第 52 卷 第 3 期：1113-1125 高电压技术 Vol.52, No.3: 1113-1125
2026 年 3 月 31 日 High Voltage Engineering March 31, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20250335

海上风电低频送出经双极型 DRU-MMC 并网系统谐波抑制方法

田行健[1]，杨仁炘[1]，蔡　旭[1]，施　刚[1]，张建文[1]，李　喆[2]
（1. 上海交通大学电力传输与功率变换控制教育部重点实验室，上海 200240;
2. 上海交通大学电气工程学院，上海 200240）

摘　要：将二极管整流单元(diode rectifier unit, DRU)与模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)背靠背连接组成交-交变流器并应用于低频交流(low frequency alternative current, LFAC)输电系统中，是降低海上风电送出成本的重要技术路线之一。针对该系统中谐波含量过高的问题，提出了一种低成本谐波抑制方法。首先，对 DRU-LFAC 系统的谐波特性进行了分析，并在此基础上提出一种新型交流侧电流谐波抑制策略。所提策略通过在正负极直流线路中注入特定的电流谐波以实现对交流侧电流谐波的抑制。同时，直流侧谐波电流的通路由双极性背靠背 DRU-MMC 的中性线提供。随后，对所提策略产生的额外运行损耗进行了定量计算，并与常规滤波方法进行了经济性对比分析；最后，通过 PSCAD/EMTDC 仿真和远宽 StarSim 控制器硬件在环实验验证了所提谐波抑制策略的有效性。研究结果表明：所提策略相较于常规滤波方法在海上风电工程的整个生命周期内能降低约 70%的滤波成本，且能够有效降低系统交流侧电流的总谐波失真(total harmonic distortion, THD)。
关键词：海上风电；二极管不控整流单元；模块化多电平变换器；低频交流输电；谐波抑制；经济性分析

Harmonic Suppression of Bipolar DRU-MMC-based LFAC Transmission System for Offshore Wind Farm Integration

TIAN Xingjian[1], YANG Renxin[1], CAI Xu[1], SHI Gang[1], ZHANG Jianwen[1], LI Zhe[2]
(1. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion of Ministry of Education, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China; 2. Department of Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: The application of the back-to-back AC-AC converter consisting of a diode rectifier unit (DRU) and a modular multilevel converter (MMC) in low-frequency alternating current (LFAC) transmission systems can realize low-cost grid integration of offshore wind farms. To mitigate the harmonic content in this system, a low-cost harmonic suppression strategy is proposed. Firstly, the harmonic characteristics of the DRU-LFAC system are analyzed, based on which a novel AC-side current harmonic suppression strategy is proposed. The proposed strategy injects specific current harmonics into the positive and negative DC poles to suppress AC-side current harmonics, while the return path of the DC current harmonics is provided by the neutral line of the bipolar DRU-MMC. Then, the additional power losses during the proposed strategy are calculated, and a comparative economic analysis is conducted against conventional suppression methods. Finally, the effectiveness of the proposed strategy is verified by PSCAD/EMTDC simulations and StarSim controller hardware-in-the-loop experiments. The results demonstrate that the proposed strategy can be adopted to effectively reduce the total harmonic distortion (THD) of AC-side currents and to achieve approximately 70% cost reduction over the full lifecycle of offshore wind power projects, compared with traditional suppression methods.
Key words: offshore wind power; diode rectifier unit; modular multilevel converter; low frequency alternating current transmission; harmonic suppression; economic analysis

0　引言

随着海上风能开发的不断深入，海上风电场逐渐向大容量、深远海方向发展[1-2]，其电能送出方式的选择显得日益重要。相较于高压交流(high voltage alternating current, HVAC)输电系统及高压直流(high voltage direct current, HVDC)输电系统，低频交流(low frequency alternating current, LFAC)输电系统具备无海上换流站、交流易组网、海缆电容效应小等突出优势，是目前的研究热点，在中远距离大

基金资助项目：国家自然科学基金(52107201)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (52107201).

容量海上风电场电能送出场景下有较大的应用前景[3]。目前，LFAC 系统中常采用模块化多电平矩阵变换器(modular multilevel matrix converter, M3C)来实现频率的变换。考虑到 M3C 结构复杂且控制难度高，部分学者提出用由二极管不控整流单元(diode rectifier unit, DRU)及模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)组成的背靠背变换器替代 M3C，以降低成本并提升可靠性[4-5]，并在风电机组中采用构网型(grid-forming, GFM)控制来自主建立海上交流电网[6-8]，同时通过辅助设备实现黑启动[9-10]。虽然构网型风机解决了海上交流系统构网问题，但 DRU 的引入还会带来电流谐波问题[11-12]。该电流谐波不仅会直接影响风场的运行和控制，还会在风场侧产生相应频次的谐波电压，使得海上交流电网的电能质量进一步恶化，严重时还可能导致风电机组脱网。目前，针对 DRU 谐波特性的分析主要集中在低电压等级场景下，且在分析时通常直接将直流侧视为直流负载或直流恒压源，对直流侧的动态特性鲜有考虑[13-14]。然而，上述海上风电经 DRU-LFAC 送出系统的直流侧接有直流连接线以及岸上 MMC，在分析其谐波特性时应充分考虑直流侧的动态特性。因此，以往针对 DRU 谐波特性的分析在此场景下不够精确。

另一方面，目前海上风电经 DRU 送出系统中常采用的谐波抑制方法可分为 2 类，分别为无源滤波方案及有源滤波方案。其中，无源滤波方案主要包括装设交流滤波器组及采用移相多重化后的 DRU。然而，交流滤波器对电感电容需求量较大，会降低整个系统的经济性，且其只能吸收特定次数的谐波，因此谐波抑制效果有待提升[15]。移相多重化 DRU 虽然能够有效降低谐波含量，但其结构复杂，且从 18 脉波开始，移相变压器的复杂度及电路中元器件的个数成倍增加，经济性急剧下降[16]。

有源滤波方案则主要包括串并联可控辅助变流器[17-18]及通过风机进行谐波补偿[19]。然而，在 DRU 侧额外装设可控辅助变流器将降低系统的低成本优势，且由于 DRU-LFAC 系统长距离交流电缆的影响，海上风电机组的谐波电流补偿效果也难以保证。综上，亟须研究一种适用于海上风场经 DRU-LFAC 送出系统的低成本谐波抑制策略。

为此，本文针对海上风电经双极型 DRU-LFAC 送出系统的谐波特性进行了分析，并在此基础上提出了一种基于 MMC 直流电流控制的谐波抑制策略，该策略通过在 MMC 直流侧电流中注入谐波来实现交流侧谐波电流的抑制，无须附加任何辅助设备。首先建立了海上风电经双极型 DRU-LFAC 送出系统的简化等值模型，并基于模型分析了系统的谐波特性。在此基础上，推导出在直流电流中注入特定的谐波即可实现交流侧谐波的抑制，并指出双极 DRU-MMC 的中性线为该部分电流谐波提供了通路。基于上述分析，提出一种新型谐波电流抑制策略，通过调节 MMC 输出直流电压以在直流电流中注入所需电流谐波，进而实现交流电流谐波的抑制。此外，进一步从电流、电压应力等方面分析了所提策略对 MMC 性能以及系统经济性的影响，并与常规滤波方法的经济性进行了对比分析。最后，通过电磁暂态仿真以及硬件在环实验验证了所提谐波特性的正确性以及谐波电流抑制策略的有效性。

1 DRU-LFAC 电能送出系统概述

图 1 为海上风场经双极型 DRU-LFAC 送出系统的简化结构图。图 1 中，u_{dcwt}、u_{Fabc} 及 i_{Fabc}、i_{Tabc} 分别为风机网侧变换器直流电压、交流电压以及经过滤波电容前、后的交流电流；L_{F} 和 C_{F} 为 LC 滤波器的电感和电容；Q 为风机输出无功功率；ω_0 为低频侧额定角频率；k_1、k_2 为变压器变比；下标“d”、“q”分别表示 d 轴、q 轴分量，下标“ref”表示指令值。在系统低频侧，海上风电场采用基于 Q-f 下垂的构网型控制策略来实现海上风电场电压的构建[20]。系统陆上换流站为交-直-交换流站，由一个 12 脉波 DRU 及 2 个 MMC 组成，其主要作用为将 20 Hz 低频交流电变频至 50 Hz 工频并送入电网。

2 DRU-LFAC 系统谐波特性分析

当系统稳态运行时，海上风场的电压由构网型风机自主构建，因此其特性接近于交流电压源；另一方面，岸上 MMC 采用定直流电压控制，因此其特性接近于直流电压源。针对上述特性，可对系统进行简化建模，简化后的模型如图 2 所示。

图 2 中，L_{gnd} 为中性线的电感；L_{a} 为 MMC 桥臂电感；C_{eq} 为 MMC 等效电容；u_{dcmmc1} 与 u_{dcmmc2} 分别为正、负极 MMC 输出直流电压；u_{dc1} 与 u_{dc2} 为正、负极 6 脉波 DRU 输出直流电压；i_{dc1} 与 i_{dc2} 为正、负极直流线路上的电流；i_{x} 为中性线上的电流；i_{aDR1}，i_{bDR1}，i_{cDR1} 以及 i_{aDR2}，i_{bDR2}，i_{cDR2} 分别为正、负极 6 脉波 DRU 交流侧线电流；i_{a}，i_{b}，i_{c}

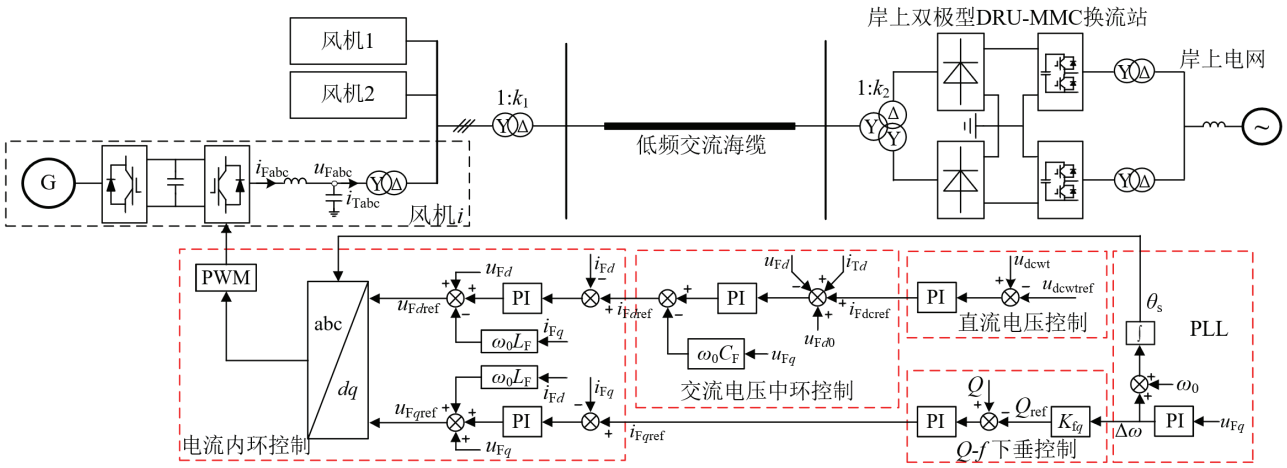


图 1　海上风场经双极型 DRU-LFAC 送出系统简化结构图

Fig.1　Structural diagram of offshore wind farm bi-pole DRU-LFAC transmission system

为 DRU 联接变压器一次侧线电流。

2.1　系统直流侧谐波特性分析

受风电机组控制特性影响，系统中的主要谐波成分为 DRU 非线性所带来的交流电流谐波。因此，在分析系统谐波特性时，可以近似忽略交流电压谐波带来的影响。对系统直流侧的谐波特性进行分析，显然系统直流侧各变量的关系满足式(1)。

$$\begin{cases} \dfrac{2}{3}L_{\mathrm{a}}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{dc1}}}{\mathrm{d}t}+L_{\mathrm{gnd}}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{x}}}{\mathrm{d}t}=u_{\mathrm{dc1}}-u_{\mathrm{dcmmc1}} \\ \dfrac{2}{3}L_{\mathrm{a}}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{dc2}}}{\mathrm{d}t}+L_{\mathrm{gnd}}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{x}}}{\mathrm{d}t}=u_{\mathrm{dc2}}-u_{\mathrm{dcmmc2}} \\ i_{\mathrm{x}}=i_{\mathrm{dc1}}-i_{\mathrm{dc2}} \end{cases} \tag{1}$$

进一步化简可得：

$$\begin{cases} L_{\mathrm{eq}}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{dc1}}}{\mathrm{d}t}-\dfrac{{L_{\mathrm{gnd}}}^2}{L_{\mathrm{eq}}}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{dc1}}}{\mathrm{d}t}=\Delta u_{\mathrm{dc1}}+\dfrac{L_{\mathrm{gnd}}}{L_{\mathrm{eq}}}\Delta u_{\mathrm{dc2}} \\ L_{\mathrm{eq}}=L_{\mathrm{gnd}}+\dfrac{2}{3}L_{\mathrm{a}} \\ \Delta u_{\mathrm{dc1}}=u_{\mathrm{dc1}}-u_{\mathrm{dcmmc1}} \\ \Delta u_{\mathrm{dc2}}=u_{\mathrm{dc2}}-u_{\mathrm{dcmmc2}} \end{cases} \tag{2}$$

对于常规 DRU-HVDC 输电系统，由于其直流侧有较长的输电线路，直流电感较大，因此 i_{dc1} 与 i_{dc2} 可近似视为一个恒定量。然而，在 DRU-LFAC 系统中，由于岸上 DRU-MMC 为背靠背连接，直流侧电感仅包含 MMC 桥臂电感，相对较小，因此必须考虑由 u_{dc1} 与 u_{dc2} 脉动带来的 i_{dc1} 与 i_{dc2} 脉动。

根据 DRU 的工作原理，当系统处于稳态时，u_{dc1}，u_{dcmmc1} 与 i_{dc1} 的关系应满足式(3)。

$$\begin{cases} U_{\mathrm{dc1}}I_{\mathrm{dc1}}+U_{\mathrm{dc2}}I_{\mathrm{dc2}}=P_{\mathrm{WT}} \\ U_{\mathrm{dc1}}I_{\mathrm{dc1}}=U_{\mathrm{dc2}}I_{\mathrm{dc2}} \\ u_{\mathrm{dcmmc1}}=u_{\mathrm{dcmmc2}}=U_{\mathrm{dc1}}=U_{\mathrm{dc2}} \end{cases} \tag{3}$$

式中：U_{dc1}，U_{dc2}，I_{dc1}，I_{dc2} 分别为 u_{dc1}，u_{dc2}，i_{dc1}，i_{dc2} 的平均值。结合式(3)及 DRU 交直流侧电压关系，

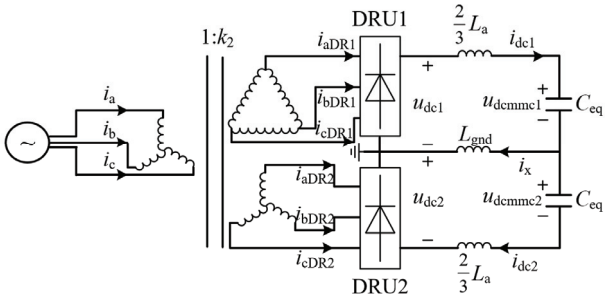


图 2　海上风场经双极型 DRU-LFAC 送出系统简化等值模型

Fig.2　Simplified equivalent model of offshore wind farm bipolar DRU-LFAC transmission system

可进一步得到系统稳态运行时 DRU 交流端口电压与 MMC 输出直流电压之间的关系如式(4)所示。

$$u_{\mathrm{dcmmc1}}=u_{\mathrm{dcmmc2}}=\frac{3\sqrt{6}}{\pi}k_2U_{\mathrm{DR}} \tag{4}$$

式中：U_{DR} 为 DRU 联接变压器一次侧相电压的有效值。将式(4)代入式(2)中，即可得到 i_{dc1} 的表达式如附录 A 所示。显然，由于回路中各处电感的存在，因此 i_{dc1} 中含有以低频侧 6 倍频分量为主的谐波，如图 3 所示。图 3 中，ΔI_{dc} 为 i_{dc1} 的波动峰值，$\theta_{\max}$ 为周期[π/6, π/2]内使得 i_{dc1} 取最大值的相位角，δ 为 i_{dc1} 波峰滞后 u_{dc1} 波峰的角度。进一步地，可得 $\theta_{\max}$ 及 ΔI_{dc} 与直流侧中性线电感 L_{gnd} 及直流线路电感 $2/3L_{\mathrm{a}}$ 的关系分别如图 4(a)、(b)所示。由图 4 可知，谐波电流滞后的角度随着系统直流线路电感的增加而增加，随着系统中性线电感的增加而减小；谐波电流的峰值则随系统直流线路及中性线电感的增加而减小。

类似地，也可得到 i_{dc2} 的波形。将 i_{dc1} 与 i_{dc2} 中的直流分量与谐波分量分离，可以表示为：

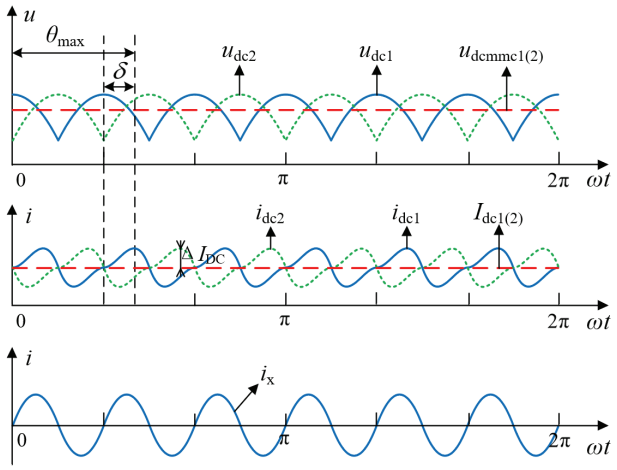


图 3 DRU 直流侧电压电流关系

Fig.3 Voltage-current relationship at DRU DC side

$$\begin{cases} i_{dc1} = I_{dc1} + \Delta i_{dc1} \\ i_{dc2} = I_{dc2} + \Delta i_{dc2} \end{cases} \tag{5}$$

式中：Δi_{dc1} 与 Δi_{dc2} 分别为 i_{dc1} 与 i_{dc2} 中的谐波分量。又由式(3)可知，系统稳定运行时应有 $I_{dc1}=I_{dc2}=I_{dc}$，故应有 $i_x=\Delta i_{dc1}-\Delta i_{dc2}$，即直流电流的谐波分量全部流入到中性线中。直流侧电流 i_{dc1}，i_{dc2} 与 i_x 的波形关系如图 3 所示。

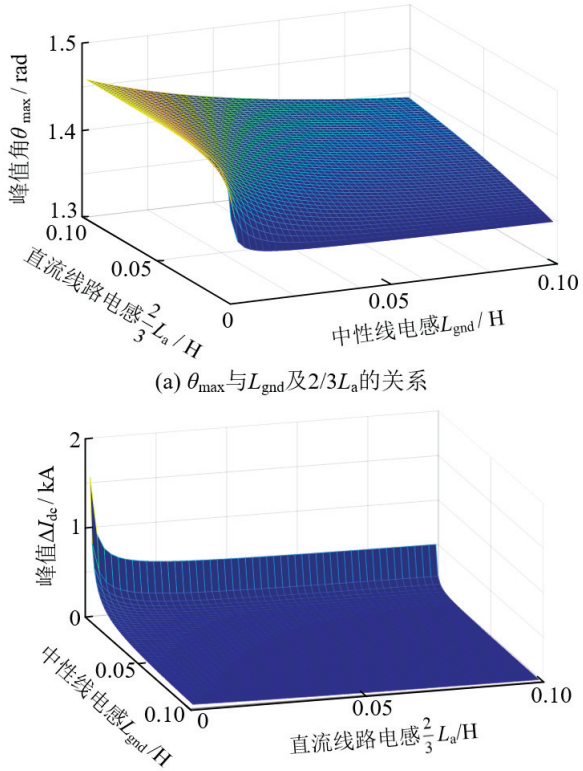
2.2 系统交流侧谐波特性分析

在得到 i_{dc1} 与 i_{dc2} 的表达式后，根据 DRU 的导通特性可知，正、负极性 6 脉波 DRU 交流侧线电流的表达式如附录 B 所示，波形如图 5 所示。图 5 中，u_{abDR1}、u_{bcDR1}、u_{caDR1} 及 u_{abDR2}、u_{bcDR2}、u_{caDR2} 分别为正极性及负极性 6 脉波 DRU 的交流端口线电压。根据 DRU 联接变压器的一二次侧电流关系，可进一步得到 12 脉波 DRU 联接变压器一次侧线电流的波形如图 6 所示。图 6 中，u_a、u_b、u_c 为 DRU 联接变压器一次侧三相电压。显然，考虑系统直流侧电感的影响后，系统低频侧电流中将产生新的以 5、7 次谐波为主的电流谐波。

3 基于 MMC 直流电流控制的谐波抑制方法

3.1 基本原理

根据第 2 章中针对双极型 DRU-LFAC 系统谐波特性的分析可知，交、直流侧电流的谐波存在较强的耦合关系，直流侧电流谐波特性的改变将会相应地带来交流侧电流谐波特性的改变。另一方面，双极型 DRU-MMC 的中性线为直流电流中的谐波分量提供了通路，因此可以通过在直流电流中注入谐波来实现对交流侧电流谐波的抑制。



(a) θ_{max}与L_{gnd}及$2/3L_a$的关系

(b) ΔI_{dc}与L_{gnd}及$2/3L_a$的关系

图 4 直流电感对直流电流波形的影响

Fig.4 Impact of DC inductance on the current waveform

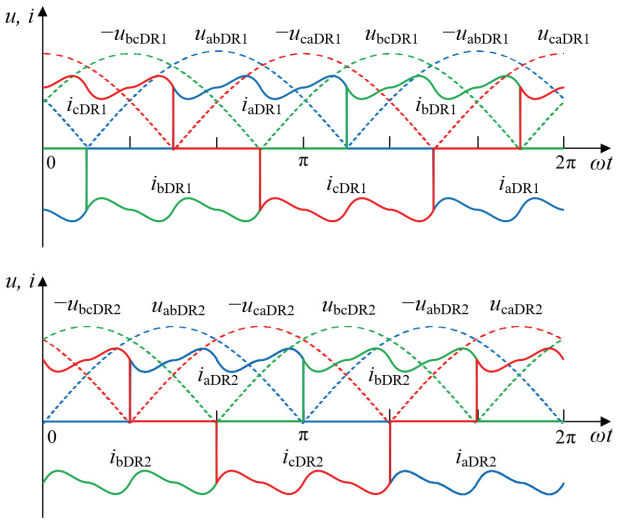


图 5 DRU 交流侧电流波形

Fig.5 Current waveform at DRU AC side

在进行谐波抑制的同时，必须符合以下几个原则，以降低对 DRU-LFAC 系统正常运行的影响：

1）为保证正负极 DRU-MMC 系统传输的功率相等，在进行谐波抑制的过程中，需满足 $I_{dc1}=I_{dc2}=I_{dc}$，$U_{dcmmc1}=U_{dcmmc2}=U_{dcmmc}$。

2）为保证正负极 DRU-MMC 系统对称，i_x 应均分到 i_{dc1} 与 i_{dc2} 的谐波分量 Δi_{dc1} 与 Δi_{dc2} 中，即 $\Delta i_{dc1}=-\Delta i_{dc2}=0.5i_x$ 成立，亦即第 2 章中分析得到的直流侧谐波特征关系保持不变。

为确定所需要的中性线电流 i_x，以风机输出电压为基准并考虑变压器带来的相移，假设 i_a，i_b，i_c 为三相正弦波且与电压同相，即：

$$\begin{cases} i_a=\sqrt{2}I_{DR}\sin(\omega t-\dfrac{\pi}{6}) \\ i_b=\sqrt{2}I_{DR}\sin(\omega t-\dfrac{5\pi}{6}) \\ i_c=\sqrt{2}I_{DR}\sin(\omega t+\dfrac{\pi}{2}) \end{cases} \tag{6}$$

忽略系统损耗，即交流侧输入功率等于直流侧输出功率，则 I_{DR} 与 I_{dc} 应满足：

$$I_{DR}=\frac{2\sqrt{6}k_2}{\pi}I_{dc} \tag{7}$$

同时，为满足系统正常运行的需求，i_{dc1}、i_{dc2} 与 i_x 应满足：

$$\begin{cases} i_{dc1}=I_{dc}+\dfrac{i_x}{2} \\ i_{dc2}=I_{dc}-\dfrac{i_x}{2} \end{cases} \tag{8}$$

结合 $i_i(i$=a, b, c)与 i_x 的关系，即可得到 $i_i(i$=a, b, c)为正弦时 i_x 的波形 i_{xref}，具体推导过程见附录 C。在不改变 i_{xref} 主要波形特征的情况下，可以将其近似为一个频率为 6 倍低频侧频率，正负峰值为±$2I_{dc}$ 的三角波，且其波峰出现在 $k\pi/3$ 处，其波谷出现在 $k\pi/3+\pi/6$ 处。

根据第 2 章中对直流侧谐波特性的分析可知，可以通过在 MMC 输出的直流电压中叠加一个峰值为±ΔU_{DC} 的方波偏置量来获得三角波形状的 i_{dc1} 与 i_{dc2}，进而获得所需的 i_{xref}，具体实现原理如图 7 所示。由图 7 可知，在 $0<\omega t<\pi/6$ 期间，u_{dc1} 上叠加的方波为正向，i_{dc1} 在其作用下线性下降；u_{dc2} 上叠加的方波则为负向，i_{dc2} 在其作用下线性上升。在 $\pi/6<\omega t<\pi/3$ 期间，u_{dc1} 上叠加的方波为负向，i_{dc1} 在其作用下线性上升；u_{dc2} 上叠加的方波则为正向，i_{dc2} 在其作用下线性下降。这样便可以通过控制 i_{dc1} 与 i_{dc2} 构造出所需的 i_{xref}。

综上所述，根据交直流侧谐波的耦合特性，可以通过在中性线上注入一个谐波电流 i_x 来实现对交流侧谐波的抑制。进一步由直流侧各电流关系可知，可以通过控制 MMC 输出直流电压来整形 i_{dc1} 与 i_{dc2}，以生成所需要的谐波电流 i_x。

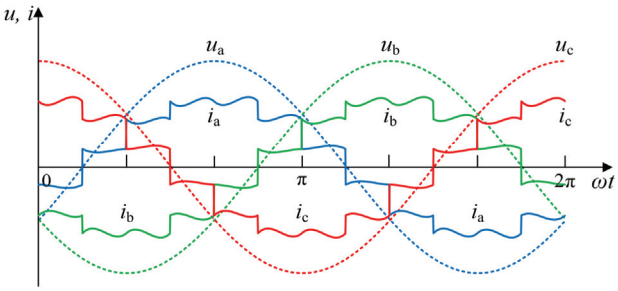


图 6　DRU 换流变压器一次侧电流电压波形

Fig.6　Current and voltage waveforms at DRU transformer primary-side

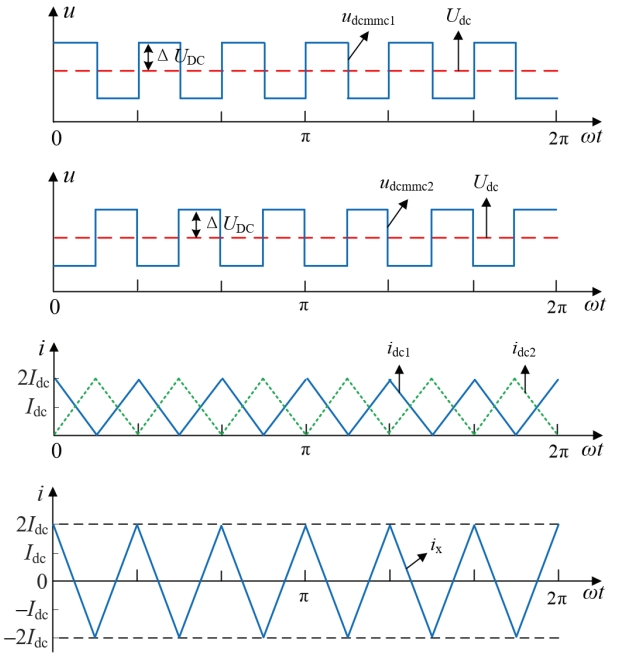


图 7　所提谐波抑制方法控制原理

Fig.7　Control principle of the proposed method

3.2　控制结构

所提谐波抑制方法控制结构易于实现，只需在常规 MMC 的控制基础上进行一定的改进即可，具体控制结构如图 8 所示。图 8 中左下方部分为常规的 MMC 子模块电容电压控制、无功控制以及环流抑制，此处不再赘述。左上方部分为本文所提出的谐波抑制策略，主要由方波波形生成、方波幅值计算、直流电压控制 3 部分构成。方波波形生成部分根据 DRU 交流侧电压 u_a 的相位，实时生成相位对应的单位方波 ΔU_{dc_pu}，其峰值为±1。方波幅值计算部分通过对直流电流 i_{dc} 采样并保持以获取每个周期内电流三角波的反向峰值 I_{min}，并与 0 进行比较进而获取所需要的电压偏置量幅值 ΔU_{DC}，其具体计算逻辑为：ΔU_{DC} 取初值 0.05 pu，并取 2 kV 作为步进电压，若一个周期内 $I_{min}>0$，则 ΔU_{DC} 根据步进

电压向上步进；反之，ΔU_{DC} 根据步进电压向下步进。此操作持续至相邻 2 个周期内 ΔU_{DC} 步进方向相反为止，此时取 2 个周期中较小的 ΔU_{DC} 作为稳态量。同时，为保证 MMC 直流电压的波动在允许范围内，对 ΔU_{DC} 进行限幅，以保证 ΔU_{DC} 不会超过 MMC 额定直流母线电压的 0.075 倍。随后，将 ΔU_{DC} 与单位方波相乘，即可得到所需的方波电压 Δu_{dcref}。直流电压控制部分采用闭环控制，从 MMC 输出的直流电压中提取方波分量 Δu_{dc} 并与期望电压 Δu_{dcref} 做差，其差值通过比例积分(proportional-integral，PI)控制器输出后分别叠加到 MMC 上下桥臂的子模块调制波中，即可在 MMC 输出的直流电压中叠加上所需的方波。

3.3 所提谐波抑制策略的经济性分析

针对含 DRU 的系统，传统滤波方法为装设交流滤波器进行滤波，其主要成本为交流滤波器的投资维护成本。而若采用本文所提方法进行滤波，则主要成本为因运行过程中电流、电压应力增加而产生的额外成本。本节将对所提方法的成本进行核算，并与传统滤波方法进行对比分析。为保证分析的有效性，在核算所提方法带来的额外成本时，参照的基准系统为常规情况下包含直流侧平波电抗器的输电系统，即其正常运行时直流侧电流 i_{dc1} 与 i_{dc2} 为标准直流量。

3.3.1 MMC 电流应力变化及其经济性分析

以本文第 4 章中所采用的仿真系统为例，考虑系统损耗，在所提谐波抑制策略下，直流电流是一个波峰约为 2.95 kA，波谷约为 0.55 kA 的三角波，故直流侧电流的峰值增大至常规控制下的 1.69 倍，有效值增大至常规控制下的 1.08 倍。同时，直流侧电流应力的增加会对 MMC 桥臂电流应力产生影响。以正极性 MMC 的 a 相为例，其上、下桥臂的电流 i_{ap}、i_{an} 可以表示为：

$$\begin{cases} i_{ap} = \dfrac{i_{dc1}}{3} + \dfrac{i_{aMMC}}{2} \\ i_{an} = \dfrac{i_{dc1}}{3} - \dfrac{i_{aMMC}}{2} \end{cases} \tag{9}$$

式中：i_{aMMC} 为正极性 MMC 的 a 相输出交流电流，在谐波抑制前后保持不变。将谐波抑制前后的 i_{dc1} 代入进行计算，可得在所提谐波抑制策略下，MMC 桥臂电流的峰值将增大至常规控制下的 1.29 倍，有效值将增大至正常的 1.02 倍。考虑系统情况，MMC 电流应力的增大可能会在子模块电容及绝缘栅双极晶体管(insulated gate bipolar transistor，IGBT)选型、MMC 运行损耗等方面对系统经济性产生影响。

子模块电容选型方面，以 a 相上桥臂为例，考虑直流分量以及基频分量，任意时刻通过 MMC 桥臂全部子模块电容的电流值[21]为：

$$\begin{aligned} i_{apc} = C\frac{\mathrm{d}u_{apc}}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{6}i_{dc1} - \frac{1}{8}mI_m\cos\varphi_0 - \\ \frac{1}{6}mi_{dc1}\cos(\omega_0 t) + \frac{1}{4}I_m\cos(\omega_0 t + \varphi_0) \end{aligned} \tag{10}$$

式中：u_{apc} 为 a 相上桥臂任意子模块的电容电压；m 为 MMC 调制比；I_m 为 MMC 输出交流电流的有效值；ω_0 为 MMC 交流侧频率；φ_0 为 MMC 交流电流初相角。其中，不论是否采取所提谐波抑制策略，基频电流分量均会在子模块电容上产生相同的基频电压纹波，其幅值可以表示为：

$$\Delta U_{c1} = \frac{2NS}{3\omega_0 CU_{dc}^2}\sqrt{\frac{4}{m^2} + m^2\cos^2\varphi_0 - 4\cos^2\varphi_0} \tag{11}$$

式中：N 为桥臂子模块个数；S 为 MMC 视在容量；

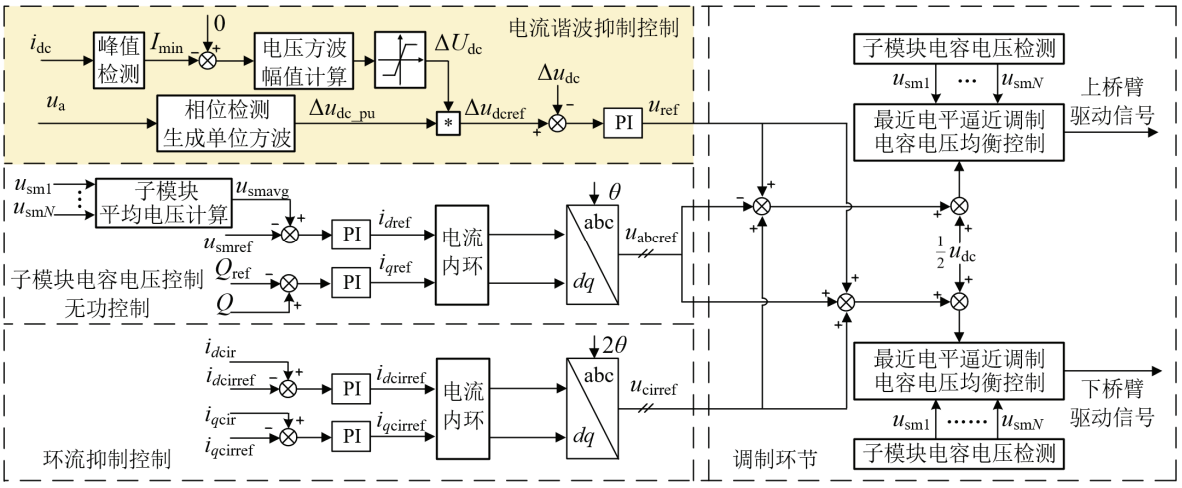


图 8 基于 MMC 直流电流控制的谐波抑制方法的控制结构

Fig.8 Control structure of the harmonic suppression method based on MMC DC current control

C 为 MMC 子模块电容的容值；U_{dc} 为 MMC 直流电压。另一方面，在所提谐波抑制策略下，虽然在一个直流电流谐波周期内，MMC 交、直流侧满足功率(能量)平衡，但由于 i_{dc1} 的变化，瞬时状态下 MMC 的交、直流侧将出现功率差额，而该差额将会导致 MMC 子模块电压纹波上升。由 MMC 交、直流侧有功功率平衡可知，I_{dc} 与 I_m 的关系如式(12)所示[22]。

$$I_{dc}=\frac{3}{4}mI_m\cos\varphi_0 \tag{12}$$

单独考虑 i_{apc} 的直流分量，并将式(12)代入可知：

$$i_{apc}=C\frac{\mathrm{d}u_{apc}}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{6}i_{dc1}-\frac{1}{6}I_{dc} \tag{13}$$

由于所提策略下 i_{dc1} 的周期平均值等于 I_{dc}，因此在一个 i_{dc1} 周期内，电容电压的变化量等于 0。然而，实际上子模块电容的投切周期不可能恰好是 i_{dc1} 周期的整数倍，因此 i_{dc1} 的变化仍将对电容电压产生一定的影响。在最极端的情况下，由于瞬时功率不平衡导致的 MMC 子模块电压纹波幅值为：

$$\Delta U_{c0}=\frac{1}{10Cf_\Delta} \tag{14}$$

式中：f_Δ 为三角波 i_{xref} 的频率。另一方面，工程上一般采取如下原则来确定 MMC 子模块的电容值[23]：

$$\frac{3NCU_{cN}^2}{S_N}=H \tag{15}$$

式中：H 为等容量放电时间常数，一般可取为 50 ms；U_{cN} 为 MMC 子模块电容额定电压；S_N 为 MMC 额定功率，考虑到 MMC 的 q 轴为无功控制，本系统中近似有 $S_N=P_N=U_{dcN}I_{dcN}=NU_{cN}I_{dcN}$。联立式(14)与式(15)可得，当 MMC 传输额定功率时，所提谐波抑制策略引入的电容纹波幅值与子模块额定电压的关系为：

$$\Delta U_{c0}=\frac{24}{7f_\Delta}U_{cN} \tag{16}$$

将 f_Δ=120 Hz 代入式(16)，可得最极端情况下所提谐波抑制策略所引入的电容纹波幅值约为子模块额定电压的 2.9%。实际情况下的电容纹波增加量将远低于 2.9%，因此无须额外更换更大容值的子模块电容，即在子模块电容选型方面，所提策略不会产生额外的投资成本。

在 MMC 运行损耗方面，MMC 桥臂电流应力的增加主要将带来开关器件通态损耗的增加以及桥臂电感上损耗的增加[24]。采用文献[24]的方法进行计算，可得所提谐波抑制策略下系统通态损耗增加量 ΔP_{cond} 约为 136.76 kW，系统桥臂电抗器损耗增加量 ΔP_L 约为 1.64 kW。综合考虑开关器件的通态损耗以及桥臂电抗器上的损耗，MMC 电流应力增加所带来的总额外运行损耗为 ΔP_t=138.4 kW。

换流器运行损耗成本与上网电价和有效运行时长相关。取文献[25]中某海上风场的典型参数进行计算，即年利用小时数约为 3 000 h，基准电价约为 0.45 元/kWh，则 MMC 电压应力增幅所带来的换流站年运行损耗成本约为 18.68 万元。目前，一般认为海上风电工程的运行寿命在 25 年左右，故海上风电工程整个运行周期内产生的额外成本约为 467.00 万元。

在 IGBT 选型方面，未接入所提谐波抑制策略且系统传输额定功率时，MMC 桥臂电流最大有效值为 1.044 kA，最大峰值为 1.449 kA。按照 IGBT 选型原则，IGBT 的额定电流应为系统稳态运行时电流有效值的 2 倍，同时额定电压应为稳态运行时子模块额定电压的 2 倍。考虑市场情况，IGBT 选择英飞凌的 P2000DL45X168，其额定电流、电压分别为 2 000 A 与 4 500 V。同时，额定电流 2 000 A 的 IGBT 最大可开断电流为 4 000 A，为电流最大峰值的 2.76 倍，有较大的裕度。接入所提谐波抑制策略后，MMC 桥臂电流最大有效值增加至约 1.069 kA，最大峰值增加至约 1.849 kA。此时 IGBT 的额定电流为稳态运行时电流最大有效值的 1.87 倍，最大可开断电流为电流最大峰值的 2.16 倍，仍然具有较大的裕度，因此无须更换 IGBT 型号。由上述分析可知，在 IGBT 选型方面，所提策略不会产生额外的投资成本。

综上所述，由 MMC 电流应力的增加而产生的额外投资成本主要是系统运行期间的额外损耗成本，约为 467.00 万元。

3.3.2　MMC 电压应力变化及其经济性分析

在电压应力方面，所提策略下正、负极 MMC 输出电压的正向峰值均会高于其额定电压。以第 4 章中所采用的仿真系统为例，当传输额定功率时，MMC 输出电压的正向及反向峰值分别为 1.075 pu 及 0.925 pu。然而，所提策略下正、负极性 MMC 各自输出直流电压的时间平均值与系统直流侧总电压均始终保持在额定值处不变，整体上对系统稳态运行所产生的影响较小。考虑系统情况，MMC 电压应力的增大可能会在系统绝缘要求、MMC 运行损耗等方面对系统经济性产生不利影响。

系统绝缘要求方面，所提策略下直流侧电压的

最大波动范围为±0.075 pu，而目前工程中允许的直流电压波动范围一般在±0.1 pu 以内，因此所提谐波抑制控制策略下无须额外提高绝缘等级。另一方面，本文考虑的是海上风电场满载时的情况，而当海上风电场出力较小时，抑制电流谐波所需的直流电压偏置量 ΔU_{DC} 将小于 0.075 pu，这进一步降低了对系统绝缘能力的影响。由上述分析可知，在系统绝缘要求方面，所提策略不会产生额外的投资成本。

在 MMC 运行损耗方面，直流电压应力增加主要将带来 MMC 必要开关损耗的增加[24]。这是由于在所提谐波抑制策略下，MMC 输出直流电压的变化是通过额外投切子模块来实现的，而该部分额外投切会带来额外的必要开关损耗。以第 4 章中所用仿真系统为例进行计算，在直流电压由 1.075 pu 向 0.925 pu 变化时，除了常规控制下子模块的投切，每相还需额外切除 24 个子模块来实现该变化；同理，在直流电压由 0.925 pu 向 1.075 pu 变化时，每相需额外投入 24 个子模块来实现该变化。利用文献[24]的方法可计算得到系统总必要投切损耗增加量为 101.72 kW，换算成海上风电工程整个运行周期内所增加的额外成本约为 343.31 万元。

综上所述，由 MMC 电压应力的增加而产生的额外投资成本主要是系统运行期间的额外损耗成本，约为 343.31 万元。

3.3.3 对比分析

目前，针对含 DRU 的系统，传统滤波方法为装设 2 套单调谐滤波器组以分别滤除系统中的 11、13 次以及 23、25 次谐波。DRU 运行期间的无功需求为 0.3~0.4 pu，考虑到采用 *Q-f* 下垂控制的构网型风机能够补偿一部分无功，滤波器的无功补偿容量可取为 0.15 pu。根据单调谐滤波器的设计原则，可得所需交流滤波器的主回路参数和配置方式如表 1 所示。结合设备厂商报价以及文献[26]中的相关结论对交流滤波器投资成本进行估算，可知考虑器件成本、建设成本、用地成本后，所需滤波器的投资成本约为 2 640.00 万元。

根据 3.3.1 及 3.3.2 节中的分析可知，若采用本文所提方法进行滤波，则主要的成本为换流器运行期间的额外损耗成本。在海上风电工程的整个运营周期内，本文所提方法产生的额外成本约为 810.31 万元。进一步对比可知，本文所提谐波抑制方法相比常规谐波抑制方法节省了约 1 829.69 万元，即降低了约 70%的成本，具有较大的经济性优势。

4 仿真验证

基于图 1 所示系统拓扑，在 PSCAD/EMTDC 中搭建仿真模型，对所提出的谐波抑制方法进行验证，仿真系统参数见附录 D。

给定风速 13 m/s，在常规系统控制策略下，DRU 交流侧电流波形如图 9 所示。给定风速 13 m/s 且采用所提谐波抑制控制策略时，海上交流电网的仿真波形如图 10 所示。2 种控制策略下，MMC 子模块电容电压的波形如图 11 所示。由图 11 可知，在常规系统控制策略下，子模块电容电压正负峰值分别为 2.072 kV 及 1.930 kV，纹波率约为 3.55%；而在所提谐波抑制控制策略下，子模块电容电压正、负峰值分别为 2.082、1.917 kV，纹波率约为 4.13%，增加约 0.58%，与 3.3.1 节中理论推导出的结果基本相符，即对 MMC 性能的影响较小。

由仿真结果可知，常规系统控制策略下，系统电流中含有较多的 11 次及 13 次谐波，其快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)分解结果如图 12(a)所示。而在所提谐波抑制策略下，直流侧电流被整形成 3.1 节中所推导出的三角波，从而利用交直流侧谐波的耦合特性实现了交流侧电流谐波的抑制。所提谐波抑制策略能够将 DRU 交流侧电流的总谐波失真(total harmonic distortion, THD)由 10.78%降低至 4.97%，如图 12(b)所示，即显著改善了系统的电能质量。另一方面，在所提谐波抑制策略下，DRU 的功率因数也得到了较大的提升，如图

表 1 交流滤波器参数及配置方式

Table 1 AC filter parameters and configuration methods

参数	数值	
	滤波器组 1	滤波器组 2
滤波器个数	2	2
调谐频率/Hz	240	480
额定容量/MVA	2×45	2×45
额定电压/kV	220	220
滤波电容/μF	7.347 4	7.385 9
滤波电感/mH	59.852 7	14.963 2

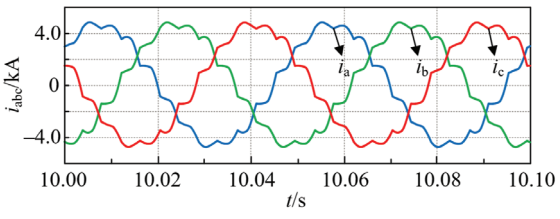


图 9 无谐波电流抑制策略仿真结果

Fig.9 Simulation results without harmonic current suppression strategy

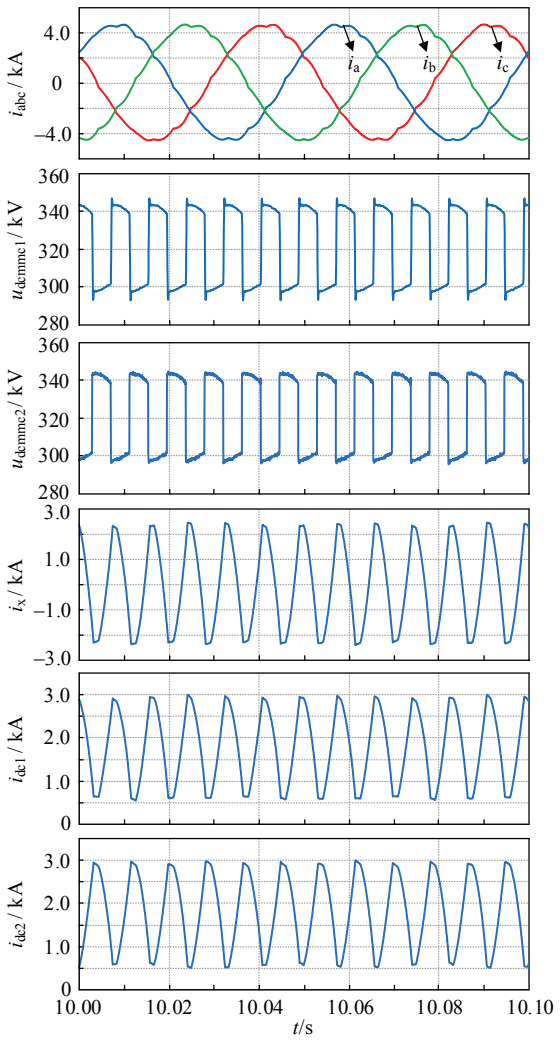
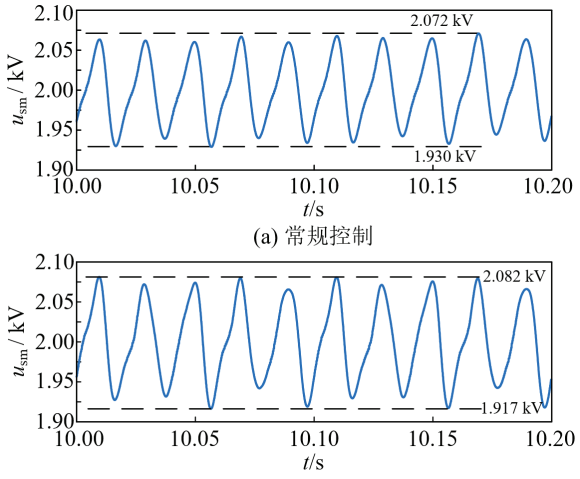


图 10　谐波电流抑制策略仿真结果

Fig.10　Simulation results with harmonic current suppression strategy

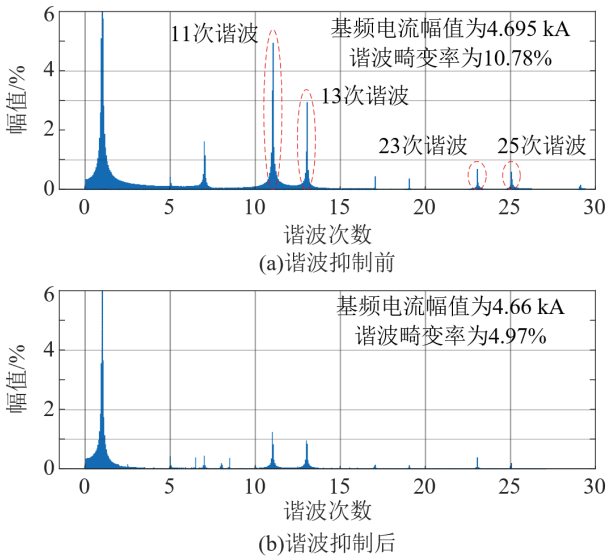


(a) 常规控制

(b) 谐波抑制控制

图 11　MMC 子模块电容电压波形

Fig.11　Voltage waveforms of MMC submodule capacitor



(a)谐波抑制前

(b)谐波抑制后

图 12　DRU 交流侧电流谐波情况

Fig.12　DRU AC side current harmonic

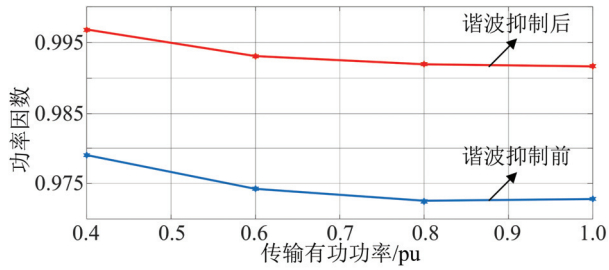


图 13　施加所提谐波抑制策略后 DRU 功率因数情况

Fig.13　DRU power factor under the proposed harmonic current suppression strategy

13 所示。仿真结果表明，本文所提谐波抑制策略能够有效抑制 DRU 交流侧的电流谐波，并提高 DRU 的功率因数。

5　实验验证

基于远宽 8020 实时仿真平台以及远宽 MT1070RCP 数字控制器进行硬件在环实验，以进一步验证本文所提谐波抑制策略的有效性。系统参数同附录 D。常规系统控制策略下的 DRU 交流电流波形如图 14 所示，所提谐波抑制控制策略下的 DRU 交流电流波形及 MMC 直流侧电压电流波形分别如图 15、图 16 所示。2 种控制策略下 DRU 交流电流的 FFT 结果如图 17 所示。显然，所提谐波抑制策略能够通过控制 MMC 输出直流电压进而对 MMC 直流电流进行整形，以大幅改善系统交流侧的电流谐波。

6　结论

1）考虑 DRU-LFAC 系统的直流侧电感后，系

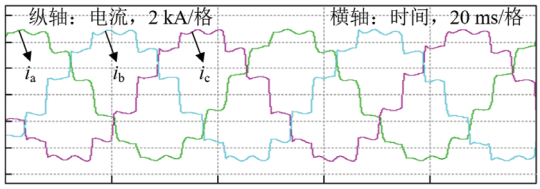


图 14 无谐波电流抑制策略下交流电流波形

Fig.14 AC current waveforms without harmonic current suppression strategy

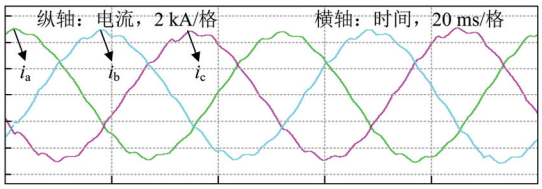


图 15 所提策略下交流电流波形

Fig.15 AC current waveforms with the proposed strategy

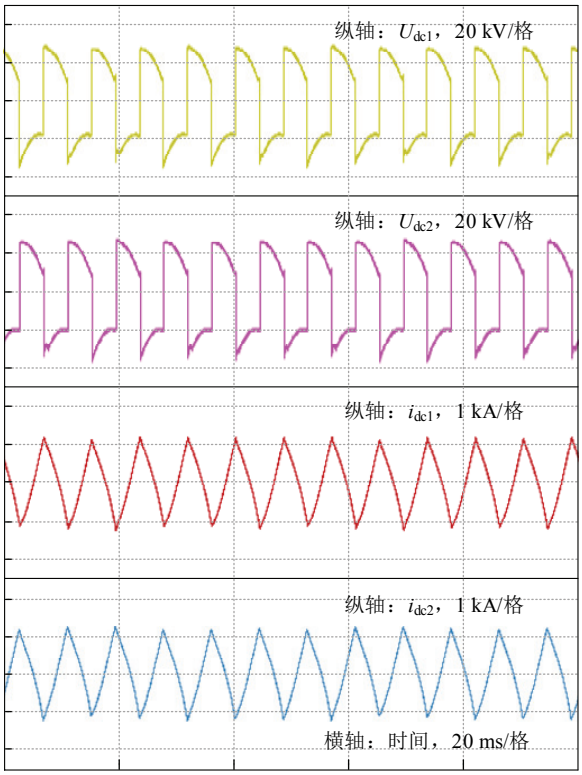
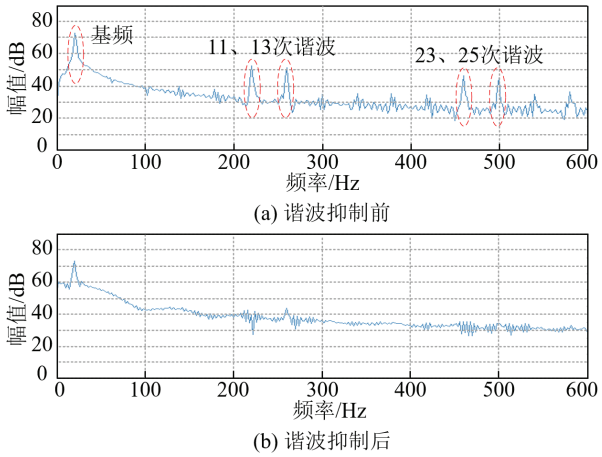


图 16 所提策略下 MMC 直流侧电压电流波形

Fig.16 MMC DC side voltage and current waveforms with the proposed strategy

统直流侧电流中将出现谐波分量，其谐波通路由双极性 DRU-MMC 的中性线提供。同时，该谐波分量将会在系统的交流侧电流中耦合出新的 5、7 次谐波分量。

2）双极型 DRU-LFAC 的中性线为直流电流的谐波分量提供了通路，使得向直流电流内注入谐波



(a) 谐波抑制前

(b) 谐波抑制后

图 17 DRU 交流侧电流 FFT 分解结果

Fig.17 FFT results of DRU AC current

成为可能；同时，根据系统交、直流侧谐波耦合特性可知，通过在正负极直流母线中分别注入特定的谐波电流，即可实现抑制交流侧电流谐波的效果。

3）提出了一种新型的交流侧电流谐波抑制策略，通过对 MMC 输出的直流电压进行控制来调节 MMC 的直流电流，进而在、正负极直流母线中分别注入抑制交流电流谐波所需的谐波电流。

4）所提谐波抑制策略无需辅助设备，经济性较高，易于实现，相较于常规的滤波器，能够降低约 70%的成本。同时，所提谐波策略能够显著改善网侧电流波形。仿真结果表明，所提策略能够将系统交流侧电流总谐波畸变率从 10.78%降低至 4.97%，降幅约 54%，具有较高的实用价值。

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

参考文献 References

[1] 李哲锴，杨仁炘，方梓熙，等. 海上风电经 DRU-VSC 混合换流送出系统换相机理与谐波抑制研究[J]. 中国电机工程学报，2025，45(10)：3958-3972.
LI Zhekai, YANG Renxin, FANG Zixi, et al. Research on commutation mechanism and harmonic suppression of offshore wind farm integration with DRU-VSC hybrid transmission system[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(10): 3958-3972.

[2] 杨仁炘，王霄鹤，陈 晴，等. 机组协同-分布卸荷的风电场-柔直并网系统故障穿越方法[J]. 电力系统自动化，2021，45(21)：103-111.
YANG Renxin, WANG Xiaohe, CHEN Qing, et al. Fault ride-through method of flexible HVDC transmission system for wind farm integration based on coordination of wind turbines and distributed braking resistors[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(21): 103-111.

[3] 李海锋，许永治，刘沈全，等. 柔性低频输电系统的故障分量特征及保护适用性分析[J]. 高电压技术，2024，50(5)：1987-1996.
LI Haifeng, XU Yongzhi, LIU Shenquan, et al. Analysis of fault component characteristics and protection applicability on flexible low frequency transmission system[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(5): 1987-1996.

[4] 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 in-

tegration schemes based on grid forming wind turbines and diode rectifier unit[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(6): 2098-2107.
[5] TANG Y J, ZHANG Z R, XU Z. DRU based low frequency AC transmission scheme for offshore wind farm integration[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2021, 12(3): 1512-1524.
[6] 于浩天，蔡　旭，杨仁炘，等. 经 DRU-HVDC 送出的海上风电场汇集网电气调节特性分析及集群构网控制策略[J]. 中国电机工程学报，2025，45(6)：2318-2334.
YU Haotian, CAI Xu, YANG Renxin, et al. Analysis of electrical regulation characteristics and group grid-forming control strategy of DRU-HVDC integrated offshore wind farm[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(6): 2318-2334.
[7] ZHANG Z R, JIN Y Q, XU Z. Grid-forming control of wind turbines for diode rectifier unit based offshore wind farm integration[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2023, 38(2): 1341-1352.
[8] 蔡　旭，秦　垚，王　晗，等. 风电机组的自同步电压源控制研究综述[J]. 高电压技术，2023，49(6)：2478-2490.
CAI Xu, QIN Yao, WANG Han, et al. Review of self-synchronous voltage source control for wind turbine generator[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(6): 2478-2490.
[9] 黄　莹，黄小威，肖晃庆，等. 基于二极管整流单元的海上风电柔性低频送出系统黑启动策略[J]. 高电压技术，2025，51(1)：346-355.
HUANG Ying, HUANG Xiaowei, XIAO Huangqing, et al. Black start strategy of diode rectifier unit based flexible low-frequency transmission system for offshore wind power[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(1): 346-355.
[10] 杨明扬，杨志千，蔡　旭，等. 基于二极管整流器实现风电机组直流输出的方法[J]. 高电压技术，2021，47(8)：2708-2719.
YANG Mingyang, YANG Zhiqian, CAI Xu, et al. Method for realizing DC output of wind turbine based on diode rectifier[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(8): 2708-2719.
[11] CHEN J, SHEN Y T, CHEN J W, et al. Evaluation on the autoconfigured multipulse AC/DC rectifiers and their application in more electric aircrafts[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(4): 1721-1739.
[12] 姚绪梁，李　磊，王景芳，等. 一种直流侧带双辅助二极管的 24 脉波整流器[J]. 中国电机工程学报，2022，42(22)：8276-8287.
YAO Xuliang, LI Lei, WANG Jingfang, et al. A 24-pulse rectifier with two auxiliary diodes at DC side[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(22): 8276-8287.
[13] 陈　涛，陈小强，米季炯，等. 基于并联型 12 脉波整流器的直流侧混合谐波抑制方法[J]. 高电压技术，2022，48(9)：3723-3733.
CHEN Tao, CHEN Xiaoqiang, MI Jijiong, et al. Hybrid-harmonic suppression method at DC-side based on parallel 12-pulse rectifier[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(9): 3723-3733.
[14] 许　烽，曹文斌，钱政旭，等. 海上风电二极管整流方案的多重化整流电路谐波分析[J]. 浙江电力，2024，43(11)：15-25.
XU Feng, CAO Wenbin, QIAN Zhengxu, et al. Harmonic analysis of multiplex rectifier circuits based on diode rectifiers for offshore wind farms[J]. Zhejiang Electric Power, 2024, 43(11): 15-25.
[15] 黄晓明，许　烽，陆承宇，等. 海上风电经 24 脉动二极管整流器送出系统的交流滤波器优化配置[J]. 全球能源互联网，2024，7(5)：550-557.
HUANG Xiaoming, XU Feng, LU Chengyu, et al. Optimal configuration of AC filter for 24-pulse diode rectifier unit based offshore wind power integration system[J]. Journal of Global Energy Interconnection, 2024, 7(5): 550-557.
[16] 王景芳，赵　晨，姚绪梁，等. 一种基于改进双二极管脉波倍增电路的串联型 24 脉波整流器[J]. 中国电机工程学报，2024，44(12)：4878-4890.
WANG Jingfang, ZHAO Chen, YAO Xuliang, et al. A series-connected 24-pulse rectifier based on improved dual-diode pulse-doubling circuit[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(12): 4878-4890.
[17] 常怡然，蔡　旭. 低成本混合型海上风场直流换流器[J]. 中国电机工程学报，2018，38(19)：5821-5828.
CHANG Yiran, CAI Xu. Cost-effective hybrid HVDC converter for offshore wind farms[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(19): 5821-5828.
[18] 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.
[19] 尹立敏，论成林，邵鑫铭，等. 远海风电中频汇集不控整流送出系统谐波抑制策略[J/OL]. 电源学报，2024：1-12[2025-02-09]. http://kns. cnki. net/kcms/detail/12.1420.tm.20240425.1941.038. html.
YIN Limin, LUN Chenglin, SHAO Xinming, et al. Harmonic suppression strategy for intermediate frequency collection and uncontrolled rectification transmission system of offshore wind power[J/OL]. Journal of Power Supply, 2024: 1-12[2025-02-09]. http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.tm.20240425.1941.038. html.
[20] YU L J, LI R, XU L, et al. Analysis and control of offshore wind farms connected with diode rectifier-based HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(4): 2049-2059.
[21] 许建中，李　钰，陆　锋，等. 降低 MMC 子模块电容电压纹波幅值的方法综述[J]. 中国电机工程学报，2019，39(2)：571-584.
XU Jianzhong, LI Yu, LU Feng, et al. A review of suppression methods for sub-module capacitor voltage ripple amplitudes in modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(2): 571-584.
[22] 周月宾，江道灼，郭　捷，等. 模块化多电平换流器子模块电容电压波动与内部环流分析[J]. 中国电机工程学报，2012，32(24)：8-14.
ZHOU Yuebin, JIANG Daozhuo, GUO Jie, et al. Analysis of sub-module capacitor voltage ripples and circulating currents in modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(24): 8-14.
[23] 徐　政. 柔性直流输电系统[M]. 2 版. 北京：机械工业出版社，2017：68-78.
XU Zheng. Voltage source converter-based high voltage direct current transmission system[M]. 2nd ed. Beijing, China: China Machine Press, 2017: 68-78.
[24] 罗永捷，宋勇辉，熊小伏，等. 高压大容量 MMC 换流阀损耗精确计算[J]. 中国电机工程学报，2020，40(23)：7730-7741.
LUO Yongjie, SONG Yonghui, XIONG Xiaofu, et al. Accurate loss calculation method for bulk-power MMCs[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(23): 7730-7741.
[25] 金长营. 海上风电项目全寿命周期的成本构成及其敏感性分析[J]. 太阳能，2022(3)：10-16.
JIN Changying. Cost composition of whole life cycle and sensitivity analysis of offshore wind power project[J]. Solar Energy, 2022(3): 10-16.
[26] 唐英杰. 基于二极管不控整流单元的中远距离海上风电低成本送出系统研究[D]. 杭州：浙江大学，2023.
TANG Yingjie. DRU based low-cost mid- and long-distance offshore wind power transmission system[D]. Hangzhou, China: Zhejiang University, 2023.



田行健
2001—，男，硕士生
主要研究方向为海上风电低成本送出技术
E-mail：xingjian_tian@sjtu.edu.cn
TIAN Xingjian



杨仁炘(通信作者)
1992—，男，博士，副研究员
主要研究方向为直流输电技术及可再生能源友好并网技术
E-mail：frank_yang@sjtu.edu.cn
YANG Renxin
Ph.D.
Associate professorr
Corresponding author

收稿日期　2025-03-14　在线出版日期　2025-07-29　　编辑　何秋萍

附录 A

i_{dc1} 在一个周期内的表达式为：

$$i_{dc1}(\omega t)=\begin{cases} i_{dc1}\big|_{\omega t=\frac{\pi}{6}}+K_1\int_{\frac{\pi}{6}}^{\omega t}(\sin(\omega t+\frac{\pi}{6})-\frac{3}{\pi})\mathrm{d}(\omega t)+ \\ K_2\int_{\frac{\pi}{6}}^{\omega t}(\sin(\omega t+\frac{\pi}{3})-\frac{3}{\pi})\mathrm{d}(\omega t),\omega t\in[\frac{\pi}{6},\frac{\pi}{3}] \\ i_{dc1}\big|_{\omega t=\frac{\pi}{6}}+K_1\int_{\frac{\pi}{6}}^{\omega t}(\sin(\omega t+\frac{\pi}{6})-\frac{3}{\pi})\mathrm{d}\omega t+ \\ K_2\int_{\frac{\pi}{6}}^{\omega t}(\sin(\omega t)-\frac{3}{\pi})\mathrm{d}(\omega t),\omega t\in[\frac{\pi}{3},\frac{\pi}{2}] \end{cases} \tag{A1}$$

其中，系数 K_1 与 K_2 的值分别为：

$$K_1=\frac{\sqrt{6}k_2U_{DR}L_{eq}}{L_{eq}^2-L_{gnd}^2} \tag{A2}$$

$$K_2=\frac{\sqrt{6}k_2U_{DR}L_{gnd}}{L_{eq}^2-L_{gnd}^2} \tag{A3}$$

附录 B

正、负极性 2 个 6 脉波 DRU 的交流侧线电流的表达式分别为：

$$i_{aDR1}=\begin{cases} -i_{dc1},\ \omega t\in[0,\frac{\pi}{6}]\cup[\frac{3\pi}{2},2\pi] \\ 0,\ \omega t\in[\frac{\pi}{6},\frac{\pi}{2}]\cup[\frac{7\pi}{6},\frac{3\pi}{2}] \\ i_{dc1},\ \omega t\in[\frac{\pi}{2},\frac{7\pi}{6}] \end{cases} \tag{B1}$$

$$i_{bDR1}=\begin{cases} -i_{dc1},\ \omega t\in[\frac{\pi}{6},\frac{5\pi}{6}] \\ 0,\ \omega t\in[0,\frac{\pi}{6}]\cup[\frac{5\pi}{6},\frac{7\pi}{6}]\cup[\frac{11\pi}{6},2\pi] \\ i_{dc1},\ \omega t\in[\frac{7\pi}{6},\frac{11\pi}{6}] \end{cases} \tag{B2}$$

$$i_{cDR1}=\begin{cases} -i_{dc1},\ \omega t\in[\frac{5\pi}{6},\frac{3\pi}{2}] \\ 0,\ \omega t\in[\frac{\pi}{2},\frac{5\pi}{6}]\cup[\frac{3\pi}{2},\frac{11\pi}{6}] \\ i_{dc1},\ \omega t\in[0,\frac{\pi}{2}]\cup[\frac{11\pi}{6},2\pi] \end{cases} \tag{B3}$$

$$i_{aDR2}=\begin{cases} -i_{dc2},\ \omega t\in[\frac{4\pi}{3},2\pi] \\ 0,\ \omega t\in[0,\frac{\pi}{3}]\cup[\pi,\frac{4\pi}{3}] \\ i_{dc2},\ \omega t\in[\frac{\pi}{3},\pi] \end{cases} \tag{B4}$$

$$i_{bDR2}=\begin{cases} -i_{dc2},\ \omega t\in[0,\frac{2\pi}{3}] \\ 0,\ \omega t\in[\frac{2\pi}{3},\pi]\cup[\frac{5\pi}{3},2\pi] \\ i_{dc2},\ \omega t\in[\pi,\frac{5\pi}{3}] \end{cases} \tag{B5}$$

$$i_{cDR2}=\begin{cases} -i_{dc2},\ \omega t\in[\frac{2\pi}{3},\frac{4\pi}{3}] \\ 0,\ \omega t\in[\frac{\pi}{3},\frac{2\pi}{3}]\cup[\frac{4\pi}{3},\frac{5\pi}{3}] \\ i_{dc2},\ \omega t\in[0,\frac{\pi}{3}]\cup[\frac{5\pi}{3},2\pi] \end{cases} \tag{B6}$$

附录 C

以 DRU 交流侧 a 相电流为例进行推导。i_a 与 i_x 的关系为：

$$\frac{i_a}{k_2}=\begin{cases} -\frac{\sqrt{3}}{3}(I_{dc}+\frac{i_x}{2}),\omega t\in[0,\frac{\pi}{6}]\cup[\frac{7\pi}{6},\frac{4\pi}{3}] \\ \frac{\sqrt{3}}{3}(I_{dc}+\frac{i_x}{2}),\omega t\in[\frac{\pi}{6},\frac{\pi}{3}]\cup[\pi,\frac{7\pi}{6}] \\ (\frac{\sqrt{3}}{3}+1)I_{dc}+(\frac{\sqrt{3}}{3}-1)\frac{i_x}{2},\omega t\in[\frac{\pi}{3},\frac{\pi}{2}]\cup[\frac{5\pi}{6},\pi] \\ (\frac{2\sqrt{3}}{3}+1)I_{dc}+(\frac{2\sqrt{3}}{3}-1)\frac{i_x}{2},\omega t\in[\frac{\pi}{2},\frac{5\pi}{6}] \\ -(\frac{\sqrt{3}}{3}+1)I_{dc}-(\frac{\sqrt{3}}{3}-1)\frac{i_x}{2},\omega t\in[\frac{4\pi}{3},\frac{3\pi}{2}]\cup[\frac{11\pi}{6},2\pi] \\ -(\frac{2\sqrt{3}}{3}+1)I_{dc}-(\frac{2\sqrt{3}}{3}-1)\frac{i_x}{2},\omega t\in[\frac{3\pi}{2},\frac{11\pi}{6}] \end{cases} \tag{C1}$$

又根据假设，可知 i_{aDR} 的波形为：

$$i_a=\frac{4\sqrt{3}k_2}{\pi}I_{dc}\sin(\omega t-\frac{\pi}{6}) \tag{C2}$$

联立式(C1)、(C2)，即可求出 i_x 的的波形如图 C1 所示。

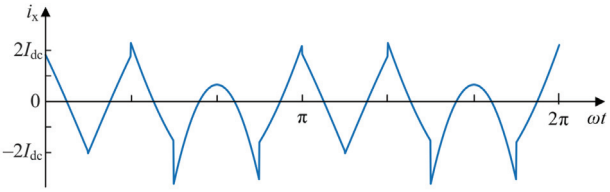


图 C1　使 a 相电流为正弦的 i_x 的波形

Fig.C1　Waveform of i_x under sinusoidal i_a

类似地，针对 DRU 交流侧 b 相及 c 相电流进行分析，可得使得 i_b 与 i_c 为正弦的 i_x 的波形分别如图 C2、C3 所示。

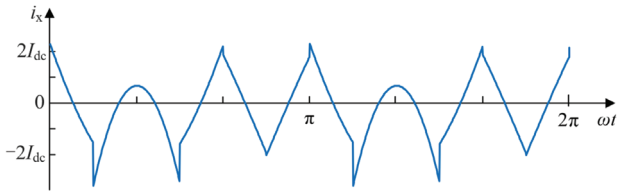


图 C2　使 b 相电流为正弦的 i_x 的波形

Fig.C2　Waveform of i_x under sinusoidal i_b

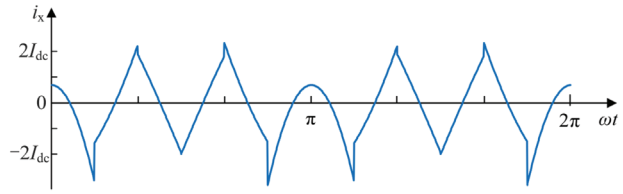


图 C3　使 c 相电流为正弦的 i_x 的波形

Fig.C3　Waveform of i_x under sinusoidal i_c

附录 D

仿真系统参数如表 D1 所示。

表 D1　DRU-LFAC 电能送出系统主回路参数

Table D1　Main circuit parameters of DRU-LFAC power transmission system

设备	电气量	数值
等值风场	额定功率/MW	240
	箱变变比/kV	0.69/66
	额定风速/(m·s^{-1})	13
	个数	5
海上升压站	额定频率/Hz	20
	额定容量/MVA	1 320
	变压器变比/kV	66/220
	变压器漏抗/pu	0.1
交流海缆	长度/km	50
	单位长度电阻/(mΩ·km^{-1})	31.7
	单位长度电感/(mH·km^{-1})	0.42
	单位长度电容/(μF·km^{-1})	0.152
二极管不控整流单元	换流变额定容量/MVA	2×660
	换流变变比/kV	220/255
	换流变漏抗/pu	0.1
	中性线电感/mH	10
MMC 逆变器	额定直流电压/kV	±320
	桥臂子模块个数	160
	子模块电容/mF	32
	桥臂电抗/mH	10
	换流变变比	160/220