

MP-MMC 驱动六相永磁同步发电机负载转矩观测前馈滑模控制

郑雨墨, 赵轩辉, 周荔丹*, 姚 钢

(上海交通大学 电子信息与电气工程学院, 上海 200240)

MP-MMC Drive Six-Phase Permanent Magnet Synchronous Generator Load Torque Observation Feedforward Sliding-Mode Control

ZHENG Yumo, ZHAO Xuanhui, ZHOU Lidan*, YAO Gang

(School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: Six-phase permanent magnet synchronous generator (PMSG) has broad application prospects due to its low harmonic content, mature decoupling methods, and strong stability. To improve the dynamic performance of the six-phase PMSG when the load torque suddenly changes, and to enhance the system's anti-interference ability, a feedforward compensation strategy using the load torque observation value is proposed. Firstly, the load torque is observed by the sliding-mode observer, the sliding surface of the observer is designed as the difference between the actual speed and the observed speed, and the chattering signal can be filtered out during the observation process without causing phase and amplitude changes. Secondly, the load torque observation value is proportionally feed forward to the given value of the current loop, making up for the problem of insufficient amplitude of the discontinuity term of the sliding mode controller. Thirdly, for the problem that the feedforward proportion constant is too large, resulting in the speed not being able to quickly stabilized at the given value, the feedforward proportion coefficient is set to a variable value, which effectively suppresses the speed fluctuation. Finally, based on Matlab/Simulink, the simulation model of multi-phase-modular multilevel converter (MP-MMC) drive six-phase PMSG load torque observation feedforward sliding-mode control is established to validate the proposed stratage. The simulation results show that the sliding-mode observer can

accurately observe the load torque, and the feedforward compensation strategy effectively suppresses the speed fluctuation caused by the sudden load change.

Key words: six-phase permanent magnet synchronous generator; load torque; sliding-mode observer; feedforward compensation; variable value

摘 要: 六相永磁同步发电机(PMSG)谐波含量较低、解耦方法成熟且稳定性强,具有广阔的应用前景。为提升六相PMSG负载转矩突变时的动态性能,增强系统的抗干扰能力,提出了一种利用负载转矩观测值前馈补偿的策略。首先,采用滑模观测器观测负载转矩,观测器滑模面设计为实际转速与观测转速之差,在观测过程中滤除了抖振信号,且未引起相位和幅值变化;其次,将负载转矩观测值按比例前馈至电流环给定值,弥补滑模控制器不连续项幅值不足的问题;再次,针对前馈比例常数过大导致转速无法快速稳定在给定值的问题,将前馈比例系数设为可变值;最后,基于Matlab/Simulink建立了多相模块化多电平换流器(MP-MMC)驱动六相PMSG负载转矩观测前馈滑模控制的仿真模型,对所提策略进行验证。仿真结果表明滑模观测器可准确观测负载转矩,前馈补偿策略有效抑制了负载突变引起的转速波动。

关键词: 六相永磁同步发电机; 负载转矩; 滑模观测器; 前馈补偿; 可变值

0 引言

近年来,可再生能源发展迅速,海上风力发电市场越来越受重视,且从近海逐渐向深远海发展。大容量、高稳定性以及高容错能力的海上风电机组

基金项目: 国家自然科学基金(52077135); 国网上海市电力公司科技项目(5209KZ220002)

National Natural Science Foundation of China (52077135);
State Grid Shanghai Municipal Electric Power Company Science and Technology Project (5209KZ220002)

组和机组变流器成为研究热点^[1]。

目前,海上风力发电机组通常采用双馈感应发电机和永磁同步发电机。与双馈感应发电机相比,永磁同步电机因其无需励磁电流驱动、工序简单且系统稳定性高^[2],愈发受到研究重视。此外,相比于三相电机,多相电机定子电势谐波含量低、系统稳定性强,更符合远海风力发电机组的需求^[3]。在多相电机中,六相电机的相数是三的倍数,其控制可以借鉴三相电机的成熟 $d-q$ 解耦方法和矢量空间解耦方法等,因此成为远海风力发电机组的一个较佳选择。

模块化多电平换流器 (Modular Multilevel Converter, MMC) 兼具模块化程度高、扩展性强、输出电压高以及谐波含量低的优点,适配于深远海风电中高压直流输电场合。但 MMC 系统模块量大、开关频率高且控制难度大,存在子模块电容电压不平衡、桥臂间环流较大等技术难题,现有控制器难以满足系统快速响应、高精度和高稳定性的要求^[4-5]。

综上,采用多相 (Multi-Phase, MP) 模块化多电平换流器驱动多相 PMSG 的 MP-MMC-PMSG 海上风力发电系统是一个值得探索的研究和应用方向。

然而,PMSG 和 MMC 的建模都是多变量、非线性和强耦合模型,当内部参数变动或受外部信号干扰时,常规比例积分 (Proportional Integral, PI) 控制无法快速有效响应^[5]。滑模控制 (Sliding Mode Control, SMC) 对模型精度要求低^[6],对参数变动、外部扰动具有强鲁棒性,可有效应对多种复杂场景^[7-8],但 SMC 固有的抖振现象阻碍了其实际应用与发展。文献[9]指出 SMC 增大切换增益可增强鲁棒性但会加剧抖振,利用参数估计和扰动观测结果进行前馈补偿,可减小滑模切换增益,在降低抖振的同时兼顾鲁棒性。文献[10]在文献[9]的基础上,针对时变负载特性的驱动控制场合,提出负载转矩扩展滑模观测器,利用观测结果进行前馈补偿,降低滑模控制器中不连续项的幅值,进一步削弱抖振并提升系统鲁棒性。

然而,文献[9]所提的参数估计和扰动观测方法过于复杂,在实际工程中难以实现。文献[10]基于文献[9]提升了负载转矩突变时转速波动的抑制效果,但负载转矩前馈系数较大时会引

发转速的反向超调,前馈系数较小时前馈补偿效果不足。因此,本文针对该问题,对文献[10]所提的负载转矩扩展滑模观测器进行改进,加入抖振信号,并将负载转矩前馈系数由定值改为可变量,使前馈量能够随系统状态的变化实时调整,既保证了前馈补偿的效果,又避免了转速的反向超调。在 MP-MMC 驱动六相 PMSG 系统中所提的新型控制方案进行仿真验证,结果表明所提控制方案有效降低了转速超调。

1 系统模型

1.1 六相发电机数学建模

本文采用六相永磁同步发电机,为简化分析,假设发电机定子绕组分布均匀,忽略定子齿槽的摩擦力影响,转子上无阻尼绕组^[11];同时忽略磁路饱和及涡流损耗。得到电磁转矩方程和运动方程分别如式(1)和式(2)所示:

$$T_e = 3p[(L_d - L_q)i_d i_q + i_q \psi_f] \quad (1)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - B\omega - T_L) \quad (2)$$

式中: i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴电流; L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电感; p 为极对数; ω 为机械角速度; J 为转动惯量; T_e 为电磁转矩; T_L 为负载转矩; B 为阻尼系数; ψ_f 为转子永磁体磁链。

1.2 六相 MMC-PMSG 数学模型

六相 MMC-PMSG 系统拓扑结构如图 1 所示。MMC 由十二个结构相同的桥臂构成;每个桥臂由 N 个子模块和 N 个电感组成, $N=6$;子模块采用半桥结构类型,每个子模块由两个绝缘栅双极晶体管 (Insulate-Gate Bipolar Transistor, IGBT) 和电容构成。发电机连接在每相的中点,即上下桥臂之间。

图 1 中: R_1 和 L_1 分别为线路上的电阻和等值电感; e_m ($m=a, b, c, d, e, f$) 为发电机 m 相感应电动势; u_{dc} 为 MMC 直流侧输出电压; u_{pm} 和 u_{nm} 分别为 MMC 的 m 相上桥臂电压和下桥臂电压; L 为桥臂电感; i_{pm} 和 i_{nm} 分别为 MMC 的 m 相上桥臂电流和下桥臂电流。

根据电路中的基尔霍夫电压定律,得到 MMC 的 m 相上下桥臂电压与交流侧电压 u_m 之间关系为

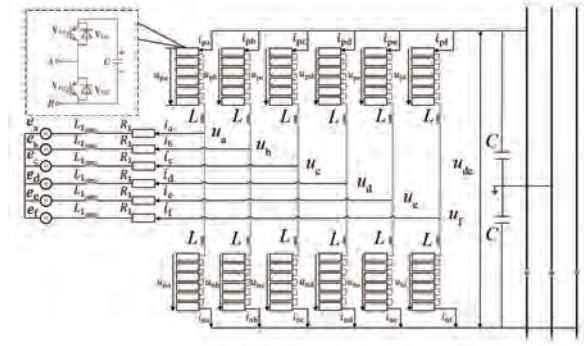


图 1 六相 MMC-PMSG 系统拓扑

Fig. 1 Six-phase MMC-PMSG system topology

$$u_{pm} = \frac{u_{dc}}{2} - u_m - L \frac{di_{pm}}{dt} \quad (3)$$

$$u_{nm} = \frac{u_{dc}}{2} + u_m - L \frac{di_{nm}}{dt} \quad (4)$$

$$u_m = e_m + R_1 i_m + L_1 \frac{di_m}{dt} \quad (5)$$

式中: i_m 为交流侧电流。

将式(3)和式(4)相加,得到上下桥臂电压之和为

$$u_{pm} + u_{nm} = u_{dc} - 2L \frac{di_{cir}}{dt} \quad (6)$$

式中: i_{cir} 为 MMC 内部环流, $i_{cir} = (i_{pm} + i_{nm})/2$ 。

基于式(3)~式(6),得到六相 MMC-PMSG 系统等效电压关系式为

$$u_x = L_{eq} \frac{di_m}{dt} + R_1 i_m + e_m \quad (7)$$

式中: $R_1 = R_1 I_6$, I_6 为 6 阶单位矩阵; u_x 为 MMC 交流侧等效输出的 6 阶电压矩阵, $u_x = -\frac{u_p - u_n}{2}$; L_{eq}

为等效电感矩阵, $L_{eq} = \frac{L}{2} + L_1$, $L_1 = L_1 I_6$ 。

2 负载转矩滑模观测器

2.1 负载转矩观测器构建

基于传统滑模控制理论和观测器设计方法,构建一种负载转矩滑模观测器。根据式(1)和式(2)所示的六相 PMSG 转矩和运动方程,将负载转矩作为状态变量,由于控制器开关频率较高,在一个开关周期内负载转矩可近似为一个定值,则 $\dot{T}_L = 0$ 。此外, $L_d = L_q$,且忽略转子上阻尼。可构建

PMSG 状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\omega} = \frac{3p\psi_f}{J} i_q - \frac{1}{J} T_L \\ \dot{T}_L = 0 \end{cases} \quad (8)$$

在式(8)基础上,以电机转速和负载转矩为观测对象构建滑模观测器。考虑到观测时会出现误差,增加误差项 U ,同时考虑到滑模控制中固有的抖振问题对观测结果的影响,在负载转矩的观测结果中加入抖振信号 Z 。综上,构建滑模观测器:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\omega}} = \frac{3p\psi_f}{J} \hat{i}_q - \frac{1}{J} \hat{T}_L + U \\ \dot{\hat{T}}_L = gU + Z \end{cases} \quad (9)$$

式中: $\hat{\omega}$ 为机械角速度估计值; $\hat{T}_L$ 为负载转矩估计值; $U = ksgn(\hat{\omega} - \omega)$, k 为滑模增益常数; g 为反馈增益常数。

由式(8)和式(9)得到滑模观测误差方程为

$$\dot{e}_1 - \frac{g}{J} e_2 = Z \quad (10)$$

式中: $e_1 = \hat{\omega} - \omega$ 为速度估计误差; $e_2 = \hat{T}_L - T_L$ 为负载转矩估计误差;并定义滑模切换面 $s = e_1 = \hat{\omega} - \omega$ 。

2.2 负载转矩观测器分析

滑模控制理论中,广义滑模可达条件为 $s\dot{s} \leq 0$,因此有:

$$s\dot{s} = e_1 \dot{e}_1 = e_1 \left(ksgne_1 - \frac{1}{J} e_2 \right) \leq 0 \quad (11)$$

进一步化简可得滑模增益 k 的取值范围为

$$k \leq - \left| \frac{1}{J} e_2 \right| \quad (12)$$

根据滑模增益 k 的取值范围,设计滑模增益 k 的值如式(13)所示:

$$k = -l \left| \frac{1}{J} e_2 \right| \quad (13)$$

式中: $l \geq 1$ 。

当滑模观测器到达滑动模态时,有 $s = \dot{s} = 0$,即机械角速度误差 $e_1 = \dot{e}_1 = 0$,此时式(10)可简化为

$$\begin{cases} U = \frac{1}{J} e_2 \\ \dot{e}_2 = gU + Z \end{cases} \quad (14)$$

进一步化简式(14)得到负载转矩误差方程为

$$\dot{e}_2 - \frac{g}{J} e_2 = Z \quad (15)$$

$$-\frac{J}{g}\dot{e}_2 + e_2 = -\frac{J}{g}Z \quad (16)$$
$$\frac{e_2}{nZ} = \frac{1}{T_s + 1} \quad (17)$$

观测器抖振抑制结构如图 2 所示。在该传递函数中,抖振信号 Z 经低通滤波后与实际负载转矩相加得到负载转矩观测值。低通滤波的截止频率为 $\omega_c = 1/T = -g/J$, 由参数 g 和 J 的取值可知该截止频率通常为几百 Hz, 对于几 kHz 至几十 kHz 的抖振信号具有较好的滤除效果。因此滑模观测器的输出可直接作为反馈信号作用于系统, 无需低通滤波, 避免了因低通滤波导致的幅值和相位的变化。此外, 可根据系统截止频率, 调整参数 g 和 J 的取值来更改低通滤波的截止频率以达到最佳滤波效果。

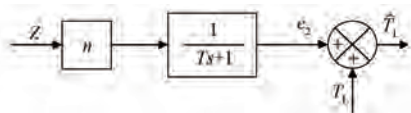


Fig. 2 Observer chattering suppression structure

$$\dot{e}_2 - \frac{g}{I}e_2 = 0 \quad (18)$$
$$e_2 = \hat{T}_I - T_I = ce^{\frac{g}{J}t} \quad (19)$$

综上可知,合理选择滑模增益常数 k 和反馈增益常数 g ,可保证滑模观测器稳定并准确地观测负载转矩。负载转矩扩展滑模观测器的原理框图如图 3 所示。

3 滑模速度控制器设计

Fig. 3 Block diagram of principle of load torque expansion sliding-mode observer

$$\begin{cases} x_1 = \omega^* - \omega \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{\omega} \end{cases} \quad (20)$$
$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\dot{\omega} = -\frac{3p\psi_f}{J}i_q + \frac{1}{J}T_L \\ \dot{x}_2 = -\ddot{\omega} = -\frac{3p\psi_f}{J}\dot{i}_q \end{cases} \quad (21)$$
$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -D \end{bmatrix} u \quad (22)$$
$$s_1 = c_1 x_1 + x_2 \quad (23)$$
$$\dot{s}_1 = c_1 \dot{x}_1 + \dot{x}_2 = c_1 x_2 - D \dot{i}_g \quad (24)$$
$$\dot{s}_1 = -\varepsilon \operatorname{sgn} s_1 - k s_1, \varepsilon > 0, k > 0 \quad (25)$$
$$i_q = \frac{1}{D} \int (c_1 x_2 + \varepsilon s g n s_1 + k s_1) dt \quad (26)$$

针对不连续项 ε 幅值减小导致的控制效果不足的问题,将滑模观测器输出的负载转矩观测值

前馈至电流环输入端,和电流环输入参考值相加,得到新的输入参考值为

$$\dot{i}_q^* = \dot{i}_q + \dot{i}'_q = \frac{1}{D} \int (c_1 x_2 + \varepsilon \operatorname{sgn} s_1 + k s_1) dt + k_i \hat{T}_L \quad (27)$$

式中: k_i 为转矩观测前馈增益常数, $k_i > 0$ 。

比较式(26)和式(27)可见,当负载突变时,式(26)中 ε 和 k 必须足够大才能抑制电机转速变化;而式(27)将负载转矩观测值以一定比例前馈至电流环给定值,弥补不连续项幅值减小导致的控制效果不足,不需要较大的 ε 和 k 便可以提供抑制转速波动所需的给定电流。因此,负载转矩观测可以通过前馈补偿来减小滑模控制器不连续项的幅值,削弱固有的抖振现象,优化负载突变情况下滑模控制器的控制效果^[13-17]。

但针对负载突变的情况,式(27)的控制效果仍存在一些不足。当负载发生突变时, k_i 值越大,前馈控制的效果越好,暂态时间越短;但当 k_i 值过大时,前馈量过大且无法及时调整,转速会出现反向超调现象^[18-20]。

针对这一现象,取 k_i 为可变量,令:

$$k_i = \alpha + (\lambda - \alpha) e^{-\beta \int \dot{i}_q} \quad (28)$$

式中: α 、 β 和 λ 为常数, $0 < \lambda < \alpha$, $\beta > 0$ 。

当负载突变时, $\dot{i}_q$ 的值较大, $k_i \approx \alpha$, 在转速突变后回归给定值的暂态过程中, k_i 逐渐减小, 最终 $k_i \approx \lambda$ 。其中 α 取值较大, λ 取值较小, 从而保证在负载发生突变时, 有足够大的电流给定值来快速抑制转速变化, 在转速回归给定值时, 电流给定值随之减小以避免反向超调, 实现对转速波动的快速抑制。

为确保各桥臂电压平衡, 基于 MMC 采用载波移相调制技术, 本文增加对 MMC 各桥臂电容电压的均分均衡控制, 在上下桥臂调制电压中各增加一个平衡控制量。MMC 能量平衡控制原理如图 4 所示。图 4 中: u_{Aej} 为 MMC 上下桥臂子模块电容电压平均值; u_{cj}^* 为其参考值; u_{Aji} 为 MMC 能量均分控制部分的相电压; i_{bj} 、 i_{nj} 分别为 MMC 的 j 相上、下桥臂电流; u_{cjni} 、 u_{cjni} 分别为 j 相上、下桥臂第 i 个子模块电容的电压值; Δu_{Bjpi} 、 Δu_{Bjni} 分别为 j 相上、下桥臂第 i 个子模块调制电压的平衡控制量。

整个 MP-MMC-PMSG 系统结构如图 5 所示。

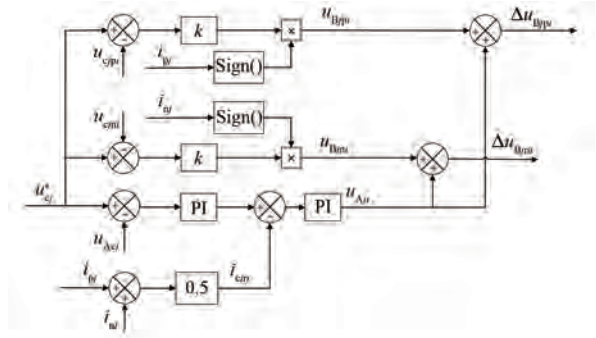


图 4 MMC 能量平衡控制原理框图

Fig. 4 Block diagram of MMC energy balance control principle

系统由高压直流系统供电, 经由六相 MMC 转换为六相交流电驱动六相 PMSG; 同时采用滑模观测器加滑模控制器的控制系统, 叠加电容电压的均分均衡控制, 经由载波移相调制驱动 MMC, 构成 MP-MMC-PMSG 系统。

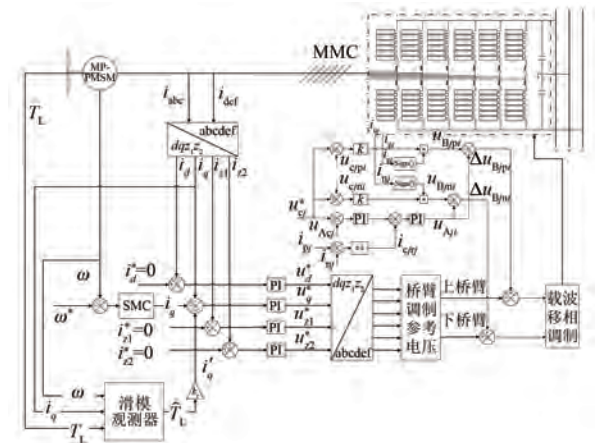


图 5 六相 MMC-PMSG 系统控制拓扑图

Fig. 5 Six-phase MMC-PMSG system control topology

4 仿真分析

在 Matlab/Simulink 软件中搭建六相五电平 MMC-PMSG 的仿真模型, PMSG 参数和 MMC 参数如表 1 和表 2 所示。

为验证 MP-MMC 驱动六相 PMSG 发电系统模型的可行性, 本文忽略风速因素影响, 采用恒转矩模型, 电机稳态运行时转速为 100 r/min。在 0.15 s 时, 电机给定负载转矩从 200 N·m 突变为 100 N·m。图 6 为负载转矩和滑模观测器的负载转矩观测值。由图 6 可知, 负载转矩以参考值为中心上下抖振而负载转矩观测值平稳, 负载转矩

突变时负载转矩观测值变化平缓。

表 1 仿真模型 PMSG 参数

Tab. 1 Simulation model PMSG parameters

参数名称	参数值
负载转矩 $T_L/(N \cdot m)$	200
转速 $n/(r \cdot \min^{-1})$	100
定子电阻 R/Ω	1.86
定子 d 轴等效电感 L_d/mH	3.6
定子 q 轴等效电感 L_q/mH	3.6
永磁体磁链 ψ_f/Wb	1.33
定子绕组漏电感 L_s/mH	1.75
极对数 p	3

表 2 仿真模型 MMC 参数

Tab. 2 Simulation model MMC parameters

参数名称	参数值
子模块电容工作电压 u/V	200
上下桥臂模块数 N	6
子模块电容值 C/mF	7.38
桥臂电感值 L/mH	1
载波频率 f/kHz	6
直流侧电压 u_{dc}/V	1 200

由仿真结果可知,负载转矩观测值能准确跟踪实际转矩,且收敛速度较快。同时,由于抖振信号 Z 经低通滤波器进行了滤波处理,负载转矩观测值没有抖振和突变,整体更加稳定,使前馈补偿能取得更好的效果。

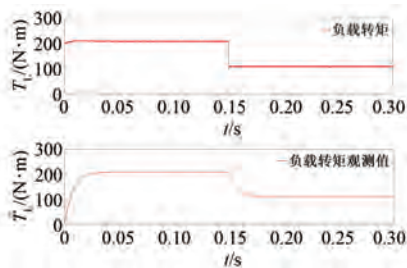


图 6 负载转矩与滑模观测器负载转矩观测值

Fig. 6 Load torque and sliding-mode observer load torque observations

图 7 为三种控制策略下,电机转速在负载转矩突变时的波动情况。如图 7(a)所示,普通 SMC 控制策略下,负载转矩发生突变时,转速存在 20 r/min 左右的波动,并且恢复到原有转速需约 0.1 s 的调节时间;如图 7(b)所示,带有固定增益补偿的 SMC 控制策略下,负载转矩发生突变时,转速波动在 10 r/min 左右,调节时间约 0.05 s;如图 7(c)所示,当负载转矩反馈增益为可变值时,转速受负载转矩变化影响较小,转速波动在

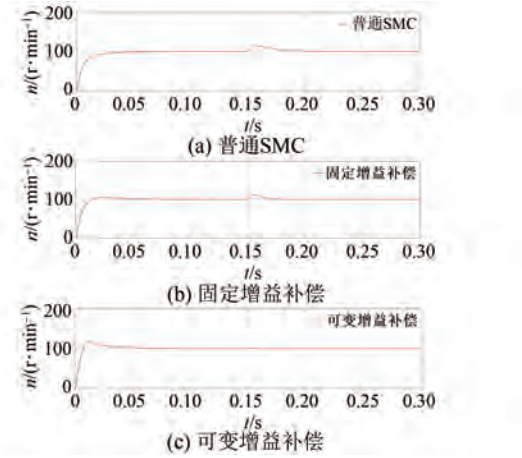


图 7 不同控制策略下转矩突变时转速波动情况

Fig. 7 Speed fluctuation during torque abrupt change under different control strategies

0.5 r/min 左右,调节时间仅为 0.01 s,系统稳定性较好。

三种控制策略下转矩突变时转速波动抑制效果对比如图 8 所示。由图 8 可知,采用可变增益补偿可有效降低转速波动,且效果优于普通滑模控制和加入固定增益补偿的滑模控制。图 9 为可变增益补偿控制策略下的电机 q 轴电流。由图 9 可知,可变增益补偿控制策略下,电机 q 轴电流变化快速且稳定。

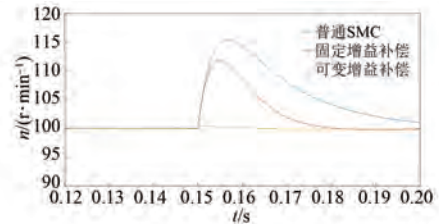


图 8 不同控制策略下转矩突变时转速波动抑制效果对比

Fig. 8 Comparison of speed fluctuation suppression effect during torque abrupt change under different control strategies

5 结语

为提升六相 PMSG 的动态性能,增强系统的抗干扰能力,本文提出了一种利用负载转矩观测值前馈补偿的策略。采用滑模观测器观测负载转矩,在观测过程中滤除了抖振信号且未引起相位和幅值变化,转矩观测值快速收敛且不发生突变。将负载转矩观测值以一定比例前馈至电流环给定值,弥补了不连续项幅值减小导致的控制效果不

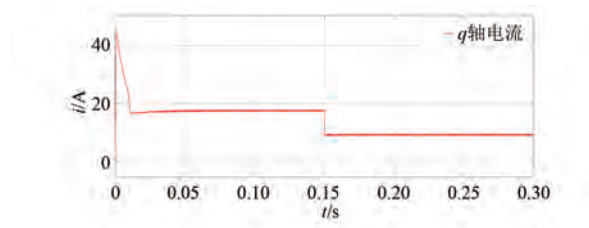


图 9 可变增益补偿控制策略下电机 q 轴电流
Fig. 9 q -axis current of motor under variable gain compensation control strategy

足。为提升负载突变时系统抑制转速波动的性能,将前馈比例系数设定为可变值,避免了转速反向超调,实现了对转速波动的快速抑制。

仿真结果表明,相较于普通 SMC 策略,滑模观测器可准确观测负载转矩,前馈补偿策略有效抑制了负载突变引起的转速波动。

参考文献

- [1] 孙玉华, 赵文祥, 吉敬华, 等. 高转矩性能多相组永磁电机及其关键技术综述[J]. 电工技术学报, 2023, 38(6): 1403-1420.
SUN Y H, ZHAO W X, JI J H, et al. Overview of multi-star multi-phase permanent magnet machines with high torque performance and its key technologies [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(6): 1403-1420.
- [2] MANI P, RAJAN R, SHANMUGAM L, et al. Adaptive fractional fuzzy integral sliding mode control for PMSM model [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2019, 27(8): 1674-1686.
- [3] MA Z Q, LIU Z X, HUANG P F, et al. Adaptive fractional-order sliding mode control for admittance-based telerobotic system with optimized order and force estimation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(5): 5165-5174.
- [4] 姚钢, 李华荣, 周荔丹, 等. MP-MMC 驱动六相永磁同步风力发电机分数阶 PID 控制研究[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(12): 93-107
YAO G, LI H R, ZHOU L D, et al. Research on fractional PID control of MP-MMC driven six-phase permanent magnet synchronous wind generator [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(12): 93-107
- [5] 周荔丹, 李杏, 姚钢, 等. MP-MMC 驱动六相永磁同步风力发电机建模及控制研究[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(5): 84-92

- ZHOU L D, LI X, YAO G, et al. Research on modeling and control of MP-MMC driven six-phase permanent magnet wind turbine [J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(5): 84-92
- [6] NGUYEN T H, NGUYEN T T, NGUYEN V Q, et al. An adaptive sliding-mode controller with a modified reduced-order proportional integral observer for speed regulation of a permanent magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(7): 7181-7191.
- [7] ZAIHIDE F M, MEKHILEF S, MUBIN M. Application of fractional order sliding mode control for speed control of permanent magnet synchronous motor [J]. IEEE Access, 2019, 7: 101765-101774.
- [8] ZOU C F, HU X S, DEY S, et al. Nonlinear fractional-order estimator with guaranteed robustness and stability for lithium-ion batteries [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(7): 5951-5961.
- [9] 刘颖, 周波, 方斯琛. 基于新型扰动观测器的永磁同步电机滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(9): 80-85.
LIU Y, ZHOU B, FANG S C. Sliding mode control of PMSM based on a novel disturbance observer [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(9): 80-85.
- [10] 张晓光, 孙力, 赵克. 基于负载转矩滑模观测的永磁同步电机滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(3): 111-116+8.
ZHANG X G, SUN L, ZHAO K. Sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on load torque sliding mode observation [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(3): 111-116+8.
- [11] OLFA B, ZHU Q M, MAHMOUD M S, et al. New Trends in Observer-Based Control [M]. Amsterdam: Elsevier, 2019.
- [12] 高为炳. 变结构控制理论基础[M]. 北京: 中国科学技术出版社, 1990.
GAO W B. Variable Structure Control Theory [M]. Beijing: China Science and Technology Press, 1990.
- [13] KURODE S, SPURGEON S K, BANDYOPADHYAY B, et al. Sliding mode control for slosh-free motion using a nonlinear sliding surface [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2013, 18(2): 714-724.
- [14] KE Z, ZHANG X G, SUN L, et al. Sliding mode

- control of high-speed PMSM based on precision linearization control [C]//2011 International Conference on Electrical Machines and Systems, Beijing, 2011.
- [15] CHEN L, JIN Z H, SHAO K, et al. Sensorless fixed-time sliding mode control of PMSM based on barrier function adaptive super-twisting observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics March, 2024, 39(3): 3037-3051.
- [16] 王琛琛, 苟立峰, 周明磊, 等. 基于改进的离散域二阶滑模观测器的内置式永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 387-397.
- WANG C C, GOU L F, ZHOU M L, et al. Sensorless position control of built-in permanent magnet synchronous motors based on improved discrete domain second-order sliding mode observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(2): 387-397.
- [17] 刘胜, 郭晓杰, 张兰勇. 六相永磁同步电机新型指数趋近律滑模控制[J]. 控制工程, 2018, 25(10): 1791-1797.
- LIU S, GUO X J, ZHANG L Y. New exponential reaching law sliding mode control for six-phase permanent magnet synchronous motor [J]. Control Engineering, 2018, 25(10): 1791-1797.
- [18] 禹聪, 康尔良. 永磁同步电机模糊滑模速度控制器设计[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(7): 98-104.
- YU C, KANG E L. Design of fuzzy sliding mode speed controller for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(7): 98-104.
- [19] 武志涛, 李帅, 程万胜. 基于扩展滑模扰动观测器的永磁直线同步电机定结构滑模位置跟踪控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(10): 2503-2512.
- WU Z T, LI S, CHENG W S. Position tracking control of permanent magnet linear synchronous motor with fixed structure based on extended sliding mode disturbance observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(10): 2503-2512.
- [20] 赵鑫宇, 王丽梅. 永磁直线同步电机分数阶微分型边界层终端滑模控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(10): 2709-2719+2743
- ZHAO X Y, WANG L M. Fractional differential boundary layer terminal sliding mode control of permanent magnet linear synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(10): 2709-2719+2743.

收稿日期:2024-02-26

收到修改稿日期:2024-04-01

作者简介:

郑雨墨(1998-),男,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动,442005806@qq.com;

*通信作者:周荔丹(1973-),女,博士,副研究员,研究方向为电力电子在电力系统中的应用,zhouliidan@sjtu.edu.cn。

MP-MMC Drive Six-Phase Permanent Magnet Synchronous Generator Load Torque Observation Feedforward Sliding-Mode Control

ZHENG Yumo, ZHAO Xuanhui, ZHOU Lidan*, YAO Gang

(School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Key words: six-phase permanent magnet synchronous generator; load torque; sliding-mode observer; feedforward compensation; variable value

The offshore wind power system, which uses multi-phase (MP) modular multilevel converter (MMC) to drive multi-phase permanent magnet synchronous generator (PMSG), is a research and application direction worth exploring. In this paper, a six-phase PMSG and a six-phase MMC are modeled, and a six-phase MMC-PMSG system is constructed.

In order to improve the dynamic performance of six-phase PMSG when the load torque changes and enhance the anti-interference ability of the system, a feedforward compensation strategy using the observed load torque is proposed. A sliding-mode observer is used to observe the load torque. The observed load torque is feed forward proportionally to the given value of the current loop to make up for the insufficient amplitude of the discontinuous term of the sliding-mode controller. Then, the feedforward proportional coefficient is set to a variable value to avoid reverse overshoot of the speed and realize rapid suppression of the speed fluctuation.

As shown in Fig.1, the sliding-mode surface of the observer is designed as the difference between the actual speed and the observed speed. When sliding-mode motion occurs, the torque observation error

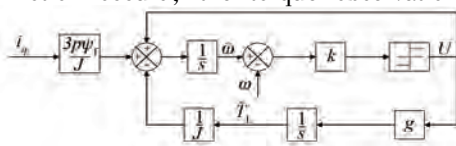


Fig. 1 Block diagram of principle of load torque expansion sliding-mode observer

converges exponentially to zero, and the convergence speed depends on the exponential term constant. At the same time, the chattering signal is filtered out without causing phase and amplitude changes.

The structure of the six-phase MMC-PMSG system is shown in Fig.2. The system is powered by a high voltage direct current system and converted to a six-phase AC driven six-phase PMSG by a six-phase MMC. Meanwhile, the control systems of sliding-mode observer and sliding-mode controller are adopted to control the equalized division of superimposed capacitor voltage and drive MMC by carrier phase-shift modulation. The simulation results show that the sliding-mode observer can accurately observe the load torque, and the feedforward compensation strategy can effectively suppress the speed fluctuation caused by the load sudden change.

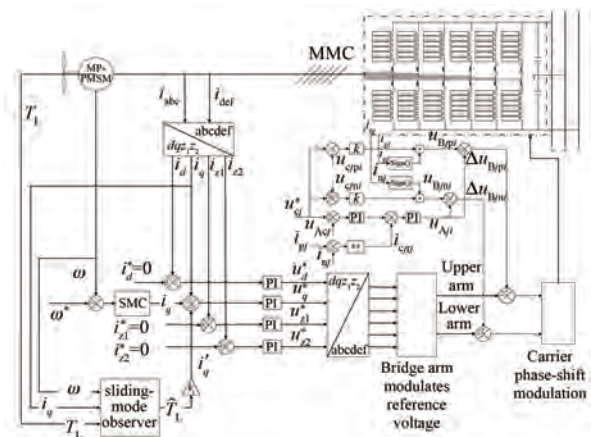


Fig. 2 Six-phase MMC-PMSG system control topology