



DOI:10.12404/j.issn.1671-1815.2403291

引用格式:王宁,董锋斌,罗育恒,等.非理想电网条件下双馈电机网侧变换器的改进超螺旋终端滑模控制[J].科学技术与工程,2025,25(3):1054-1064.

Wang Ning, Dong Fengbin, Luo Yuheng, et al. Improved super-helical terminal sliding mode control of doubly-fed motor grid-side converter under nonideal grid conditions[J]. Science Technology and Engineering, 2025, 25(3): 1054-1064.

电工技术

非理想电网条件下双馈电机网侧变换器的改进超螺旋终端滑模控制

王宁,董锋斌*,罗育恒,樊犇

(陕西理工大学电气工程学院,汉中 723000)

摘要 为了提高不平衡及谐波电网电压下双馈风力发电机网侧变换器的控制性能,提出了一种改进超螺旋快速终端滑模的直接功率控制算法。首先,在两相静止坐标系下分析了网侧变换器在不平衡及谐波电网电压下以功率为状态变量的数学模型。然后,在进行功率内环设计时,针对数学模型中的负序以及各谐波分量导致的干扰,采用非线性扩张状态观测器进行观测。其次,为保证系统能在更短的时间内达到稳态,构造非奇异快速终端滑模面,并结合改进超螺旋滑模趋近律来设计了功率内环的滑模控制律。同样对电压外环也设计了终端滑模控制律。并利用 Lyapunov 函数证明了非奇异快速终端滑模面、改进超螺旋控制算法及非线性扩张状态观测器的稳定性。最后,通过与三种不同的控制方案来进行仿真对比,验证了所提控制方法的合理性和有效性。

关键词 双馈风力发电机;网侧变换器;非奇异快速终端滑模面;改进超螺旋算法;非线性扩张状态观测器

中图分类号 TM315;

文献标志码 A

Improved Super-helical Terminal Sliding Mode Control of Doubly-fed Motor Grid-side Converter under Nonideal Grid Conditions

WANG Ning, DONG Feng-bin*, LUO Yu-heng, FAN Ben

(School of Electrical Engineering, Shaanxi University of Technology, Hanzhong 723000, China)

[Abstract] In order to improve the control performance of a doubly-fed wind turbine grid-side converter under unbalanced and harmonic grid voltages, a direct power control algorithm with an improved super-helix fast terminal sliding mode was proposed. First, the mathematical model of the grid-side converter under unbalanced and harmonic grid voltages with power as the state variable was analyzed in a two-phase stationary coordinate system. Then, the power inner-loop design was carried out with a nonlinear expansion state observer for the negative sequence in the mathematical model as well as the disturbances due to each harmonic component. Secondly, to ensure that the system can reach the steady state in a shorter time, the non-singular fast terminal sliding mode surface was constructed and the sliding mode control law for the power inner loop was designed by combining with the improved super-helical sliding mode convergence law. Similarly the terminal sliding mode control rate was also designed for the voltage outer loop. The stability of the non-singular fast terminal sliding mode surface, the improved super-helix control algorithm and the nonlinear expanding state observer was also proved by using the Lyapunov function. Finally, the method was verified to have faster convergence and stronger robustness by comparing it with three different control schemes to perform simulations.

[Keywords] doubly-fed wind turbine; grid-side converter; non-singular fast terminal sliding mode surface; improved super-helix algorithm; nonlinear expanding state observer

新型电力系统为了实现碳达峰碳中和的目标,确保能源电力安全满足经济社会需求。以风电为主的新能源占比在持续上升^[1]。在大规模集中开发的风

电发展模式下,风力机组在谐波畸变、不平衡等非理想电网环境下能否稳定运行已成为研究的热点问题。而在目前的风力发电技术中,主要是以双馈风力电机

收稿日期:2024-05-06 修订日期:2024-08-01

基金项目:陕西省自然科学基金基础研究计划(2023-JC-YB-442)

第一作者:王宁(1997—),男,汉族,山西吕梁人,硕士研究生。研究方向:电力电子与传动。E-mail:1250138409@qq.com。

*通信作者:董锋斌(1973—),男,汉族,陕西西安人,博士,副教授。研究方向:电力电子与传动。E-mail:dongfb3000@126.com。

投稿网址:www.stae.com.cn

(doubly fed induction generator, DFIG)为主的一类变速恒频技术。DFIG的定子侧直接与电网连接,转子侧通过背靠背变换器与电网相连^[2]。其中,网侧变换器(grid side converter, GSC)是转子侧和电网能量交换的衔接口,主要任务是维持直流母线电压的稳定。而当电网电压含有不平衡及谐波分量时,文献[3]通过对1.5 MW双馈风电机组的实例分析,当电网电压由于不对称短路故障或大干扰出现不平衡分量时,会导致系统打破原有电磁转矩的平衡状态进而导致机组脱网。同时针对GSC,其电流、功率和母线电压也会出现多倍频振荡,恶化了DFIG的运行环境,导致无法满足并网要求^[4]。因此,有必要寻求新的控制策略能够使得DFIG的安全运行能从控制上得到保证。

目前,关于DFIG在不平衡及谐波电网电压下控制策略的研究中,已有文献通过矢量控制(vector control, VC)^[5-6]或直接功率控制(direct power control, DPC)^[7-8]来实现输出功率平稳或并网电流对称。文献[5]利用多重坐标系对电网中存在的谐波分量进行检测,并通过注入特定的谐波补偿量进行抑制,有效地减少了系统中存在的谐波分量。文献[7]基于直接功率控制,采用一种新型的功率补偿方法,来满足不同的控制目标。而文献[9]在谐波电网下基于直接谐振控制方案,构建定子电流谐振闭环来抑制谐波分量,在实现定转子电流正弦化的过程中也明显降低了电磁转矩脉动分量的大小。由于在构造两相旋转坐标系时,需要采用锁相环准确获取电网的相位信息,这必然会降低系统的响应速度。而直接功率控制因其可以在两相静止坐标系下实现,所以被广泛应用到滑模控制(sliding mode control, SMC)等非线性调节器中。

滑模控制^[10]凭借其快速的响应速度、对参数变化和扰动的低敏感度,已经被广泛地应用于多个领域。但是其状态变量在平衡点的收敛是渐近稳定的,而不是在有限时间内。文献[11]针对此问题提出了一种非奇异终端滑模控制(non-singular terminal sliding mode control, NTSMC)的方法,使得系统状态变量在有限时间内收敛为零的同时,也避免了传统终端滑模出现的奇异现象。而当系统状态在远离平衡点的区域时,NTSMC的收敛速度缓慢,导致系统的收敛时间大大增加。为了保留传统NTSMC优点的同时改善其动态响应能力,文献[12]在NTSMC的基础上提出了一种非奇异快速终端滑模控制(non-singular fast terminal sliding mode control, NFTSMC)。此外,为了平衡系统状态的收敛速度和抖振,许多新的趋近律也被运用到控制器的设计中。

文献[13-14]针对双馈风力发电机运行不佳的

问题,将自适应二阶滑模控制应用到双馈电机当中,利用超螺旋算法有效的削减了传统趋近律切换时产生的抖振,使系统具有较好的跟踪精度。而文献[15]将非奇异快速终端滑模面与超螺旋滑模优化算法相结合,在减小滑模抖振的同时加快了系统收敛速度。但是传统的超螺旋滑模控制算法虽然具有较高的鲁棒性和较快的收敛速度,但其应用的符号函数具有非光滑性,会使得输入在某些情况下产生高频振荡和不连续问题。对此文献[16]提出了一种新型超螺旋算法,利用边界层可变的非线性指数函数来代替传统超螺旋算法中的符号函数并应用到永磁同步电机中,不仅有效地抑制了抖振,也增强了系统的抗干扰能力。

以上方法虽然对未知干扰有鲁棒性,但其运行前提是系统模型的准确性。而在实际运行中,电机的运行因受到参数变化和外界干扰的影响难以实现高精度的建模。因此,为了提高DFIG-GSC在不平衡及谐波电网下的运行特性,提出了一种基于非线性扩张状态观测器(nonlinear extended state observer, NESO)的改进超螺旋非奇异快速终端滑模控制(improved super-twisting nonsingular fast terminal sliding mode control, ISTNFTSMC)方法。利用NESO对非理想模型中的不确定项进行了精确的预测,并针对不同的控制目标对ISTNFTSMC进行前馈补偿。最后,通过仿真来验证此控制策略的控制效果。

1 GSC的数学模型

网侧变换器的拓扑结构如图1所示。其中, e_{ga} 、 e_{gb} 、 e_{gc} 为三相电网相电压; i_{ga} 、 i_{gb} 、 i_{gc} 为三相电网相电流(规定电流与电压降方向一致); u_{ga} 、 u_{gb} 、 u_{gc} 为变换器交流侧电压; U_{dc} 为直流侧电压; i_{load} 为直流侧负载电流; L_{ga} 、 L_{gb} 、 L_{gc} 为交流侧三相电感; R_{ga} 、 R_{gb} 、 R_{gc} 为三相线路的等效阻抗; C 为电容。

根据图1所示GSC的拓扑结构图,令 $L_{ga} = L_{gb} = L_{gc} = L_g$; $R_{ga} = R_{gb} = R_{gc} = R_g$ 。通过坐标变换可得两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系下的数学模型为

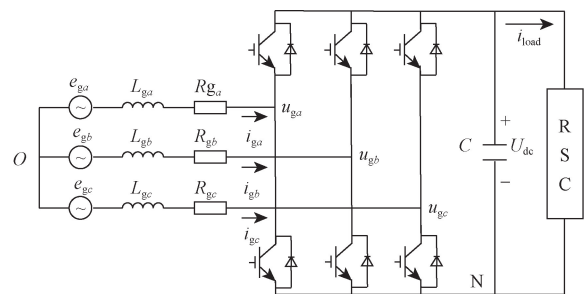


图1 GSC的主电路图

Fig. 1 Main circuit diagram of GSC

$$\begin{cases} e_{g\alpha} = R_g i_{g\alpha} + L_g \frac{di_{g\alpha}}{dt} + u_{g\alpha} \\ e_{g\beta} = R_g i_{g\beta} + L_g \frac{di_{g\beta}}{dt} + u_{g\beta} \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{3}{2}(S_\alpha i_{g\alpha} + S_\beta i_{g\beta}) - i_{load} \end{cases} \quad (1)$$

式(1)中: $e_{g\alpha}$ 、 $e_{g\beta}$ 为三相电网电压的 α 、 β 分量; $i_{g\alpha}$ 、 $i_{g\beta}$ 为三相电网电流的 α 、 β 分量; $u_{g\alpha}$ 、 $u_{g\beta}$ 为交流侧电压的 α 、 β 分量; S_α 、 S_β 为网侧变换器中各相桥臂的开关函数的 α 、 β 分量。

由 GSC 在两相静止坐标系下的数学模型可得交流侧的瞬时有功功率 P_g 、无功功率 Q_g 以及直流侧功率 P_{dc} 的表达式为

$$\begin{cases} P_g = \frac{3}{2}(e_{g\alpha} i_{g\alpha} + e_{g\beta} i_{g\beta}) \\ Q_g = \frac{3}{2}(e_{g\beta} i_{g\alpha} - e_{g\alpha} i_{g\beta}) \\ P_{dc} = (C \frac{dU_{dc}}{dt} + i_{load}) U_{dc} \end{cases} \quad (2)$$

在不平衡及谐波电网下, 电网电压可以分解为正序、负序、五次和七次分量之和, 并且各分量可以表示为

$$\begin{cases} e_{g\alpha\beta}^+ = e_{g\alpha}^+ + j e_{g\beta}^+ \\ = U^+ \cos(\omega_1 t + \varphi_u^+) + j U^+ \sin(\omega_1 t + \varphi_u^+) \\ e_{g\alpha\beta}^- = e_{g\alpha}^- + j e_{g\beta}^- \\ = U^- \cos(\omega_1 t + \varphi_u^-) - j U^- \sin(\omega_1 t + \varphi_u^-) \\ e_{g\alpha\beta}^{-5} = e_{g\alpha}^{-5} + j e_{g\beta}^{-5} \\ = U^{-5} \cos(5\omega_1 t + \varphi_u^{-5}) - j U^{-5} \sin(5\omega_1 t + \varphi_u^{-5}) \\ e_{g\alpha\beta}^{+7} = e_{g\alpha}^{+7} + j e_{g\beta}^{+7} \\ = U^{+7} \cos(7\omega_1 t + \varphi_u^{+7}) + j U^{+7} \sin(7\omega_1 t + \varphi_u^{+7}) \end{cases} \quad (3)$$

式(3)中: $e_{g\alpha\beta}^+$ 、 $e_{g\alpha\beta}^-$ 、 $e_{g\alpha\beta}^{-5}$ 、 $e_{g\alpha\beta}^{+7}$ 为电网电压正序、负序、五次、七次分量的瞬时值; U^+ 、 U^- 、 U^{-5} 、 U^{+7} 为正序、负序、五次、七次分量的幅值; φ_u^+ 、 φ_u^- 、 φ_u^{-5} 、 φ_u^{+7} 为正序、负序、五次、七次分量的初始相位; ω_1 为电网电压角频率。

将式(3)和式(1)代入式(2)并通过化简, 得出在两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系下以功率为状态变量的状态空间模型为

$$\begin{bmatrix} \frac{dP_g}{dt} \\ \frac{dQ_g}{dt} \end{bmatrix} = -\frac{R_g}{L_g} \begin{bmatrix} P_g \\ Q_g \end{bmatrix} + \frac{3}{2} \begin{bmatrix} D \\ D_1 \end{bmatrix} + \frac{3}{2L_g} \begin{bmatrix} e_{g\alpha}^2 + e_{g\beta}^2 \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{3}{2L_g} \begin{bmatrix} -e_{g\alpha} & -e_{g\beta} \\ -e_{g\beta} & e_{g\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{g\alpha} \\ u_{g\beta} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式(4)中: $D = \omega_1 (e_{g\alpha}^+ i_{g\beta} - e_{g\alpha}^- i_{g\beta} - 5e_{g\alpha}^{-5} i_{g\beta} + 7e_{g\alpha}^{+7} i_{g\beta} -$

$e_{g\beta}^+ i_{g\alpha} + e_{g\beta}^- i_{g\alpha} + 5e_{g\beta}^{-5} i_{g\alpha} - 7e_{g\beta}^{+7} i_{g\alpha})$; $D_1 = \omega_1 (e_{g\alpha}^+ i_{g\alpha} - e_{g\alpha}^- i_{g\alpha} - 5e_{g\alpha}^{-5} i_{g\alpha} + 7e_{g\alpha}^{+7} i_{g\alpha} + e_{g\beta}^+ i_{g\beta} - e_{g\beta}^- i_{g\beta} - 5e_{g\beta}^{-5} i_{g\beta} + 7e_{g\beta}^{+7} i_{g\beta})$ 。

由式(4)可知, 在不平衡及谐波电网电压下, 由于负序和谐波分量的存在, 会使得瞬时功率产生多倍频的干扰项 D 、 D_1 。如果不加以控制, 会严重影响到 DFIG 的并网运行。因此, 如何降低其带来的影响显得尤为重要。

2 ISTNFTSMC 控制律的设计

本文在直接功率控制的基础上, 采用 NESO + ISTNFTSMC 的控制方法来作为 GSC 内环的控制方案; 外环则采用 ISTNFTSMC 的方法来稳定直流电压。不仅保障了系统的动态性能和稳定性, 同时对系统潜在的未知干扰进行了观测, 从而确保系统在动态变化中依然能够满足高精度控制的需求。

2.1 功率内环 NESO + ISNFTSMC 控制律设计

将式(4)通过化简可得

$$\frac{dY}{dt} = -\frac{R_g}{L_g} Y + B U_{g\alpha\beta} + C \quad (5)$$

式(5)中: $Y = [P_g \quad Q_g]^T$, $U_{g\alpha\beta} = [u_{g\alpha} \quad u_{g\beta}]^T$, $B = \frac{3}{2L_g} \begin{bmatrix} -e_{g\alpha} & -e_{g\beta} \\ -e_{g\beta} & e_{g\alpha} \end{bmatrix}$, $C = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} D \\ D_1 \end{bmatrix} + \frac{3}{2L_g} \begin{bmatrix} e_{g\alpha}^2 + e_{g\beta}^2 \\ 0 \end{bmatrix}$ 。

由式(5)可得

$$\begin{cases} Y = X_1 \\ \frac{dX_1}{dt} = B U_{g\alpha\beta} + X_2 \end{cases} \quad (6)$$

式(6)中: X_1 、 X_2 为扩张观测器的状态变量; X_1 为 GSC 交流侧的瞬时功率; X_2 为包含系统内部扰动和不确定项的一个多变量函数。

利用非线性 fal 函数构造扩张状态观测器, 表达式为

$$\begin{cases} E = Z_1 - Y \\ \dot{Z}_1 = Z_2 - \beta_1 \text{fal}(E, \alpha, \delta) + B U_{g\alpha\beta} \\ \dot{Z}_2 = -\beta_2 \text{fal}(E, \alpha, \delta) \end{cases} \quad (7)$$

式中: Z_1 为状态变量 X_1 的估计值; Z_2 为状态变量 X_2 的估计值, E 为观测误差; 其中, E 、 Z_1 和 Z_2 分别包含有功分量 E_p 、 Z_{1p} 、 Z_{2p} 和无功分量 E_q 、 Z_{1q} 和 Z_{2q} ; β_1 、 β_2 、 α 、 δ 为扩张状态观测器的参数。增大 β_1 、 β_2 可以加快系统响应速度和误差跟踪的效果, 但也会使得系统振荡和超调量增大。对于 fal 函数, δ 为线性区间的长度并且与斜率成反比。当 $|E| \leq \delta$ 时, 扩张状态观测器工作在线性区域, 可以避免在原点附近产生高频振荡。当 $|E| > \delta$ 时, 工作在非线性区域。 α 会影响函数 fal 的大小且 $0 < \alpha < 1$ 。 α 越小, 误差的跟踪速度越慢。且非线性函数 fal 为

$$\text{fal}(\mathbf{E}, \alpha, \delta) = \begin{cases} \frac{\mathbf{E}}{\delta^{1-\alpha}}, & |\mathbf{E}| \leq \delta \\ |\mathbf{E}|^\alpha \text{sign}(\mathbf{E}), & |\mathbf{E}| > \delta \end{cases} \quad (8)$$

然后根据上述 NESO 的反馈值来设计内环 ISNFTSMC。定义功率的状态误差为

$$\begin{cases} e_p = Z_{1P} - P_{\text{ref}} \\ e_q = Z_{1Q} - Q_{\text{ref}} \end{cases} \quad (9)$$

因为有功功率和无功功率在设计过程中相同,以有功为例,令误差变量为

$$\begin{cases} e = e_p \\ \dot{e}_1 = \int e dt \\ \dot{e}_1 = e_2 = e \end{cases} \quad (10)$$

为了实现系统状态能够更快地收敛,以 e_1 和 e_2 构造非奇异快速终端滑模面为

$$s = e_1 + \lambda_1 e_1^{g/h} + \lambda_2 e_2^{p/q} \quad (11)$$

式(11)中: $\lambda_1 > 0, \lambda_2 > 0$; g, h, p, q 都为正奇数。且 $1 < p/q < 2, g/h > p/q$ 。对式(11)进行求导,得

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \dot{e}_1 + \lambda_1 \frac{g}{h} e_1^{(g/h)-1} \dot{e}_1 + \lambda_2 \frac{p}{q} e_2^{(p/q)-1} \dot{e}_2 \\ &= e_2 + \lambda_1 \frac{g}{h} e_1^{(g/h)-1} e_2 + \lambda_2 \frac{p}{q} e_2^{(p/q)-1} e_2 \end{aligned} \quad (12)$$

式(12)中: $g/h - 1 > 0, p/q - 1 > 0$; 因此 \dot{s} 中没有负指数项,避免了收敛过程中出现奇异现象。

当 $s = 0$ 时,可得

$$\begin{aligned} e_2 &= [-\lambda_2^{-1} (e_1 + \lambda_1 e_1^{g/h})]^{q/p} \\ &= \gamma (e_1 + \lambda_1 e_1^{g/h})^{q/p} \end{aligned} \quad (13)$$

式(13)中: $\gamma = -\lambda_2^{-q/p}, \gamma < 0$ 。

为使控制系统的状态变量能够进入滑动模式,同时为了避免输入在符号函数的影响下产生不连续的问题,采用双曲正切函数代替符号函数并设计改进超螺旋滑模趋近律为

$$\begin{cases} \dot{s} = -k_1 \varphi_1(s) + s_1 \\ \dot{s}_1 = -k_2 \varphi_2(s) \\ \varphi_1(s) = |s|^{\frac{1}{2}} \tanh(s) \\ \varphi_2(s) = \varphi_1'(s) \varphi_1(s) = [|s|^{\frac{1}{2}} \tanh(s)] \times \\ \left[\frac{1}{2} |s|^{-\frac{1}{2}} |\tanh(s)| + |s|^{\frac{1}{2}} \frac{1}{\cosh^2(s)} \right] \end{cases} \quad (14)$$

式(14)中: k_1, k_2 为滑模增益,且 $k_i (i = 1, 2) > 0$ 。

结合式(7)、式(12)和式(14)可将控制器设计为

$$\mathbf{U}_{\text{gab}} = -\mathbf{B}^{-1} \begin{bmatrix} k_1 \varphi_1(s) + k_2 \int \varphi_2(s) dt + H_1 \\ k_1 \varphi_1(s) + k_2 \int \varphi_2(s) dt + H_2 \end{bmatrix} \quad (15)$$

式(15)中:

$$\begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{2P} + \frac{q}{p\lambda_2} e_2^{2-\frac{p}{q}} \left(1 + \frac{g\lambda_1}{h} e_2^{\frac{g}{h}-1} \right) - \beta_1 \text{fal}(E_p, \alpha, \delta) \\ Z_{2Q} + \frac{q}{p\lambda_4} e_2^{2-\frac{p}{q}} \left(1 + \frac{g\lambda_2}{h} e_2^{\frac{g}{h}-1} \right) - \beta_1 \text{fal}(E_Q, \alpha, \delta) \end{bmatrix}。$$

所设计的内环 NESO + ISNFTSMC 的控制框图如图 2 所示。

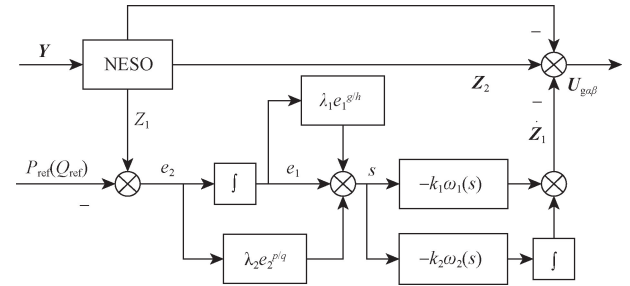


图 2 内环 NESO + ISNFTSMC 控制框图

Fig. 2 Block diagram of inner loop NESO + ISNFTSMC control

2.2 电压外环 ISNFTSMC 控制律的设计

令外环电压的误差为

$$\begin{cases} e_4 = U_{\text{dc}} - U_{\text{ref}} \\ e_3 = \int e_4 dt \end{cases} \quad (16)$$

式(16)中: U_{ref} 为外环电压参考值; U_{dc} 为直流母线电压反馈值。

定义外环非奇异终端滑模面为

$$s_u = e_3 + \lambda_3 e_3^{g_1/h_1} + \lambda_4 e_4^{p_1/q_1} \quad (17)$$

式(17)中: $\lambda_3 > 0, \lambda_4 > 0$; g_1, h_1, p_1, q_1 都为正奇数。且 $1 < p_1/q_1 < 2, g_1/h_1 > p_1/q_1$ 。

对式(17)进行求导得

$$\begin{aligned} \dot{s}_u &= \dot{e}_3 + \lambda_3 \frac{g_1}{h_1} e_3^{(g_1/h_1)-1} \dot{e}_3 + \lambda_4 \frac{p_1}{q_1} e_4^{(p_1/q_1)-1} \dot{e}_4 \\ &= e_4 + \lambda_3 \frac{g_1}{h_1} e_3^{(g_1/h_1)-1} e_4 + \lambda_4 \frac{p_1}{q_1} e_4^{(p_1/q_1)-1} e_4 \end{aligned} \quad (18)$$

将式(16)代入式(18)得

$$\frac{dU_{\text{dc}}}{dt} = \dot{s}_u - \frac{q_1}{\lambda_4 p_1} e_4^{2-\frac{p_1}{q_1}} \left(1 + \frac{\lambda_3 g_1}{h_1} e_3^{\frac{g_1}{h_1}-1} \right) \quad (19)$$

外环也同样采用改进超螺旋滑模趋近律并代入式(2)得

$$\begin{aligned} P_{\text{ref}} &= \left\{ -C \left[k_3 \varphi_1(s_u) + k_4 \int \varphi_2(s_u) dt + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \frac{q_1}{\lambda_4 p_1} e_4^{2-\frac{p_1}{q_1}} \left(1 + \frac{\lambda_3 g_1}{h_1} e_3^{\frac{g_1}{h_1}-1} \right) \right] + i_{\text{load}} \right\} U_{\text{dc}} \end{aligned} \quad (20)$$

根据上述公式所设计的外环 ISNFTSMC 的控制框图如图 3 所示。

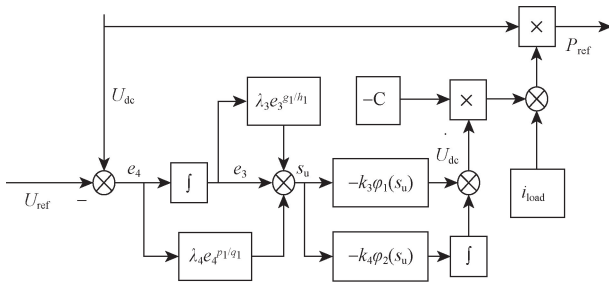


图3 外环 ISNFTSMC 控制框图

Fig. 3 Block diagram of outer ring ISNFTSMC control

3 稳定性分析

如下分别对本文所提出控制方法的稳定性进行逐一证明。

(1) 非奇异快速终端滑模面的稳定性分析。

选取如下的 Lyapunov 函数:

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \tag{21}$$

对式(21)进行求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\ &= e_1 \gamma (e_1 + \lambda_1 e_1^{\frac{g}{h}})^{\frac{q}{p}} \\ &= \gamma [(2V_1 + 2V_1 \lambda_1 e_1^{\frac{g}{h}-1}) e_1^{\frac{q}{p}-1}]^{\frac{q}{p}} \\ &= \gamma e_1^{1-\frac{q}{p}} (2V_1)^{\frac{q}{p}} (1 + \lambda_1 e_1^{\frac{g}{h}-1})^{\frac{q}{p}} \end{aligned} \tag{22}$$

由于 p, q, g, h 都为正奇数且 $\frac{g}{h} > \frac{q}{p} > 1$, 可得

$$\begin{cases} \frac{g}{h} - 1 = \frac{g-h}{h} = \frac{2a}{h} > 0, & a = 1, 2, 3, \dots \\ 1 - \frac{q}{p} = \frac{p-q}{p} = \frac{2b}{p} > 0, & b = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \tag{23}$$

将式(23)代入式(22)可知

$$\dot{V}_1 = \gamma e_1^{\frac{2b}{p}} (2V_1)^{\frac{q}{p}} (1 + \lambda_1 e_1^{\frac{2a}{h}})^{\frac{q}{p}} \leq 0 \tag{24}$$

根据 Lyapunov 函数的稳定性定理, 该系统在原点处于稳定状态, 即状态误差 e_1, e_2 能够在有限时间内收敛到 0。

(2) 改进超螺旋控制算法的稳定性分析。

根据式(14)改进的超螺旋算法, 令

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -k_1 & 1 \\ -k_2 & 0 \end{bmatrix}, \quad k_i > 0, i = 1, 2 \tag{25}$$

可知其特征根均具有负实部。因此对于任意的正定对称矩阵 \mathbf{M} , 一定存在一个正定对称矩阵 \mathbf{N} 满足 Lyapunov 方程

$$\mathbf{A}^T \mathbf{N} + \mathbf{N} \mathbf{A} = -\mathbf{M} \tag{26}$$

定义二次型 Lyapunov 函数为

$$V_2 = \zeta^T \mathbf{N} \zeta \tag{27}$$

式(27)中: $\zeta^T = [\varphi_1(s), s_1]$ 。对向量 ζ 进行求导

$$\begin{aligned} \dot{\zeta} &= \begin{bmatrix} \varphi_1'(s) \dot{s} \\ \dot{s}_1 \end{bmatrix} = \varphi_1'(s) \begin{bmatrix} -k_1 \varphi_1(s) + s_1 \\ -k_2 \varphi_1(s) \end{bmatrix} \\ &= \varphi_1'(s) \begin{bmatrix} -k_1 & 1 \\ -k_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_1(s) \\ s_1 \end{bmatrix} \\ &= \varphi_1'(s) \mathbf{A} \zeta \end{aligned} \tag{28}$$

对 V_2 进行求导并将式(28)代入得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \zeta^T \mathbf{N} \dot{\zeta} + \dot{\zeta}^T \mathbf{N} \zeta \\ &= \varphi_1'(s) \zeta^T \mathbf{A}^T \mathbf{N} \zeta + \varphi_1'(s) \zeta^T \mathbf{N} \mathbf{A} \zeta \\ &= \varphi_1'(s) \zeta^T (\mathbf{A}^T \mathbf{N} + \mathbf{N} \mathbf{A}) \zeta \\ &= -\varphi_1'(s) \zeta^T \mathbf{M} \zeta \end{aligned} \tag{29}$$

其中, 应用链式法则 (chain rule) $d|x|/dt = \dot{x} \text{sgn}(x)$ 可以求得 $\varphi_1'(s)$ 为

$$\begin{aligned} \varphi_1'(s) &= \frac{1}{2} |s|^{-\frac{1}{2}} \text{sgn}(s) \tanh(s) + |s|^{\frac{1}{2}} \frac{1}{\cosh^2(s)} \\ &= \frac{1}{2} |s|^{-\frac{1}{2}} |\tanh(s)| + |s|^{\frac{1}{2}} \frac{1}{\cosh^2(s)} > 0 \end{aligned} \tag{30}$$

因此 $\dot{V}_2 \leq 0$, 系统大范围渐进稳定。由于 $V_2 = \zeta^T \mathbf{N} \zeta$ 为二次型正定函数, 所以有

$$\lambda_{\min}\{\mathbf{N}\} \|\zeta\|_2^2 \leq V_2 \leq \lambda_{\max}\{\mathbf{N}\} \|\zeta\|_2^2 \tag{31}$$

式(31)中: $\lambda_{\min}\{\mathbf{N}\}$ 和 $\lambda_{\max}\{\mathbf{N}\}$ 为矩阵 \mathbf{N} 的最小特征根和最大特征根; $\|\zeta\|_2$ 为向量 ζ 的 2 范数。

$$\|\zeta\|_2^2 = \varphi_1^2(s) + s_1^2 = |s| \tanh^2(s) + s_1^2 \tag{32}$$

对不等式(31)和式(32)进行化简分别得

$$\frac{V_2^{\frac{1}{2}}}{\lambda_{\max}^{\frac{1}{2}}\{\mathbf{N}\}} \leq \|\zeta\|_2 \leq \frac{V_2^{\frac{1}{2}}}{\lambda_{\min}^{\frac{1}{2}}\{\mathbf{N}\}} \tag{33}$$

$$\sqrt{|s| \tanh^2(s)} = |s|^{\frac{1}{2}} |\tanh(s)| \leq \|\zeta\|_2 \tag{34}$$

将式(34)代入式(33)得

$$|s|^{\frac{1}{2}} |\tanh(s)| \leq \frac{V_2^{\frac{1}{2}}}{\lambda_{\min}^{\frac{1}{2}}\{\mathbf{N}\}} \tag{35}$$

由于式(35)不等号两边都为正数。对其取倒数并进行化简得

$$|s|^{-\frac{1}{2}} \geq \frac{|\tanh(s)| \lambda_{\min}^{\frac{1}{2}}\{\mathbf{N}\}}{V_2^{\frac{1}{2}}} \tag{36}$$

同理, 令 $V_3 = \zeta^T \mathbf{M} \zeta$ 。对于二次型正定函数 V_3 同样也满足

$$\lambda_{\min}\{\mathbf{M}\} \|\zeta\|_2^2 \leq V_3 \leq \lambda_{\max}\{\mathbf{M}\} \|\zeta\|_2^2 \tag{37}$$

根据上述分析, 可以得

$$\begin{aligned}
\dot{V}_2 &= -\varphi'_1(s)\zeta^T M \zeta \\
&= -\left[\frac{1}{2}|s|^{-\frac{1}{2}}|\tanh(s)| + |s|^{\frac{1}{2}}\frac{1}{\cosh^2(s)}\right]\zeta^T M \zeta \\
&\leq -\frac{1}{2}|s|^{-\frac{1}{2}}|\tanh(s)|\lambda_{\min}\{M\}\|\zeta\|_2^2 \\
&\leq -\frac{1}{2}\frac{|\tanh(s)|\lambda_{\min}\{M\}V_2}{\lambda_{\max}\{N\}}|s|^{-\frac{1}{2}} \\
&\leq -\frac{1}{2}\frac{\tanh^2(s)\lambda_{\min}\{M\}\lambda_{\min}^{\frac{1}{2}}\{N\}}{\lambda_{\max}\{N\}}V_2^{\frac{1}{2}} \\
&= -\sigma V_2^{\frac{1}{2}} \leq 0 \tag{38}
\end{aligned}$$

$$\sigma = \frac{1}{2}\frac{\tanh^2(s)\lambda_{\min}\{M\}\lambda_{\min}^{\frac{1}{2}}\{N\}}{\lambda_{\max}\{N\}} > 0 \tag{39}$$

由式(38)和式(39)可知系统将在有限时间内趋于稳定。

(3)非线性扩张状态观测器的稳定性证明。

令 $\dot{X}_2 = \omega(t)$, 根据式(6)和式(7)可得误差方程为

$$\begin{cases} \dot{E}_1 = E_p = Z_{1p} - P_g \\ \dot{E}_1 = E_2 - \beta_1 \text{fal}(E_p, \alpha, \delta) \\ E_2 = Z_{2p} - X_{2p} \\ \dot{E}_2 = -\beta_2 \text{fal}(E_p, \alpha, \delta) - \omega(t) \end{cases} \tag{40}$$

将其改写成矩阵的形式可得

$$\begin{bmatrix} \dot{E}_1 \\ \dot{E}_2 \end{bmatrix} = -\mathfrak{D}(E_p) \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} \tag{41}$$

$$\begin{cases} \mathfrak{D}(E_p) = \begin{bmatrix} \beta_1 F & -1 \\ \beta_2 F & 0 \end{bmatrix} \\ F = \frac{\text{fal}(E_p, \alpha, \delta)}{E_p} \end{cases} \tag{42}$$

定理 若矩阵 H 的主对角线元素为正数, 且对称矩阵 $H\mathfrak{D}(E_p)$ 正定, 则系统(8)的零解是 Lyapunov 稳定的, 进而为 Lyapunov 渐进稳定。

于是, 令

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ -h_{12} & h_{22} \end{bmatrix} \tag{43}$$

计算矩阵 $H\mathfrak{D}(E)$ 可得

$$H\mathfrak{D} = \begin{bmatrix} h_{11}\beta_1 F + h_{12}\beta_2 F & -h_{11} \\ -h_{12}\beta_1 F + h_{22}\beta_2 F & h_{12} \end{bmatrix} \tag{44}$$

再次, 可令 $h_{11} = 1, h_{22} = \varepsilon$, ε 为一个无限趋近于零的正数, 则满足定理。由式(44)得满足正定的条件为

$$-h_{11} = -h_{12}\beta_1 F + h_{22}\beta_2 F \tag{45}$$

$$h_{11}\beta_1 F + h_{12}\beta_2 F > 0 \tag{46}$$

$$\begin{vmatrix} h_{11}\beta_1 F + h_{12}\beta_2 F & -h_{11} \\ -h_{12}\beta_1 F + h_{22}\beta_2 F & h_{12} \end{vmatrix} > 0 \tag{47}$$

由式(45)得

$$h_{12} = \frac{h_{11} + h_{22}\beta_2 F}{\beta_1 F} \tag{48}$$

将式(48)代入式(46)和式(47)可得, 其顺序主子式的行列式为

$$h_{11}\beta_1 F + h_{12}\beta_2 F = h_{11}\beta_1 F + \frac{h_{11} + h_{22}\beta_2 F}{\beta_1 F}\beta_2 F \tag{49}$$

$$\begin{vmatrix} h_{11}\beta_1 F + h_{12}\beta_2 F & -h_{11} \\ -h_{12}\beta_1 F + h_{22}\beta_2 F & h_{12} \end{vmatrix} = \left(h_{11}\beta_1 F + \frac{h_{11} + h_{22}\beta_2 F}{\beta_1 F}\beta_2 F\right)\frac{h_{11} + h_{22}\beta_2 F}{\beta_1 F} + h_{11}\left(-\frac{h_{11} + h_{22}\beta_2 F}{\beta_1 F}\beta_1 F + h_{22}\beta_2 F\right) \tag{50}$$

由于 ε 为一个无限趋近于零的正数, 则式(50)可以简化为

$$h_{11}\beta_1 F + h_{12}\beta_2 F = \beta_1 F + \frac{\beta_2}{\beta_1} \tag{51}$$

$$\begin{vmatrix} h_{11}\beta_1 F + h_{12}\beta_2 F & -h_{11} \\ -h_{12}\beta_1 F + h_{22}\beta_2 F & h_{12} \end{vmatrix} = \left(\beta_1 F + \frac{\beta_2}{\beta_1}\right)\frac{1}{\beta_1 F} - 1 = \frac{\beta_2}{\beta_1^2 F} \tag{52}$$

由于 β_1, β_2, F 均大于 0, 所以矩阵 H 满足 $H\mathfrak{D}(E_p)$ 对称正定, 由于有功功率和无功功率在观测器的设计过程中是相同的。所以系统(8)的零解是 Lyapunov 渐进稳定的。

4 补偿功率的计算

在不平衡及谐波电网条件下, 并网电流与电网电压类似, 同样可以分解为

$$\begin{cases} i_{g\alpha\beta}^+ = i_{g\alpha}^+ + j i_{g\beta}^+ I^+ \cos(\omega_1 t + \varphi_i^+) + j I^+ \sin(\omega_1 t + \varphi_i^+) \\ i_{g\alpha\beta}^- = i_{g\alpha}^- + j i_{g\beta}^- = I^- \cos(\omega_1 t + \varphi_i^-) - j I^- \sin(\omega_1 t + \varphi_i^-) \\ i_{g\alpha\beta}^{-5} = i_{g\alpha}^{-5} + j i_{g\beta}^{-5} = I^{-5} \cos(5\omega_1 t + \varphi_i^{-5}) - j I^{-5} \sin(5\omega_1 t + \varphi_i^{-5}) \\ i_{g\alpha\beta}^{+7} = i_{g\alpha}^{+7} + j i_{g\beta}^{+7} = I^{+7} \cos(7\omega_1 t + \varphi_i^{+7}) + j I^{+7} \sin(7\omega_1 t + \varphi_i^{+7}) \end{cases} \tag{53}$$

式中: $i_{g\alpha\beta}^+, i_{g\alpha\beta}^-, i_{g\alpha\beta}^{-5}, i_{g\alpha\beta}^{+7}$ 为并网电流正序、负序、五次、七次分量的瞬时值分量; U^+, U^-, U^{-5}, U^{+7} 为正序、负序、五次、七次分量的幅值; $\varphi_i^+, \varphi_i^-, \varphi_i^{-5}, \varphi_i^{+7}$ 为并网电流正序、负序、五次、七次分量的初相角。

φ_i^- 、 φ_i^{+5} 、 φ_i^{-7} 为正序、负序、五次、七次分量的初始相位。

文献[17]分析指出,不平衡及谐波电网条件下,由于谐波分量的含量远小于直流分量,所以功率波动主要体现在二倍频和六倍频的波动上。其中,二倍频的波动是由电压基波中的负序分量和电流基波的正序分量共同作用的结果,而六倍频的波动则是由电压中的五次和七次谐波分量与电流基波的正序分量相互作用造成的。

结合式(3)中表示的电网电压的各谐波分量,可得到不平衡及谐波电网电压下有功和无功功率的表达式为

$$\begin{cases} P_g = P_0 + P_2 + P_6 \\ Q_g = Q_0 + Q_2 + Q_6 \end{cases} \quad (54)$$

因此,只需要对二倍频和六倍频谐波分量进行补偿来满足网侧变换器的并网要求。在不考虑双馈电机定子侧与转子侧变换器影响的情况下,本文针对网侧变换器在不同运行状态下的需求,为网侧变换器设定了三个控制目标。

(1) 目标一:消除有功功率的波动分量,保持有功功率平稳。即

$$\begin{cases} P_{com1} = 0 \\ Q_{com1} = 3(e_{\beta\beta}^- i_{g\alpha}^+ - e_{g\alpha}^- i_{\beta\beta}^+ + e_{\beta\beta}^{-5} i_{g\alpha}^+ - e_{g\alpha}^{-5} i_{\beta\beta}^+ + \\ e_{\beta\beta}^{+7} i_{g\alpha}^+ - e_{g\alpha}^{+7} i_{\beta\beta}^+) \end{cases} \quad (55)$$

(2) 目标二:消除无功功率的波动分量,保持无功功率平稳。即

$$\begin{cases} P_{com2} = 3(e_{g\alpha}^- i_{g\alpha}^+ + e_{\beta\beta}^- i_{\beta\beta}^+ + e_{g\alpha}^{-5} i_{g\alpha}^+ + e_{\beta\beta}^{-5} i_{\beta\beta}^+ + \\ e_{g\alpha}^{+7} i_{g\alpha}^+ + e_{\beta\beta}^{+7} i_{\beta\beta}^+) \\ Q_{com2} = 0 \end{cases} \quad (56)$$

(3) 目标三:消除电流中的谐波分量,保持并网电流对称且正弦。即

$$\begin{cases} P_{com3} = \frac{3}{2}(e_{g\alpha}^- i_{g\alpha}^+ + e_{\beta\beta}^- i_{\beta\beta}^+ + e_{g\alpha}^{-5} i_{g\alpha}^+ + \\ e_{\beta\beta}^{-5} i_{\beta\beta}^+ + e_{g\alpha}^{+7} i_{g\alpha}^+ + e_{\beta\beta}^{+7} i_{\beta\beta}^+) \\ Q_{com3} = \frac{3}{2}(e_{\beta\beta}^- i_{g\alpha}^+ - e_{g\alpha}^- i_{\beta\beta}^+ + e_{\beta\beta}^{-5} i_{g\alpha}^+ - \\ e_{g\alpha}^{-5} i_{\beta\beta}^+ + e_{\beta\beta}^{+7} i_{g\alpha}^+ - e_{g\alpha}^{+7} i_{\beta\beta}^+) \end{cases} \quad (57)$$

综上所述,网侧变换器的控制策略主要是通过调整电网平衡状态下有功和无功功率的参考值来实现不同的控制目标。图4给出了不平衡及谐波电网电压下基于 ISTNFTSMC 的 DFIG-GSC 的控制结构图。

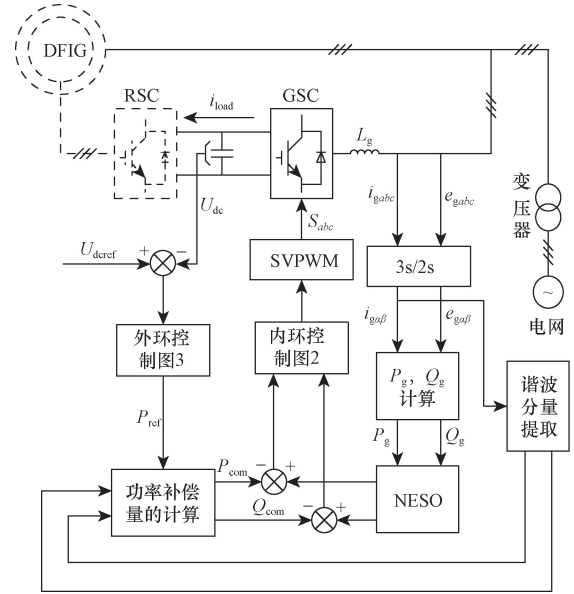


图4 DFIG-GSC 的控制框图

Fig. 4 Control block diagram of DFIG-GSC

5 仿真分析

为了验证所提控制方法的有效性,在 MATLAB/Simulink 平台中搭建额定容量为 360 kV·A 的 DFIG-GSC 的仿真模型。DFIG-GSC 的仿真参数如表1所示。根据表1所示 DFIG-GSC 的仿真参数,设定系统在额定情况下运行。电网不平衡及谐波的非理想情况采用可编程电源模拟设计,设定仿真时长为 0.4 s。在 0.2 s 发生变化,其中五次和七次谐波的含量分别为基波的 4% 和 3%,A 相电压跌落 20%。具体的电网电压如图5所示。

针对此系统分别给出 3 种不同方案的控制参数如表2所示。

根据表2的参数,在各控制目标下依次对三种方案进行仿真分析如图6~图8。

表1 DFIG-GSC 的仿真参数

Table 1 Simulation parameters of DFIG-GSC

参数	数值		数值
电网相电压/V	690	交流侧等效电阻/ Ω	0.01
电网电压频率/Hz	50	直流母线电压/V	1 200
交流侧滤波电感/mH	0.05	直流母线电容/ μF	12 000

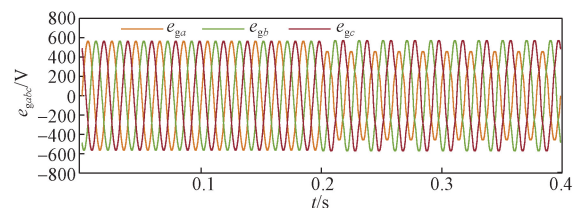


图5 电网电压波形图

Fig. 5 Grid voltage waveform diagram

表 2 DFIG-GSC 的控制参数
Table 2 Control parameters of DFIG-GSC

控制策略	数值
方案一: 传统 SMC	内环: $k_1 = 800, k_2 = 80$ 外环: $k_3 = 100, k_4 = 10$
方案二: ISNFTSMC	内环: $k_1 = 3 \times 10^6, k_2 = 1 \times 10^5$ 外环: $k_3 = 2.5 \times 10^6, k_4 = 1 \times 10^5$ $g/h = g_1/h_1 = 7/3, p/q = p_1/q_1 = 5/3$ $\lambda_1 = \lambda_3 = 1/7, \lambda_2 = \lambda_4 = 1/2$
方案三: ESO + ISNFTSMC	$\beta_1 = 4 \times 10^5, \beta_2 = 1.5 \times 10^9$ $\alpha = 0.47, \delta = 0.01$ 其他参数同方案二

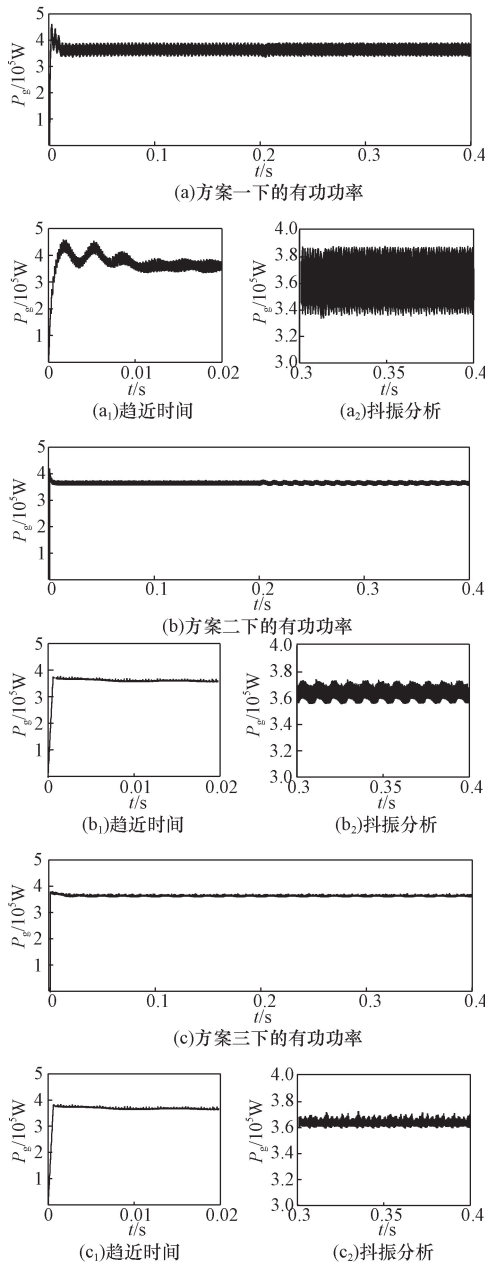


图 6 控制目标一下的仿真波形图

Fig. 6 Simulated waveforms under control target I

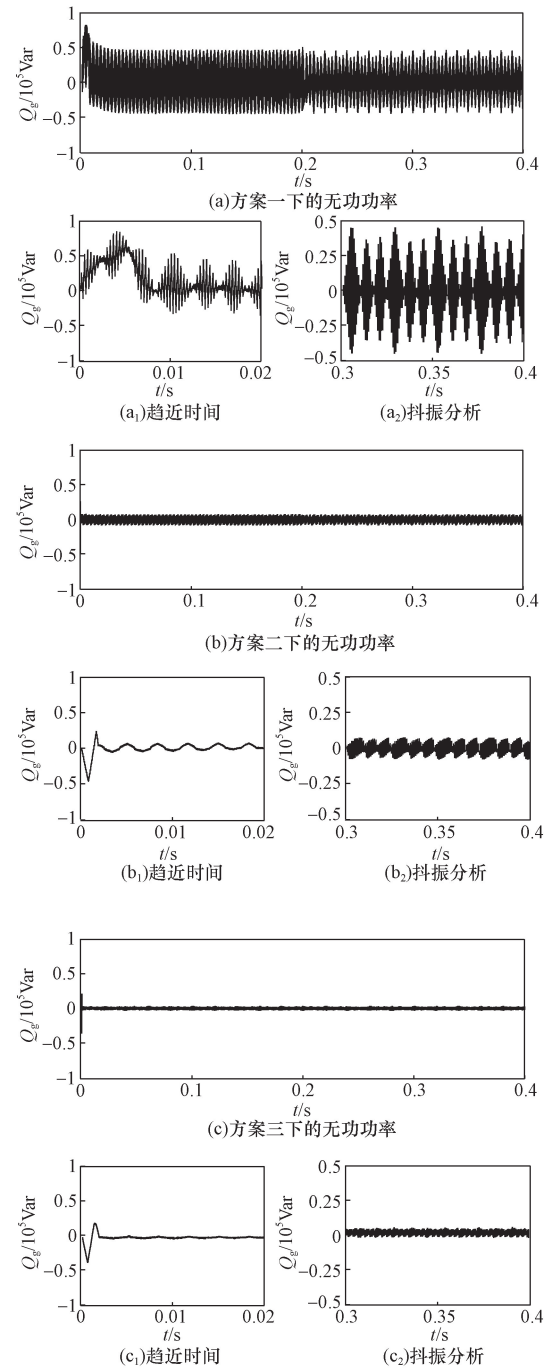


图 7 控制目标二下的仿真波形图

Fig. 7 Simulated waveforms under control target II

在 0 ~ 0.2 s 期间,电网电压未发生变化,系统处于平衡状态。从图 8 中可以看出,三种控制方案均可以实现对功率和电流的有效控制。但是方案一中上升速度慢,且控制过程不稳定,在 0.015 s 左右趋于稳定,并且稳定之后仍然存在不小的抖振。而方案二则利用非奇异快速终端滑模面和改进超螺旋优化算法相结合的控制方法,兼顾了收敛速度和高精度的优点。可以直观地从图 8 中看出,在 DFIG 启动初期,功率和电流有着更快的收敛速度且在 0.001 s

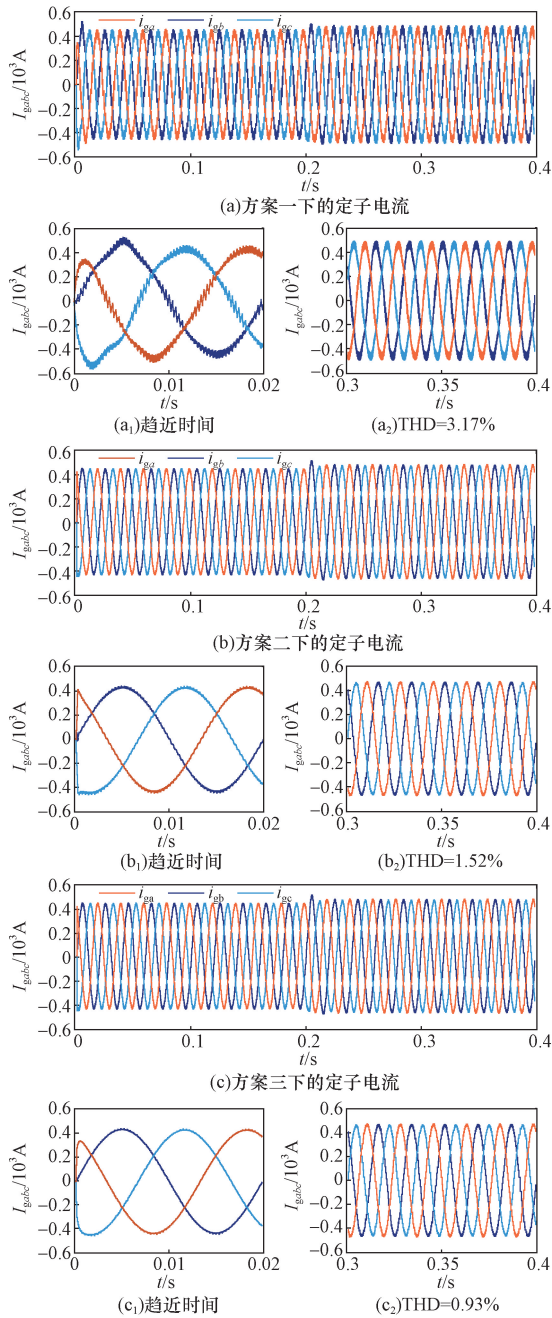


图8 控制目标三下的仿真波形图

Fig. 8 Simulated waveforms under control target III

附近就趋于稳定,并降低了稳态时的抖振。

在 0.2 ~ 0.4 s 期间,电网电压开始出现谐波和不平衡分量。

(1)控制目标一:如图 6 所示,在控制目标一下三种控制律最终均能使双馈感应电机的有功功率稳定输出。在加入补偿量之后,对 0.3 ~ 0.4 s 时间段进行放大处理,方案一中有功功率在稳定之后仍然存在不小的抖振,即使方案二相较方案一取得了很大的改善,但是对比方案三可以看出,有功功率仍存在部分的波动,这可能是由于在建立的 DFIG

数学模型中存在的大量耦合项或者一些未知扰动。而加入 NESO 之后,有效的对这些未知扰动进行估计,使得有功功率可以更好地稳定输出。

(2)控制目标二:在图 7 中,三种方案均可以实现控制目标二。由于内环无功功率的参考值设定的是 0 Var。在无功功率均达到稳定之后,分别对 0.3 ~ 0.4 s 进行放大处理。方案一下无功功率的波动较大,最大差额达到 50 kVar。而本文所设计的控制器如图 7 中方案二所示,无功功率的最大差额减小到 6 kVar,相较方案一大幅度降低了波动幅值。方案三在改进控制策略的基础上加入 NESO 后,使得无功功率的波动进一步减小,基本稳定在 0 Var。

(3)控制目标三:图 8 所示的是控制目标三下三种控制律的电流仿真波形图。在加入补偿量之后对 0.3 ~ 0.4 s 时段的三相电流进行 FFT (fast Fourier transform) 频谱分析,可以得方案一下的谐波畸变率 THD = 3.17%。而对比方案二,电流的畸变率降低到 1.52%。方案三在加入 NESO 后,使得畸变率进一步降低到 0.93%,达到更好的控制效果。

而网侧变换器的主要任务是维持母线电压稳定,在不同目标下三种控制方案的母线电压波形图如图 9 ~ 图 11 所示。

从图 9 ~ 图 11 所示仿真波形可以得出,在 0.2 ~ 0.4 s 时段,各控制目标下,直流侧母线电压均存在多倍频的振荡分量。并且从方案一到方案三,直流母线电压的多倍频波动逐渐减少,进一步提高了母线电压的稳定性。

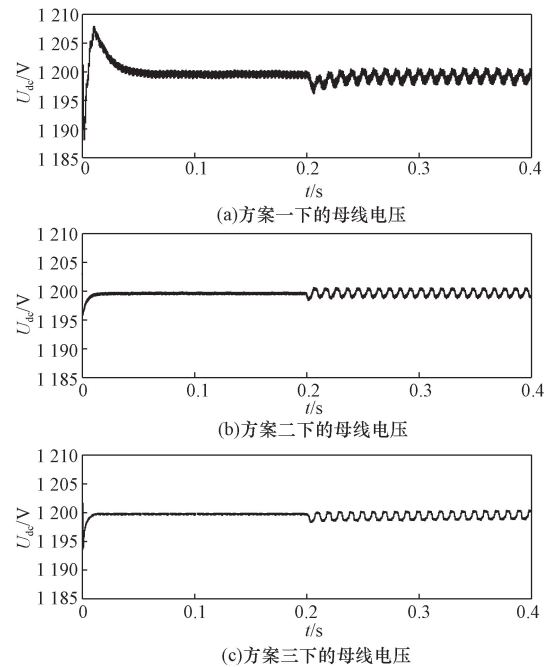


图9 控制目标一下的母线电压波形图

Fig. 9 Waveforms of bus voltage under control objective one

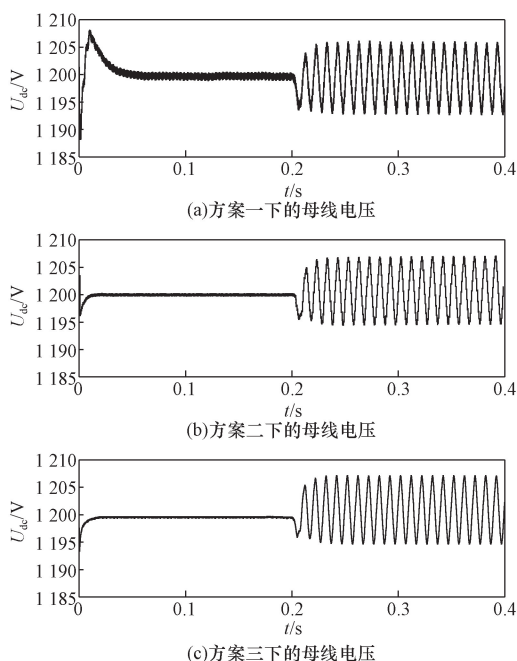


图 10 控制目标二下的母线电压波形图

Fig. 10 Waveform of bus voltage under control objective II

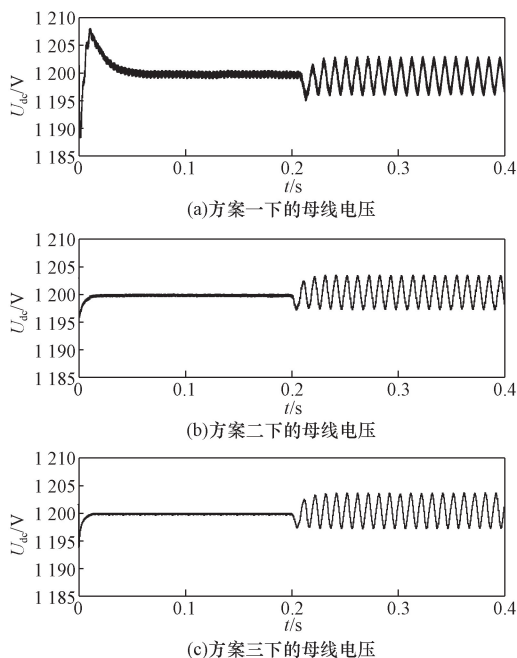


图 11 控制目标三下的母线电压波形图

Fig. 11 Waveform of bus voltage under control target III

6 结论

针对 DFIG-GSC 在不平衡及谐波电网电压下因传统控制策略控制性能不理想的问题。本文提出了一种基于 NESO 的 ISTNFTSMC 控制策略,并通过与传统 SMC 和 ISTNFTSMC 方法进行仿真比较,得出了以下结论。

(1) 相比于传统的 SMC, 本文所采用的将非奇

异终端滑模面和改进超螺旋算法相结合的控制方法,使得系统状态变量在到达稳定之后,大幅度减弱了系统抖振,具有更高的控制精度。

(2) 在改进控制策略 ISTNFTSMC 的基础上加入 NESO,实现了对未知扰动的精准观测,并进一步提高了双馈感应电机的抗干扰能力。使得双馈感应电机在不平衡及谐波电网工况和建模未知扰动下,仍然使 DFIG 的电流和功率能在很短的时间内恢复到稳定值,提高了系统的响应速度和鲁棒性。

综上所述,本文所提出的控制方法,可有效改善 DFIG-GSC 在不平衡及谐波电网电压下的运行品质,并提高了其对于扰动的适应能力。可为 DFIG-GSC 的控制提供参考。

参 考 文 献

- [1] 谢永胜,周专,魏春霞,等. 电力系统中风力发电的需求响应和灵活性提高研究[J]. 可再生能源, 2023, 41(2): 277-284.
Xie Yongsheng, Zhou Zhuan, Wei Chunxia, et al. Research on demand response and flexibility improvement of wind power generation in power system[J]. Renewable Energy Resources, 2023, 41(2): 277-284.
- [2] 刘耀芮,贾祺,严干贵,等. 基于惯量响应的双馈风电机组动态协调机理研究[J]. 中国电力, 2022, 55(7): 142-151.
Liu Zhaorui, Jia Qi, Yan Gangui, et al. Dynamic coordination mechanism of DFIGs based on inertia response[J]. Electric Power, 2022, 55(7): 142-151.
- [3] 穆钢,王健,郑太一,等. 双馈风电机组超速脱网机理分析及实例[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(22): 113-117.
Mu Gang, Wang Jian, Zheng Taiyi, et al. Mechanism analysis and case study of DFIG-based wind turbines tripping-off from grid caused by over-speed[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(22): 113-117.
- [4] 王涛,诸自强,年珩. 非理想电网下双馈风力发电系统运行技术综述[J]. 电工技术学报, 2020, 35(3): 455-471.
Wang Tao, Zhu Ziqiang, Nian Heng. Review of operation technology of doubly-fed induction generator-based wind power system under nonideal grid conditions[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(3): 455-471.
- [5] 尚伟林,李奇,尹良震,等. 双馈感应电机实现电网谐波补偿策略[J]. 电力系统及其自动化学报, 2018, 30(7): 9-15, 58.
Shang Weilin, Li Qi, Yin Liangzhen, et al. Grid harmonic compensation strategy based on doubly-fed induction generator[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2018, 30(7): 9-15, 58.
- [6] Xu L, Wang Y. Dynamic modeling and control of DFIG-based wind turbines under unbalanced network conditions[J]. IEEE Transaction on Power Systems, 2007, 22(1): 314-323.
- [7] 张迪,魏艳君,杨宗丰,等. 不平衡电网电压下基于滑模变结构控制的双馈风电系统转子侧变流器控制策略[J]. 电工技术学报, 2016, 31(17): 121-131.
Zhang Di, Wei Yanjun, Yang Zongfeng, et al. Sliding-mode control for rotor-side converters of DFIG-based wind-power generation system under unbalanced grid voltage conditions[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(17): 121-131.

- [8] 张迪, 魏艳君, 马利轩, 等. 不平衡电网电压下基于滑模变结构控制的双馈风电系统网侧变流器控制策略[J]. 电工技术学报, 2015, 30(10): 266-275.
Zhang Di, Wei Yanjun, Ma Lixuan, et al. Sliding-mode control for grid-side converters of DFIG-based wind-power generation system under unbalanced grid voltage conditions[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(10): 266-275.
- [9] 陈志广, 曹勇, 王巍. 双馈发电机应对电网低次谐波的直接谐振控制[J]. 科学技术与工程, 2018, 18(12): 203-207.
Chen Zhiguang, Cao Yong, Wang Wei. Direct resonant control scheme of double fed induction generator to low-order harmonics in power grid[J]. Science Technology and Engineering, 2018, 18(12): 203-207.
- [10] 郑里鹭, 田钧, 龙飞. 滑模变结构控制趋近运动边界特性研究[J]. 控制工程, 2022, 29(9): 1605-1612.
Zheng Lijiu, Tian Jun, Long Fei. Research on boundary characteristics of reaching motion for sliding mode control[J]. Control Engineering of China, 2022, 29(9): 1605-1612.
- [11] Zhai J, Xu G. A novel non-singular terminal sliding mode trajectory tracking control for robotic manipulators[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2020, 68(1): 391-395.
- [12] Xu B, Zhang L, Ji W. Improved non-singular fast terminal sliding mode control with disturbance observer for PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4): 2753-2762.
- [13] 管萍, 王一博. 双馈发电机的二阶滑模控制技术[J]. 电力电子技术, 2019, 53(6): 76-79.
Guan Ping, Wang Yibo. Second-order sliding mode control of doubly fed induction generator[J]. Power Electronics, 2019, 53(6): 76-79.
- [14] 刘昌建, 董锋斌, 赵永玮. 基于扩张状态观测器的DFIG滑模直接功率控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2022, 34(7): 41-49.
Liu Changjian, Dong Fengbin, Zhao Yongwei. Sliding mode direct power control of DFIG based on extended state observer[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2022, 34(7): 41-49.
- [15] 龚事引, 李丹, 刘措侵, 等. 永磁同步电机改进无模型超螺旋滑模控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2024(2): 175-181.
Gong Shiyin, Li Dan, Liu Junqin, et al. Improved model-free sliding mode control of super-twisting for PMSM[J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2024(2): 175-181.
- [16] 胡启国, 王泽霖, 胡豁然. 基于MATLAB/Simulink仿真的永磁同步电机新型超螺旋二阶滑模转速控制[J]. 科学技术与工程, 2023, 23(28): 12108-12114.
Hu Qiguo, Wang Zelin, Hu Huoran. New super twisting second order sliding mode speed control for permanent magnet synchronous motor based on MATLAB/Simulink simulation[J]. Science Technology and Engineering, 2023, 23(28): 12108-12114.
- [17] 王明远. 电网电压畸变不平衡条件下双馈风电系统的直接功率控制[D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2015.
Wang Mingyuan. Direct power control of DFIG wind generation system under unbalanced and distorted grid voltage[D]. Qinhuangdao: Yanshan University, 2015.