{q}) \end{cases}$$
(13)

式中:k_a,k_a为开关控制项系数。

滑模控制率中,开关控制部分用来补偿系 统未建模动态和外界未知扰动的影响。等效控 制项*f*_{a1},*f*_{q1}用来跟踪转子电流给定中的基频分 量;*f*_{a2},*f*_{q2}用来跟踪转子电流给定中的二倍频分 量,在消除负序电压分量中起了非常重要的作 用。为了消除滑模控制中的抖振,用饱和函数 sat(*s*)来代替开关函数作为控制函数的切换控制 部分。

由式(8)、式(9)可知,转子电流导数中的基 频分量 f_{d1}, f_{q1} 和二倍频分量 f_{d2}, f_{q2} 的计算需要电机 电感参数,会受到电机参数测量误差的影响,并 且 f_{a2}, f_{q2} 的计算需要提取转子电压、电流的二倍 频分量,使控制器设计更为复杂。针对以上不 足,设计了一种改进超螺旋观测器,同时观测 $f_{a1},$ f_{q1}, f_{d2}, f_{q2} 的值,以d轴为例,设计的MSTO如下式 所示:

$$\begin{cases} e = z_1 - i_{rd}^+ \\ \dot{z}_1 = z_2 + y_d - l_1 | z_1 - i_{rd}^+ |^{1/2} \operatorname{sign}(z_1 - i_{rd}^+) + b u_{rd}^+ \\ \dot{z}_2 = -l_2 | z_1 - i_{rd}^+ |^0 \operatorname{sign}(z_1 - i_{rd}^+) \\ \dot{y}_d = -k_m | 0 - s_d |^1 \operatorname{sign}(0 - s_d) + x_d \\ \dot{x}_d = -(2\omega_s)^2 y_d \end{cases}$$

式中: z_1 , z_2 , y_d 为观测器状态量,分别用来观测转 子电流 i_{rd}^+ 、基频分量和扰动分量($f_{d1}+\lambda_d$)及二倍频 分量 f_{d2} ; l_1 , l_2 , k_m 为基频以及二倍频分量观测系 数;b为参数增益,且满足 $b = (1/\sigma)L_r$;e为观测器

(14)

观测误差,作为z₁和z₂的观测稳定条件。

由于f_{a2}在消除负序分量中起着关键作用,当系统 到达滑模面并稳定时,呈二倍频正弦交流形式, 所以用0-s_a作为其观测稳定条件。

将 MSTO 观测的状态量替换式(13)中的对应 量,可得 MSTO-based NTSMC 的转子电流控制律 (以*d*轴为例)为

$$u_{rd}^{+} = -\sigma L_r(z_2 + y_d) - \frac{\sigma L_r \alpha_d \beta_d q}{p} x_{d\beta}^{2-p/q} - k_d \text{sat}(s_d)$$
(15)

设计的*d*轴转子电流控制器的结构如图5所示(*q*轴结构相似)。



图 5 MSTO-based NTSMC转子电流控制器结构框图 Fig.5 Block diagram of MSTO-based NTSMC rotor current controller

2.4 稳定性证明

定义 d 轴 MSTO 的观测误差为 d(t),且满足: $d(t) = f_{1d} + \lambda_d - z_2 + f_{2d} - y_d$ (16)

且存在D(D>0),使得 $0 < |d(t)| < D_o$

取 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2}s_d^2 \tag{17}$$

对式(17)求导并把式(7)、式(11)、式(15)、式(16)代入可得:

$$\begin{split} \dot{V} &= s_d \cdot \dot{s}_d \\ &= s_d \cdot \left(\alpha x_{d\beta} + \frac{p}{\beta q} x_{d\beta}^{p/q-1} \dot{x}_{d\beta}\right) \\ &= s_d \cdot \left[\alpha x_{d\beta} + \frac{p}{\beta q} x_{d\beta}^{p/q-1} \left(\frac{u_{rd}^+}{\sigma L_r} + f_{d1} + f_{d2} + \lambda_d\right)\right] \\ &= s_d \cdot \frac{p}{\beta q} x_{d\beta}^{p/q-1} \cdot \left(\frac{\alpha \beta q}{p} x_{d\beta}^{2-p/q} + \frac{u_{rd}^+}{\sigma L_r} + f_{d1} + f_{d2} + \lambda_d\right) \\ &= s_d \cdot \frac{p}{\beta q} x_{d\beta}^{p/q-1} \left[d\left(t\right) - k_d \operatorname{sat}\left(s\right)\right] \\ &\leqslant \frac{p}{\beta q} x_{d\beta}^{p/q-1} \cdot \left|s_d\right| \left[\left|d\left(t\right)\right| - k_d\right] \end{split}$$

选取合适的控制器开关系数 k_d ,令 $k_d > D$,进 而满足[$|d(t)| - k_d$]<0,由于 $\beta > 0$,p和q为正奇数 且满足1<p/q < 2,则有 $x_{d\beta}^{p/q-1} \ge 0$ 。当 $x_{d\beta}^{p/q-1} > 0$ 时, $\dot{V} < 0$,满足Lyapunov稳定条件,系统达到稳 定;当 $x_{d\beta}^{p/q-1} = 0$ 时,控制器跟踪误差为零,即达到 跟踪给定值,系统同样是稳定的。

3 仿真验证

为了验证所提方法的有效性,利用 Matlab 软件中的 Simulink 仿真工具对系统进行仿真,仿真 系统框图如图 6 所示。电压控制器与转子电流控 制器分别应用于不平衡负载下独立运行的双馈 发电系统的内外环控制器中,分别采样定子电 压、定子电流、转子电流和转子位置信号,经内外 环控制器后,产生 SVPWM 信号送给转子侧逆变 器,以控制双馈发电机的独立运行。



图 6 不平衡负载下 DFIG 控制框图

Fig.6 Control scheme of DFIG under unbalanced loads

本系统仿真参数的设置为:直流母线电压给 定值460 V,定子电压幅值给定值155 V,角频率 给定值 $\omega^*=100\pi$ rad/s;双馈电机的参数为:额定 功率 $P_N=6$ kW,电机极对数2,定子电阻 $R_s=1.37$ Ω ,定子电感 $L_s=0.162$ 5 H,定转子间互感 $L_m=$ 0.159 2 H,转子电阻 $R_r=1.65$ Ω ,转子电感 $L_r=$ 0.163 5 H,定转子匝数比 $N_s/N_r=2.398$ 。

为了验证所提算法在不平衡负载下的有效 性,将本文提出的MSTO-based NTSMC控制方法, 与NTSMC控制方法和PIR控制方法,在连接不平 衡负载的条件下进行仿真对比。在 t=0.2 s之前, DFIG定子绕组连接三相平衡负载(200 Ω ,200 Ω , 200 Ω);在 t=0.2 s之后,切换为三相不平衡负载 (50 Ω ,100 Ω ,200 Ω)进行测试。

本文所提方法是对转子电流控制器的改进, 增强对二倍频交流信号的跟踪性能,进而改善对 定子电压负序分量的抑制能力,因此对比了 NTSMC控制、PIR控制和本文所提控制方法在三 相不平衡负载下的q轴转子电流跟踪效果。如图 7a所示,采用NTSMC控制方式时,q轴转子电流 信号无法有效跟踪交流给定。如图7b所示,采用 PIR控制方式时,负载变化时转子电流信号波动 较大,但仍能在0.07 s之内跟踪上给定电流。如 图7c所示,采用本文所提方法时,当负载变为不 平衡时,转子电流的波动明显变小,过渡更加平 滑,在0.04 s之内,转子电流能够迅速跟踪上给 定,相对于PIR控制方法,具有更好的动态性能。



Fig.7 Tracking effect of q axis rotor current under unbalanced loads

图8为不同控制方法在三相不平衡负载下定 子电压幅值和电压负序分量的仿真结果。如图 8a所示,在无负序抑制能力的NTSMC控制下,定 子电压氧值中存在大小为22V的二倍频波动,定 子电压负序分量为ust-3V,ust-20V,电压不平 衡度为5.4%。如图8b所示,采用PIR控制方式 时,电压幅值波动从22V减少为2.2V,定子电压 负序分量也削减为ust-0.1V,ust-0.8V,电压不 平衡度为1.1%。如图8c所示,采用本文所提方 法时,电压幅值波动得到明显改善,在0.04s之 内,定子电压负序分量被迅速削减到0。

为了验证所提算法在电机转速变化时的有效性,在0.4 s—0.6 s之间,将双馈电机转速从1380 r/min逐渐上升至1620 r/min,在三相不平衡负载下,得到的仿真波形如图9所示。其定子电流由于三相不平衡负载影响,呈不平衡状态,幅值分别为1A,1.75 A和2.1 A,不平衡度为37.1%。定子电压在不平衡负载与转速变化双重条件下,仍为三相平衡波形,且幅值和频率仍保持不变。

根据仿真结果总结可知,本文所设计的MS-TO-based NTSMC转子电流控制器,相对于NTSMC





速跟踪给定信号,具有更好的动态性能。同时, 验证了本文所提控制方法在转速变化条件下的 有效性。

4 实验验证

为了进一步验证所提算法的有效性,搭建了 硬件实验平台,如图10所示,并基于数字信号处 理器DSPTMS320F28335编写了控制算法。采用 一台功率为7.5 kW的异步电机作为原动机,异步 电机与双馈发电机同轴相连,通过变频器来模拟 不同转速下的DFIG运行状态。DFIG的实验参数 与仿真参数相同,DSP的时钟频率设置为120 MHz。PWM的采样频率和开关频率设置为120 kHz。双馈发电机的转子电流由基于智能功率模 块(IPM)PM75RL1A120的功率逆变器控制。实 验数据通过CAN网以1 Mbps的速率上传到上位 机,以便于状态量的观测与分析。





与仿真情形类似,在0.2 s时,DFIG定子连接 的三相平衡负载(200 Ω,200 Ω,200 Ω)突变为三 相不平衡负载(50 Ω,100 Ω,200 Ω),对比三种控 制方法下的转子电流跟踪效果和定子电压波形 分别如图11、图12所示。

以q轴转子电流为例,如图11a所示,在负载 不平衡情况下,采用NTSMC控制方式,无法实现 转子电流对交流给定信号的有效跟踪。对比图 11b和图11c可得,PIR控制方式的调节时间是 0.06 s,而 MSTO-based NTSMC的调节时间是 0.025 s,本文所提方法的动态响应速度要优于 PIR控制,具有动态性能优异的特点。

由图 12 可得,在采用 NTSMC 控制方式时,定 子电压负序分量为 u_{sd}=2 V, u_{sq}=21 V,定子电压 幅值存在大小为 20 V 的二倍频波动,电压不平衡 度为 5.1%;采用 PIR 控制方式时,定子电压负序





电气传动 2022年 第52卷 第20期

分量为 u_{sd}=0.5 V, u_{sq}=2.3 V, 电压幅值波动减少 为 4.3 V, 电压不平衡度为 1.3%; 采用本文所提 MSTO-based NTSMC 控制方法时, 定子电压负序 分量被削减到 0, 电压幅值的二倍频波动也得到 有效抑制, 说明本文所提方法在不平衡负载条件 下的负序电压消除能力更优。

在连接三相不平衡负载条件下,采用所提算 法在电机转速变化时的实验波形如图13所示,在 3s-4s时,双馈电机转速从1380r/min线性上升 至1620r/min,转子电流频率由4Hz缓慢变为零 后反相,之后再次上升至4Hz。同时,为了保证 定子电压的平衡,转子电流中引入了二倍频交流 分量。进一步分析3s-3.5s期间的定子电压和 电流波形可知,当转速发生变化时,定子电压仍 为三相平衡波形,且幅值和频率保持不变,具有 变速恒频的特性。定子电流的波形稳定,不受电 机转速变化的影响,其幅值分别为1.1A,1.81A 和2.2A。实验结果表明,本文所提算法在转速变 化时也具有优良的负序电压抑制性能。



5 结论

本文针对不平衡负载下独立运行的双馈电 机控制,提出了一种基于改进超螺旋观测器和非 奇异终端滑模的矢量控制方法。通过MSTO同时 观测转子电流的基频和二倍频分量,提升了系统 的抗干扰能力。将MSTO-based NTSMC应用于转 子电流控制,使控制器能够快速有效地跟踪转子 电流二倍频给定信号,改善了对定子电压负序分 量的抑制能力。所提方法与传统方法相比,减少 了对电机参数的依赖,提升了系统的鲁棒性。仿