DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.4.223 **中图分类号**：TM614 **文献标志码**：A

远海风电中频汇集不控整流送出系统谐波抑制策略

尹立敏，论成林(中国电源学会学生会员)，邵鑫铭，张新成，刘 闯
(东北电力大学电气工程学院，吉林 132012)

摘要：随着远海风电规模和容量的不断扩大，采用高压直流输电技术成为实现高效远距离输电的必然选择。其中，采用中频汇集经二极管整流单元DRU(diode rectifier unit)来实现高压直流输电的方案被认为是最优的方案之一。但是，DRU的非线性将使得风电并网变流器产生较重的谐波电流，对海上电网产生不利影响，威胁其安全稳定运行。为解决这一问题，提出1种远海风电中频汇集不控整流系统的谐波抑制策略。该策略通过采用瞬时功率理论在两相静止坐标系下实现对并网谐波电流的计算，结合模型预测控制MPC(model predictive control)主动调整风机并网侧电压波形，以有效减少由DRU产生的谐波电流，保障海上电网的安全稳定运行。仿真与实验结果验证了所提抑制策略的有效性与可行性。

关键词：海上风电场；二极管整流单元；并网变换器；中频汇集；谐波抑制；瞬时功率理论；模型预测控制

Harmonic Suppression Strategy for Medium-frequency AC Collection and Uncontrolled Rectification Transmission System of Offshore Wind Power

YIN Limin, LUN Chenglin, *Student Member*, *CPSS*, SHAO Xinming, ZHANG Xincheng, LIU Chuang
(School of Electrical Engineering, Northeast Electric Power University, Jilin 132012, China)

Abstract: With the continuous expansion of the scale and capacity of offshore wind power, the adoption of high-voltage direct current transmission technology has become an inevitable choice for achieving efficient long-distance transmission, in which the use of medium-frequency AC collection with diode rectifier unit (DRU) to achieve high-voltage direct current transmission is considered one of the optimal schemes. However, the nonlinearity of DRU will cause wind power grid-connected converters to generate heavy harmonic currents, which will have adverse effects on the offshore power grid and threaten its safe and stable operation. To solve this problem, a harmonic suppression strategy is proposed for the medium-frequency AC collection and uncontrolled rectification system of offshore wind power. Under this strategy, the grid-connected harmonic current is calculated using the instantaneous power theory in a two-phase stationary coordinate system, and the voltage waveform on the grid side of the wind turbine is actively adjusted by combining with model predictive control (MPC). This can effectively reduce the harmonic current generated by the DRU and ensure the safe and stable operation of the offshore power grid. Simulation and experimental results validate the effectiveness and feasibility of the proposed suppression strategy.

Keyword: Offshore wind farm; diode rectifier unit (DRU); grid-connected converter; medium-frequency AC collection; harmonic suppression; instantaneous power theory; model predictive control (MPC)

收稿日期：2024-01-12；**修回日期**：2024-02-21，2024-02-26；
录用日期：2024-03-01；**网络首发日期**：2024-04-26

近年来，由于资源丰富、靠近负荷中心等优势，海上风电场得到迅速发展，已成为风电开发的关键

领域[1]。随着风电场向远海和更大容量发展，直流输电因其不受输电距离限制、风电场运行频率可大范围变化[2-3]、能够隔离海上风电系统和陆上电网故障、安全性高，成为远海风电送出的热门方案之一。

目前，海上风电直流送出方案较多，如全直流送出、工频汇集型直流送出、中频汇集型直流送出等。近年来，采用二极管整流单元 DRU(diode rectifier unit)作为海上换流器拓扑的中频汇集型海上风电直流送出方案[4-5]引起了诸多学者的重视，该方案采用模块化多电平换流器 MMC(modular multilevel converter)或电压源型变换器 VSC(voltage source converter)作为陆上换流器的拓扑。相较于其他方案，该方案不仅改变了海上风电场的频率，减小了风机和海上平台的体积、减轻了其重量；还采用更为简单的 DRU 形式，大幅降低了海上变电站成本。然而，该方案也存在一些问题，采用 DRU 作为变电站将产生大量谐波电流，影响风场内电能质量，可能导致电机内部磁场变化，损害电机，缩短寿命；同时还可能导致电缆内部电流密度不均匀，造成电缆加热与老化，甚至引发火灾[6]。针对以上问题，现有解决方式多为利用二极管整流器的多重化技术配合交流滤波器组[7-9]、串并联 MMC 进行固定补偿[10-12]或采用被动消谐的方式[13-14]对 DRU 产生的谐波进行抑制。然而，用于减少电网谐波失真的无源滤波器体积庞大且价格昂贵，而 MMC 的子模块数目众多，在经济上没有明显优势。

针对上述问题，本文在 DRU 的中频汇集型送出系统的基础上，提出了 1 种基于模型预测控制 MPC (model predictive control)的远海风电中频汇集不控整流送出系统的谐波抑制策略，该策略通过主动调整风机并网侧电压波形减少 DRU 产生的谐波电流。本文首先介绍了海上风电中频汇集直流送出系统的拓扑结构并提出了相应的谐波抑制策略，然后对控制原理进行了详细介绍和分析，最后在 MATLAB/Simulink 仿真平台搭建了相应的中频汇集型直流送出仿真模型，验证了所提出方案的有效性。

1 中频汇集型海上风电直流送出系统及并网变换器拓扑

中频汇集型海上风电直流送出系统的拓扑结构如图 1 所示。

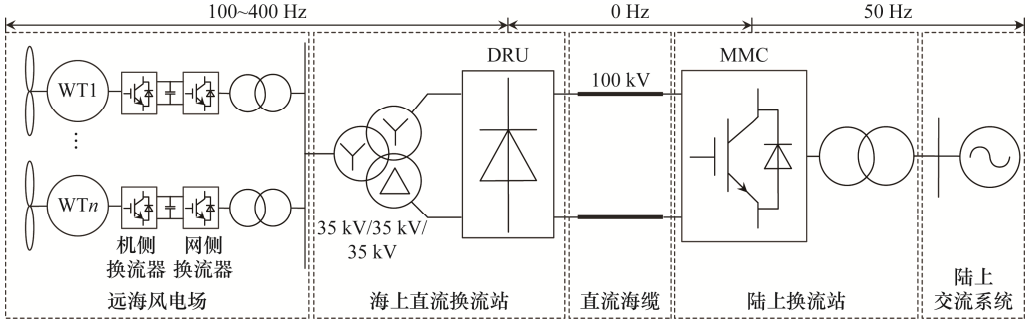


图 1 中频汇集型海上风电直流送出系统

Fig. 1 Medium-frequency AC collection offshore wind power DC transmission system

由图可知，该系统由远海风电场、海上直流换流站、直流海缆、陆上换流站和陆上交流系统组成。其中，远海风电场采用直驱式永磁同步发电机，各机组汇集后经 690 V/35 kV 升压变压器将电压升高至 35 kV，再通过中频交流海缆连接至海上直流换流站平台完成功率转换，最终通过高压直流海缆传输至陆上交流系统。直流换流站由 DRU 构成，DRU 结构采用 12 脉波不控整流器，也可采用其他多重化不控整流器。

本文提出的基于 MPC 的中频汇集不控整流送出系统谐波抑制策略，通过调整风机并网侧变换器的输出电压实现，利用瞬时功率理论在两相静止坐

标系下计算并网谐波电流，并结合 MPC 主动调整风机并网侧电压波形，从而改变风机入网电流波形，实现谐波补偿的目标。该策略可以有效减少由 DRU 产生的谐波电流，保障海上电网的安全稳定运行。

变换器的拓扑结构如图 2 所示。图中：u_{dc} 为直流侧电压；a、b、c 分别为变换器相电压输出点；S_1~S_6 为开关管；L_f 为前级电感；i_f 为流过电感 L_f 的电流；i_o 为入网电流；L_g 为后级电感；R 为阻尼电阻；C_f 为滤波电容；u_c 为并网电压。变换器采用两电平三相电压型逆变器，开关管选用全控型开关 IGBT，其输出端接 LCL 滤波器。

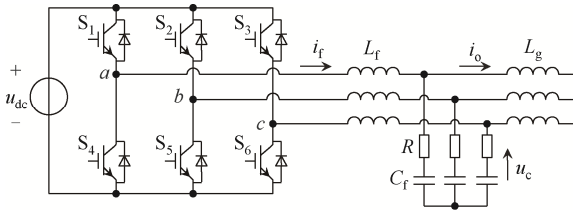


图 2　并网侧变换器拓扑结构

Fig. 2 Topology of grid-side converter

相较于 LC 滤波器，LCL 滤波器多出的电感和电阻可有效遏制进入电网的瞬时电流冲击，并减小滤波器的谐振峰。它不仅继承了 LC 滤波器的优点，而且在结构上更为优越，具有更优的谐波衰减特性[15]。滤波器结构如图 3 所示。

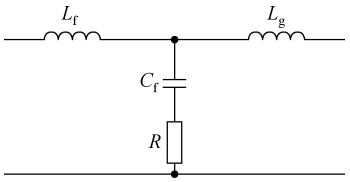


图 3　LCL 滤波器结构

Fig. 3 Structure of LCL filter

2　滤波器参数选择及谐波数学模型

2.1 滤波器参数选择

根据文献[15]可知，变换器进行谐波抑制时，滤波器的电流频次较低，此时滤波器的效果与 L 型滤波器相似，可暂时用电感 L 等效 LCL 滤波器，即 $L=L_f+L_g$，其最大值与最小值分别为

$$\begin{cases} L_{max}=\sqrt{\dfrac{U_{dc}^2}{4}-U_{cm}^2}\Big/(\omega I_{max}) \\ L_{min}=U_{dc}/(8f_s\Delta I_{max}) \end{cases} \tag{1}$$

式中：U_{dc} 为输入电压；U_{cm} 为并网电压的峰值；ω 为电网角频率；I_{max} 为入网电流相电流峰值；ΔI_{max} 为电感电流纹波值；f_s 为变换器开关频率。

前、后级电感 L_f 和 L_g 由滤波器对高次谐波的衰减比例决定，通常将 L_f/L_g 取值为 1~3。

电容 C_f 由其产生的无功分量限制，一般在系统额定容量的 5%以内，电容越大、电感越小、成本越低。其表达式为

$$C_f \leqslant \frac{5\%P}{3\omega U_{rms}^2} \tag{2}$$

式中：P 为系统有功功率；U_{rms} 为并网电压有效值。

通常，R 约为滤波器谐振频率对应电容容抗的 1/3，即

$$R=\frac{1}{3\sqrt{C_f(L_f+L_g)/L_fL_g}} \tag{3}$$

根据上述设计方案，设电流纹波为 20%，系统额定容量为 140 kVA；LCL 滤波器参数分别为：L_f= 0.63 mH、L_g=0.33 mH、C_f=100 μF、R=1 Ω。

2.2 谐波数学模型

对系统简化后的结构如图 4 所示。图中，风机被直流源与网侧变换器代替、DRU 选用 12 脉波不控整流器进行理论分析。

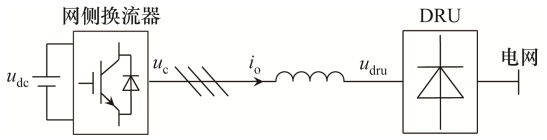


图 4　送出系统简化结构

Fig. 4 Simplified structure of delivery system

在静止三相坐标系下，电压方程为

$$u_c=u_{dru}+L_e\frac{\mathrm{d}i_o}{\mathrm{d}t}+R_ei_o \tag{4}$$

式中：u_c 为网侧变换器输出三相交流电压；u_{dru} 为 DRU 交流侧三相端电压；L_e 与 R_e 分别为线路及变压器等效电感和电阻；i_o 为网侧变换器输出三相交流电流。

当系统中存在 DRU 时会产生特定谐波电流，

可提供相应的谐波电压对其进行抑制。即主动调整并网电压，在基波电压 u_c 中注入一定含量的谐波电压，此时电压方程为

$$u_c + u_h = u'_{dru} + L_e \frac{di'_o}{dt} + R_e i'_o \tag{5}$$

式中：u_h 为注入各次谐波电压的总和，由控制系统得到；i'_o 为注入谐波电压后的三相电流；u'_{dru} 为注入谐波后的 DRU 交流侧电压。

3 控制系统设计

本文将三相电压型逆变器 MPC[16]与瞬时功率理论[17]控制相结合，由谐波检测模块得到参考电流，并通过电压生成模块提供逆变器预测控制的参考电压信号 u^*_o，再由预测控制生成驱动三相并网变换器的开关信号。系统控制如图 5 所示，图中 3 个虚线框分别为系统控制结构中的谐波检测、电压生成和预测控制。

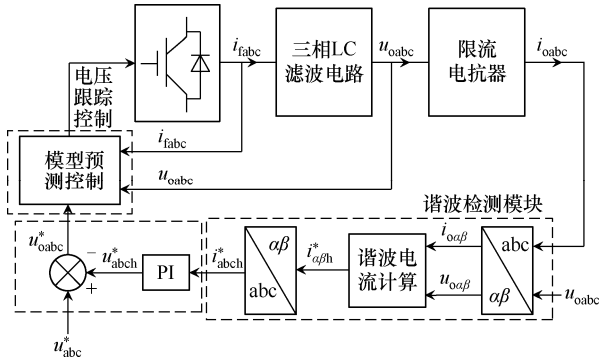


图 5 系统控制框图

Fig. 5 Control block diagram of system

由图可知，首先，采集变换器输出电压信号 u_{oabc}、入网电流信号 i_{oabc} 和变换器输出三相电流信号 i_{fabc}，经过谐波检测模块获取谐波参考电流 i^*_{abch}。随后，利用比例−积分 PI(proportion integration)控制器进行调节，得到谐波参考电压 u^*_{abch}，将该参考电压与内部生成的正弦参考信号 u^*_{abc} 作差，得到最终的电压参考值 u^*_{oabc}。最后将其与采集的电流信号 i_{fabc} 及电压信号 u_{oabc} 作为输入，在电压跟踪控制部分采用 MPC，以变换器输出电压对参考电压的跟踪误差构建 MPC 的成本函数，选择最优的控制量作用于并网变换器，从而实现对并网变换器的预测控制。与传统双环控制相比，MPC 适用于包含非线性因素的系统，具有建模直观、动态响应快等优点，可以更好地达到预期的抑制效果。

3.1 谐波电流检测

采用瞬时功率理论对谐波电流检测进行计算，计算原理如图 6 所示。

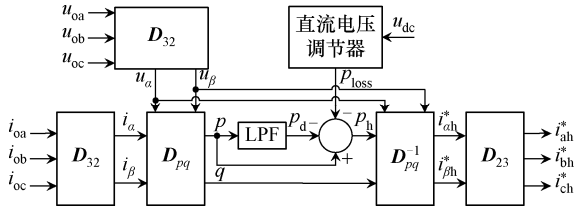


图 6 谐波计算原理

Fig. 6 Principle of harmonic calculation

图中，并网三相电压 u_{oa}、u_{ob}、u_{oc} 与入网三相电流 i_{oa}、i_{ob}、i_{oc} 均是对称分量。这些分量经过对应的矩阵变换到 $\alpha\beta$ 坐标系中，在当前坐标系下分解得到有功电流与无功电流，并计算得到三相瞬时有功功率 p 与无功功率 q。图中使用的相关变换和矩阵分别为

$$\begin{cases} \boldsymbol{D}_{32} = \sqrt{\dfrac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\dfrac{1}{2} & -\dfrac{1}{2} \\ 0 & \dfrac{\sqrt{3}}{2} & -\dfrac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \boldsymbol{D}_{pq} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{D}_{23} = \sqrt{\dfrac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\dfrac{1}{2} & \dfrac{\sqrt{3}}{2} \\ -\dfrac{1}{2} & -\dfrac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{D}_{pq}^{-1} = \dfrac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \end{cases} \tag{6}$$

式中：$\boldsymbol{D}_{pq}^{-1}$ 与 $\boldsymbol{D}_{23}$ 分别为 $\boldsymbol{D}_{pq}$ 与 $\boldsymbol{D}_{32}$ 的逆矩阵；i_α、i_β 与 u_α、u_β 分别为经变换后电流和电压的 α、β 轴分量。谐波电流参考值的计算过程为：首先，依据式(6)得到的 p 经过低通滤波器得到直流分量 p_d；接着，由 PI 控制器组成的直流电压调节器，因直流测电压波动会产生 1 个实功率 p_{loss}；然后，计算

$p-p_{\mathrm{d}}-p_{\mathrm{loss}}$，得到需要补偿的有功部分 p_{h}；最后结合无功部分得到相应的谐波电流参考值为

$$\begin{bmatrix} i_{\mathrm{ca}}^{*} \\ i_{\mathrm{cb}}^{*} \\ i_{\mathrm{cc}}^{*} \end{bmatrix} = \boldsymbol{D}_{32}\boldsymbol{D}_{pq}^{-1}\begin{bmatrix} p_{\mathrm{h}} \\ q \end{bmatrix} \tag{7}$$

3.2 模型预测控制

3.2.1 模型预测控制原理

并网侧变换器如图 2 所示。在 t_k 时刻，S_1 与 S_4 互逆，即 S_1 开/关时，S_4 关/开。S_2 与 S_5、S_3 与 S_6 也均互逆。设变换器 S_1、S_2、S_3 的开关信号分别为 S_{a}、S_{b}、S_{c}，且 S_{a}、S_{b}、S_{c} 均只取 0 或 1。因此变换器的开关函数 S 有 8 种组合，可表示为

$$S=\frac{2}{3}(S_{\mathrm{a}}+\alpha S_{\mathrm{b}}+\alpha^{2}S_{\mathrm{c}}) \tag{8}$$

式中，$\alpha=\mathrm{e}^{\mathrm{j}(2\pi/3)}$。

MPC 控制结构如图 7 所示，其基本原理如下。

(1)构造预测模型 $f_{\mathrm{p}}(x,k)$和成本函数 $g(x^{*}, x(t_{k+1}), S)$。通过式(8)和需要控制的变量构造变换器的 $f_{\mathrm{p}}(x,k)$；由跟踪误差及其他想要实现的系统特性构造成本函数，其中，x^{*}为其对应参考值。

(2)对系统进行预测。预测共分为 2 步：第 1 步为延迟补偿，第 2 步为滚动优化。在 t_k 时刻，控制量 $x(t_k)$结合开关函数 S 完成第 1 步预测；接着将得到的预测值 $x(t_{k+1})$代入 $f_{\mathrm{p}}(x,k)$中完成第 2 步预测，得到待优化的控制变量预测值 $x(t_{k+2})$；然后将预测值代入构造的成本函数中进行滚动优化，选出 g 最小时对应的最优开关组合并应用于并网变换器中获得预测波形。

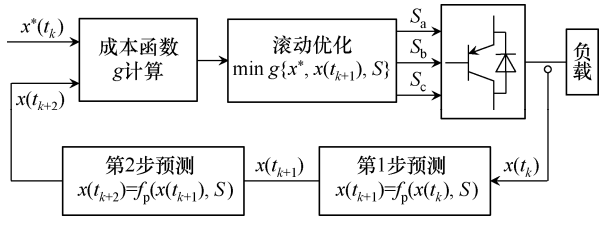


图 7　MPC 控制结构框图

Fig. 7 Block diagram of control structure of MPC

3.2.2 模型预测控制设计

根据文献[16]可知，并网变换器的预测模型为

$$\begin{cases} \dfrac{L_{\mathrm{f}}}{T_{\mathrm{s}}}[i_{\mathrm{f}}(k+1)-i_{\mathrm{f}}(k)]=u(k)-u_{c}(k) \\ \dfrac{C_{\mathrm{f}}}{T_{\mathrm{s}}}[u_{c}(k+1)-u_{c}(k)]=i_{\mathrm{f}}(k+1)-i_{\mathrm{o}}(k) \end{cases} \tag{9}$$

式中：T_{s} 为控制器的采样周期；i_{f}、u_C、i_{o} 分别为图 2 中流过电感 L_{f} 的电流、电容电压和流入电网的电流；$u(k)=u_{\mathrm{dc}}S$。

在变换器进行预测时，将式(8)开关函数 S 代表的。$u(k)$代入式(9)可得变换器并网电压在下一时刻的预测值。在并网变换器控制中，系统的控制目标是系统输出电压对参考电压的跟踪，因此可基于其与参考值的误差对成本函数进行设计。参考电压由电压生成模块得到，成本函数为

$$g=|u_{\mathrm{o}\alpha}^{*}-u_{\mathrm{o}\alpha}|+|u_{\mathrm{o}\beta}^{*}-u_{\mathrm{o}\beta}| \tag{10}$$

式中，$u_{\mathrm{o}\alpha}^{*}$、$u_{\mathrm{o}\beta}^{*}$与 $u_{\mathrm{o}\alpha}$、$u_{\mathrm{o}\beta}$分别为参考电压 u_{o}^{*}与实际电压 u_{o} 的实部和虚部值。

将式(9)得到的 8 个预测电压值经式(10)滚动优化，获得成本函数 g 最小时对应的开关函数，将其作为最优组合应用于并网变换器，得到所需电压值。

4　系统仿真与实验

4.1 仿真验证

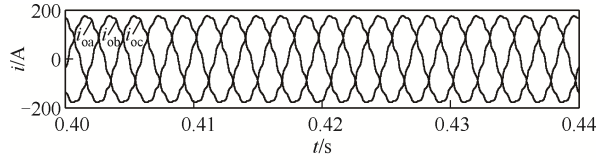
为验证所提控制策略对并网变流器谐波电流抑制的正确性和有效性，基于 MATLAB/Simulink 仿真平台搭建了直流并网仿真模型，如图 1 所示。图中，风机由图 2 中的并网侧变换器表示、海上直流换流站采用 12 脉波不控整流器、海上交流电网频率为 175 Hz、陆上换流站采用 VSC 换流器，以控制直流电压恒定。仿真模型参数见表 1。

表 1　仿真模型参数

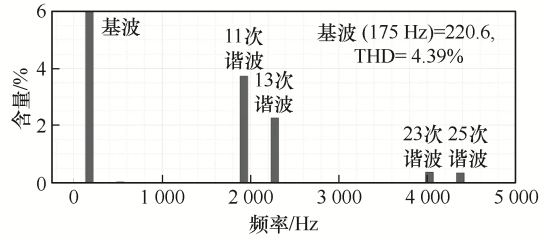
Tab. 1 Parameters of simulation model

参数	数值
并网变流器出口电压/V	690
并网变流器直流侧电压/kV	2.0
海上风场运行频率/Hz	175
前级电感 L_{f}/mH	0.63
滤波电容 C_{f}/μf	100
后级电感 L_{g}/mH	0.33

当采用 12 脉波不控整流器时，入网电流会增加相应的特征谐波，其谐波次数为 $12n\pm1(n=1,2,\cdots)$，入网电流波形及其频谱分析如图 8 所示。



(a) 入网电流波形



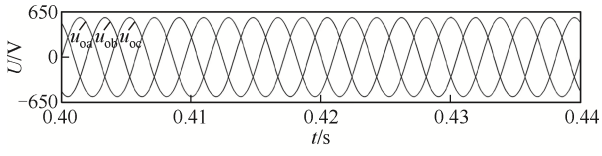
(b) 入网电流频谱分析

图 8 并网变换器入网电流波形及其入网电流频谱分析

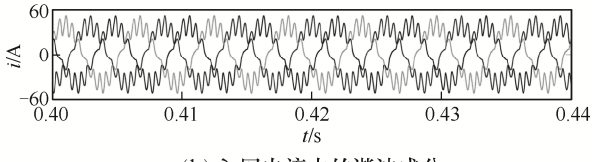
Fig. 8 Grid current waveform of grid connected converter and corresponding spectrum analysis

由图可知，谐波含量与其对应的次数成反比；对交流电流频谱进行分析，可以看出交流电流中 11、13、23、25 次谐波含量较高，分别为基波分量的 7.36%、4.28%、1.32%、1.20%，这极易使变压器达到饱和，并使风电汇集处电能质量下降，不利于系统能量的传输，危害系统稳定运行。

本文对 11、13、23 及 25 次谐波电流进行补偿。设系统在 0.5 s 之前已达到稳态，0.5 s 之后增加谐波抑制策略。增加谐波抑制策略之前，并网电压维持恒定，其波形与入网电流含有的谐波成分如图 9 所示。



(a) 并网电压波形

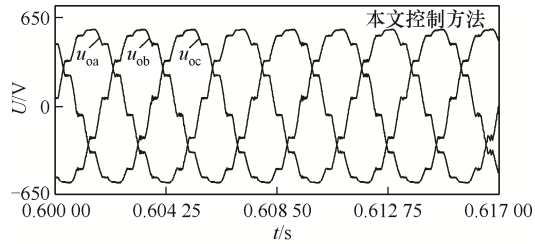


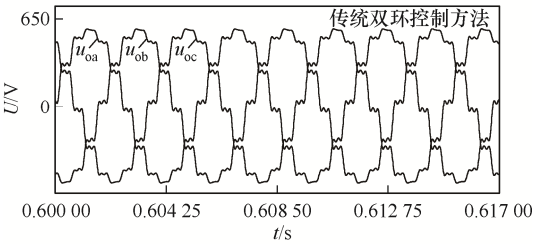
(b) 入网电流中的谐波成分

图 9 并网电压波形及入网电流中的谐波成分

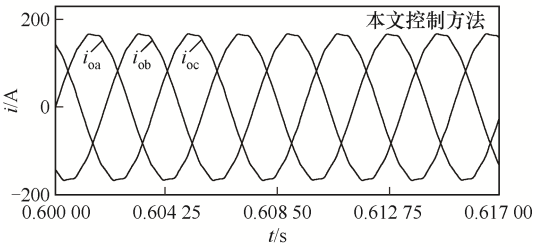
Fig. 9 Waveform of grid-connected voltage, and harmonic component of grid-connected current

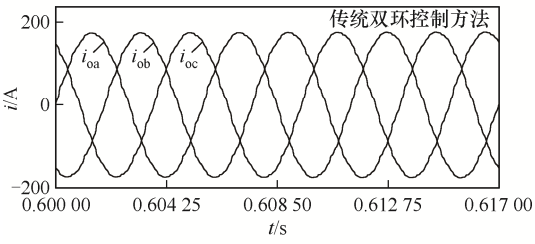
增加谐波抑制策略后，为进一步体现所提方法的有效性，将其与传统双环控制相比。仿真波形如图 10 所示，图 10(a)和(b)分别为并网电压波形及入网电流波形，可以看出，当加入谐波抑制策略后，2 种方法的并网电压波形中含有相应的谐波电压做补偿，正弦特性变差，但不影响系统的正常运行；入网电流的波形畸变率下降明显，谐波电流得到了较好的补偿。图 10(c)和(d)分别为并网电压及入网电流频谱分析，可以看出，经过并网电压的补偿后，入网电流只含有少量的谐波，11、13、23、25 次谐波电流分量得到有效抑制，风电汇集处电能质量得到提高。2 种方法入网电流的总谐波失真 THD (total harmonic distortion)分别为 1.02%和 1.91%，可以看出，MPC 的控制性能要优于传统的双环控制。



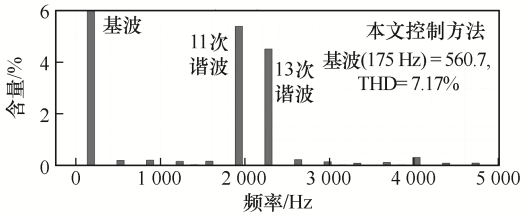


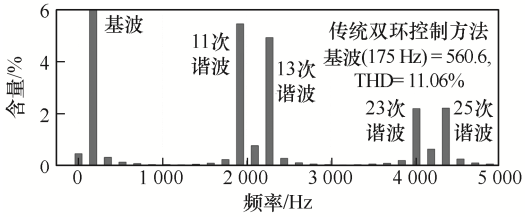
(a) 并网变换器输出电压波形



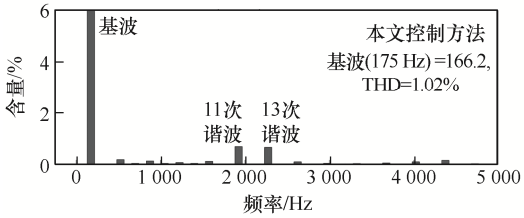


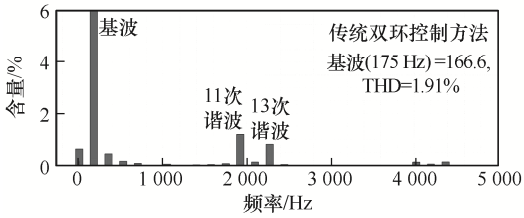
(b) 入网电流波形





(c) 并网电压频谱分析



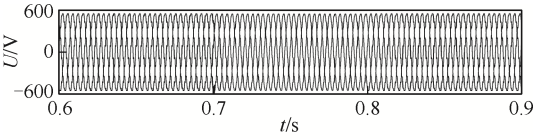


(d) 入网电流频谱分析

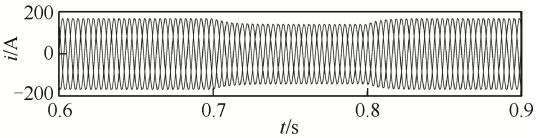
图 10　仿真波形

Fig. 10 Simulation waveforms

增加谐波抑制策略后，设定在 0.60 s 时风机发生扰动，电压降低，且在 0.65 s 时恢复额定值，其仿真波形如图 11 所示。由图可知，在风机发生扰动时，所提谐波抑制策略依然可对谐波进行抑制。



(a) 并网电压



(b) 入网电流

图 11　并网电压和入网电流仿真波形

Fig. 11 Simulation waveforms of grid-connected voltage and grid-connected current

4.2 实验验证

为进一步验证所提控制策略的可行性，通过远宽能源公司的 MT8020 实验平台对所提谐波抑制策略进行半实物实验验证。实验平台如图 12 所示、系统拓扑结构如第 4.1 节所述、参数见表 1。

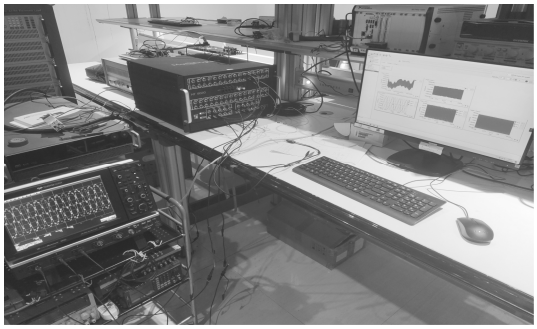
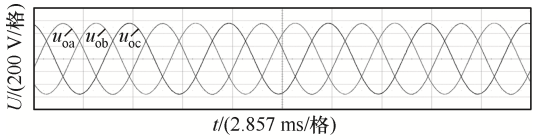


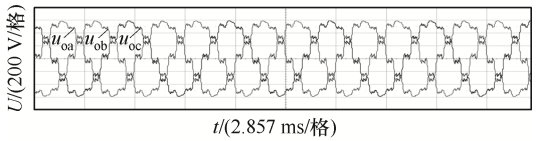
图 12　实验平台

Fig. 12 Experimental platform

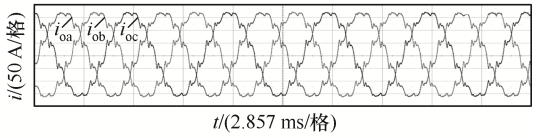
图 13(a)~(d)分别为系统并网运行时增加谐波抑制策略前、后并网电压及入网电流波形的实验结果。由图可知，加入谐波抑制控制策略前，并网电压波形维持正弦波形状，此时入网电流波形严重畸变。增加谐波抑制策略后，并网电压波形中含有相



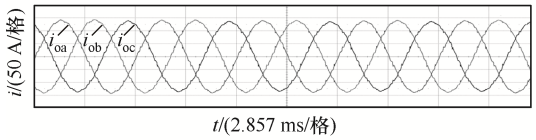
(a) 增加谐波抑制策略前并网电压波形



(b) 增加谐波抑制略后并网电压波形



(c) 增加谐波抑制策略前入网电流波形



(d) 增加谐波抑制策略后入网电流波形

图 13　增加谐波抑制策略前、后实验结果

Fig. 13 Experimental results before and after adding harmonic suppression strategy

应的谐波电压做补偿，正弦特性变差，但不影响系统的正常运行；入网电流波形不再严重畸变而是接近正弦波的电流波形。由此可见，实验结果与上述仿真结果完全吻合，验证了本文所提出谐波抑制策略的可行性。

5 结语

本文以中频不控整流送出系统为基础，分析了LCL 滤波器的参数选择和谐波数学模型。在并网变换器的基础上，利用瞬时功率理论实现了对并网谐波电流的精准检测；并通过 MPC 主动调整风机并网侧电压波形，实现了对并网电压的精准控制，有效抑制了 DRU 产生的并网谐波电流，改善了风电场汇集系统的电能质量，提高了变压器、海缆的利用率，增强了系统的稳定运行能力，保障了海上电网的安全稳定运行。此外，通过将风电集电系统的运行频率设定为 175 Hz，系统得以安全可靠地运行，从而大幅减小变压器的尺寸、减轻其重量，便于安装和维护，同时降低了投资成本。通过仿真和实验验证了所提控制方案的正确性和可行性。

参考文献：

[1] 夏懿, 宋汶秦, 杨茜. 适用于深远海漂浮式海上风机变换器的智能功率控制[J]. 电源学报, 2026, 24(1): 157-167.
Xia Yi, Song Wenqin, Yang Qian. Intelligent power control for converterin deep-sea floating offshore wind turbine [J]. Journal of Power Supply, 2026,24(1): 157-167. (in Chinese)

[2] 刘展志, 王诗超, 郝为瀚, 等. 大规模海上风电集中送出建设模式研究[J]. 南方能源建设, 2023,10(1): 13-20.
Liu Zhanzhi, Wang Shichao, Hao Weihan, et al. Research on construction mode of large-scale offshore wind power centralized transmission [J]. Southern Energy Construction, 2023, 10(1): 13-20. (in Chinese)

[3] 潘俊良, 王明渝. 适用于大型海上风电的谐振型飞跨电容式模块化升压变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(12): 3746-3760.
Pan Junliang, Wang Mingyu. Resonant flying capacitor modular boost converter for large scale offshore wind power [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(12): 3746-3760. (in Chinese)

[4] Zhang Zheren, Tang Yingjie, Xu Zheng. Medium frequency diode rectifier unit based HVDC transmission for offshore wind farm integration [J]. IET Renewable Power Generation, 2021, 15(4): 717-730.

[5] 郭文花, 沈顺群, 刘凯. 用于 DR-HVDC 系统连接的海上风电场电网形成控制方法[J]. 电源学报, 2024, 22(1): 179-188.
Guo Wenhua, Shen Shunqun, Liu Kai. Offshore wind farm grid-formation control method for connection of DR-HVDC system [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(1): 179-188. (in Chinese)

[6] 田亦凡. 直流换流站谐波对近距离风电场作用的影响分析[D]. 北京: 华北电力大学, 2018.
Tian Yifan. Research on harmonic influence from HVDC converter station to a wind farm at close distance [D]. Beijing: North China Electric Power University, 2018. (in Chinese)

[7] Menke P, Zurowski R, Christ T, et al. Breakthrough in DC grid access technology for large scale offshore wind farms [C]// Proceedings of EWEA Offshore 2015. Copenhagen, Denmark, 2015: 1-5.

[8] Blasco-Gimenez R, Aparicio N, Ano-Villalba S, et al. LCC-HVDC connection of offshore wind farms with reduced filter banks [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(6): 2372-2380.

[9] 冯定腾, 熊小玲, 李明, 等. 基于高低阀移相的电流源换流器海上风电送出系统[J]. 电工技术学报, 2026, 41(1): 260-275.
Feng Dingteng, Xiong Xiaoling, Li Ming, et al. Offshore wind power transmission system based on phase-shifting control with high-low valves for current source converters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2026, 41(1): 260-275. (in Chinese)

[10] Nami A, RodríguezAmenedo J L, ArnaltesGómez S, et al. Active power filtering embedded in the frequency control of an offshore wind farm connected to a diode-rectifier-based HVDC link [J]. Energies, 2018, 11(10): 2718.

[11] Nami A, Rodriguez-Amenedo J L, Arnaltes S, et al.

Frequency control of offshore wind farm with diode-rectifier-based HVDC connection [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35(1): 130-138.

[12] 宁金叶, 覃事刚, 徐谦, 等. 基于 DR 和 VSC 海上风电 HVDC 系统的并联运行控制[J]. 电源学报, 2026, 24(1): 262-270.
Ning Jinye, Qin Shigang, Xu Qian, et al. Parallel operation control of offshore wind power HVDC system based on DR and VSC [J]. Journal of Power Supply, 2026,24(1): 262-270. (in Chinese)

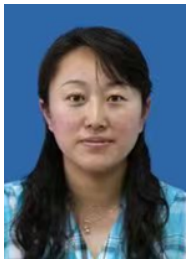
[13] Chang Yiran, Cai Xu. Hybrid topology of a diode-rectifier-based HVDC system for offshore wind farms [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(3): 2116-2128.

[14] 方梓熙, 蔡旭, 史先强, 等. 混合型海上风电直流换流器的拓扑优化与控制[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(24): 8546-8559.
Fang Zixi, Cai Xu, Shi Xianqiang, et al. Topology optimization and control of the hybrid DC converter for offshore wind farms [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(24): 8546-8559. (in Chinese)

[15] 汤寅琪. LCL 型光伏并网逆变器控制策略研究[D]. 南京: 南京信息工程大学, 2023.
Tang Yinqi. Research on control strategy of LCL photovoltaic grid connected inverters [D]. Nanjing: Nanjing University of Information Science & Technology, 2023. (in Chinese)

[16] 郭磊磊, 李伟韬, 李琰琰, 等. LC 滤波型逆变器并网电压鲁棒预测控制[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(6): 90-95.
Guo Leilei, Li Weitao, Li Yanyan, et al. Robustpredictivecontrolof grid-connected voltage for LC filter type inverter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(6): 90-95. (in Chinese)

[17] 李国梁, 杜瑞明. 基于瞬时功率理论的谐波检测仿真研究[J]. 宁夏电力, 2021(3): 30-34, 49.
Li Guoliang, Du Ruiming. Research on simulation of harmonic detection based on instantaneous power theory [J]. Ningxia Electric Power, 2021(3): 30-34, 49. (in Chinese)



尹立敏

作者简介：

尹立敏(1978—)女，博士，副教授。研究方向：电力系统控制与稳定。E-mail：20102195@ neepu.edu.cn。

论成林(1999—)，男，中国电源学会学生会员，通信作者，硕士研究生。研究方向：新能源发电变换技术。E-mail：2202100022@neepu.edu.cn。

邵鑫铭(1998—)，男，博士。研究方向：新能源发电变换技术和大功率直流变换器。E-mail：1202200012@neepu.edu.cn。

张新成(1998—)，男，硕士研究生。研究方向：新能源发电变换技术。E-mail：2202100081@neepu.edu.cn。

刘闯(1985—)，男，博士，教授。研究方向：新能源消纳技术。E-mail：20122440@neepu.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)