第 50 卷 第 12 期：5606-5620 高电压技术 Vol.50, No.12: 5606-5620
2024 年 12 月 31 日 High Voltage Engineering December 31, 2024
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20231116

基于自抗扰控制的直驱风电系统高电压穿越控制策略

樊志宇[1]，田桂珍[1,2]，刘广忱[1,2]，韩小宇[1]
（1. 内蒙古工业大学电力学院，呼和浩特 010080;
2. 大规模储能技术教育部工程研究中心，呼和浩特 010080）

摘　要：为了提高永磁直驱风力发电机高电压穿越能力，提出一种基于储能装置和变直流母线电压参考值的高电压穿越控制策略。在系统发生深度高电压故障情况下，传统比例积分(proportional integral, PI)控制存在直流侧电压超调较大、调节时间较长及故障期间电压波动较大等问题，可采用自抗扰控制来改善系统的故障穿越性能。为此，研究了一种基于补偿环节的 2 阶线性自抗扰控制器，经分析该控制器可有效改善传统 2 阶线性自抗扰控制器控制性能随带宽增加的同时，高频噪声抑制能力降低的问题。为了进一步改善控制性能并降低控制器的调参难度，设计了一种基于滑模控制器的 2 阶非线性自抗扰控制器。最后通过仿真及硬件在环实验进行了对比验证，研究发现所述控制策略可以有效提高系统的故障穿越能力，并改善故障期间直流母线电压的响应性能。
关键词：深度高电压故障；储能装置；自抗扰控制；补偿环节；滑模控制；硬件在环

High-voltage Ride-through Control Strategy for Direct-drive Wind Power Systems Based on Self Disturbance Rejection Control

FAN Zhiyu[1], TIAN Guizhen[1,2], LIU Guangchen[1,2], HAN Xiaoyu[1]
(1. College of Electric Power, Inner Mongolia University of Technology, Hohhot 010080, China;
2. Engineering Research Center of Large Energy Storage Technology, Ministry of Education, Hohhot 010080, China)

Abstract: In order to improve the high-voltage ride-through capability of direct permanent magnet synchronous generator, a high-voltage ride-through control strategy based on energy storage devices and variable DC bus voltage reference values is proposed. In the case of deep high voltage faults in the system, traditional proportional integral (PI) control has problems such as large DC side voltage overshoot, long adjustment time, and significant voltage fluctuations during faults. Automatic disturbance rejection control (ADRC) is adopted to improve the fault traversal performance of the system. Therefore, a second-order linear automatic disturbance rejection controller based on compensation link is studied and analyzed.Analysis reveals that the controller can effectively improve the control performance of traditional second-order linear automatic disturbance rejection controller while reducing their ability to suppress high-frequency noise with increasing bandwidth. In order to further improve control performance and reduce the difficulty of controller parameter tuning, a second-order nonlinear automatic disturbance rejection controller based on sliding mode controller (SMC) is designed. Finally, through simulation and hardware-in-the-loop (HIL) experiments, it is verified that the control strategy can effectively improve the fault traversal ability of the system and improve the response performance of the DC bus voltage during faults.
Key words: deep high voltage fault; energy storage; automatic disturbance rejection control; compensation process; sliding mode control; hardware-in-the-loop

0　引言

随着人类对不可再生能源(如石油、煤炭等)的过度开采，环境污染以及一些其他气候问题日趋严重。如何平衡社会经济发展、能源节约利用、环境保护三者之间的关系，成为亟需解决的问题。风能资源丰富、分布广泛，对环境无污染，随着风电的发展，环境、资源和社会经济发展之间存在的矛盾有望得到解决。大规模开发风能是新能源开发利用的基本要求，也是实现我国“双碳”战略目标的重要途径。国家能源局于 2023 年 1 月发布了 2022 年

基金资助项目：内蒙古自治区科技重大专项(2021ZD0040)；内蒙古自然科学基金 (2021MS05003；2022MS05032)。
Project supported by Science and Technology Major Project of Inner Mongolia Autonomous Region in China (2021ZD0040), Natural Science Foundation of Inner Mongolia (2021MS05003，2022MS05032).

全国电力工业数据统计，截至 2022 年 12 月份，风电装机容量约 3.7 亿 kW，同比增长 11.2%。风电在电力系统中所占的比重日益增加，如何提高风电并网运行的可靠性以及改善并网电能质量，也越发受到广大研究学者的关注。

风电机组的低电压穿越(low voltage ride-through，LVRT)控制技术已经过大量试验并应用于实际系统中。在系统实现 LVRT 后，无功补偿装置退出不及时、系统紧急切除大负载等均会引起电网电压骤升[1]。若风电机组不具备高电压穿越(high voltage ride-through，HVRT)能力，则风电机组因高电压故障脱网后，会导致线路潮流变轻等现象，从而进一步拉高周边电压，引起风机组出现连锁脱网事故，给配电网带来进一步影响[2-3]；严重时可能导致损坏系统硬件设备等问题，进而造成巨大的经济损失。因此，当系统发生高电压故障后，如何保证风电机组不发生脱网事故、安全平稳过渡，维持电网的稳定运行且保证故障期间入网的电能质量，是目前亟待解决的问题。近年来，国内外针对永磁直驱风力发电机(direct permanent magnet synchronous generator, D-PMSG)的高电压穿越问题已有一些研究。文献[4]在直流侧设计双模斩波电路，采用 2 组开关管串联电阻后并联构成，可以解决单个电阻因经常工作而导致的持续发热问题。文献[5]提出一种基于比例谐振的高电压穿越控制策略，依据并网点电压骤升幅度，网侧变换器优先向电网输出一定比例的无功电流。在直流侧增设超级电容的储能装置，并利用超级电容快速充放电的特性使其快速吸收系统内部多余能量，进而使系统顺利实现高电压穿越；相比在直流侧增加耗能元件，该方法可以合理利用此部分能量，从而避免造成能量浪费[6]。文献[7]提出一种用于高电压穿越(high voltage ride-through, HVRT)的网侧变换器无功电流优化控制策略，依据并网点电压骤升幅度的不同，网侧变流器优先向电网输送一定比例的无功电流来帮助系统实现高电压穿越。文献[8]从网侧变换器的数学模型出发，对容量限制条件下的电流控制能力进行分析，讨论了不同并网点电压骤升幅度情况下网侧变换器对应的可控区，结合并网点电压和电流的信息设计直流母线电压参考值的自适应调节算法，从而为合理精确地提升直流母线电压参考值以确保网侧变换器可控提供一种解决方案。文献[9-11]采用动态电压恢复器等设备向系统注入无功功率，进而帮助故障点电压的恢复，避免直流侧电容过压越限导致机组脱网。文献[12]提出在并网点电压骤升期间，通过紧急变桨技术减少故障期间风机的出力，从而降低直流母线两端的功率不平衡度，进而限制直流母线过电压。文献[13]提出直流侧泄荷电阻的优化方案，依据直流母线两侧功率不平衡度选择合适的电阻进行卸荷耗能，进而加速直流母线电压的恢复；同时，机侧在故障期间采取提升转子转速控制策略，将多余能量以动能形式储存于转子中。文献[14]分析了并网母线电压因故障升高时的暂态特性，提出一种机侧与网侧协调控制的策略，可保证直流母线电压运行在安全范围之内，在并网点电压上升幅度较小时，无需卸荷电阻等硬件设备。考虑实际直驱风电系统常处于多变量、强耦合、未知扰动剧烈、系统参数摄动的场合[15]，因此传统的控制策略无法取得理想的效果。目前，已有诸多学者将自抗扰控制引入新能源并网控制中[16-17]，但较少有将自抗扰控制应用于直驱风电系统的高电压穿越控制当中。文献[18]针对直流侧电压波动的问题，提出一种基于改进的自适应线性自抗扰控制器，该策略通过扩张状态观测器重新定义控制观测器的观测偏差，以提高各状态变量的跟踪精度；此外，还引入模糊自适应策略来优化整个系统的动态响应。文献[19]为增强并网逆变器的动态特性，在双闭环控制策略基础上，通过引入 2 阶线性自抗扰控制(linear-active disturbance rejection control，L-ADRC)技术显著提升系统的控制性能，但是其控制性能易受带宽限制。文献[20]通过在串联校正环节调节观测器带宽，有效改善了增加观测带宽与高频噪声抑制力下降之间的矛盾。文献[21]通过在总和扰动作用通道增加一阶惯性环节，避免了观测带宽增加而引入的噪声。L-ADRC 在非线性、大时滞系统中控制性能不太理想，为此研究非线性自抗扰控制(nonlinear-active disturbance rejection control，NL-ADRC)具有重要的意义。由于 NL-ADRC 中引入了大量的非线性函数，使得系统控制更加精准、抗扰能力更强，但其算法也更为复杂，调参困难。因此，也有大量研究人员针对 NL-ADRC 中参数整定规律进行了总结，并利用一些寻优算法对其参数进行寻优整定，使其具有良好的控制性能。

综上，绝大部分高电压穿越控制策略均是通过增加系统无功输出来实现控制目标。为提高故障期间系统的有功出力能力，本文提出一种基于超级电

容和变直流母线电压参考值结合的高电压穿越控制策略。考虑当系统运行状态发生突变时，传统 PI 控制的控制性能存在一定的局限性，特采用自抗扰控制来改善系统在高电压故障期间的控制性能。由于传统 2 阶线性自抗扰控制在控制性能增加的同时存在高频噪声抑制能力降低的问题，因此给出一种基于补偿环节的 2 阶线性自抗扰控制。为进一步改善系统的控制性能，设计基于滑模控制器的 2 阶非线性自抗扰控制。最后，通过仿真及硬件在环实验验证了所述控制策略的正确性及有效性。

1 系统拓扑结构及故障期间控制策略

1.1 系统拓扑结构

系统主电路拓扑如图 1 所示。图 1 中，u_{ga}、u_{gb}、u_{gc}、i_{ga}、i_{gb}、i_{gc} 分别为网侧变流器出口的电压、电流。e_a、e_b、e_c、i_{sa}、i_{sb}、i_{sc} 分别为网侧变流器并网点处的电压、电流。永磁直驱风力发电机经全功率变流器再经 690 V/35 kV 的变压器连接至电网。

1.2 机侧变换器控制策略

考虑到风机的惯性较大，即其在故障期间很难迅速响应，因此其在故障时仍保持原本状态运行。机侧变流器的控制策略如图 2 所示。图 2 中，P_N 为系统额定功率；P_{WT} 为风机发出的瞬时功率；ω_{WT} 为风机转速；ω_{WTref} 为机侧变换器转速环给定值；i_d、i_q 为永磁电机的 d、q 轴电流；ω_e 为转子角速度。

当检测到风机输出的功率 P_{WT} 小于等于系统额定功率 P_N 时，转速外环的给定值由最大功率跟踪算法给定，系统运行在最大功率跟踪模式；否则采用限功率控制。为防止系统在上述 2 种工作模式之间频繁切换而造成控制抖动，设置了滞回比较器[22]。

1.3 并网点电压骤升期间系统暂态特性分析

考虑网侧变换器容量限制、调制方式等，其出口电压 u_g、出口电流 i_g 的幅值需满足：

$$\begin{cases} \left|i_g\right| = \sqrt{i_{gd}^2 + i_{gq}^2} \le i_{g\max} \\ \left|u_g\right| = \sqrt{u_{gd}^2 + u_{gq}^2} \le \dfrac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \end{cases} \tag{1}$$

式中：i_{gmax} 为网侧变流器所允许的最大电流。

绘制 u_g、i_g、$\omega_s L i_g$、$e_g(e_{gd})$之间的相量关系如图 3 所示。当 i_g 位于 II、III 象限时，变流器处于整流状态。为保证在故障期间系统能够安全运行，进而防止能量倒灌现象发生，系统应避免出现此种情况。

由图 3(a)可知，当 i_g 运行在第 I 象限时，i_g 超前 e_g。其满足的约束条件为：

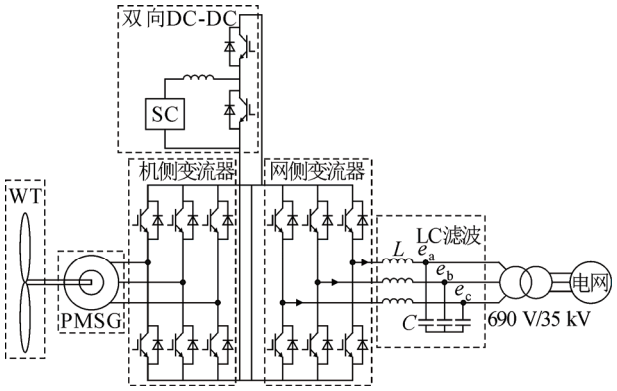


图 1 系统主电路拓扑结构

Fig.1 System main circuit topology

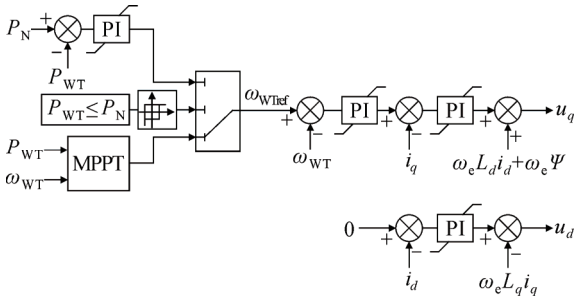
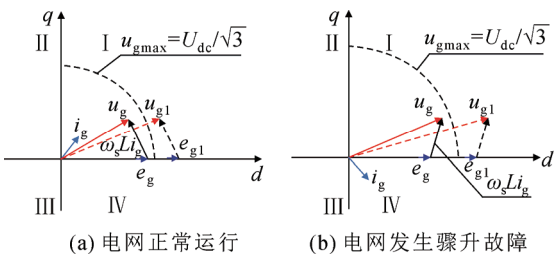


图 2 机侧变换器控制策略

Fig.2 Control Strategy of machine side converter



(a) 电网正常运行 (b) 电网发生骤升故障

图 3 系统运行特性

Fig.3 System operating characteristics

$$e_g - \omega_s L i_g \le u_g \le \sqrt{(\omega_s L i_g)^2 + e_g^2} \tag{2}$$

此时，网侧变流器向电网输送有功及容性无功功率，变流器工作在逆变状态。现考虑电网发生骤升故障，并网点电压由 e_g 骤升至 e_{g1} 而系统仍采用单位功率因数并网控制的情况。由于滤波电感电流不会突变，即骤升瞬间电感压降仍为 $\omega_s L i_g$，因此若此时系统要想稳定运行，则 u_g 需升高至如图 3(b)所示的 u_{g1} 位置，显然其值已超过网侧变换器所能逆变出的最高电压，网侧变流器将会失控，严重时将导致直驱风电系统脱网，威胁系统正常运行。

当 i_g 运行在第 IV 象限时，i_g 滞后于 e_g，其满足

的约束条件为：

$$\sqrt{(\omega_s L i_g)^2 + e_g^2} \le u_g \le e_g + \omega_s L i_g \tag{3}$$

显然，此时网侧变流器向电网输送有功及感性无功功率，工作在逆变状态。同其运行在第 I 象限的情况相近，若此时并网点电压骤升，则系统存在脱网风险，网侧变换器将处于失控状态。

当并网点电压发生骤升故障时，若仍采用单位功率因数并网控制，则势必会导致调制比的增加，而调制比并非可以无限制增加，当采用特定的调制方式时，调制比存在上限值，超过这一阈值时，网侧变换器将会发生过调制现象。此时，若不采取一定的措施，则将导致网侧变流器失控，机组脱网。

1.4 提升直流母线电压与储能结合的网侧变换器控制策略

1.4.1 提升直流母线电压的网侧变换器控制策略

在并网点电压骤升幅值大于 1.1(标幺值，基准值为其额定值)时，按照风机组故障穿越标准 GB/T 36995—2018 的要求，风电系统能向电力系统输出一定量的无功来帮助电网电压恢复。具体要求为：

$$i_{gqref} = K_1(e-1.1)i_N, \quad e \ge 1.1 \tag{4}$$

式中：i_{gqref} 为故障期间网侧无功电流的给定值；e 为并网点电压故障期间的有效值；i_N 为网侧变换器的额定电流；K_1 为风电场动态无功电流的比例系数，取值需大于 1.5，本文取 K_1=2。

直流母线电压能够决定网侧变流器的控制裕度，其值越高，网侧变换器的可控范围就越大。通常在直流母线电压等级一定的情况下，其最大允许提升值为 1.1(标幺值)。为保证永磁直驱风力发电系统正常运行，网侧变换器只能运行在第 I 或第 IV 象限。同时，网侧变流器容量及其可逆变出的最大电压 u_{gmax}、有功出力的极限即网侧变换器出口电流 i_{gmax}、并网点电压 e_g 三者之间关系满足以下 3 种情况。

1）情况 1：$e_g+\omega_s L i_{gmax} < u_{gmax}$

当其满足上述关系时，网侧变流器输出其最大允许输出电流，滤波电感上有最大的压降，但其与 e_g 模值之和仍小于网侧变换器的出口电压。简言之，若并网点电压骤升幅度小于 $u_{gmax}-\omega_s L i_{gmax}$，则此时系统保持原控制策略依旧可以正常运行。

2）情况 2：$u_{gmax}-\omega_s L i_{gmax} \le e_g \le \omega_s L i_{gmax}+u_{gmax}$

此关系式同时包含网侧变流器在第 I、IV 象限运行的 2 种情况，取 2 种运行情况下三者关系式的交集即可得情况 2 所示的关系。当三者满足此关系时，为便于分析，绘制情况 2 的相量示意图如图 4 所示。

如图 4 所示，无论此时网侧变换器运行在哪一个象限，网侧变流器的出口电压均已达到最大值 u_{gmax}，若并网点电压继续升高，则网侧变换器必将失控。由图 4 所示的相量图可以看出，增大 u_{gmax} 的受限边界，也即增大直流母线电压参考值，则网侧变流器可承受的电网电压幅度也随之升高，其可控裕度同样增加。现考虑网侧变流器极限运行情况即其工作在 M_1、M_2 两点处，经过推导得到，当网侧变流器工作在 M_1、M_2 两点处时满足：

$$\begin{cases} \sqrt{|i_{gd12}|^2 + |i_{gq12}|^2} = i_{g\max} \\ \sqrt{\left[|e_d| + \left(\omega_s L |i_{gd12}|\right)\right]^2 + \left(\omega_s L |i_{gq12}|\right)^2} = \dfrac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \end{cases} \tag{5}$$

式中：i_{gd12}、i_{gq12} 为电流 i_g 在交点 M_1、M_2 处的 d、q 轴分量。将式(5)两边同时平方并利用完全平方式展开得：

$$|e_d|^2 + 2|e_d|\omega_s L|i_{gd12}| + \left(\omega_s L|i_{gd12}|\right)^2 + \left(\omega_s L|i_{gq12}|\right)^2 = \left(\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}\right)^2 \tag{6}$$

结合式(5)、(6)可得 i_{gd12}、i_{gq12} 为：

$$\begin{cases} |i_{gd12}| = \dfrac{\left(\dfrac{U_{dc}}{\sqrt{3}}\right)^2 - |e_d|^2 - \left(\omega_s L i_{g\max}\right)^2}{2\omega_s L |e_d|} \\ |i_{gq12}| = \sqrt{i_{g\max}^2 - |i_{gd12}|^2} \end{cases} \tag{7}$$

结合式(7)及图 4 所示的相量图可知网侧变流器输出的最大有功电流 i_{gdmax} 为：

$$i_{gd\max} = \begin{cases} i_{g\max}, & i_{gq} = 0 \\ |i_{gd12}|, & i_{gq} < 0 \end{cases} \tag{8}$$

依据瞬时功率理论及上述式子可绘制出并网

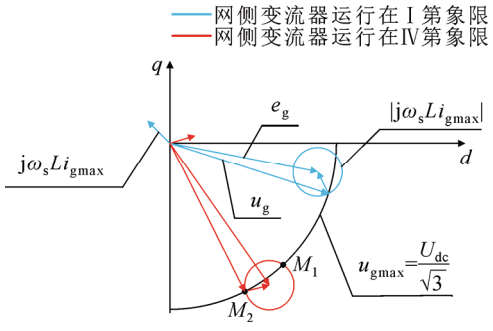


图 4 情况 2 对应的相量示意图

Fig.4 Phasor diagram correspondding to scenario 2

有功功率 P_g 和并网点电压 e_g 变化曲线，如图 5 所示。图 5 中，U'_{dc} 为采用提升直流母线电压参考值控制后的母线电压。

通过上述分析可以看出，直流母线电压不仅影响网侧变换器的受控域，同时也影响永磁直驱风力发电系统向电网输送有功的能力，其关系为：随直流母线电压的升高，直驱风电系统向电网输送有功的能力增加。在此种情况下，通过提升直流母线可以将机侧发出的功率全部输送至电网。通过分析计算结合图 5 可知，当并网点电压骤升幅度小于 1.085(标幺值)时，无需改变直流侧电压，系统也仍能在安全范围内运行，并可以向电网输送全部的有功功率。当并网点电压骤升幅度大于 1.085(标幺值)且小于 1.22(标幺值)时，网侧变换器输出有功能力受限，不能将机侧发出的全部功率输送至电网，导致系统内部存在冗余能量，从而威胁系统的安全运行。当电网电压满足这一情况时，可以通过提升直流母线将机侧发出的功率全部输送至电网。当并网点电压骤升幅度大于 1.22(标幺值)时，直流母线电压已提升至其最大幅度，不能再继续增加，此时系统内部存在冗余能量，需通过采取其他控制方式转移或者消耗这部分能量，进而保证系统能够安全稳定运行。

结合图 4，可以给出提升直流母线电压的参考依据如图 6 所示。

经过推导可得，提升后的母线电压参考值 U'_{dcref} 应满足：

$$\begin{cases} U'_{dcref} = \sqrt{3}\sqrt{e^2 + (\omega_s L i_{g\,max})^2} + \Delta U_{dc} \\ 1 \le U'_{dcref} \le 1.1 \end{cases} \tag{9}$$

式中：ΔU_{dc} 为充分保证网侧变换器可控所留裕量，本文取 5 V。

3）情况 3：$e_g > \omega_s L i_{gmax} + u_{gmax}$

当三者满足情况 3 所示的关系时，已远超国标要求，因此对此情况不做过多研究。

1.4.2 提升高电压穿越能力的网侧变换器和储能控制策略

提升直流母线电压的网侧变流器控制策略如图 7 所示。依据上述分析，首先判断电网电压有效值是否大于 1.085(标幺值)；若其小于 1.085(标幺值)，则直流母线给定值仍为 1(标幺值)；若其大于等于 1.085(标幺值)，则母线电压给定值如式(9)所示。无功电流给定值依据国标确定，当电网电压有

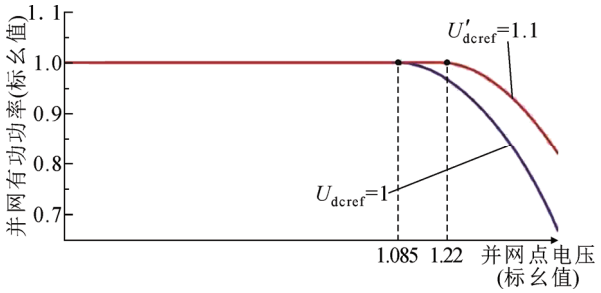


图 5 并网有功随并网点电压变化的曲线

Fig.5 Curves of grid-connected active power changing with grid-connected point voltage

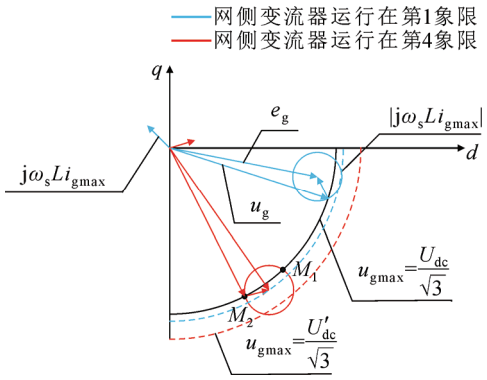


图 6 直流母线电压提升依据

Fig.6 DC bus voltage increasing basis

效值大于等于 1.1(标幺值)时，其给定值如式(4)所示；其余情况下，无功电流给定均为 0。

超级电容控制如图 8 所示。图 8 中，U_{SC} 为超级电容端电压；U_{SCmax}、U_{SCmin} 分别为超级电容端电压的上、下限，考虑双向 DC/DC 变换器工作于 Buck 模式下，其占空比通常设置为 0.25~0.8，直流母线电压为 1 200 V，则超级电容端电压变化范围为 300~960 V。

由于故障期间直流母线电压的提高存在限制，因此当并网点电压骤升幅度较大时，系统内部仍存在冗余能量，可依靠超级电容来吸收这部分能量。当故障切除且风机发出的功率小于系统额定功率时，超级电容向系统放电，通过此种方式，系统可实现连续高电压穿越。

2 网侧变换器电压环的 2 阶自抗扰控制器设计

网侧变换器电压外环采用自抗扰控制器来代替传统的 PI 控制，可以改善系统实现 HVRT 时的性能，增强系统的抗扰能力，改善深度故障期间直流母线电压的动态响应性能差及并网点电流谐波畸

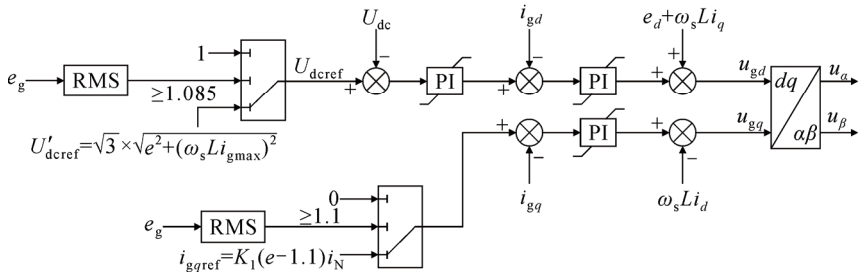


图 7 网侧变换器控制策略

Fig.7 Control strategy of grid side converter

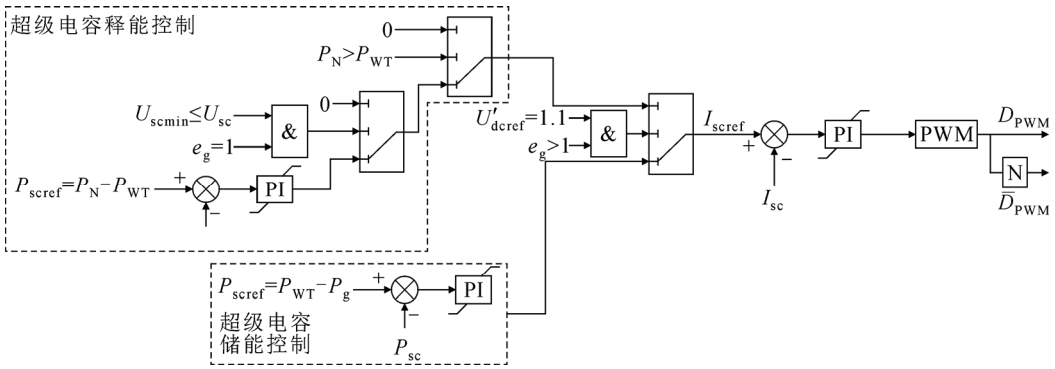


图 8 超级电容控制策略

Fig.8 Control strategy for supercapacitors

变率大的问题，降低稳态时直流母线电压的波动幅度。

2.1 基于补偿环节的 L-ADRC 设计

传统的L-ADRC在控制性能随带宽增加而增加的同时，其高频噪声抑制能力会逐渐降低，因此本文设计一种基于补偿环节的L-ADRC来改善这一问题。

网侧变流器的电流方程为：

$$C_{dc}\frac{\mathrm{d}U_{dc}}{\mathrm{d}t}=\frac{3}{2}(\mathrm{S}_d i_d+\mathrm{S}_q i_q)-I_{dc} \tag{10}$$

式中：S_d、S_q为开关函数在 d、q 轴下的分量。

由于网侧变流器采用电网电压定向矢量控制，因此有：

$$\frac{\mathrm{d}^2U_{dc}}{\mathrm{d}t^2}=\frac{3\mathrm{S}_d}{2C_{dc}}\left(\frac{e_d}{L}-\frac{u_d}{L}+\omega_s i_d\right) \tag{11}$$

由式(11)得被控的等效系统为：

$$y''=b_0u_0+f \tag{12}$$

式中：f 为系统总扰动。结合式(11)、式(12)可知 f 及 b_0 满足：

$$\begin{cases} f=\dfrac{3\mathrm{S}_d}{2C_{dc}}\left(\dfrac{e_d}{L}+\omega_s i_d\right) \\ b_0=\dfrac{3}{2LC_{dc}} \end{cases} \tag{13}$$

由式(11)、式(12)可知，采用 2 阶线性自抗扰控制器作为网侧变流器的电压外环时，其将系统内部数学模型中不确定的部分及并网点电压等作为系统总扰动。由此可见，该种控制策略可以有效抑制并网点电压突变给系统带来的影响。

构建的线性状态误差反馈率 LSEF 为：

$$u_0=k_p(r-\hat{z}_1)-k_d\hat{z}_2 \tag{14}$$

式中：k_p、k_d为控制率增益系数。

选择状态变量为：

$$z_1=U_{dc},\ z_2=\dot{U}_{dc},\ z_3=f \tag{15}$$

基于此可构建式(16)所示的状态空间。

$$\begin{cases} \begin{bmatrix}\dot{z}_1\\ \dot{z}_2\\ \dot{z}_3\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0&1&0\\0&0&1\\0&0&0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}z_1\\z_2\\z_3\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\b_0\\0\end{bmatrix}u_0+\begin{bmatrix}0\\0\\1\end{bmatrix}f \\ y=z_1 \end{cases} \tag{16}$$

与其对应的线性扩张状态观测器(linear extended state observer, LESO)为：

$$\begin{cases} \hat{z}_1=\hat{z}_2+\beta_1(y-\hat{z}_1) \\ \hat{z}_2=\hat{z}_3+\beta_2(y-\hat{z}_1)+b_0u_0 \\ \hat{z}_3=\beta_3(y-\hat{z}_1) \end{cases} \tag{17}$$

式中：β_1、β_2、β_3为系统的误差增益系数。

为解决传统 2 阶 L-ADRC 在带宽增加的同时影响其高频噪声抑制能力的问题，引入滞后补偿环节，即新增一个 LESO 的输出值 $\hat{z}_4$，表征了 LESO 对系统总扰动的观测值，其与 $\hat{z}_3$ 的关系为：

$$\hat{z}_4=\varphi_\alpha(s)\dot{\hat{z}}_3=\frac{T_\alpha s+1}{\alpha T_\alpha s+1}\hat{z}_3 \tag{18}$$

式中：α 为常数，取值在 0~1 之间；T_α 为时间常数。则基于补偿环节的L-ADRC直流母线电压控制框图如图 9 所示。

与其对应的 LESO 状态空间方程为：

$$\begin{cases}\dot{z}_1=(y-z_1)\beta_1+z_2\\ \dot{z}_2=(y-z_1)\beta_2+z_3+b_0u_0\\ \dot{z}_3=(y-z_1)(\beta_3-\beta_1\beta_3T_\alpha)-\beta_3T_\alpha z_2+\beta_3T_\alpha\dot{y}\\ \dot{z}_4=(z_3-z_4)/\alpha T_\alpha\end{cases} \tag{19}$$

令跟踪误差为：

$$\begin{cases}e_1(s)=z_1(s)-y(s)=\dfrac{b_0s}{(s+\omega_0)^3}u_0(s)-\dfrac{s^3}{(s+\omega_0)^3}y(s)\\ e_2(s)=z_2(s)-\dot{y}(s)=\dfrac{3\omega_0b_0s}{(s+\omega_0)^3}u_0(s)-\dfrac{(s+3\omega_0)s^2}{(s+\omega_0)^3}y(s)\\ e_3(s)=z_4(s)-f(s)=\\ \quad\left((s^2y(s)-b_0u(s)\right)\left(\dfrac{\omega_0^3(T_\alpha s+1)}{(s+\omega_0)^3(\alpha T_\alpha s+1)}-1\right)\end{cases} \tag{20}$$

同理可得传统 L-ADRC 的跟踪误差为：

$$\begin{cases}e_1(s)=z_1(s)-y(s)=\dfrac{b_0s}{(s+\omega_0)^3}u_0(s)-\dfrac{s^3}{(s+\omega_0)^3}y(s)\\ e_2(s)=z_2(s)-\dot{y}(s)=\dfrac{b_0s}{(s+\omega_0)^3}u_0(s)-\dfrac{(s+3\omega_0)s^2}{(s+\omega_0)^3}y(s)\\ e_3(s)=z_3(s)-f(s)=z_3(s)-s^2y(s)+b_0u_0(s)=\\ \quad\left(1-\dfrac{\omega_0^3}{(s+\omega_0)^3}\right)\left(b_0u_0(s)-s^2y(s)\right)\end{cases} \tag{21}$$

当系统发生骤升故障时，由上述分析可知，$u_0(s)$、$y(s)$给定均为阶跃信号；而由式(20)和式(21)可知，系统的稳态误差满足：

$$\begin{cases}e_{1s}(s)=\lim\limits_{s\to0}se_1(s)=0\\ e_{2s}(s)=\lim\limits_{s\to0}se_2(s)=0\\ e_{3s}(s)=\lim\limits_{s\to0}se_3(s)=0\end{cases} \tag{22}$$

由以上分析可知，基于补偿环节的 L-ADRC 较传统的 L-ADRC，其扰动的稳态误差趋于零的速度更快，也即收敛估计能力更强。

将式(14)进行 Laplace 变换并将其代入式(19)中可以得到，控制器输出与输入以及给定被控对象信号之间满足关系式：

$$u_0(s)=\frac{1}{b_0}\cdot\frac{G_2(s)r(s)-G_3(s)y(s)}{H_1(s)} \tag{23}$$

式中：$H_1(s)$、$G_2(s)$、$G_3(s)$ 分别为控制器部分传函，其满足关系式：

$$\begin{cases}H_1(s)=a_0s^4+a_1s^3+a_2s^2+a_3s\\ G_2(s)=b_1s^4+b_2s^3+b_3s^2+b_4s+b_5\\ G_3(s)=c_0s^4+c_1s^3+c_2s^2+c_3s+c_4\end{cases} \tag{24}$$

式中：a_0—a_3、b_1—b_5、c_0—c_4 为闭环传函特征多项式的各项系数。

结合式(12)可绘制出基于补偿环节的 L-ADRC 模型框图如图 10 所示。

图 10 中，由于 ADRC 自身的优点，无需系统的准确模型，因此被控对象采用式(12)所示的等效 2 阶系统模型进行等效，据此可得到系统的输出 $y(s)$为：

$$y(s)=\frac{G_2(s)r(s)+H_1(s)f(s)}{s^2H_1(s)+G_3(s)} \tag{25}$$

同理可得传统 L-ADRC 干扰项的传递函数 $y'(s)$为：

$$y'(s)=\frac{(s+\omega_c)^2+3\omega_0(s+2\omega_c+\omega_0)}{(s+\omega_c)^2(s+\omega_0)^3}sf(s)+\frac{\omega_c^2}{(s+\omega_c)^2}r(s) \tag{26}$$

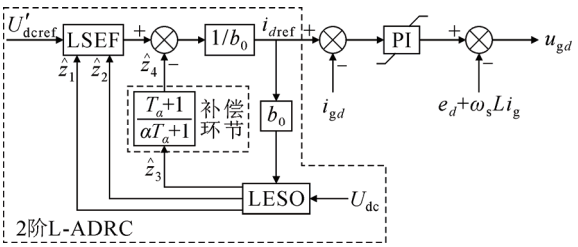


图 9 基于补偿环节的 L-ADRC 母线电压控制框图

Fig.9 L-ADRC bus voltage control block diagram based on compensation link

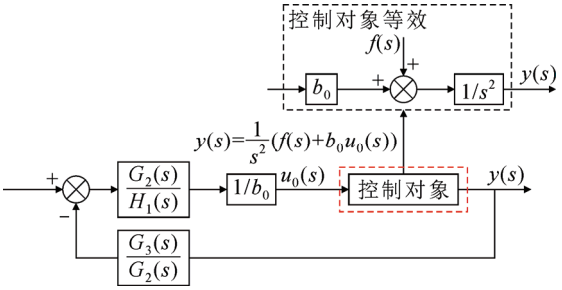


图 10 基于补偿环节的 L-ADRC 模型框图

Fig.10 L-ADRC model block diagram based on compensation link

由式(26)可知，系统输出 y 与扰动部分 f 及系统输入 r 有关，且 L-ADRC 性能主要取决于扰动项对其的影响。由于输入项仅与线性状态误差反馈(linear state error feedback, LSEF)的带宽有关，而干扰项不仅与线性扩张状态观测器(linear extended state olserver, LESO)带宽有关还与 LSEF 带宽有关，因此分别固定 ω_0 取不同的 ω_c、固定 ω_c 取不同的 ω_0，绘制干扰项的 Bode 图如图 11 所示。

在实验过程中不断变参调试，取补偿环节常数为 0.25，时间常数为 0.01。改变观测器及控制器带宽并化简干扰项传函，可绘制出基于补偿环节的 L-ADRC 的 Bode 图如图 12 所示。

图 11(a)为固定 LESO 的带宽为 2 000，LSEF 的带宽从 200 等幅增加至 1 000；图 11(b)为固定 LSEF 的带宽为 2 000，LESO 的带宽从 200 等幅增加至 1 000。显然，在其低频段，随着带宽的增加，系统对扰动抑制的能力增强，即抗扰性能增加；在中频段，随着带宽的增加，其相角裕度增加，系统稳定性增强；但在高频段，其对参数变化不敏感的特性相近，且对高频噪声的抑制能力下降。

图 12 带宽变化与图 11 保持一致。在其中低频段，随着带宽的增加，系统对扰动抑制能力增强，相角裕度增加，系统的稳定性及抗扰性能增加，与传统 L-ADRC 性能相近；但在高频段，其对高频噪声的抑制能力明显高于传统的 L-ADRC。

通过对其 Bode 图的分析发现，在传统 L-ADRC 的基础上增加补偿环节，可有效解决其动态性能随着系统带宽增加而增强的同时，其高频噪声抑制能力变差的问题。

结合上述分析可得，网侧变换器闭环传递函数为：

$$U_{\mathrm{dc}}(s)=\frac{G_2(s)U_{\mathrm{dcref}}(s)}{d_1s^5+d_2s^4+d_3s^3+d_4s^2+d_5s+d_6} \tag{27}$$

式中：d_1—d_6 为闭环传函特征多项式的各项系数，各项系数表达式如式(20)所示。

$$\begin{cases} d_1=\alpha T_\alpha \\ d_2=\alpha T_\alpha+2\alpha T_\alpha\omega_{\mathrm{c}}+2\alpha T_\alpha\omega_{\mathrm{o}}+1 \\ d_3=2\omega_{\mathrm{o}}+2\omega_{\mathrm{c}}+\alpha T_\alpha\omega_{\mathrm{c}}^2+\alpha T_\alpha\omega_{\mathrm{o}}^2+ \\ \quad 2\alpha T_\alpha\omega_{\mathrm{c}}+4\alpha T_\alpha\omega_{\mathrm{o}}\omega_{\mathrm{c}}+1 \\ d_4=\omega_{\mathrm{c}}^2+\omega_{\mathrm{o}}^2+2\omega_{\mathrm{o}}+2\omega_{\mathrm{c}}+4\omega_{\mathrm{o}}\omega_{\mathrm{c}}- \\ \quad T_\alpha\omega_{\mathrm{o}}^2+\alpha T_\alpha\omega_{\mathrm{o}}^2+2\alpha T_\alpha\omega_{\mathrm{o}}^2\omega_{\mathrm{c}}+2\alpha T_\alpha\omega_{\mathrm{c}}^2\omega_{\mathrm{o}} \\ d_5=\alpha T_\alpha\omega_{\mathrm{o}}^2\omega_{\mathrm{c}}^2+2\omega_{\mathrm{c}}^2\omega_{\mathrm{o}}+2\omega_{\mathrm{o}}^2\omega_{\mathrm{c}} \\ d_6=\omega_{\mathrm{o}}^2\omega_{\mathrm{c}}^2 \end{cases} \tag{28}$$

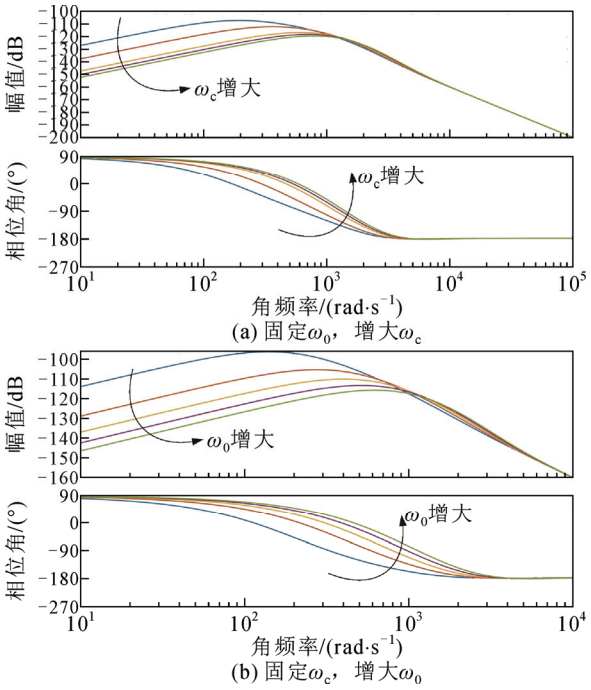


图 11 传统 L-ADRC 扰动项的 Bode 图

Fig.11 Bode diagram of traditional L-ADRC disturbance term

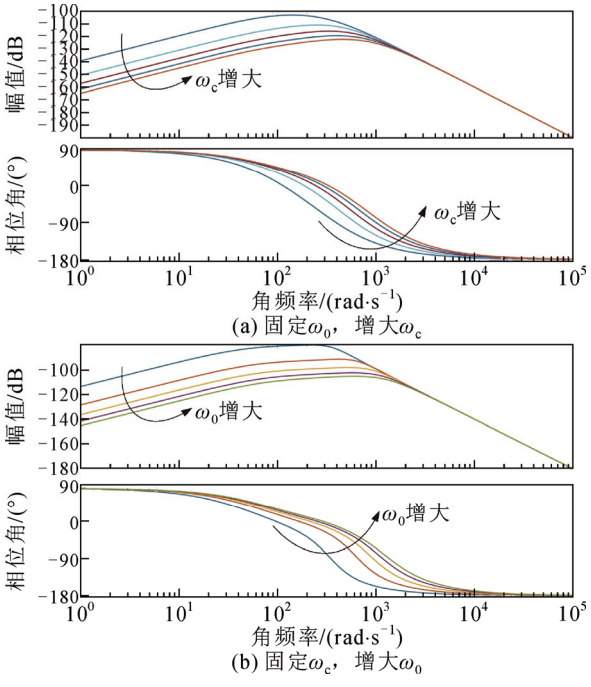


图 12 基于补偿环节的 L-ADRC 扰动项的 Bode 图

Fig.12 Bode diagram of L-ADRC disturbance term based on compensation link

结合上文分析可以看出式(20)所示的传递函数中，各项系数均大于零，满足李纳德-戚帕特稳定判据。

2.2 基于滑模控制器的 2 阶非线性自抗扰控制(SM-NLADRC)实现

考虑到实际系统大多为非线性环节，其性能存

在一定的局限性。因此，为进一步改善系统的性能，本文采用非线性自抗扰控制来进一步增强系统的抗扰能力，并改善扰动作用时系统的控制性能。

2.2.1 非线性跟踪微分器(tracking differentiator，TD)实现

跟踪微分器的主要作用是对系统输入信号进行提取处理。通过合理安排过渡过程，可柔化系统给定曲线，降低初始误差，从而减弱输入给定突变对系统带来的冲击，进而有效改善系统在动态响应过程中超调和快速性之间的矛盾。同时，TD 还可以抑制给定信号中的噪声，合理提取微分信号并将其运用至控制率当中。其具体实现形式为：

$$\begin{cases} z_1(k+1)=z_1(k)+T\cdot z_2(k) \\ z_2(k+1)=z_2(k)+T\cdot f_{\text{han}}(z_1(k)-r,z_2(k),\delta,h) \end{cases} \tag{29}$$

式中：z_1 为给定输入的跟踪信号，即直流母线电压给定值经过 TD 环节作用后的新产生的给定值 U^*_{dcref}；z_2 为所提取给定输入的微分信号；T 为跟踪步长；f_{han} 为最速的非线性函数；δ 为快速因子；h 为滤波因子。

2.2.2 非线性扩张状态观测器(nonlinear extended state observer，NLESO)实现

NLFSO 实现形式为：

$$\begin{cases} \hat{U}_{\text{dc}}=\hat{U}_{\text{dc}}+\beta_1(U_{\text{dc}}-\hat{U}_{\text{dc}}) \\ \dot{\hat{U}}_{\text{dc}}=\hat{f}+\beta_2 f_{\text{al}}(U_{\text{dc}}-\hat{U}_{\text{dc}},\alpha,\delta)+b_0u_0 \\ \hat{f}=\beta_3 f_{\text{al}}(U_{\text{dc}}-\hat{U}_{\text{dc}},\alpha,\delta) \end{cases} \tag{30}$$

其中，f_{al} 函数的表达式如式(31)所示。

$$f_{\text{al}}=\begin{cases} \dfrac{U_{\text{dc}}-\hat{U}_{\text{dc}}}{\delta^{1-\alpha}}, \left|U_{\text{dc}}-\hat{U}_{\text{dc}}\right|\le\delta \\ \left|U_{\text{dc}}-\hat{U}_{\text{dc}}\right|\text{sign}(U_{\text{dc}}-\hat{U}_{\text{dc}}), \left|U_{\text{dc}}-\hat{U}_{\text{dc}}\right|>\delta \end{cases} \tag{31}$$

2.2.3 非线性状态误差反馈(nonlinear state error feedback, NLSEF)控制率实现

传统的 NLSEF 实现形式为：

$$\begin{cases} e_1=U^*_{\text{dcref}}-\hat{U}_{\text{dc}} \\ e_2=\dot{U}^*_{\text{dcref}}-\dot{\hat{U}}_{\text{dc}} \\ u_0=k_{\text{p}}f_{\text{al}}(e_1,\alpha_1,\delta)+k_{\text{d}}f_{\text{al}}(e_2,\alpha_2,\delta) \end{cases} \tag{32}$$

式中：e_1 为经过直流母线电压给定值经过 TD 环节作用后新产生的给定值与 NLESO 对直流母线电压观测值的误差；e_2 为 U^*_{dcref} 的微分信号与 NLESO 对直流母线电压微分信号观测值的误差。

由式(32)可知，NLSEF 在其控制率中引入了 2 个 f_{al} 函数，这就使得人为调参变得比较困难，很难实现期望效果。为保证系统具有良好的抗扰性能及对被控对象不敏感，即具有普适性且可降低传统 NL-ADRC 中 NLSEF 的调参难度，采用滑模控制器代替传统的 NLSEF 环节。为使系统实现较好的控制效果，选取直流母线电压的误差值 e_1 及其微分误差值 e_2 作为滑模控制器的状态变量。

由此选取滑模面为：

$$s=ke_1+e_2,\quad k>0 \tag{33}$$

对式(32)求导可得：

$$\dot{s}=k\dot{e}_1+\dot{e}_2,\quad k>0 \tag{34}$$

依据霍尔维茨稳定性判据，要使得以上描述系统大范围渐进稳定，则 $k>0$ 即可。为简化控制器算法，且使得 NLESO 可以实现削弱滑模控制带来的抖振问题，本文采用传统的指数趋近律[23]，其具体实现形式为：

$$\begin{cases} \dot{s}=-\zeta\,\text{sgn}(s)-\mu s,\quad \zeta>0,\quad \mu>0 \\ \text{sgn}(s)=\begin{cases} 1, & s>0 \\ 0, & s=0 \\ -1, & s<0 \end{cases} \end{cases} \tag{35}$$

式中：$-\mu s$ 为指数趋近项，μ 为其系数；其作用是使状态量不断向滑模面靠近，但其无法保证在一定时间内到达。

基于此引入等速趋近项$-\zeta\,\text{sgn}(s)$，其中$-\zeta$ 为状态变量趋向于滑模面的速度。由此可以看出，通过指数和等速趋近项的结合，可以充分保证当 s 趋向于 0 时，趋近速度不会为 0，进而满足状态变量向滑模面靠近的时间要求。

结合上述分析可得到，滑模控制器为：

$$u_0=\left(\zeta\,\text{sgn}(s)+\mu s-kz_2-z_3\right)/b_0 \tag{36}$$

由式(36)可知，滑模控制器主要由 2 部分组成。其中，$\left(\zeta\,\text{sgn}(s)+\mu s-kz_2\right)/b_0$ 为滑模控制率，在系统启动初始阶段，由于被控量和给定值之间的误差较大，因此滑模控制率起主要作用；z_3/b_0 为干扰补偿器，当系统受干扰因素影响时，通过 NLESO 对总扰动输出的干扰补偿，可以使得系统具有良好的控制性能。

综上可设计出基于滑模控制器的 NL-ADRC 电压环控制框图，如图 13 所示。

由上述分析可知，滑模控制器较 NLSEF 所需的调节参数更少，算法简单易实现。现采用李雅普诺夫(Lyapunov)稳定判据对滑模控制器进行稳定性分析。构造 Lyapunov 函数为：

$$V(s)=\frac{1}{2}s^2 \tag{37}$$

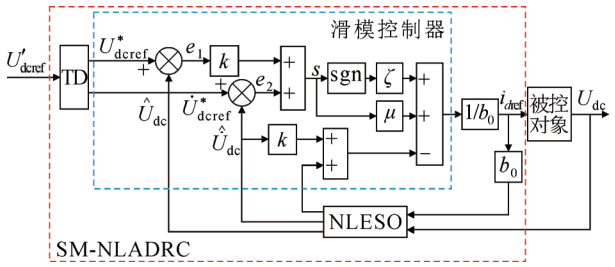


图 13 基于滑模控制器的 NL-ADRC 电压环控制框图

Fig.13 Control block diagram of NL-ADRC voltage loop based on sliding mode controller

对式(37)求导并将式(34)代入可得：

$$\dot{V}(s)=s\cdot\dot{s}=s(-\zeta\,\mathrm{sgn}(s)-\mu s)=-\zeta|s|-\mu s^2 \quad (38)$$

由于ζ、μ均大于 0，因此$\dot{V}(s)$恒小于 0，且$V(s)$恒大于 0，因此系统在$s=0$处稳定，也即系统内设状态变量可以在有限时间内抵达滑模面，属于渐进稳定系统。

3 仿真结果分析

本文以单台 2.5 MW 永磁直驱风力发电机为例，仿真参数见表 1。在仿真平台搭建 D-PMSG 仿真模型，并模拟电网电压发生连续骤升故障，分别采用传统 PI 控制、基于补偿环节的 L-ADRC 及 SM-NLADRC 对所提高电压穿越方案及所述控制策略进行对比研究。

3.1 传统 PI 控制实现 HVRT 仿真结果

图 14 给出采用 PI 控制实现直驱风电系统 HVRT 仿真结果。在 0.3~1.3 s，并网点电压升高至 1.18(标幺值)时，按国标要求，此时无功电流给定为 0.16(标幺值)，系统功率平衡。在 1.5~2.5 s，并网点电压升高至 1.25(标幺值)时，按国标要求，此时无功电流给定为 0.3(标幺值)，系统输出有功受限且存在过剩功率，超级电容吸收多余能量，此刻超级电容端电压未达到上限，系统可正常运行。在 2.7~3.7 s，并网点电压升高至 1.32(标幺值)，此时无功电流给定为 0.44(标幺值)，系统虽可正常运行，但其在深度故障期间存在瞬间阶跃峰值较大、响应时间慢、抗扰能力差的问题。当系统发生深度高电压故障时，直流母线电压瞬间阶跃最大峰值可达到 1.192(标幺值)；由直流母线电压局部放大图可知，在故障稳态运行期间波动范围为 1.092~1.109(标幺值)时，控制性能较差。在 4 s 后风速降低至 10 m/s，此时机侧发出的功率小于系统的额定功率，超级电容放电至其电压下限，为下次连续故障穿越做准备。

表 1 部分仿真参数

Table1 Partial simulation parameters

参数	数值	参数	数值
额定电压/V	690	额定功率/MW	2.5
直流母线电压/V	1 200	额定风速/(m·s^{-1})	12
网侧滤波电感/mH	0.4	超级电容容值/F	1.2
网侧滤波电容/μF	63	电机极对数	54
d、q 轴电感/mH	1.4	定子电阻/Ω	0.000 6

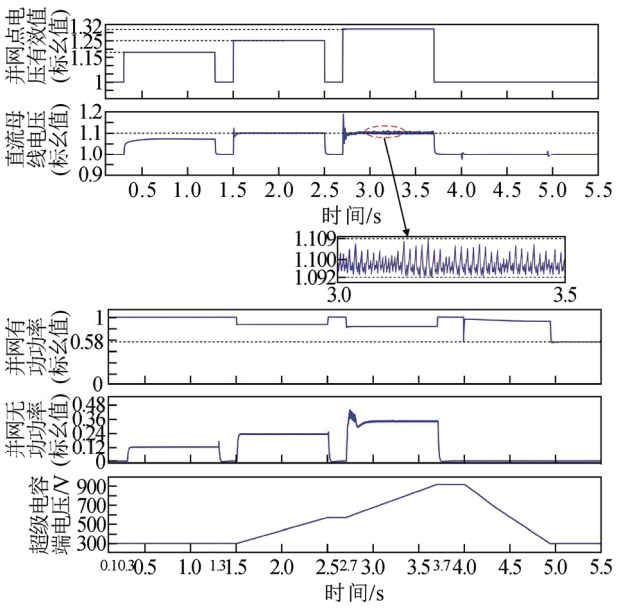


图 14 基于 PI 控制器的 HVRT 仿真结果

Fig.14 Simulation results of HVRT by PI controller

3.2 基于补偿环节的 L-ADRC 实现 HVRT 仿真结果

图 15 给出了基于补偿环节的 L-ADRC 下系统实现高电压穿越的仿真结果。在 2.7 s 时，直流母线电压瞬间阶跃峰值约为 1.118(标幺值)；在故障稳态运行期间，由直流母线电压局部放大图可知，直流母线电压波动范围为 1.097~1.104(标幺值)。在超级电容向系统放电过程中，直流母线电压波动较小。

3.3 基于 SM-NLADRC 实现 HVRT 仿真结果

图 16 给出了基于 SM-NLADRC 控制下系统实现高电压仿真结果。对比采用 PI 控制以及基于补偿环节的 L-ADRC 实现 HVRT 的方式可以看出，当并网点电压骤升幅度较大时，采用 SM-NLADRC 时直流母线电压、并网无功电流控制效果良好。当电网电压骤升幅度为 1.32(标幺值)时，系统能快速且无超调地跟踪给定值，由直流母线电压局部放大图可以看出，故障稳态运行期间直流母线电压波动范围为 1.100~1.102(标幺值)。在超级电容向系统放电过程中，直流母线电压几乎无波动。

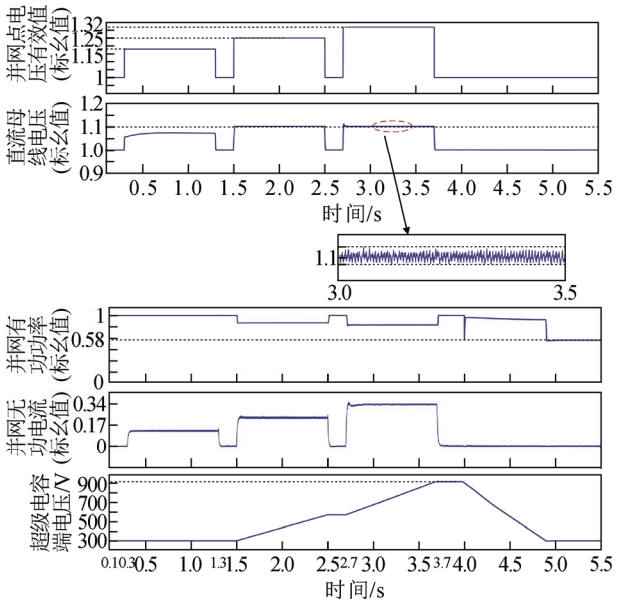


图 15 基于补偿环节的 L-ADRC 的 HVRT 仿真结果

Fig.15 Simulation results of HVRT by L-ADRC based on compensation link

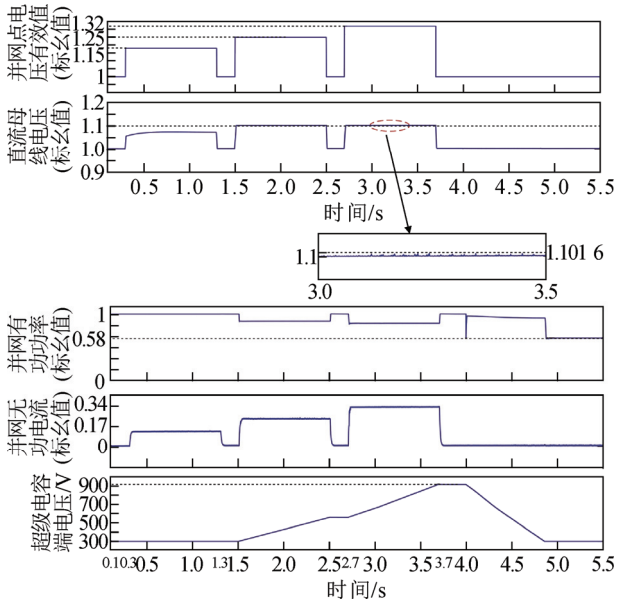


图 16 基于 SM-NLADRC 的 HVRT 仿真结果

Fig.16 Simulation results of HVRT by SM-NLADRC

3.4 直驱风电系统深度高电压穿越仿真对比分析

设定系统发生骤升幅度为 1.32(标幺值)，持续时间为 1 s 的深度高压故障。采用不同控制方式时仿真结果如图 17 所示。

图 17 为并网点电压骤升至 1.32(标幺值)时，直流母线电压的仿真结果。采用不同的控制方式，直流母线电压阶跃峰值、直流母线电压响应时间、直流母线电压故障期间的波动范围如表 2 所示。

由图 17 可知，当系统发生深度高电压故障时，采用 SM-NLADRC 并网点电流谐波畸变率仅为 2.85%。结合表 2 可知，通过利用变换器自身的调节能力结合储能的方式，并采用自抗扰控制对网侧变换器控制策略进行优化改进，在提高直驱风电系统故障穿越能力的同时，也保证了其在故障期间运行的可靠性。采用自抗扰控制可以有效改善直流母线电压的动态响应性能，并减小其在稳态期间的波动范围，从而降低并网点电流的谐波畸变率，实现所期望的控制目标。

3.5 储能放电时直驱风电系统仿真对比分析

在系统故障切除后，电网电压恢复正常且风机输出功率小于系统额定功率时，超级电容将故障期间存储的能量释放至电网。由仿真结果可以看出，在储能向系统放电瞬间及超级电容放电直至其放电下限瞬间，采用不同的控制策略时直流母线电压在瞬间的响应不同。

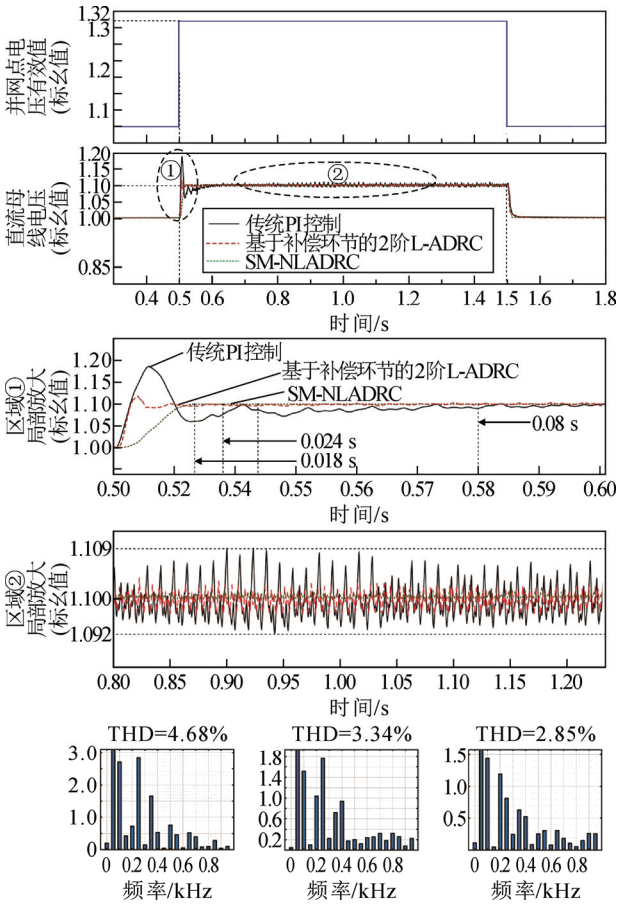


图 17 深度高压故障期间不同控制策略下直流母线电压仿真结果

Fig.17 Simulation results of DC bus voltage under different control strategies during deep high voltage fault

表 2 不同控制方式下系统完成高电压穿越对比情况

Table2 Comparison of system completion of HVTR under different control modes

控制方式	母线电压阶跃峰值(标幺值)	母线电压波动范围(标幺值)	响应时间/ms
PI 控制	1.192	1.092~1.109	80
基于补偿环节的 L-ADRC	1.118	1.097~1.104	24
SM-NLADRC	0	1.100~1.102	18

为进一步对比验证，考虑电网故障切除后超级电容储能向系统放电。设定超级电容初始电压为 960 V，在 0.5 s 时风速由 12 m/s 突降至 10 m/s，即风机输出功率小于系统额定功率，电网电压正常，满足超级电容释能控制条件，超级电容开始放电，直至超级电容端电压达到其下限值 300 V 时，储能系统停止工作。采用不同控制方式的仿真结果如图 18 所示。

由图 18 可以看出，采用自抗扰控制后，在储能系统开始放电时以及停止放电时，直流母线电压的动态响应性能优于 PI 控制，进一步说明了采用自抗扰控制的优越性及合理性。

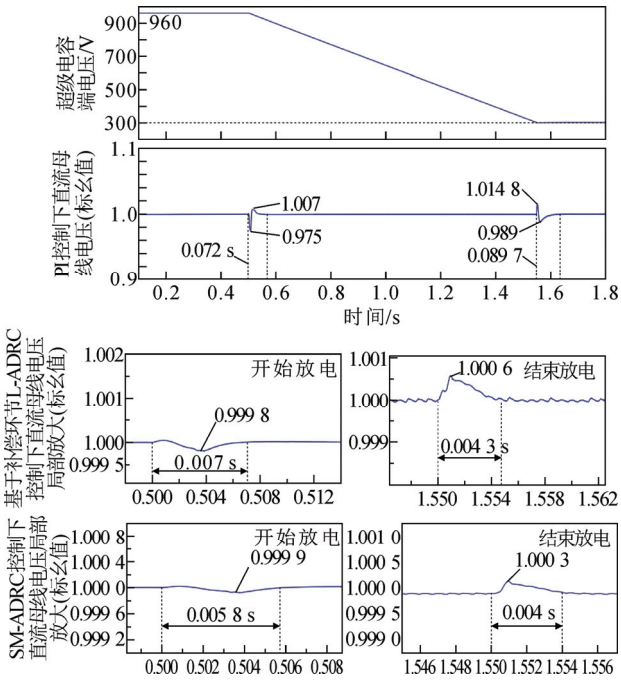


图 18 不同控制方式下储能系统放电对比仿真结果

Fig.18 Comparative simulation results of energy storage system discharge under different control modes

4 实验研究

为进一步验证所述控制策略的有效性，现搭建基于实时数字仿真系统(real time digital simulation system, RTDS)与快速控制原型(rapid control prototyping，RCP)所构成的半实物联合仿真平台即硬件在环实验平台(hardware-in-the-loop, HIL)，进一步验证所述控制策略的有效性及合理性。所搭建的实验平台原理图如图 19 所示。

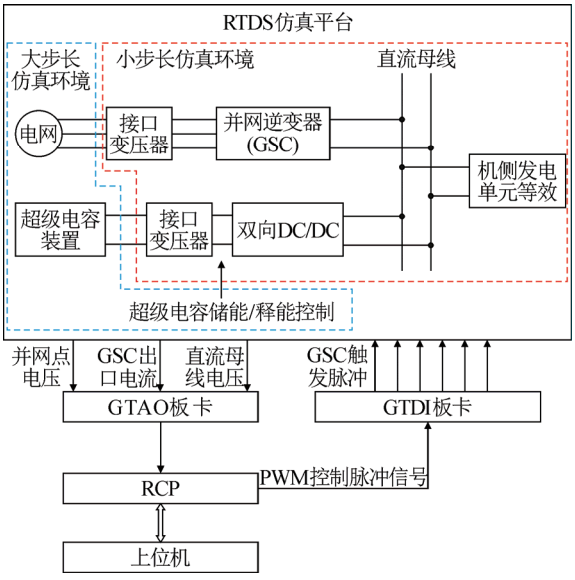


图 19 基于 RTDS 与 RCP 的硬件在环实验原理图

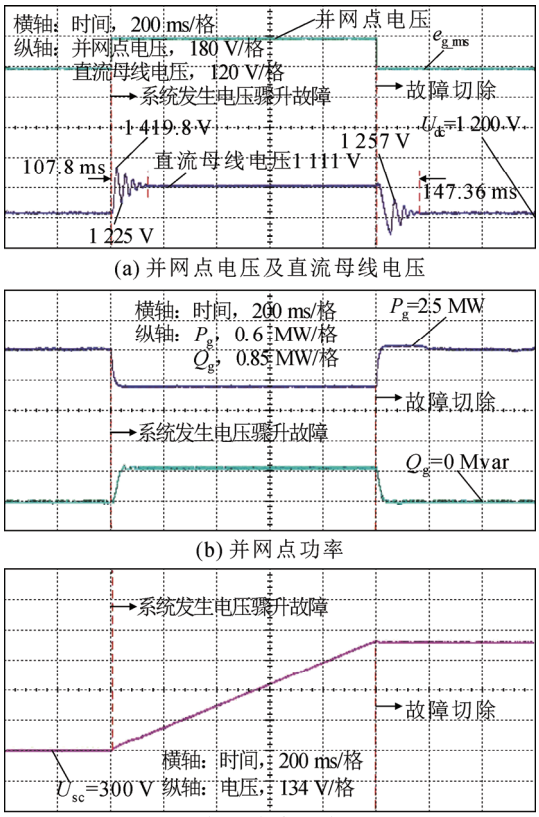
Fig.19 Schematic diagram of hardware-in-the-loop experiment based on RTDS and RCP

4.1 直驱风电系统深度高电压故障穿越实验结果

设定并网点电压发生骤升故障，故障骤升幅度为 1.32(标幺值)，持续时间为 1 s；分别采用不同控制方式对比系统故障穿越性能。

4.1.1 传统 PI 控制实现直驱风电系统高电压穿越的实验结果

图 20 给出采用传统 PI 控制系统发生深度高电压故障时并网点电压有效值 e_{g_rms}、直流母线电压 U_{dc}、并网有功功率 P_g、并网无功功率 Q_g 及超级电容端电压 U_{sc} 的实验结果。由图 18 可以看出，在系统突发骤升故障时，采用传统 PI 控制，直流母线电压瞬间阶跃峰值达到 1 419.8 V(标幺值 1.18)后经过 107.8 ms 达到稳定运行状态，系统能够按照规定发出定量的无功功率；此时，超级电容储能装置开始动作吸收系统内部冗余能量，系统能够按照规定要求实现高电压穿越。故障切除后，系统开始恢复正常工作状态，直流母线电压瞬间阶跃 1 111 V (标幺值 0.936)后经过 147.36 ms 达到稳态。超级电容停止工作。与仿真结果相近，通过硬件在环实验更进一步验证了所述高电压穿越控制策略的正确性及合理性。



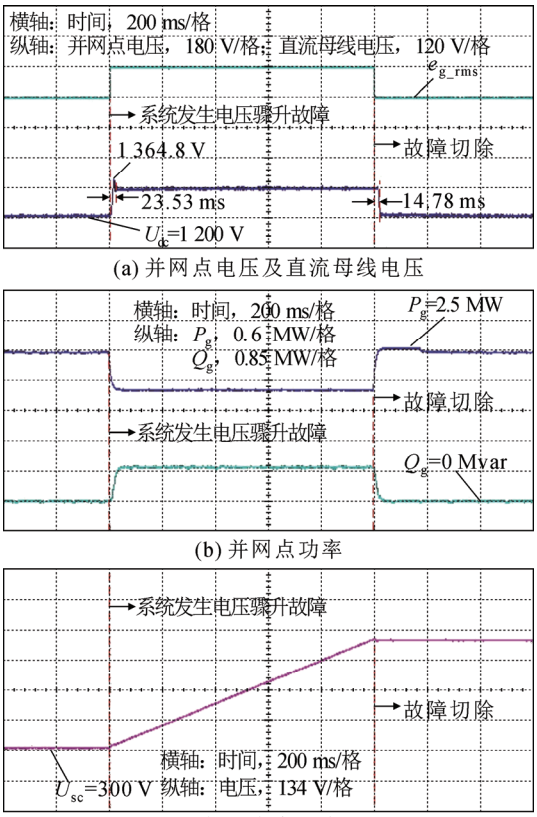
(a) 并网点电压及直流母线电压

(b) 并网点功率

(c) 超级电容端电压

图 20 基于传统 PI 的 HVRT 实验结果

Fig.20 Experimental results of HVRT by traditional PI



(a) 并网点电压及直流母线电压

(b) 并网点功率

(c) 超级电容端电压

图 21 基于补偿环节的 L-ADRC 的 HVRT 实验结果

Fig.21 Experimental results of HVRT by L-ADRC based on compensation link

4.1.2 基于补偿环节的L-ADRC实现直驱风电系统高电压穿越实验结果

基于补偿环节的L-ADRC的HVRT实验结果如图21所示。由图21可以看出，在系统突发骤升故障时，采用基于补偿环节的L-ADRC控制，直流母线电压瞬间阶跃峰值达到1 364.8 V(1.137(标幺值))后经过23.53 ms后达到稳定运行状态，故障切除后，系统开始恢复正常工作状态经过 14.78 ms 达到稳态，几乎无波动；采用基于补偿环节的L-ADRC控制效果优于传统PI控制，进一步对仿真及所述控制策略进行验证。

4.1.3 SM-NLADRC 实现直驱风电系统高电压穿越的实验结果

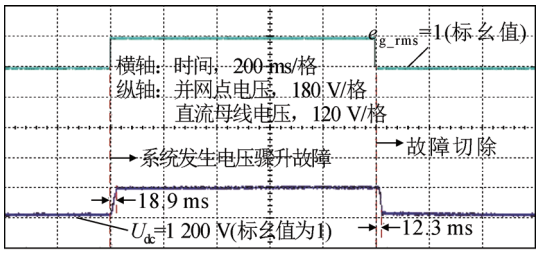
图22给出了采用SM-NLADRC控制系统发生深度高电压故障时的实验结果。由图22可以看出，在系统突发骤升故障时，采用SM-NLADRC控制，系统能够快速且无超调地跟踪给定值，只需经过18.9 ms即可进入稳态运行状态；故障切除后，系统开始恢复正常工作状态，经过12.3 ms达到稳态且几乎无波动。近一步说明采用SM-NLADRC控制的合理性及有效性。

4.2 超级电容放电时不同控制方式下实验结果对比分析

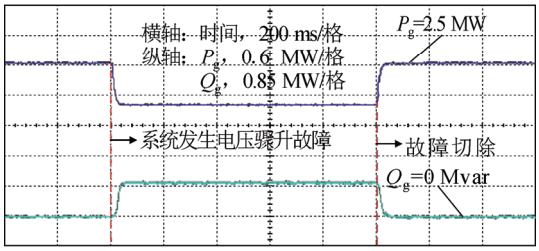
考虑当系统完成高电压穿越之后，当系统输入侧功率小于其额定功率时，超级电容储能单元向系统释放能量，以便下次实现高电压穿越。

与3.5节的工况相同，预先对超级电容充电使其端电压达到960 V，此时系统输入侧功率为2.5 MW，不满足超级电容放电条件。在系统稳定运行阶段，使其输入侧功率突降至 1.45 MW(与仿真中风速由12 m/s突变至10 m/s的条件相同)，此时超级电容储能装置开始向系统放电，直至其端电压达到300 V，超级电容停止工作。

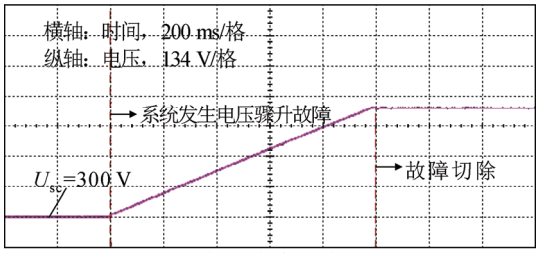
图 23 给出在超级电容储能向系统放电时，采用不同控制方式下直流母线电压以及超级电容端电压的实验结果。在储能单元放电时刻及停止放电时，直流母线电压的阶跃峰值以及恢复时间如表 3 所示。通过硬件在环实验结果并结合表3进一步证实采用自抗扰控制的合理性及有效性。



(a) 并网点电压及直流母线电压



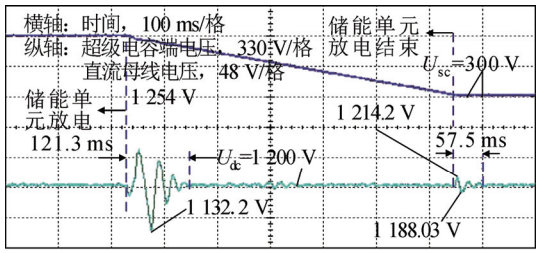
(b) 并网点功率



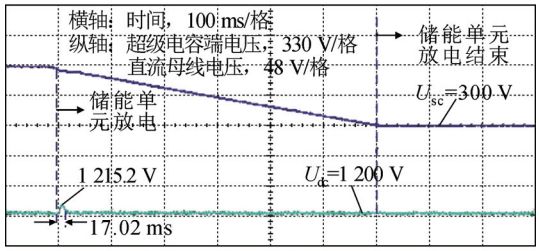
(c) 超级电容端电压

图 22 基于 SM-NLADRC 的 HVRT 实验结果

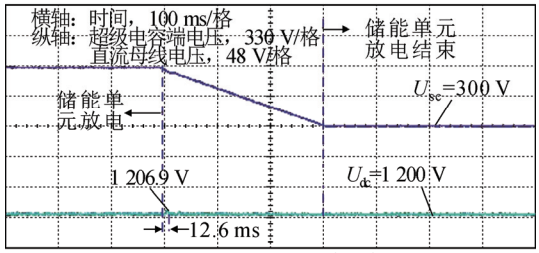
Fig.22 Experimental results of HVRT by SM-NLADRC



(a) 传统PI控制



(b) 基于补偿一切的L-ADRC控制



(c) SM-NLADRC控制

图 23 超级电容放电时不同控制方式下实验结果

Fig.23 Experimental results of super capacitor discharge under different control modes

表 3 不同控制方式下超级电容放电及停止放电时直流母线电压响应情况

Table 3 The DC bus voltage response of SC discharge and stop discharge under different control modes

控制方式	阶跃峰值(标幺值)	恢复时间/ms
PI 控制	1.045/0.944 (1.012/0.990)	121.3(57.5)
基于补偿环节的 L-ADRC	1.013/~(~)	17.0(~)
SM-NLADRC	1.006/~(~)	12.6(~)

注：表 3 中括号中的内容为超级电容停止放电时的母线电压阶跃峰值及恢复时间，~代表无。

5 结论

1）本文以永磁直驱风力发电机高电压穿越为研究背景，给出一种基于储能装置的高电压穿越控制策略。所提控制策略可有效提升故障期间的有功出力能力，节约系统硬件投资成本，具有良好的经济性。

2）针对传统 PI 控制在实现深度高电压穿越期间存在的局限性，采用自抗扰控制器代替网侧变换器所采用的电压外环 PI 控制器来改善这一问题，并通过对传统 2 阶 L-ADRC 进行改进，可有效改善其控制性能随着带宽增加而增加，但系统对高频噪声的抑制能力有所下降的问题。

3）为进一步改善系统故障期间的控制性能，并考虑实际系统多为非线性系统，将 2 阶非线性自抗扰控制引入控制系统，针对 2 阶 NL-ADRC 控制率中存在 2 个非线性的 f_{al} 函数组合，要使其控制性能最佳，调参难度大大增加了。综合考量，选用滑模控制器来代替 NL-ADRC 中的控制率，以此来降低控制器的调参难度。

4）仿真及硬件在环实验充分验证了所述控制策略的有效性及合理性。

参考文献 References

[1] 姜惠兰，王绍辉，李希钰，等. 考虑动态电压区间无功支撑的双馈风机连锁故障穿越控制策略[J]. 高电压技术，2022，48(1)：147-155. JIANG Huilan, WANG Shaohui, LI Xiyu, et al. Cascading fault ride-through control strategy for doubly-fed wind turbines considering reactive power support in dynamic voltage range[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(1): 147-155.

[2] ZENG L, LI C B, LI Z Y, et al. Hierarchical bipartite graph matching method for transactive V2V power exchange in distribution power system[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2021, 12(1): 301-311.

[3] 孟凡成，郭 琦，康宏伟，等. 计及集中式和分布式新能源的电力系统连锁故障模拟[J]. 高电压技术，2022，48(1)：189-198.

MENG Fancheng, GUO Qi, KANG Hongwei, et al. Cascading failure simulation for power system with utility-scale and distributed renewable energy[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(1): 189-198.

[4] YUAN L, MENG K, HUANG J J, et al. Development of HVRT and LVRT control strategy for PMSG-based wind turbine generators[J]. Energies, 2020, 13(20): 5442.

[5] 张明锐，尉　芬. 基于比例谐振的永磁直驱风电机组高电压穿越控制策略[J]. 电气工程学报，2018，13(3)：1-8.
ZHANG Mingrui, WEI Fen. The HVRT control strategy of direct-driven PMSG based on proportional-resonant controller[J]. Journal of Electrical Engineering, 2018, 13(3): 1-8.

[6] 张　超，刘广忱，王生铁. 超级电容提高直驱永磁风力发电系统故障穿越能力的协调控制策略[J]. 可再生能源，2015，33(1)：49-55.
ZHANG Chao, LIU Guangchen, WANG Shengtie. Coordinated control strategy to improve fault ride through capability of D-PMSG WTGS by super capacitor[J]. Renewable Energy Resources, 2015, 33(1): 49-55.

[7] 王德胜，颜湘武，刘　辉，等. 基于动态无功支撑的全功率变流风电机组高电压穿越改进控制[J]. 中国电机工程学报，2022，42(3)：957-967.
WANG Desheng, YAN Xiangwu, LIU Hui, et al. High voltage ride through improved control of full power converter wind turbines based on dynamic reactive power support[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(3): 957-967.

[8] 郑　重，耿　华，杨　耕. 新能源发电系统并网逆变器的高电压穿越控制策略[J]. 中国电机工程学报，2015，35(6)：1463-1472.
ZHENG Zhong, GENG Hua, YANG Geng. High voltage ride-through control strategy of grid-connected inverter for renewable energy systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(6): 1463-1472.

[9] ARANI M F M, MOHAMED Y A R I. Assessment and enhancement of a full-scale PMSG-based wind power generator performance under faults[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(2): 728-739.

[10] SHABESTARY M M, MOHAMED Y A R I. Asymmetrical ride-through and grid support in converter-interfaced DG units under unbalanced conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(2): 1130-1141.

[11] ZHANG Y D, LI Q, ZHANG J P, et al. Wind farm HVRT capability improvement based on coordinated reactive power control strategy[J]. The Journal of Engineering, 2017, 2017(13): 756-761.

[12] 边晓燕，田春笋，符　杨. 提升直驱型永磁风电机组故障穿越能力的改进控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制，2016，44(9)：69-74.
BIAN Xiaoyan, TIAN Chunsun, FU Yang. A coordinated control strategy for fault ride-though capacity of direct-drive permanent magnet wind power generating units[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(9): 69-74.

[13] 王永强，喻俊志，冯静安，等. 永磁直驱风电机组低/高电压穿越研究[J]. 电力系统保护与控制，2018，46(9)：34-42.
WANG Yongqiang, YU Junzhi, FENG Jing'an, et al. Research on low/high voltage ride through of permanent magnet synchronous wind turbine[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(9): 34-42.

[14] 卢一菲，陈　冲，金成日，等. 直驱永磁风电机组高电压穿越协调控制策略[J]. 电力系统保护与控制，2020，48(15)：50-60.
LU Yifei, CHEN Chong, JIN Chengri, et al. HVRT coordinated control strategy of a direct-driven PMSG[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(15): 50-60.

[15] 周雪松，郭帅朝，马幼捷，等. 基于改进自抗扰的变流系统直流母线电压波动抑制策略[J]. 电力系统保护与控制，2023，51(3)：68-78.
ZHOU Xuesong, GUO Shuaichao, MA Youjie, et al. DC bus voltage fluctuation suppression strategy of a converter system based on improved active disturbance rejection[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(3): 68-78.

[16] 聂　飞，徐海亮，刘壮壮，等. 弱电网下三相并网变流系统全线性自抗扰控制及其小干扰稳定性分析[J]. 高电压技术，2022，48(1)：199-209.
NIE Fei, XU Hailiang, LIU Zhuangzhuang, et al. All LADRC control and small signal stability analysis of three-phase grid-connected converter system under weak AC grid condition[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(1): 199-209.

[17] 王金鑫，任永峰，孟庆天，等. 自抗扰控制的九开关变换器提升分散式风电系统电能质量[J]. 高电压技术，2023，47(12)：5207-5216.
WANG Jinxin, REN Yongfeng, MENG Qingtian, et al. Nine-switch converter with active disturbance rejection control to improve power quality of distributed wind power system[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(12): 5207-5216.

[18] ZHANG B, TAO L, ZHOU X S. Adaptive linear active disturbance rejection control with deviation differential in DC bus voltage of wind power system[J]. IEEE Access, 2021, 9: 57808-57818.

[19] 高钦和，董家臣. 扩张状态观测器的观测误差前馈补偿设计[J]. 国防科技大学学报，2019，41(5)：93-102.
GAO Qinhe, DONG Jiachen. Feedforward compensation design for observation error of extended state observer[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2019, 41(5): 93-102.

[20] 韩永强，徐明忻，孙　碣，等. 结合校正环节与 LADRC 的风电系统并网控制[J]. 电力系统及其自动化学报，2020，32(9)：120-127.
HAN Yongqiang, XU Mingxin, SUN Jie, et al. Grid-connected control of wind power system with combination of correction link and LADRC[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2020, 32(9): 120-127.

[21] 杨　林，曾　江，马文杰，等. 基于改进二阶线性自抗扰技术的微网逆变器电压控制[J]. 电力系统自动化，2019，43(4)：146-153.
YANG Lin, ZENG Jiang, MA Wenjie, et al. Voltage control of microgrid inverter based on improved second-order linear active disturbance rejection control[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(4): 146-153.

[22] 田桂珍，卢　栋，刘广忱，等. 基于零相位低通滤波器的混合储能平抑直驱风电机组功率波动控制策略的研究[J]. 太阳能学报，2021，42(6)：72-78.
TIAN Guizhen, LU Dong, LIU Guangchen, et al. Research on control strategy of suppressing power fluctuation of direct-drive wind power system with hybrid energy storage based on zero-phase low-pass filter[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2021, 42(6): 72-78.

[23] 程启明，李剑辉，赖宇生，等. 非理想条件下基于 MMC 的电力电子变压器的无源滑模控制策略[J]. 高电压技术，2023，49(4)：1556-1566.
CHENG Qiming, LI Jianhui, LAI Yusheng, et al. Passivity-based sliding-mode control strategy for power electronic transformer based on MMC under non-ideal conditions[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(4): 1556-1566.



樊志宇
1999—，男，硕士生
主要研究方向为新能源发电控制技术
E-mail: 1870538330@qq.com

FAN Zhiyu



田桂珍(通信作者)
1974—，女，博士，教授，硕导
主要从事新能源发电控制技术方面的研究工作
E-mail: tianguizhen@126.com

TIAN Guizhen
Ph.D., Professor
Corresponding author

收稿日期　2023-06-19　修回日期　2023-10-09　　编辑　何秋萍