

# 构网型全功率风电变流器的平滑模式切换策略

代鹏程, 张 兴, 谢 震

(合肥工业大学可再生能源接入电网技术国家地方联合工程实验室, 合肥 230009)

**摘 要:** 全功率风电变流器的跟网/构网模式切换是提高其电网强度适应性的一种有效方式。直流电压同步的构网方案由于需要控制直流电压, 在切换时易产生严重的直流电压暂态冲击, 进而引发直流撬棒误动作, 降低硬件使用寿命。为此, 首先通过矢量分析法确定了平滑模式切换原则, 结合切换扰动对直流电压的传递函数和切换扰动本身, 分析了直流电压暂态冲击的成因。然后, 基于该分析, 提出了直接切换方案以解决稳态工作点的阶跃扰动问题, 但仍存在电流指令随机扰动的问题。进一步, 提出了延时切换方案, 通过延迟切换信号使得电流指令扰动最小化。RT-LAB 硬件在环实验结果表明, 直接切换方案能够大幅改善直流电压的暂态冲击, 延时切换方案能进一步保证切换过程平滑无波动。

**关键词:** 全功率风电变流器; 直流电压同步; 跟网; 构网; 模式切换; 稳态工作点

## Smooth Mode Switching Strategy for Grid-forming Full-power Wind Turbine Converters

DAI Pengcheng, ZHANG Xing, XIE Zhen

(National and Local Joint Engineering Laboratory for Renewable Energy Access to Grid Technology, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

**Abstract:** An effective way for full-power wind turbine converters to improve the adaptability of power grid strength is to switch smoothly between the grid-following mode and grid-forming mode. The scheme of DC voltage synchronization takes DC voltage as the control target, which is easy to produce serious transient shock of DC voltage during switching, leading to misoperation of DC chopper and reduction in the service life of hardware. Therefore, firstly, the smooth mode switching principle is determined by vector analysis method, and the causes of transient shock of DC voltage are analyzed by combining the transfer function of switching disturbance to DC voltage and switching disturbance itself. Then, based on the analysis, a direct switching scheme is proposed to solve the step disturbance problem of steady-state operating point, but there is still a random disturbance of current given. A delay switching scheme is proposed to minimize the given current disturbance by delaying switching signals. RT-LAB hardware-in-the-loop experiments show that the direct switching scheme can greatly improve the transient shock of DC voltage, while the delay switching scheme can further ensure the smooth switching process without fluctuation.

**Key words:** full-power wind turbine converter; DC voltage synchronization; grid-following; grid-forming; mode switching; steady-state operating point

## 0 引言

全功率风电机组 (full-power wind turbine, FPWT) 因其高发电效率和可靠性, 在风力发电领域广泛应用<sup>[1-4]</sup>。FPWT 的网侧变流器 (grid side converter, GSC) 与电网直连, 其控制策略影响着与电网的交互特性以及发电系统的稳定性<sup>[5-6]</sup>。

传统 GSC 采用跟网型 (grid following, GFL) 控制策略, 该策略具备快速功率响应能力, 在强电网环境下稳定性强, 但难以适应弱电网<sup>[7-8]</sup>。国内外学者提出参数调整<sup>[9]</sup>、主动阻尼<sup>[10]</sup>等方案以提高 GFL 弱网稳定性, 但牺牲了其动态性能, 且在极弱电网下仍难以稳定<sup>[11-12]</sup>。构网型 (grid forming, GFM) 控制策略的弱网稳定性强, 同时具备对弱电网的主动支撑能力, 但强电网适应性差<sup>[13]</sup>, 与 GFL 互补。模式切换策略可结合 2 者优势, 使变流器能够适应短路比 (short circuit ratio, SCR) 大幅波动的电网环境, 也为

故障穿越和新能源场站的稳定提供了备选方案<sup>[14-15]</sup>。因此，模式切换研究引起了学者们的关注。

GFL/GFM 的模式切换即为电流指令和控制角度的切换。据此，文献[16]提出基于电流指令和控制角度的瞬时值继承方案。文献[17]提出基于控制器状态跟随的并行切换方法，引入电流缓启器以保证电流指令缓慢变化。文献[18]提出虚拟同步机(virtual synchronous generator, VSG)的 PQ 控制模式，通过预设比例参数以实现 VSG 在下垂模式和 PQ 模式之间的平滑切换。文献[19]同样提出一种 VSG 的 PQ 模式，为保证 VSG 与其 PQ 模式的平滑切换，将 2 种模式的比例环节系数和阻尼系数设计为相等。

上述模式切换方法可分为 2 类：(1)当 2 种模式的控制结构有显著差异且具备相同控制部分时，着眼于保持相同控制部分的输入信号不变，可衍生出瞬时值切换方案、控制器状态跟随的数值缓启方案；(2)当 2 种模式仅有控制器不同时，着眼于控制系统的特性不变，可衍生出控制器参数设计方案。

对于 FPWT 的 GSC 而言，其 GFL 和 GFM 结构满足第 1 类模式切换条件。同时，与前述文献不同，GSC 以稳定直流侧电压为目标，若采用瞬时值切换方案，则由于 GSC 的开关频率低、流通功率大，极易造成直流侧电压暂态冲击，进而引发直流撬棒误动作，降低硬件使用寿命。若采用控制器状态跟随的数值缓启方案，2 种模式并行将给控制器造成较大负担，且易增加成本。同时，GSC 的 GFL 和 GFM 结构差异较大，且必须具备不同的控制特性，因此无法采用第 2 类模式切换方法。

本文聚焦 GSC 的 GFL/GFM 瞬时值切换问题，首先分析了平滑模式切换的原则，从切换扰动对直流电压的传递函数、切换扰动本身 2 方面总结了模式切换的一般规律，分析了直流电压暂态冲击的成因。然后，提出了直接切换方案以大幅改善直流电压暂态冲击问题，进一步提出了延时切换方案以保证切换过程平滑无波动。最后搭建了 RT-LAB 实验平台，以验证理论分析的正确性和控制策略的有效性。

### 1 全功率风电变流器的双模式控制原理

FPWT 的机侧变流器(machine side converter, MSC)负责从电机吸取电能注入直流侧电容，而 GSC 负责控制直流侧电压。GSC 不仅起到功率传输

的作用，而且由于直接与电网连接，其控制结构也会影响与电网的交互特性和全功率发电系统的稳定性。GSC 的典型控制结构如图 1 所示。

GFL 控制结构如图 1(a)所示，其原理是根据锁相环获取近端电网电压  $u_{abc}$  的相位，以确定有功和无功轴位置，然后控制电感电流的有功无功分量  $i_{dq}$ ，以进一步控制直流电压  $u_{dc}$  和无功功率  $Q$ 。该方案需要锁相环来获取  $u_{abc}$  相位，易受远端电网电压  $u_g$  扰动的影响，接入弱电网不易稳定。此外，由于 GFL 的控制坐标系依赖电网，因此其无法脱网运行<sup>[7]</sup>。

典型的 GFM 控制结构如图 1(b)所示。该方案利用  $u_{dc}$  与  $u_{abc}$  同步，通过设计直流电压到控制角度的控制器，实现了以直流侧电容为能量来源的 VSG 控制<sup>[20-21]</sup>。相较于文献[22-23]中的方案，该方案可提供设计的参数较多，且能够灵活调整直流电压对电网电压的响应程度，具备较大的灵活性。

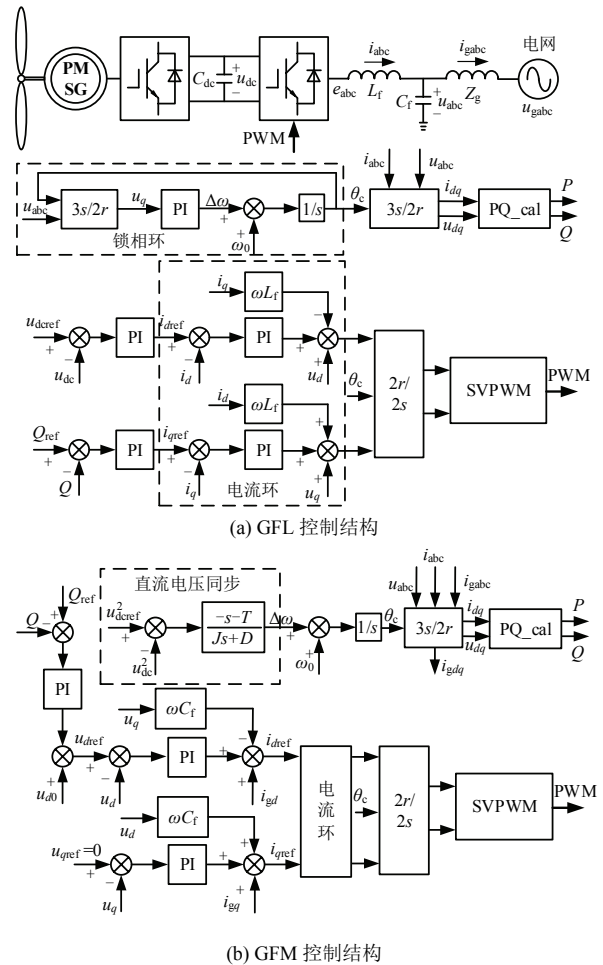


图 1 全功率风电变流器的 2 种控制模式

Fig.1 Two control modes for full-power wind turbine converters

## 2 双模式切换分析

### 2.1 双模式切换原则

发电装置并网系统如图 2 所示, 发电装置通过滤波电感  $L_f$ 、滤波电容  $C_f$  和等效电网电感  $L_g$  构成的 LCL 滤波器与电网连接, 发电装置输出电压矢量  $e$ 、滤波电感电压矢量  $u_L$  和滤波电容电压矢量  $u$  构成了电压矢量三角形, 矢量  $e$  由控制信号决定。对于双模式切换控制来说, 可将控制结构分为共有控制部分和模式 1、模式 2 独立的控制部分, 在切换过程中, 共有控制的输入来源会发生切换。

本文讨论双模式切换的前提是发电装置并网系统处于模式 1 或模式 2 状态时均能稳定, 即不考虑各自模式的控制参数设计问题, 这是因为控制参数应为各自模式的控制性能服务, 而不应为模式切换设计。

在此基础上, 当该系统在模式 1 和模式 2 之间切换时, 假设系统没有暂态发生, 即无波动切换, 则需要 KVL 矢量三角形中的矢量  $e$  和矢量  $u$  在切换过程中保持不变。可以认为矢量  $u$  是否发生变化取决于电网电压矢量  $u_g$  的变化情况, 是不可控因素, 因此一般不予考虑。而矢量  $e$  是否变化, 取决于在切换过程中共有控制输入信号的变化情况。

根据上述分析可知, 模式切换的本质是双模式共有控制输入信号的切换, 在矢量  $u_g$  理想情况下, 若共有控制的输入信号不变, 则控制信号和矢量  $e$  不变, 也就不存在切换动态。

### 2.2 切换扰动-直流电压响应特性分析

由 2.1 节可知, 若切换过程中共有控制的输入信号发生变化, 则会产生切换暂态。对于图 1 所示 GFL 与 GFM 模式切换来说, 可能存在的切换扰动分别是控制角度扰动、 $d$  轴电流指令扰动和  $q$  轴电流指令扰动。由于 GSC 的直流侧与交流侧具有耦合特性, 而 GFL 与 GFM 模式均以直流电压作为控制目标, 因此本文主要研究该 3 种切换扰动对直流电压产生的影响。

如图 1 所示的 FPWT 向电网输送的有功功率  $P$  可由控制角度  $\theta_c$ 、 $d$  轴电流指令  $i_{dref}$  和  $q$  轴电流指令  $i_{qref}$  表示, 如式(1)所示, 推导过程见附录 A。

$$P = \frac{P_n k_{SCR} G_1(s) u_{g0}}{P_n k_{SCR} + s C_f U_n^2} (i_{dref} \cos \delta + i_{qref} \sin \delta) - \frac{s C_f P_n k_{SCR}}{P_n k_{SCR} + s C_f U_n^2} u_{g0}^2 \quad (1)$$

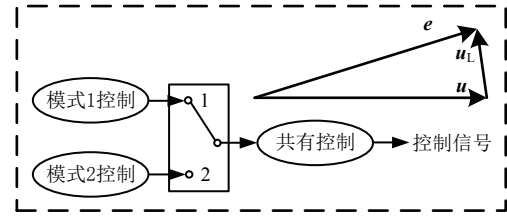
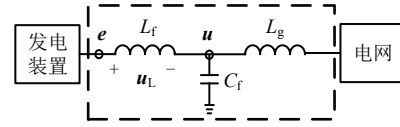


图 2 发电装置并网系统

Fig.2 Grid connection system of power generation system

式中:  $P_n$  为额定功率;  $k_{SCR}$  为短路比;  $G_1(s)$  为电感电流  $dq$  轴指令到反馈的传递函数, 见附录 A 式(A4);  $u_{g0}$  为远端电网电压幅值;  $U_n$  为线路电压额定值;  $\delta$  表示控制角度  $\theta_c$  与远端电网电压角度  $\theta_g$  的差值, 即功角。

由式(1)可知, 向电网输送的有功功率  $P$  由 2 部分组成: 第 1 部分由 GSC 控制决定, 即矢量  $e$  的部分; 第 2 部分由远端电网电压矢量  $u_g$  决定。考虑控制角度扰动, 认为远端电网稳定, 则有  $\Delta\delta = \Delta\theta_c - \Delta\theta_g = \Delta\theta_c$ , 其中  $\Delta$  表示对应物理量的小信号。可获得控制角度  $\theta_c$ 、电流指令  $i_{dref}$  和  $i_{qref}$  对有功功率  $P$  的小信号增益传递函数, 如式(2)和式(3)所示, 其中下标 0 为对应物理量的稳态值。

$$G_{\delta 2P}(s) = \frac{\Delta P}{\Delta \theta_c} = \frac{G_1(s) u_{g0} P_n k_{SCR}}{P_n k_{SCR} + s C_f U_n^2} (-i_{dref0} \sin \delta_0 + i_{qref0} \cos \delta_0) \quad (2)$$

$$\begin{cases} G_{id2P}(s) = \frac{\Delta P}{\Delta i_{dref}} = \frac{G_1(s) u_{g0} P_n k_{SCR} \cos \delta_0}{P_n k_{SCR} + s C_f U_n^2} \\ G_{iq2P}(s) = \frac{\Delta P}{\Delta i_{qref}} = \frac{G_1(s) u_{g0} P_n k_{SCR} \sin \delta_0}{P_n k_{SCR} + s C_f U_n^2} \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $G_{\delta 2P}$ 、 $G_{id2P}$ 、 $G_{iq2P}$  分别表示控制角度、 $d$  轴电流指令和  $q$  轴电流指令对有功功率  $P$  的传递函数。

有功功率  $P$  的扰动会进一步对直流电压产生影响。有功功率对直流电压的小信号传递函数如式(4)所示, 推导过程见附录 B<sup>[20]</sup>。

$$\begin{cases} \Delta u_{dc}^2 / \Delta P = G_{pdc}(s) \\ G_{pdc}(s) = -2 / (s C_{dc}) \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $G_{pdc}(s)$  表示有功功率对直流电压平方的传递函数;  $C_{dc}$  表示直流电容容值。

结合式(2)—(4), 可获得控制角度和电流指令对

直流电压的小信号传递函数表达式为:

$$\begin{cases} \frac{\Delta u_{dc}^2}{\Delta \theta_c} = G_{pdc}(s)G_{\delta 2p}(s) \\ \frac{\Delta u_{dc}^2}{\Delta i_{dref}} = G_{pdc}(s)G_{id2p}(s) \\ \frac{\Delta u_{dc}^2}{\Delta i_{qref}} = G_{pdc}(s)G_{iq2p}(s) \end{cases} \quad (5)$$

考虑到实际应用场景, 根据式(5), 给出不同 SCR 和不同稳态工作点条件下, 控制角度扰动、 $dq$  电流指令扰动对直流电压的小信号增益传递函数 Bode 图及其扫频验证结果, 如图 3、4 所示, 其中额定功率为 5 MW, 相关参数见附录 C 表 C1。

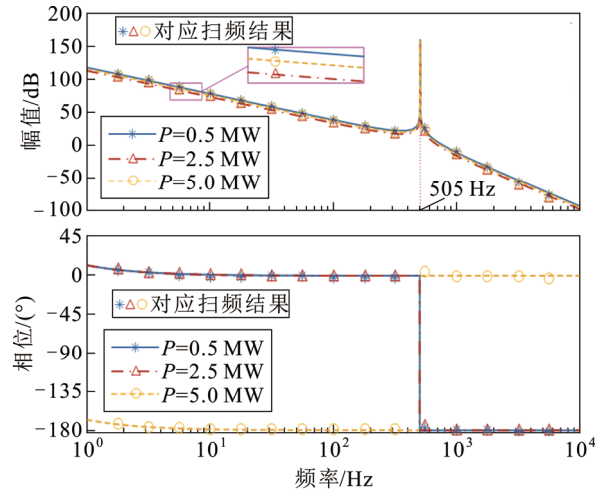
根据图 3 和图 4, 可得到以下结论: (1)切换扰动对直流电压的增益与扰动频率有关, 扰动频率越低, 增益越大; (2)增益传递函数存在尖峰点, 其幅值和对应频率均与电网等效线路阻抗(即 SCR)有关; 从图 4 可以看出, 随着 SCR 从 10 降低至 3 再降低至 2, 尖峰对应的频率从 505 Hz 逐渐前移至 277 Hz 和 226 Hz, 同时尖峰对应的幅值也越来越高; (3)对比图 3(b)、(c)和图 4(b)、(c)可知, 相较于  $q$  轴电流指令扰动,  $d$  轴电流指令的扰动对增益的影响更大; (4)根据图 3 可知, 稳态工作点的变化对控制角度扰动和  $d$  轴指令扰动的增益影响不大, 但对  $q$  轴指令扰动的增益有一定影响, 稳态功率越大,  $q$  轴指令扰动增益整体越大; (5)通过图 4 可知, SCR 对  $dq$  电流指令扰动的增益影响不大, 但对控制角度增益有一定影响, SCR 越低, 控制角度扰动增益整体越大。

### 2.3 切换扰动特性分析

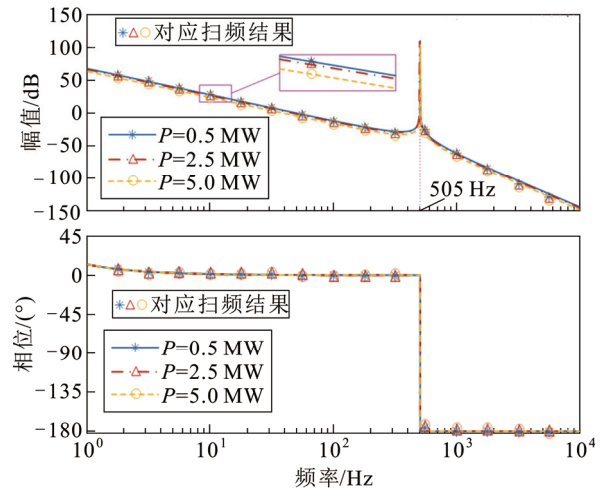
第 2.2 节研究了切换扰动对直流电压的影响规律, 本节讨论切换扰动本身的变化特性。

在如图 1 所示的 GFL/GFM 模式切换过程中, 切换扰动为控制角度扰动、 $dq$  轴电流指令扰动。在相同输出功率下, 2 种模式的控制角度均锁定了电容电压角度。在切换过程中, 只需角度的瞬时值和角频率基准值  $\omega_0$  维持不变, 切换角频率修正值  $\Delta\omega$ , 在积分作用下可保证控制角度平滑过渡。

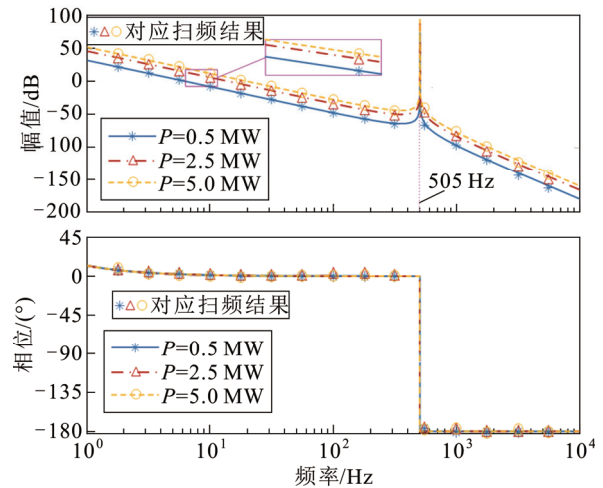
电流指令扰动以  $d$  轴为例进行说明, FPWT 的 GSC 开关频率一般在 1~3 kHz 之间, 较低的开关频率会导致  $d$  轴电流指令在较大范围内波动。在高风速时, 随着输出功率的增大,  $d$  轴电流指令的波动范围同步扩大。在 5 MW 满载运行时, 该范围甚至



(a) 控制角度扰动的Bode图及扫频结果



(b)  $d$ 轴电流指令扰动的Bode图及扫频结果



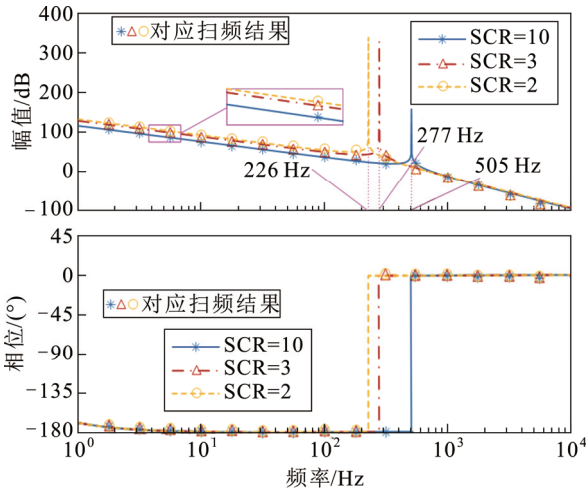
(c)  $q$ 轴电流指令扰动的Bode图及扫频结果

图 3 不同稳态工作点下切换扰动对直流电压的影响

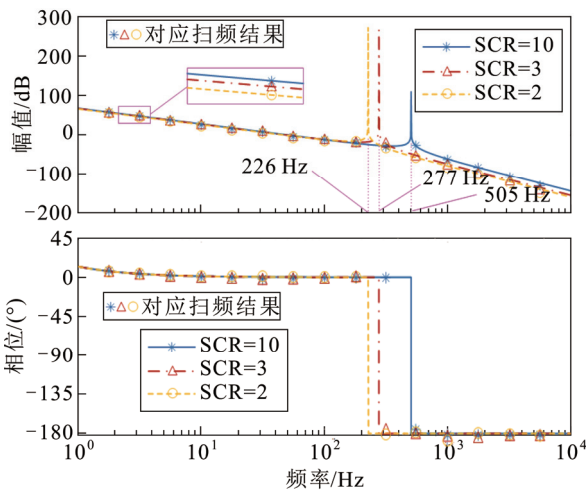
Fig.3 Influences of switching disturbance on DC voltage under different steady state operating points

会达到额定值的 4%。

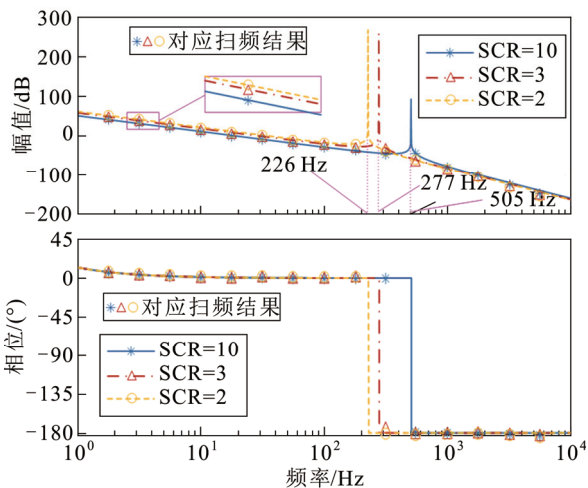
图 5 表示 GFL 切换至 GFM 过程中, 采用瞬时值继承方案时  $d$  轴电流指令的变化示意图, 其中



(a) 控制角度扰动的Bode图及扫频结果



(b)  $d$ 轴电流指令扰动的Bode图及扫频结果



(c)  $q$ 轴电流指令扰动的Bode图及扫频结果

图 4 不同 SCR 下切换扰动对直流电压的影响

Fig.4 Influences of switching disturbance on DC voltage under different SCR

$i_{dref\_avg}$  为 GFL 模式下  $d$  轴电流指令的平均值, 平均值也代表其稳态工作点。以图 5 中事件 1 为例, GSC 初始运行在 GFL 模式下, 在  $t_1$  时刻模式切换, 则  $i_{dref}$

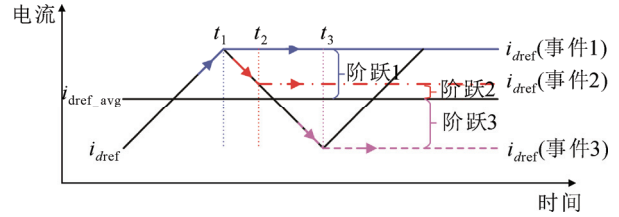


图 5 高风速模式切换时的  $d$  轴电流指令

Fig.5  $d$ -axis current reference value when switching under high wind-speed conditions

会继续当前时刻的值且以 GFM 模式继续运行。尽管该过程满足了  $i_{dref}$  的平滑过渡, 但由于稳态工作点出现了阶跃 1, 因此会不可避免地带来稳态工作点的破坏和再稳定过程, 该过程的直接表现形式即为直流电压的暂态冲击。而当开关频率高、输出功率小时, 该问题并不明显。

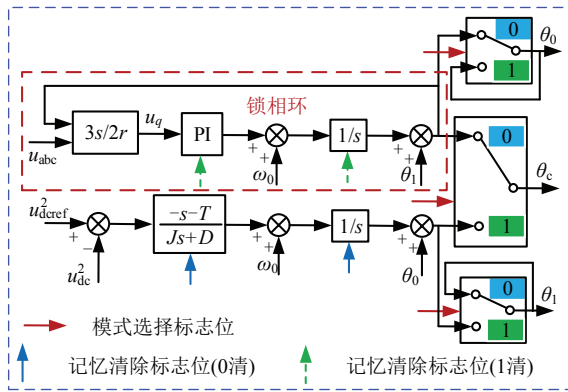
根据图 5 可知, 瞬时值继承方案存在 2 个显著特点: 其一, 由于切换时刻差异, 在相同稳态切换时, 暂态过程也存在随机性; 其二, 稳态工作点阶跃扰动的最大值与  $d$  轴电流指令的波动范围有关, 风速越高、稳态有功功率越大, 则  $d$  轴电流指令波动范围越大, 可能产生的稳态工作点阶跃扰动和直流电压暂态冲击也就越大。

### 3 跟网-构网双模式平滑切换方案

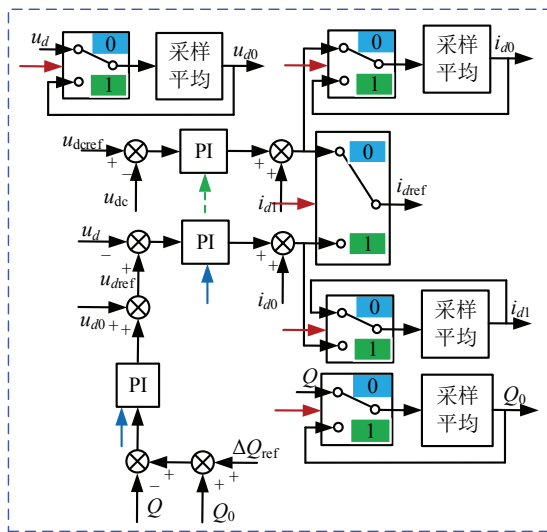
#### 3.1 直接切换方案

由 2.3 节分析可知, 当 GSC 运行在高风速条件下时, 若采用瞬时值继承的切换模式, 则会造成稳态工作点的阶跃扰动和直流电压的暂态冲击。因此, 本文提出如图 6 所示的直接切换方案。

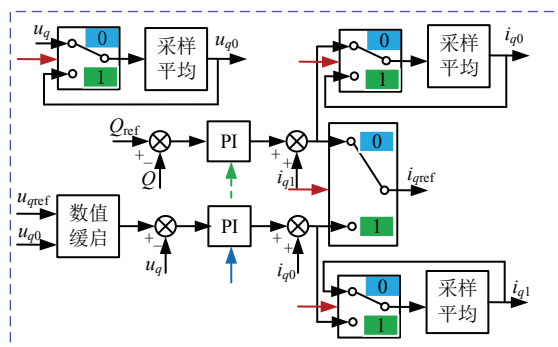
图 6(a)为控制角度切换方案, 向右实线箭头表示模式选择标志位, 其为 0 时表示系统以 GFL 模式运行, 为 1 时表示以 GFM 模式运行。向上实线箭头和向上虚线箭头为记忆清除标志位, 其值与模式选择标志位相同。当信号为 0 时, 向上实线箭头对应的各积分器清零; 当信号为 1 时, 向上虚线箭头对应的各积分器清零; 图 6(b)和图 6(c)沿用上述标志位。在图 6(a)中, 当标志位为 0 时, 控制角度由锁相环提供, 角度锁存器实时采样当前锁相环输出的角度值, 同时 GFM 控制中的所有积分值清零, 为切换至 GFM 作准备; 当标志位切换成 1 时, 控制角度改为由直流电压环路提供, 此时锁相环输出角度锁存器锁存, 且提供给 GFM 的角度环路作为角度的初始值, 从而保证切换过程中控制角度不发



(a) 控制角度切换



(b) d轴电流指令切换



(c) q轴电流指令切换

图6 直接切换方案

Fig.6 Scheme of direct mode switching

生突变。当标志位为1时，实时采样直流电压环输出的控制角度，同时锁相环内的积分模块清零，为切换至GFL模式做准备。值得说明的是，正常状态下的电网频率一般不会发生大范围波动，因此控制角频率稳态工作点可认为不存在阶跃扰动问题。

图6(b)和图6(c)为电流指令值的切换，2者基

本相同，以图6(b)为例进行介绍。当标志位为0时， $d$ 轴电流指令值由直流电压环输出提供，此时实时对 $d$ 轴电流指令值、 $d$ 轴电容电压值、无功功率值进行采样平均，同时对应GFM控制环路的积分器清零，为切换作准备。当标志位切换至1时， $d$ 轴电流指令、 $d$ 轴电压、无功功率的采样平均值锁存，且提供给GFM环路作为基准值，GFM环路输出的 $d$ 轴电流指令开始采样平均，同时GFL环路的积分器清零，为切换作准备。如此即可保证在模式切换过程中不会产生稳态工作点阶跃扰动。

以 $d$ 轴电流为例对图6中的采样平均方法进行说明，其步骤为：(1)初始化，设置采样平均数为20(以20为例)，初始化20个寄存器reg1—reg20，初值为0；(2)初次采样，采集的 $d$ 轴电流指令值先后存放至reg1—reg20中，未满20个时，采样平均环节的输出等于输入；(3)平均化，在第20次采样完成后，对reg1—reg20求取平均值并作为输出；(4)重复采样平均，第21次采样值存入reg1，覆盖第1次采样值，同时求取平均值输出，第22次采样值存入reg2，覆盖第2次采样值，同时求取平均值输出。如此循环以保证平均值的实时性。

3.2 延时切换方案

直接切换方案采用控制角度锁存器和采样平均锁存器解决了稳态工作点阶跃扰动的问题。但由于电流环外环的影响，仍会产生随机的电流指令扰动。为解决该问题，在对切换指令响应时间规定不严格的情况下，可通过延时使得随机电流指令扰动最小化。

以GFL切换至GFM为例，根据图1(b)的控制环路，引入GFM电流指令最小化成本函数 $f(t)$ ，即：

$$\begin{cases} \Delta i_{dref} = K_v (K_Q (Q_0 - Q) + u_{d0} - u_d) \\ \Delta i_{qref} = K_v (u_{q0} - u_q) \\ f(t) = \Delta i_{dref}^2 + \Delta i_{qref}^2 \end{cases} \quad (6)$$

式中： $K_Q$ 和 $K_v$ 分别为无功功率环和电压环控制器的比例参数； $u_{d0}$ 和 $u_d$ 分别为 $d$ 轴滤波电容电压的采样平均值和瞬时值； $u_{q0}$ 和 $u_q$ 分别为 $q$ 轴滤波电容电压的采样平均值和瞬时值； $Q_0$ 为无功功率的采样平均值。

延时切换方案的基本逻辑如图7所示。在GFL运行时实时根据式(6)计算 $f(t)$ ，并通过缓存比较器实时比较、更新其最小值，当切换信号来临时，按照式(7)比较实时成本函数值与其最小值的差值。

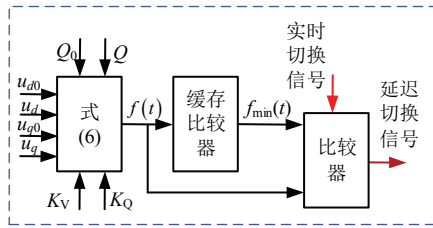


图 7 延时切换方案

Fig.7 Scheme of delay mode switching

$$|f(t) - f_{\min}(t)| \leq \varepsilon \quad (7)$$

式中:  $f_{\min}(t)$ 表示缓存比较器输出的设定时间或个数内输入  $f(t)$  的最小值;  $\varepsilon$  为设定误差。

当式(7)成立时, 输出延时的切换信号, 即可在切换过程中保证既不存在稳态工作点的阶跃扰动, 又使得随机电流指令扰动最小。

需要说明的是, 延时方案是通过延迟切换信号以确保最佳切换时机, 因此可能无法适用于需要迅速响应切换信号的场景。

#### 4 RT-LAB 硬件在环实验结果分析

为验证上述理论分析与所提切换方案的有效性, 搭建了基于 RT-LAB 的硬件在环平台, 系统参数如附录 C 表 C1 所示, 平台照片如附录 C 图 C1 所示。为评估模式切换的平滑程度, 引入“直流电压暂态峰值”和“暂态时间”2 个指标, 其中暂态时间是指从控制系统执行切换命令开始至直流电压平均值回归指令值所需要的时间。

首先, 验证第 2.3 节中有关切换扰动的结论。采用基于瞬时值继承的模式切换方案, SCR 固定为 10, 在有功功率稳定值分别为 0.5、2.5、5 MW 的条件下, 分别进行连续 3 次模式切换, 采集得到的直流电压波形如图 8 所示。

在图 8(a)中, 第 1 次切换时的直流电压波形存在 1 个较大的正向尖峰; 第 2 次则几乎没有暂态过程; 第 3 次存在 1 个较小的负向尖峰。验证了第 2.3 节中同一稳态工作点下的模式切换暂态过程随机的结论, 图 8(b)和图 8(c)也可验证该结论。此外, 当稳态功率等级为 0.5、2.5、5 MW 时, 连续 3 次模式切换的最大直流电压暂态峰值分别为 1 829、1 741、1 689 V, 以直流电压指令值 1 800 V 为基准, 其暂态尖峰值与基准值之差的绝对值分别为 29、59、111 V, 验证了第 2.3 节中随机直流电压切换暂

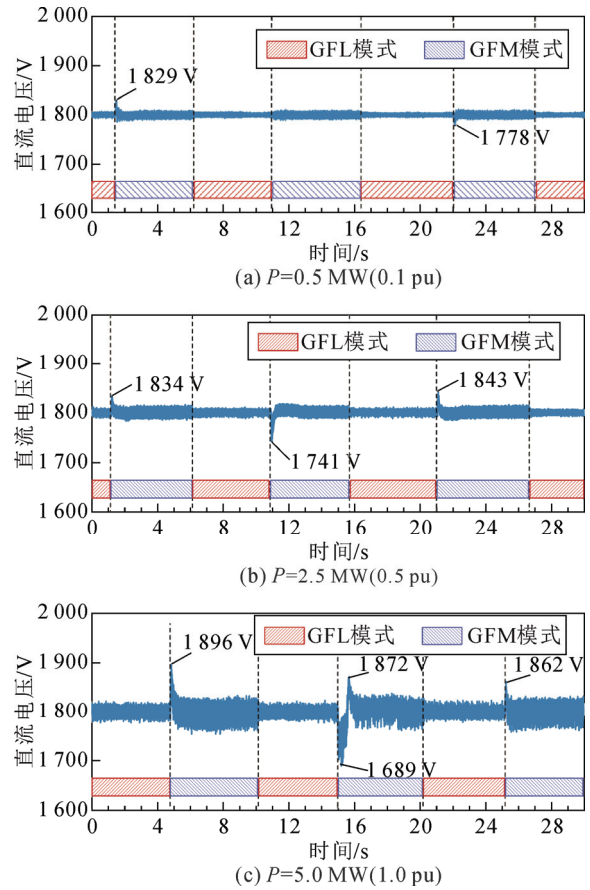


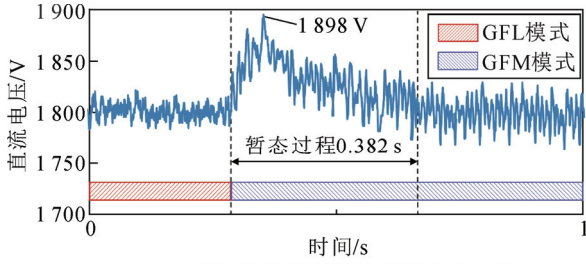
图 8 瞬时值继承方案的直流电压波形

Fig.8 DC voltage waveform under instantaneous value inheritance scheme

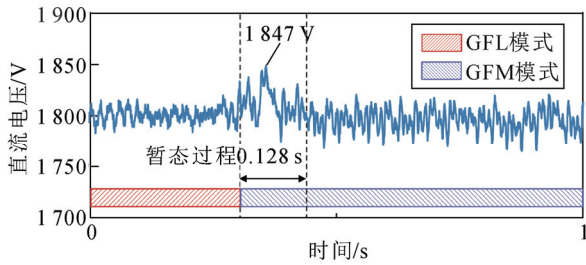
态随稳态功率的增大而增大的结论。由图 8 可知, 当 GFL 切换至 GFM 时存在较大暂态过程, 但切回过程平滑, 鉴于本节其余场景均有此规律, 为简明起见, 后续只给出 GFL 至 GFM 模式的切换过程。

然后, 验证如图 6 所示直接切换方案对直流电压波形的改善效果。在 SCR=10、P=5 MW 条件下, 分别采用瞬时值继承切换方案和直接切换方案, 连续切换 20 次, 取最严重的一次切换过程, 其直流电压、dq 电流指令/反馈波形如图 9 所示。由图 9 可知, 当采用瞬时值继承方案时, 直流电压暂态峰值为 1 898 V, 且恢复到 GFM 稳态的时间较长, 约为 0.382 s。而采用所提直接切换方案时, 直流电压暂态峰值降低至 1 847 V, 且暂态时间大幅降低, 约为 0.128 s, 验证了直接切换方案的有效性。对 dq 电流的指令/反馈值而言, 其动态过程与直流电压对应, 且包含了切换过程相角变化信息, 可较为直观地看出切换扰动的变化情况。图 9 对应的 dq 电流指令/反馈波形见附录 D 图 D1。

根据滞环切换原则<sup>[24]</sup>, SCR=10 时的切换是在



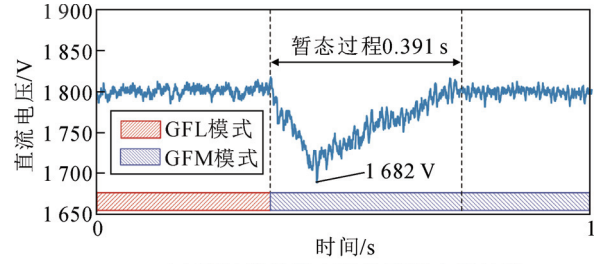
(a) 瞬时值继承方案的直流电压波形



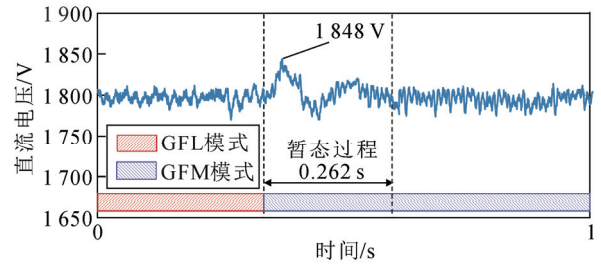
(b) 直接切换方案的直流电压波形

图9 SCR=10时瞬时值继承和直接切换方案的实验波形

Fig.9 Waveform for instantaneous value inheritance and direct switching scheme when SCR=10



(a) 瞬时值继承方案的直流电压波形



(b) 直接切换方案的直流电压波形

图10 SCR=3时瞬时值继承和直接切换方案的实验波形

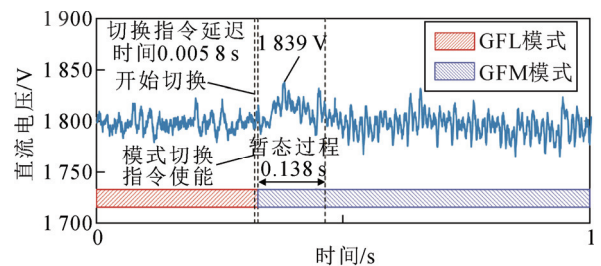
Fig.10 Waveform for instantaneous value inheritance and direct switching scheme when SCR=3

较强电网下的切换。相同条件下的较弱电网，即SCR=3时的模式切换波形如图10所示。图10对应的dq电流指令/反馈波形见附录D图D2。

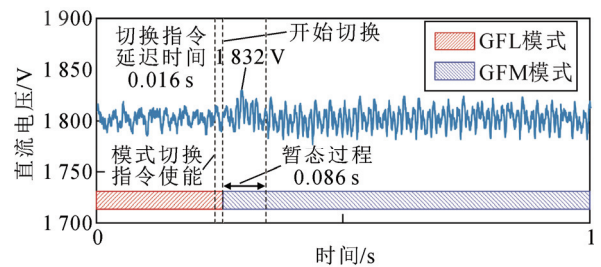
由图10可知，当采用瞬时值继承方案时，直流电压暂态峰值为1682V，与直流电压指令值的绝对差值为118V，且恢复到GFM稳态的时间较长，约为0.391s。而采用所提直接切换方案时，直流电压暂态峰值降低至1848V，与直流电压指令值的绝对差值为48V，且恢复时间缩短至0.262s，验证了直接切换方案的有效性。

最后，验证如图7所示延时切换方案对直流电压波形的改善效果。在SCR=10、P=5MW条件下，取式(7)中ε=10、0.001作为对比，连续切换20次，取最严重的一次切换过程，波形如图11所示，图11对应的dq电流指令/反馈波形见附录D图D3。

由图11可知，当ε=10时，在模式切换指令使能后的0.0058s开始切换，直流电压的暂态峰值为1839V，优于直接切换方案，暂态过程持续0.138s，与直接切换方案相当；当ε=0.001时，在模式切换指令使能后的0.016s开始切换，直流电压暂态峰值为1832V，暂态过程持续0.086s；可以看到，ε越小，切换指令延迟时间越长，但直流电压暂态峰值越小，同时暂态时间越短，验证了延时切换方案的优越性。相同条件下，在较弱电网SCR=3时的延时切换波形如图12所示，图12对应的dq电流指令/



(a) ε=10时的直流电压波形



(b) ε=0.001时的直流电压波形

图11 SCR=10时延时切换方案的实验波形

Fig.11 Waveform for delay switching scheme when SCR=10

反馈波形见附录D图D4。

由图12可知，当ε=10时，在模式切换指令使能后的0.011s开始切换，直流电压暂态峰值为1838V，优于直接切换方案，暂态过程持续0.120s，与直接切换方案相当；当ε=0.001时，在模式切换指令使能后的0.018s开始切换，直流电压暂态峰值为1830V，暂态过程持续0.099s，可得到与SCR=10时相同的结论，验证了延时切换方案的优越性。

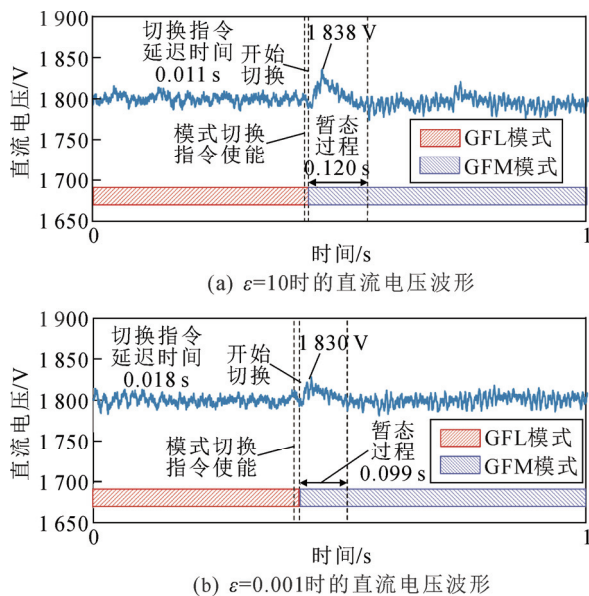


图 12 SCR=3 时延时切换方案的实验波形

Fig.12 Waveform for delay switching scheme when SCR=3

## 5 结论

1) 高风速低开关频率场景下, 基于瞬时值继承的模式切换方案在同稳态工作点下的切换过程存在随机性, 且风速越高, 切换暂态过程越严重。

2) 根据矢量分析法和切换扰动分析可知, 高风速低开关频率下 GFL 和 GFM 模式之间平滑切换的条件是控制角度与  $dq$  电流指令的稳态工作点在切换过程中平滑过渡。

3) 所提出的直接切换方案通过将继承值修改为平均值, 可有效避免高风速时稳态工作点阶跃扰动的问题, 大幅改善切换动态过程, 但电流指令瞬时值存在随机扰动。

4) 所提出的延时切换方案在平均值继承的基础上, 通过将模式切换信号的作用时间延迟到电流指令扰动最小时刻, 可有效降低电流指令瞬时值的随机扰动, 进一步提升切换性能。

5) 硬件在环实验结果表明, 直接切换方案和延时切换方案在较强和较弱电网强度下均能够有效适用, 可以满足实机使用需求。

附录见本刊网络版(<http://hve.epri.sgcc.com.cn>)。

## 参考文献 References

[1] 沈可心, 薛博文, 朱晓荣. 直流微网中直驱风机的类虚拟同步发电机惯性控制策略[J]. 高电压技术, 2023, 49(6): 2526-2535.  
SHEN Kexin, XUE Bowen, ZHU Xiaorong. Inertia control strategy of direct-driven wind generation system in DC microgrid based on analogous virtual synchronous generator[J]. High Voltage Engineering,

2023, 49(6): 2526-2535.

[2] 金砚秋, 张哲任, 吴宏远, 等. 基于构网型风电机组和二极管整流单元的海上风电场黑启动策略[J]. 高电压技术, 2023, 49(9): 3730-3740.  
JIN Yanqiu, ZHANG Zheren, WU Hongyuan, et al. Black start strategy of offshore wind farm based on grid-forming wind turbines and diode rectifier unit[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(9): 3730-3740.

[3] 张哲任, 金砚秋, 徐政. 两种基于构网型风机和二极管整流单元的海上风电送出方案[J]. 高电压技术, 2022, 48(6): 2098-2107.  
ZHANG Zheren, JIN Yanqiu, XU Zheng. Two offshore wind farm integration schemes based on grid forming wind turbines and diode rectifier unit[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(6): 2098-2107.

[4] 陆秋瑜, 赵仕兴, 杨银国, 等. 考虑风轮机动态特性的虚拟同步永磁直驱风机阻尼转矩系数分析[J]. 高电压技术, 2022, 48(10): 3838-3847.  
LU Qiuyu, ZHAO Shixing, YANG Yinguo, et al. Damping torque coefficient analysis of virtual synchronous direct-driven permanent magnetic synchronous generator considering wind turbine dynamics[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(10): 3838-3847.

[5] 秦焱, 王晗, 邓桢彦, 等. 自同步电压源永磁直驱风电机组的直流电压同步机制及其统一控制结构[J]. 高电压技术, 2023, 49(1): 31-41.  
QIN Yao, WANG Han, DENG Zhenyan, et al. Synchronization mechanism and unified control structure for PMSG-based WTGs by using the DC-link voltage to realize self-synchronous voltage source control[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(1): 31-41.

[6] 王东泽, 孙海顺, 黄碧月, 等. 基于虚拟同步控制的电压源型直驱风电机组并网稳定性分析[J]. 高电压技术, 2022, 48(8): 3282-3294.  
WANG Dongze, SUN Haishun, HUANG Biyu, et al. Analysis of grid-connected stability of voltage-source-type PMSG-based wind turbine based on virtual synchronous control[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(8): 3282-3294.

[7] 吴恒, 阮新波, 杨东升. 弱电网条件下锁相环对 LCL 型并网逆变器稳定性的影响研究及锁相环参数设计[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(30): 5259-5268.  
WU Heng, RUAN Xinbo, YANG Dongsheng. Research on the stability caused by phase-locked loop for LCL-type grid-connected inverter in weak grid condition[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(30): 5259-5268.

[8] ZHOU J Z, DING H, FAN S T, et al. Impact of short-circuit ratio and phase-locked-loop parameters on the small-signal behavior of a VSC-HVDC converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(5): 2287-2296.

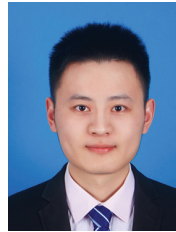
[9] 李明, 张兴, 郭梓暄, 等. 弱电网下基于 D 分割法的逆变器 PI 参数设计及稳定域分析[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(15): 139-147.  
LI Ming, ZHANG Xing, GUO Zixuan, et al. Proportional-integral parameter design for inverter based on D-partition method and its stability region analysis in weak grid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(15): 139-147.

[10] WANG X F, BLAABJERG F, LISERRE M, et al. An active damper for stabilizing power-electronics-based AC systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7): 3318-3329.

[11] LI M, ZHANG X, YANG Y, et al. The grid impedance adaptation dual mode control strategy in weak grid[C]//2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia). Niigata, Japan: IEEE, 2018: 2973-2979.

[12] 李雨果, 易皓, 姜鑫, 等. 极弱电网下新能源跟网逆变器低频

- 振荡的机理探究与暂态无功过补稳定性提升策略[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(2): 482-495.
- LI Yuguo, YI Hao, JIANG Xin, et al. Mechanism researching on low-frequency resonance of renewable-energy grid-following inverters under very weak grid and the stability-improving strategy based on dynamic reactive power over compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(2): 482-495.
- [13] 詹长江, 吴恒, 王雄飞, 等. 构网型变流器稳定性研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(6): 2339-2358.
- ZHAN Changjiang, WU Heng, WANG Xiongfei, et al. An overview of stability studies of grid-forming voltage source converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(6): 2339-2358.
- [14] 陈天一, 陈来军, 郑天文, 等. 基于模式平滑切换的虚拟同步发电机低电压穿越控制方法[J]. 电网技术, 2016, 40(7): 2134-2140.
- CHEN Tianyi, CHEN Laijun, ZHENG Tianwen, et al. LVRT control method of virtual synchronous generator based on mode smooth switching[J]. Power System Technology, 2016, 40(7): 2134-2140.
- [15] 饶仪明, 吕敬, 王众, 等. 基于数据-模型融合驱动的新能源场站宽频阻抗在线辨识及稳定性评估[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(7): 2670-2684.
- RAO Yiming, LYU Jing, WANG Zhong, et al. Wideband impedance online identification and stability assessment of renewable power plants based on physics-informed data-driven method[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(7): 2670-2684.
- [16] 李明. 高渗透率新能源发电并网逆变器阻抗自适应双模式控制研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2020.
- LI Ming. Research on impedance adaptive dual-mode control of the grid-connected inverter for high-penetration new energy generation[D]. Hefei, China: Hefei University of Technology, 2020.
- [17] 石荣亮, 张兴, 徐海珍, 等. 基于虚拟同步发电机的微网运行模式无缝切换控制策略[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(10): 16-23.
- SHI Rongliang, ZHANG Xing, XU Haizhen, et al. Seamless switching control strategy for microgrid operation modes based on virtual synchronous generator[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(10): 16-23.
- [18] 颜湘武, 贾焦心, 王德胜, 等. 虚拟同步发电机的并网功率控制及模式平滑切换[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(9): 91-99.
- YAN Xiangwu, JIA Jiaoxin, WANG Desheng, et al. Power control and smooth mode switchover for grid-connected virtual synchronous generators[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(9): 91-99.
- [19] 温春雪, 杨春来, 陈丹, 等. 虚拟同步储能变换器的功率环双模式控制[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(8): 56-61.
- WEN Chunxue, YANG Chunlai, CHEN Dan, et al. Power loop based dual mode control of virtual synchronous energy storage converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(8): 56-61.
- [20] HUANG L B, XIN H H, WANG Z, et al. A virtual synchronous control for voltage-source converters utilizing dynamics of DC-link capacitor to realize self-synchronization[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(4): 1565-1577.
- [21] 贺家发, 宋美艳, 兰洲, 等. 适应于弱电网的永磁直驱风电机组虚拟惯量协调控制策略[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(9): 83-90.
- HE Jiafa, SONG Meiyang, LAN Zhou, et al. A virtual inertia coordinated control scheme of PMSG-based wind turbines in weak grids[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(9): 83-90.
- [22] LI Y J, YUAN X T, LI J P, et al. Novel grid-forming control of PMSG-based wind turbine for integrating weak AC grid without sacrificing maximum power point tracking[J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2021, 15(10): 1613-1625.
- [23] 桑顺, 张琛, 蔡旭, 等. 全功率变换风电机组的电压源控制(一): 控制架构与弱电网运行稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(16): 5604-5615.
- SANG Shun, ZHANG Chen, CAI Xu, et al. Voltage source control of wind turbines with full-scale converters (part I): control architecture and stability analysis under weak grid conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(16): 5604-5615.
- [24] IEEE. IEEE guide for planning DC links terminating at AC locations having low short-circuit capacities: IEEE Std 1204-1997[S]. New York, NY, USA: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1997.



代鹏程

1997—, 男, 博士生

主要研究方向为构网型全功率风力发电系统的控制策略

E-mail: dpc2lyz@mail.hfut.edu.cn

DAI Pengcheng  
Ph.D. candidate

张兴

1963—, 男, 博士, 教授, 博导

研究方向为电力电子变换控制、可再生能源发电与并网控制

E-mail: honglf@ustc.edu.cn

ZHANG Xing  
Ph.D., Professor

谢震(通信作者)

1976—, 男, 博士, 教授, 博导

主要研究方向为大功率风力发电用并网变流器

E-mail: ppsd2003xie@sina.com

XIE Zhen  
Ph.D., Professor  
Corresponding author

收稿日期 2024-07-09 修回日期 2024-11-05 编辑 程子丰

## 附录 A

以下推导过程使用的各变量参考正文图 1。

设  $\theta_c$  为控制角度,  $\theta_g$  为远端电网电压角度,  $\delta = \theta_c - \theta_g$  表示滤波电容电压对远端电网电压的功角。远端电网电压矢量幅值为  $u_{g0}$ , 则电网电压的  $dq$  分量可用功角表示为:

$$\begin{bmatrix} u_{gd} \\ u_{gq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{g0} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{g0} \cos \delta \\ -u_{g0} \sin \delta \end{bmatrix} \quad (A1)$$

如正文图 1(a)所示的主电路滤波电感的 KVL 方程可在  $dq$  坐标系下表示为:

$$\begin{cases} sL_f i_d = e_d - u_d + \omega L_f i_q \\ sL_f i_q = e_q - u_q - \omega L_f i_d \end{cases} \quad (A2)$$

电流环控制方程为:

$$\begin{cases} e_{dref} = u_d + G_{CC}(s)(i_{dref} - i_d) - \omega L_f i_q \\ e_{qref} = u_q + G_{CC}(s)(i_{qref} - i_q) + \omega L_f i_d \end{cases} \quad (A3)$$

其中:

$$G_{CC}(s) = K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \quad (A4)$$

令变流器输出电压与其指令相等, 即  $e_{dq} = e_{dqref}$ , 可得电感电流指令和反馈的关系为:

$$\begin{cases} i_d = G_1(s) i_{dref} \\ i_q = G_1(s) i_{qref} \\ G_1(s) = \frac{G_{CC}(s)}{G_{CC}(s) + sL_f} \end{cases} \quad (A5)$$

根据 KCL 和 KVL, 主电路各物理量的矢量关系有:

$$\begin{cases} i_g + i_c = i \\ i_c = C_f \frac{du}{dt} = sC_f u \\ u = Z_g i_g + u_g \\ Z_g = R_g + sL_g \end{cases} \quad (A6)$$

式中:  $i_g$ 、 $i_c$  和  $i$  分别是入网电流矢量、电容电流矢量和电感电流矢量;  $C_f$  和  $u$  分别是滤波电容及其电压矢量;  $Z_g$  是电网等效线路阻抗。由(A6)各式获得入网电流  $dq$  表达式为:

$$\begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{bmatrix} = \frac{1}{1 + sC_f Z_g} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{sC_f}{1 + sC_f Z_g} \begin{bmatrix} u_{gd} \\ u_{gq} \end{bmatrix} \quad (A7)$$

电网阻抗与 SCR 的关系<sup>[23]</sup>为:

$$k_{SCR} = U_n^2 / (P_n Z_g) \quad (A8)$$

式中:  $U_n$  表示线路额定电压;  $P_n$  表示额定功率。

结合式(A1)、(A5)、(A7)、(A8)可得 FPWT 向

电网输送的有功功率表达式:

$$P = \frac{P_n k_{SCR} G_1(s) u_{g0}}{P_n k_{SCR} + sC_f U_n^2} (i_{dref} \cos \delta + i_{qref} \sin \delta) - \frac{sC_f P_n k_{SCR}}{P_n k_{SCR} + sC_f U_n^2} u_{g0}^2 \quad (A9)$$

## 附录 B

以下推导正文式(4), 即“有功功率对直流电压的小信号传递函数”。

背靠背变流器的直流侧主电路如图 B1 所示。

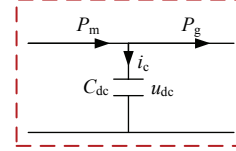


图 B1 背靠背变流器的直流侧主电路

Fig.B1 DC side main circuit of the back-to-back converter

机侧变流器通过控制定子电流来控制向直流侧灌入的有功功率  $P_m$ , 同时使得直流电压  $u_{dc}$  抬升的趋势, 抬升情况取决于直流电容值  $C_{dc}$ ; 网侧变流器为了将直流电压维持在参考值附近, 会从直流侧抽取有功功率  $P_g$ 。在不考虑网侧变流器及滤波器损耗的情况下, 该值与向电网输送的有功功率  $P$  相等; 最后电容上流过的电流用  $i_c$  表示。根据能量守恒定律, 直流侧瞬时功率守恒表达式可表示为:

$$P_m - P_g = u_{dc} i_c \Rightarrow P_m - P = u_{dc} i_c \quad (B1)$$

根据电路的基本理论, 电容的电流可表示为:

$$i_c = C_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} \quad (B2)$$

联立式(B1)和式(B2)得:

$$P_m - P = u_{dc} C_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} \quad (B3)$$

然后将式(B3)频域化得:

$$P_m - P = \frac{1}{2} C_{dc} s (u_{dc}^2) \quad (B4)$$

由于本文的推导目标为切换扰动对直流电压的影响, 因此机侧向直流侧灌入的功率  $P_m$  被认为是常值, 即忽略机侧有功功率扰动对直流电压的影响。在此基础上, 对式(B4)取小信号可得:

$$-\Delta P = \frac{sC_{dc}}{2} \Delta u_{dc}^2 \Rightarrow \Delta u_{dc}^2 = -\frac{2}{sC_{dc}} \Delta P \quad (B5)$$

将式(B5)变形等效, 即可得:

$$\begin{cases} \frac{\Delta u_{dc}^2}{\Delta P} = G_{pdc}(s) \\ G_{pdc}(s) = -\frac{2}{sC_{dc}} \end{cases} \quad (B6)$$

## 附录 C

表 C1 FPWT 系统参数

Table C1 System parameters of FPWT

参数	数值	参数	数值
额定电网电压/V	1 140	额定功率/MW	5
滤波电感/mH	0.06	额定频率/Hz	50
滤波电容/ $\mu$ F	1 200	直流侧电容/ $\mu$ F	28 080
网侧电流环比例参数	700	网侧电流环积分参数	20

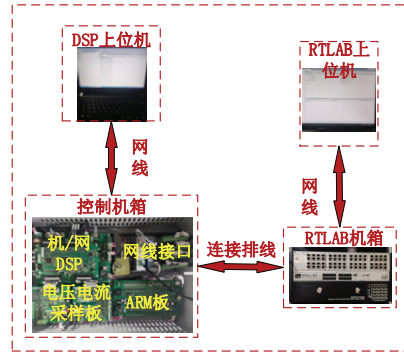
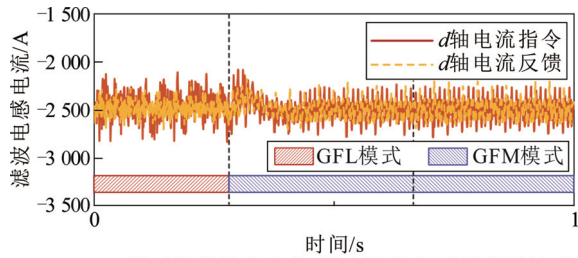


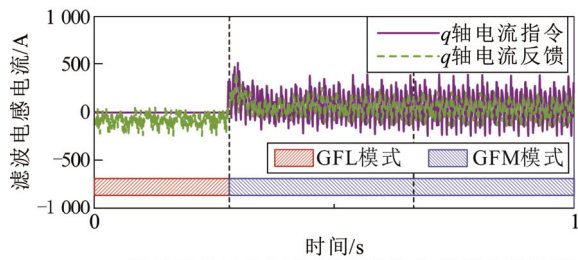
图 C1 全功率风电机组 RT-LAB 实验平台

Fig.C1 RT-LAB platform for full power wind turbine

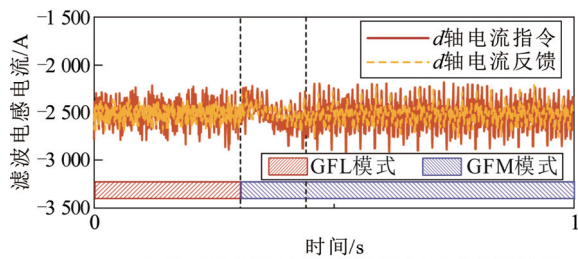
## 附录 D



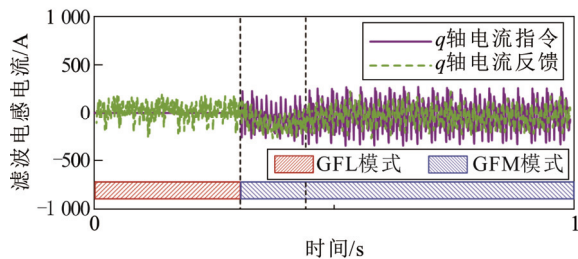
(a) 瞬时值继承方案的 $d$ 轴电流指令/反馈实验波形



(b) 瞬时值继承方案的 $q$ 轴电流指令/反馈实验波形



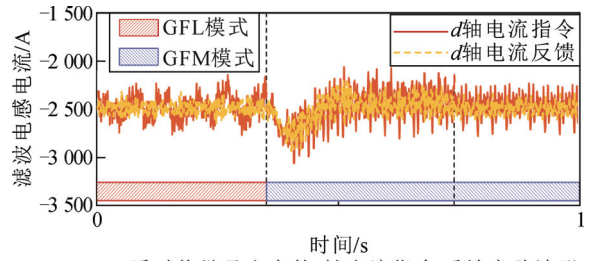
(c) 直接切换方案的 $d$ 轴电流指令/反馈实验波形



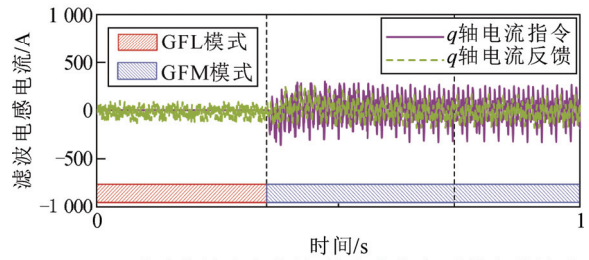
(d) 直接切换方案的 $q$ 轴电流指令/反馈实验波形

图 D1 SCR=10 时瞬时值继承和直接切换方案的实验波形

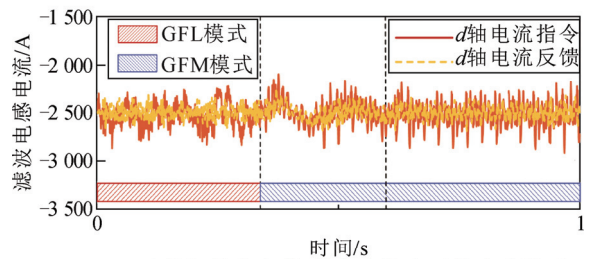
Fig.D1 Waveform for instantaneous value inheritance and direct switching scheme when SCR=10



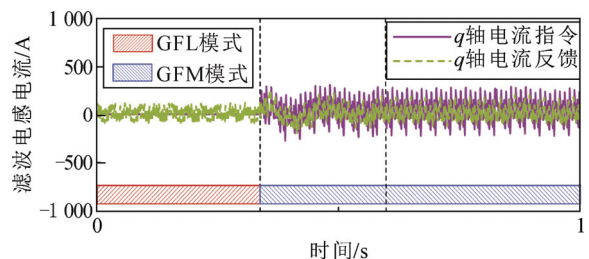
(a) 瞬时值继承方案的 $d$ 轴电流指令/反馈实验波形



(b) 瞬时值继承方案的 $q$ 轴电流指令/反馈实验波形



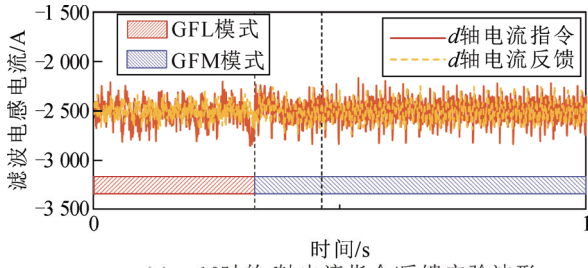
(c) 直接切换方案的 $d$ 轴电流指令/反馈实验波形



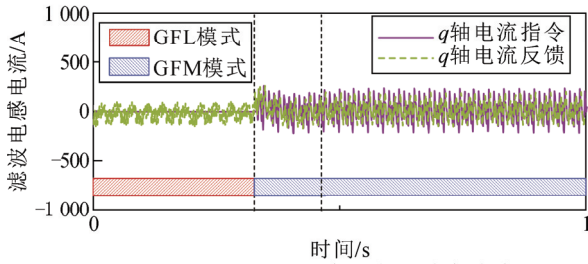
(d) 直接切换方案的 $q$ 轴电流指令/反馈实验波形

图 D2 SCR=3 时瞬时值继承和直接切换方案的实验波形

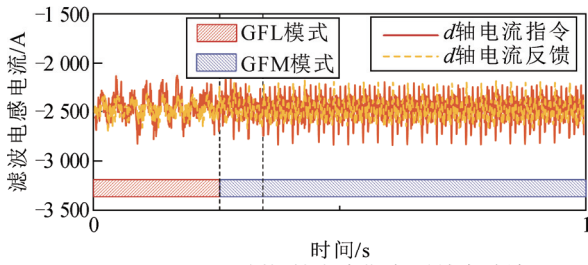
Fig.D2 Waveform for instantaneous value inheritance and direct switching scheme when SCR=3



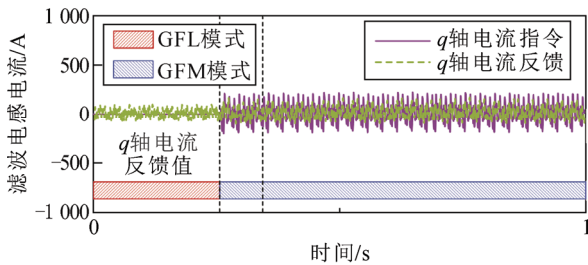
(a)  $\epsilon=10$ 时的d轴电流指令/反馈实验波形



(b)  $\epsilon=10$ 时的q轴电流指令/反馈实验波形



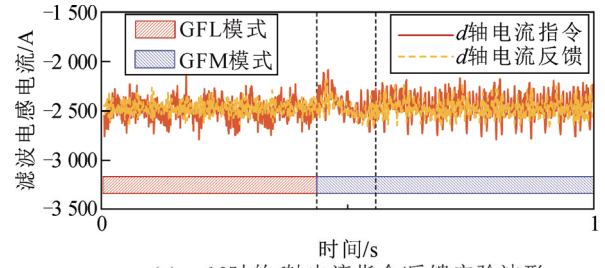
(c)  $\epsilon=0.001$ 时的d轴电流指令/反馈实验波形



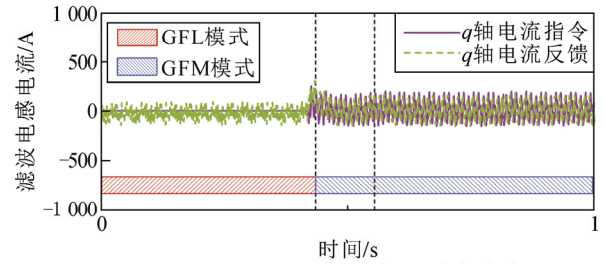
(d)  $\epsilon=0.001$ 时的q轴电流指令/反馈实验波形

图 D3 SCR=10 时延时切换方案的实验波形

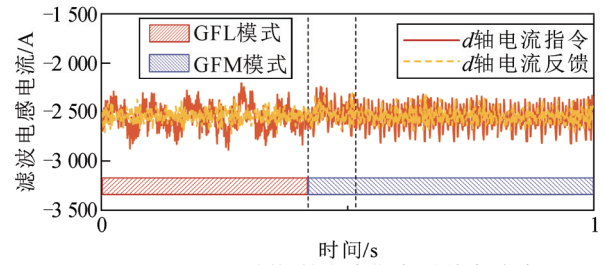
Fig.D3 Waveform for delay switching scheme when SCR=10



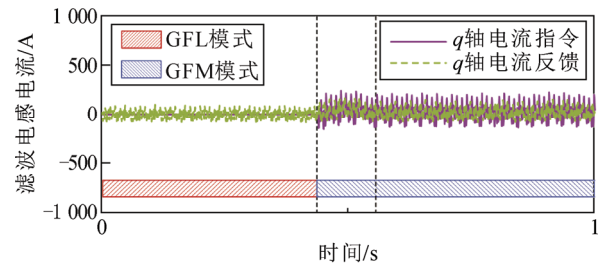
(a)  $\epsilon=10$ 时的d轴电流指令/反馈实验波形



(b)  $\epsilon=10$ 时的q轴电流指令/反馈实验波形



(c)  $\epsilon=0.001$ 时的d轴电流指令/反馈实验波形



(d)  $\epsilon=0.001$ 时的q轴电流指令/反馈实验波形

图 D4 SCR=3 时延时切换方案的实验波形

Fig.D4 Waveform for delay switching scheme when SCR=3