

中国电机工程学报
Proceedings of the CSEE
ISSN 0258-8013, CN 11-2107/TM

《中国电机工程学报》网络首发论文

题目: 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
作者: 李哲锴, 杨仁炘, 方梓熙, 于浩天, 蔡旭
DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.240697
收稿日期: 2024-03-28
网络首发日期: 2024-07-05
引用格式: 李哲锴, 杨仁炘, 方梓熙, 于浩天, 蔡旭. 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/OL]. 中国电机工程学报.
<https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.240697>



网络首发: 在编辑部工作流程中, 稿件从录用到出版要经历录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿等阶段。录用定稿指内容已经确定, 且通过同行评议、主编终审同意刊用的稿件。排版定稿指录用定稿按照期刊特定版式(包括网络呈现版式)排版后的稿件, 可暂不确定出版年、卷、期和页码。整期汇编定稿指出版年、卷、期、页码均已确定的印刷或数字出版的整期汇编稿件。录用定稿网络首发稿件内容必须符合《出版管理条例》和《期刊出版管理规定》的有关规定; 学术研究成果具有创新性、科学性和先进性, 符合编辑部对刊文的录用要求, 不存在学术不端行为及其他侵权行为; 稿件内容应基本符合国家有关书刊编辑、出版的技术标准, 正确使用和统一规范语言文字、符号、数字、外文字母、法定计量单位及地图标注等。为确保录用定稿网络首发的严肃性, 录用定稿一经发布, 不得修改论文题目、作者、机构名称和学术内容, 只可基于编辑规范进行少量文字的修改。

出版确认: 纸质期刊编辑部通过与《中国学术期刊(光盘版)》电子杂志社有限公司签约, 在《中国学术期刊(网络版)》出版传播平台上创办与纸质期刊内容一致的网络版, 以单篇或整期出版形式, 在印刷出版之前刊发论文的录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿。因为《中国学术期刊(网络版)》是国家新闻出版广电总局批准的网络连续型出版物(ISSN 2096-4188, CN 11-6037/Z), 所以签约期刊的网络版上网络首发论文视为正式出版。

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

李哲锴, 杨仁炘*, 方梓熙, 于浩天, 蔡旭

(电力传输与功率变换控制教育部重点实验室(上海交通大学), 上海市 闵行区 200240)

Research on Commutation Mechanism and Harmonic Suppression of Offshore Wind Farm Integration With DRU-VSC Hybrid Transmission System

LI Zhekai, YANG Renxin*, FANG Zixi, YU Haotian, CAI Xu

(Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion, Ministry of Education (Shanghai Jiao Tong University), Minhang District, Shanghai 200240, China)

ABSTRACT: Combining low-power auxiliary converters with diode rectifier units (DRUs) in parallel to replace large-capacity modular multilevel converters is a key approach to reduce offshore wind farm DC transmission costs. Current research mainly focuses on topology and control but with a limited investigation into harmonics and reactive power characteristics. To address this gap, both simplified and detailed models of the hybrid converter system are established in this paper, including offshore wind farms, DRUs, and auxiliary converters. The switching dynamics and commutation of the system are comprehensively studied. It is found that voltage harmonics at the Point of Common Coupling dominate the issue, rather than current harmonics. In addition, the impact of AC and DC reactance parameters on harmonic amplitude is studied, thus offering parameter design guidance. Based on this analysis, a harmonic voltage suppression strategy is proposed for offshore wind power systems with parallel hybrid converters. Finally, simulation and Hardware-in-the-Loop experiments validate our commutation theory, harmonic characteristics, and harmonic voltage suppression strategy.

KEY WORDS: offshore wind farm; diode rectifier unit; low cost transmission; hybrid converter; harmonic voltage suppression

摘要: 将小功率辅助换流器与二极管不控整流单元(Diode Rectifier Unit, DRU)并联以替代原本大容量的海上模块化多电平换流器,是降低海上风电场直流送出成本的重要技术路线之一。针对这一系统,目前的研究大多限于拓扑及暂稳态控制,对其谐波及无功特性的研究较少。为了解决这一问题,

建立含海上风场、二极管不控整流单元及全控辅助换流器的三端送出系统简化等值模型和详细等值模型,对系统的开关导通过程和换相机理进行全面的分析,发现该系统中占主导地位的并非电流谐波,而是公共耦合点的电压谐波。在此基础上,进一步分析系统交直流电感参数对谐波幅值的影响,验证模型的合理性并对参数设计提出指导。基于前述分析建模,提出海上风电经并联混合换流送出系统的谐波电压抑制策略。最后,通过仿真与硬件在环实验验证所提换相机理和谐波特性的正确性以及谐波电压抑制策略的有效性。

关键词: 海上风电场; 二极管整流单元; 低成本送出; 混合换流器; 谐波电压抑制

0 引言

在力争实现“双碳”目标的时代背景下,发展海上风电(offshore wind farm, OWF)具有十分重大的战略意义^[1-4]。随着海上风电财政补贴的取消,平价上网给产业的发展带来了巨大的政策压力。当前深远海风电多采用基于模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)的柔性直流输电方案送出并网^[5-8]。该方案中,海上柔直换流站存在体积重量大,建设、运维成本高,以及控制系统复杂等问题,已成为影响海上风电送出成本的关键瓶颈。随着海上风电开发逐步迈进,急需研究一种低成本、高可靠性的海上风电直流送出并网技术,提高经济效益,满足新时代背景下的需求^[9-11]。

基于二极管不控整流单元(diode rectifier unit, DRU)的高压直流输电(HIGH VOLTAGE DIRECT CURRENT, HVDC)技术具备体积小、重量轻、损耗少及造价低等突出优势,是目前低成本海风直流输

基金项目: 国家自然科学基金青年项目(52107201)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (52107201).

电系统的研究热点。但 DRU 本身为不控单元, 不能自主建立海上交流电网, 常规方案中的风电机组无法直接经过 DRU 实现功率输送及并网。此外, DRU 无法倒送功率, 不能满足风电系统黑启动的需求, 并且会导致海上交流系统产生电压与电流谐波畸变, 影响系统的电能质量。

为了解决上述问题, 一些学者提出在风电机组中采用“构网型”控制来自主建立海上交流电网, 并在部分风电机组中加装储能实现黑启动^[12-20]。但该方案存在多机交互稳定性等问题。同时, 采用“构网型”控制对风电机组的改造较大, 目前这类风机的研发尚属起步阶段, 使该方案的经济性和工程价值受到一定影响。另一种方案是将小功率辅助换流器与 DRU 串并联混合运行^{[21]-[27]}, 无需改变风电机组的控制策略。其中, 串联混合运行方案的成本更低, 但辅助换流器的预充电难以实现, 对风电场以及直流输电系统的协同配合控制要求较高。因此, 辅助换流器与 DRU 并联混合方案是目前更加现实可行的过渡方案。

现有针对混合换流方案的研究大多聚焦于辅助换流器的拓扑结构与控制策略, 而对于海上风场-二极管不控整流单元-全控辅助换流器(OWF-DRU-VSC)这一三端系统的工作机理与谐波特性则少有涉及。对于以往的三相不控整流电路, 主要在交流侧为电压源, 直流侧为负载的情况下进行换相过程及谐波特性的分析。但在上述 OWF-DRU-VSC 三端系统中, 海上风电场体现为电流源特性, 辅助换流器也并非一个强电压源, 而更类似于一个大电容并联在 DRU 的交流侧。同时, 系统直流侧也并非负载, 而是由岸上换流站所控制的直流电压源。因此, 以往基于交流电压源假设的三相不控整流分析在这一场景下不再适用, DRU 换流过程产生的谐波也并非电流, 而体现为公共耦合点(point of common coupling, PCC)的电压谐波, 该电压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流, 使得海上交流电网的电能质量进一步恶化, 严重时可能导致风电机组脱网。

为解决上述问题, 本文针对海上风电经 DRU-VSC 并联混合换流送出系统的换相机理与谐波特性展开了全面分析, 并提出了相应的谐波抑制策略。本文的主要创新点如下:

1) 建立 OWF-DRU-VSC 三端系统的简化等值模型, 基于等值模型对系统的换相机理进行了全面

的研究分析, 并根据理论推导给出 6 脉波 DRU 和 12 脉波 DRU 的电压谐波含量及无功计算公式;

2) 综合考虑系统交直流电感参数的影响, 基于简化等值模型提出详细等值模型, 验证了所提等值模型和建模假设的合理性与准确性, 并为交直流参数设计提供参考依据;

3) 基于前述建模与分析, 提出海上风电经 VSC-HVDC 并联混合换流送出系统的谐波电压抑制策略, 利用辅助换流器针对谐波电压进行有源滤波, 显著改善海上交流电网的电能质量。

最后, 本文在 MATLAB/Simulink 中搭建海上风电经 DRU-VSC 并联混合换流送出系统的模型, 开展仿真验证, 并进一步基于 RT-LAB 平台完成硬件在环(hardware-in-the-loop, HIL)实时仿真实验。仿真和实验结果验证了所提换相机理和谐波特性的正确性以及谐波电压抑制策略的有效性。

1 海上风电经 DRU-VSC 并联混合换流送出系统的工作原理

1.1 系统结构

海上风电经 DRU-VSC 并联混合换流送出系统的基本结构如图 1 所示, 由 DRU 传输海上风电场产生的有功功率, 辅助换流器负责维持 PCC 电压的频率稳定并补偿 DRU 产生的谐波电压与电流。同时, 由于辅助换流器直流侧在启动期间与高压直流母线相连, 具备双向传输有功功率的能力, 能够为海上风电场提供稳定的黑启动功率。

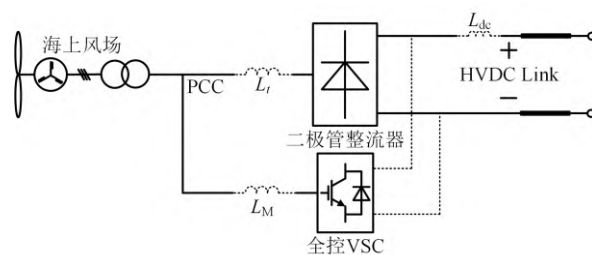


图 1 海上风电经 DRU-VSC 并联混合换流送出系统
Fig. 1 DRU-VSC hybrid converter system with OWF

1.2 工作原理与换流器等效

海上风电经 DRU-VSC 并联混合换流送出系统的运行可以分为黑启动、功率转移、稳态运行 3 个阶段:

1) 黑启动阶段: 由辅助换流器建立 PCC 电压, 并保证该电压幅值小于 DRU 的导通阈值, 此时 DRU 不工作, 由辅助 VSC 给海上风场供电, 实现风电场黑启动;

2)功率转移阶段:当风电机组启动完成,开始发电后,控制辅助 VSC 提升 PCC 电压,使 DRU 导通,将风电功率由辅助 VSC 转移至 DRU;

3)稳态运行阶段:辅助 VSC 主要用于无功补偿和 PCC 频率建立,有功功率均由 DRU 负责传输。此时,辅助 VSC 的控制框图如图 2 所示,仅为风电机组提供参考频率和相位,其不再控制交流电压,而是维持自身子模块电容电压不变。

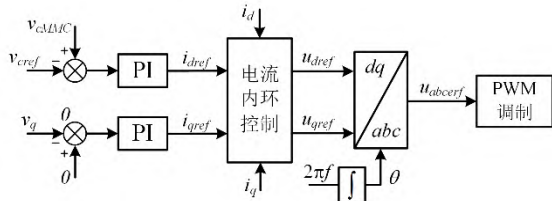


图 2 辅助 VSC 换流器稳态运行阶段控制框图
Fig. 2 The steady-state operation control diagram for the VSC auxiliary converter

图中 v_{cref} 和 v_{cMMC} 为 MMC 子模块电容参考电压和实际电压; v_q 为 PCC 处 q 轴电压; i_{dref} 和 i_{qref} 为 MMC 的 dq 轴电流; u_{dref} 和 u_{qref} 为 MMC 端口 dq 轴电压。

由于前两个阶段的持续时间非常短,本文主要针对上述最后的稳态运行阶段进行分析。当系统处于稳态运行阶段时,辅助换流器主要负责 PCC 处交流频率的构建,即维持海上风场集群的频率稳定,为海上风电机组提供相位及频率参考。PCC 处的交流电压幅值则被 DRU-HVDC 系统所钳位,并非由辅助换流器控制。因此,此时辅助换流器并不属于传统的跟网型(grid-following, GFL)控制,也不是典型的构网型(grid-forming, GFM)控制。

从控制的角度来看,此时辅助全控 VSC 并不控制 PCC 的 d 轴电压,其有功控制目标为维持自身能量恒定,并不参与海上风场有功功率送出,仅吸收极少的有功功率维持自身损耗。而在无功方面,辅助 VSC 需要维持 PCC 的 q 轴电压为 0,这一控制目标使辅助 VSC 作为无功平衡节点自发补偿海上交流系统及 DRU 所需的无功功率,主导了辅助 MMC 的容量设计。整体来看,这一控制策略介于构网型控制与跟网型控制之间,呈现为“有功跟网”与“无功构网”,可认为是一种“半构网”控制。辅助 VSC 此时的工作模式更加接近一个静止同步补偿器(Static Synchronous Compensator, STATCOM),可等效为一个大电容并联在 DRU 的交流侧,动态地对系统的无功缺额进行补偿与平衡。

此外,这一无功补偿容量和动态等值电容的数

值可以近似计算得出。文献[28]和[29]分别给出了式(1)所示稳态条件下风场送出有功与系统无功需求的关系以及式(2)所示二极管送出有功与 PCC 处电压幅值的关系。联立式(1)和式(2)即可得到系统无功需求 Q_{demand} 与 V_{PCC} 的关系,当 V_{PCC} 的系数成为主导项时,无功稳态特性与电容稳态特性一致,所得对应的等值电容为 $C_{equal} = k_1 l_1^2$ (电容若为星型连接)。

$$Q_{demand}(\omega, P_{WF}) = k_1 P_{WF}^2 \omega + k_2 \omega + k_3 P_{WF} \quad (1)$$

$$P_{WF} = l_1 V_{PCC} + l_2 \quad (2)$$

$$Q_{demand} = k_1 \omega (l_1 V_{PCC} + l_2)^2 + k_2 \omega + k_3 (l_1 V_{PCC} + l_2) \quad (3)$$

$$C_{equal} = k_1 l_1^2 \quad (4)$$

2 基于简化等效模型的并联混合换流送出系统换相机理与谐波特性分析

对于传统应用场景下的三相 DRU,其交流侧往往被认定为理想电压源,基于这一关键假设,相关基础理论以及后续的换相过程、功率因数、谐波分析等得到了广泛研究。而在海上风电经 DRU-VSC 混合换流送出系统中,当系统稳态运行时,海上风电机组的性质更加接近于电流源,这一特性差异会对 DRU 的工作机理和谐波特性产生重要影响。与传统不控整流相反,该系统中的电压谐波问题更为严重。本文接下来将通过构建该系统的简化模型对其换相机理和谐波特性进行详细分析。

2.1 系统模型等效

本节分析从基础的 6 脉波单二极管桥出发,对基于交流电流源和直流电压源的 DRU 换相机理与谐波特性进行研究,所做分析基于下述两点假设:

1)海上风场被视为理想电流源,仅包含 50Hz 的基频分量,不包含谐波分量;

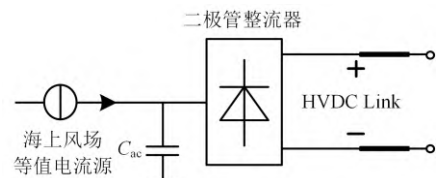


图 3 基于海上交流电流源和岸上直流电压源的简化等值模型

Fig. 3 Simplified equivalent model based on offshore AC current source and onshore DC voltage source

2)HVDC 的受端换流器(Receiving End

Converter, REC)提供了稳定的直流电压,二极管桥的直流侧可视为一个直流电压源。

基于上述假设,针对海上风电经 DRU-VSC 并联混合换流送出这一应用场景,构造如图 3 所示基于海上交流电流源和岸上直流电压源的简化等值模型。图中 C_{ac} 为包含交流海缆、无功补偿装置、以及前文所述辅助换流器等值电容在内的 PCC 总等效电容。

2.2 换相过程分析

海上风电经 DRU-VSC 并联混合换流送出系统等值模型换相过程的分析核心在于交流等值电容的充放电过程以及二极管桥的基本导通特性。基于所提等值模型和上述假设,可得 DRU 的交流电压电流理论波形如图 4 所示。图中 e_{ab} 、 e_{bc} 、 e_{ca} 分别为交流侧线电压; e_a 、 e_b 、 e_c 分别为交流侧相电压; i_a 、 i_b 、 i_c 分别代表三项交流电压; U_D 代表直流电压。

由假设 1), 以系统等值电流源作为参考基准, 可知交流电流源的表达式为:

$$\begin{cases} i_a = I_m \sin(\omega t + 120^\circ) \\ i_b = I_m \sin(\omega t) \\ i_c = I_m \sin(\omega t - 120^\circ) \end{cases} \quad (5)$$

式中 I_m 为线电流幅值, ω 为系统工作频率。单桥 DRU 换相机理的稳态分析可以从二极管 D_1 、 D_2 、 D_6 导通, 其余二极管阻断的状态开始。如图 5 所示依据换相开始和结束的两个时间节点将系统的工作分为 3 个状态:

- 1) 状态 1: 在换相前即时刻 t_1 之前, 二极管 D_1 、 D_2 、 D_6 导通;
- 2) 状态 2: 在换相期间即时刻 t_1 到 t_2 之间, 二极管 D_1 、 D_2 导通, 二极管 D_3 、 D_6 负责换相;
- 3) 状态 3: 在换相后即时刻 t_2 之后, 二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 导通。

对于状态 1, 二极管的开关状态和系统实际导通电路如图 5(a)所示。整流桥的交流端 a 、 b 、 c 分

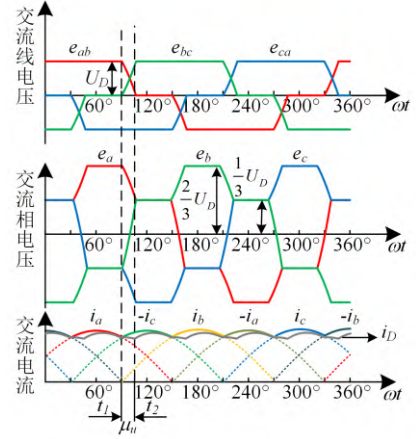


图 4 简化等值系统稳态电压电流波形

Fig. 4 Steady-state waveforms of diode voltage and current of simplified equivalent system

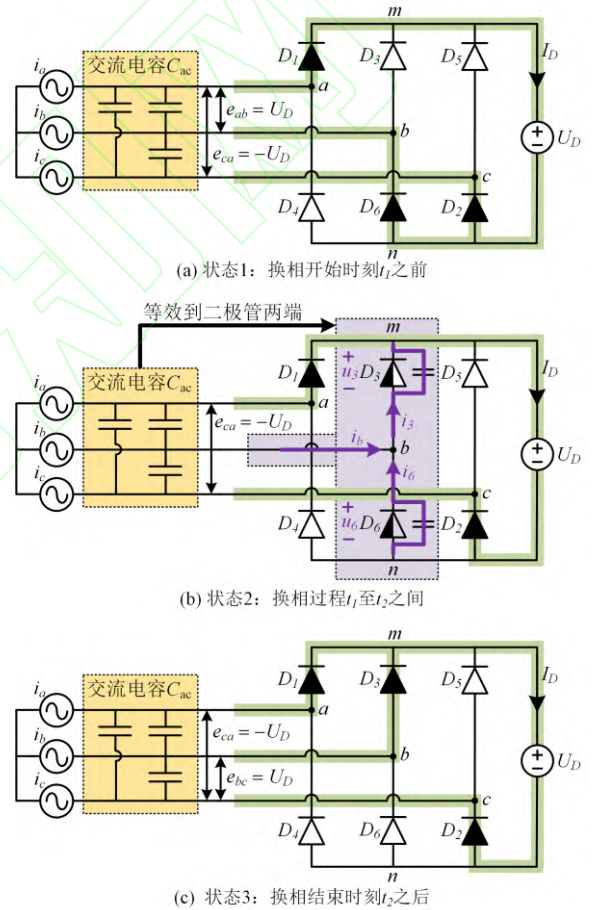


图 5 二极管 D_6 向 D_3 换相及换相前后的实际导通电路
Fig. 5 The actual conduction circuit before, during, and after the commutation process of diode D_6 to D_3

别通过二极管 D_1 、 D_2 、 D_6 与桥的直流端 m 和 n 相连, 有 $e_{ab} = U_D$, $e_{ca} = -U_D$ 。系统中电压的分布保持稳定, 不会在交流等值电容 C_{ac} 上产生分流, 因此流经直流侧的电流即为同一时刻对应的交流电流。如图 4 所示, 系统电压电流的分布在 t_1 时刻发生改变, 由于电容两端的电压不能突变, 因此系统不能直接由状态 1 变为状态 3, 而是需要状态 2 作为中

间的过渡过程。类比传统三相不控整流中交流侧接电压源的情况，将这段时间称为电压换相时间，相应的换相重叠角记为 μ_u ，称为电压换相角。

对于状态 2，二极管的开关状态和实际导通电路在时刻 t_1 由图 5(a)变为图 5(b)。由于二极管 D_1 和 D_2 在换相期间恒导通，交流端 a 和 c 的电位分别等于直流端 m 和 n 的电位，因此为了分析的简便可以将交流电容 C_{ac} 如图 5(b)所示等效到二极管两端。对于状态 2，在时刻 t_1 之后， b 相电流过零，需要从 b 相下桥臂二极管 D_6 向上桥臂二极管 D_3 进行转移，推动系统的换相。整流桥二极管导通状态发生变化的根本原因是交流侧电流方向的改变，直接原因则是交流电容电压的构建。考虑此时 b 相的换相过渡过程，在图 5(b)所示的等值电路中，针对交流端 b 列写 KCL 方程可得：

$$i_b = C_{ac} \frac{du_6}{dt} - C_{ac} \frac{du_3}{dt} \quad (6)$$

式中 u_3 和 u_6 为二极管 D_3 和 D_6 的反向电压， u_3 和 u_6 满足下述关系：

$$u_3 + u_6 = U_D \quad (7)$$

对式(7)求导可得：

$$\frac{du_3}{dt} + \frac{du_6}{dt} = 0 \quad (8)$$

联立式(6)和式(8)可以得出以下电压换相过程的关键求解方程：

$$\frac{du_6}{dt} = \frac{I_m}{2C_{ac}} \sin \omega t \quad (9)$$

如图 4 所示波形，换相开始时 $\omega t = 0$ ， $u_3 = U_D$ ， $u_6 = 0$ ；换相结束时 $\omega t = \mu_u$ ， $u_3 = 0$ ， $u_6 = U_D$ 。对式(9)进行积分可得：

$$\int_0^{\mu_u} du_6 = \frac{I_m}{2C_{ac}} \int_0^{\mu_u} \sin \omega t dt \quad 0 < t < \mu_u / \omega \quad (10)$$

基于上述电压初值条件可知积分后得到的结果为：

$$\begin{aligned} e_{bc} = u_6 &= \frac{I_m}{2\omega C_{ac}} (1 - \cos \omega t) \\ &= U_D (1 - \cos \omega t) \end{aligned} \quad (11)$$

由式(11)即可得到如图 4 所示电压在换相期间的时域波形曲线。此外，将条件 $\omega t = \mu_u$ ， $u_6 = U_D$ 代入式(11)，可以得到换相重叠角 μ_u 的计算公式。

$$\mu_u = \arccos(1 - \frac{2\omega C_{ac} U_D}{I_m}) \quad (12)$$

2.3 不考虑换相过程的谐波及无功特性分析

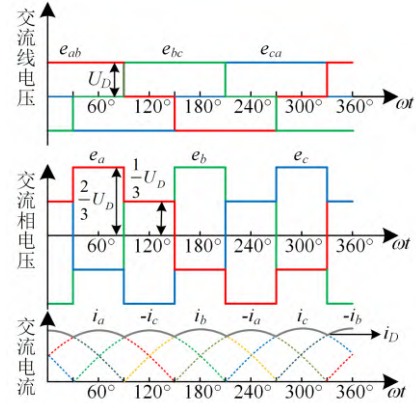


图 6 不考虑换相过程的系统电压电流波形
Fig. 6 Waveforms of diode voltage and current irrespective of commutation process

若交流等值电容很小或者不存在，换相过程几乎可以忽略。如图 6 所示，此时交流电压呈现为理想的阶梯波形，直流电流则呈现出 6 脉波的特性。整流器的平均直流电流为：

$$I_{D0} = \frac{3}{\pi} \int_0^{60^\circ} i_a d(\omega t) = \frac{3}{\pi} I_m \quad (13)$$

由于直流侧为恒定电压，交流电压呈现为 120° 的方波。对图 6 所示线电压波形做傅里叶分解可得：

$$\begin{aligned} e_{ab/bc/ca} &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_D \sin \omega t \\ &+ \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_D \sum_{\substack{n=6k \pm 1 \\ k=1,2,3,\dots}}^{\infty} (-1)^k \frac{\sin n\omega t}{n} \end{aligned} \quad (14)$$

由式(14)可得线电压基波以及各次谐波的有效值分别为：

$$\begin{cases} U_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_D \\ U_n = \frac{\sqrt{6}}{n\pi} U_D, \quad n = 6k \pm 1, \quad k = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (15)$$

交流侧线电压有效值与直流电压的关系为：

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_{ab}^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_D \quad (16)$$

由式(15)可知，对于图 3 所示等值模型，交流线电压仅含有 $6k \pm 1$ 次谐波，各次谐波幅值大小与谐波次数成反比。由式(14)~(16)可知 DRU 的基波功率因数和总谐波失真量(Total harmonic distortion, THD)为：

$$\begin{cases} \cos \varphi_{(1)} = U_1 / U = 3 / \pi \approx 0.955 \\ THD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2 / U_1^2} \approx 31.08\% \end{cases} \quad (17)$$

2.4 考虑换相过程的谐波及无功特性分析

在计及电压换相重叠角时, 式(15)中线电压傅里叶分解的结果需要做如附录式(B1)所示的修正。由式(B1)可知, 电压换相过程会影响 DRU 的电压谐波特性, 由文献[30]可知各次谐波含量均随着换相角 μ_u 的增大而迅速减小, 进而导致电压 THD 的显著降低。这意味着 DRU 交流侧的等值电容越大, 电压 THD 越小。

电压的换相过程也会改变系统的无功特性。在考虑电压换相过程之后, 基波电压和基波电流之间产生了如图 7 所示的相位差, 图中 μ_u 为电压换相角, μ_ϕ 为电压换相导致的相电压过零点与相电流过零点的偏移角。做近似的考虑, 将相电压的波形视为对称梯形阶梯波, 则可得相电压基波与相电流基波的相位差为 $\mu_\phi/2$, 基于这一基波相位差, 可对式(17)的基波功率因数做近似修正如下:

$$\cos \varphi_{u(1)} = \frac{U_1}{U} \cos \frac{\mu_\phi}{2} = \frac{3}{\pi} \cos \frac{\mu_\phi}{2} \quad (18)$$

由式(7)–(11)可以解得过零点偏移角 μ_ϕ 的表达式为:

$$\mu_\phi = \arccos \left(1 - \frac{\omega C_{ac} U_D}{I_m} \right) \quad (19)$$

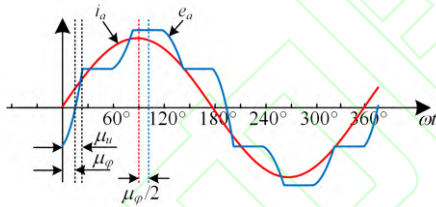


图 7 电压换相对基波功率因数的影响
Fig. 7 Effect of the commutation process on fundamental power factor

表 1 线电压在半个周波内的时域表达式

Table1 Time domain expression of line voltage in a cycle wave

ωt	时域表达式
$[0, \mu_u)$	$u_1 = U_D \frac{1 - \cos \omega t}{1 - \cos \mu_u}$
$[\mu_u, 2\pi/3)$	$u_2 = U_D$
$[2\pi/3, 2\pi/3 + \mu_u)$	$u_3 = U_D \left[1 - \frac{1 - \cos(\omega t - 2\pi/3)}{1 - \cos \mu_u} \right]$
$[2\pi/3 + \mu_u, \pi)$	$u_4 = 0$

除了对基波功率因数做了近似的初步计算, 本文更进一步考虑了电压换相过程对系统总功率因数和无功容量的影响的准确推导。如图 4 所示, 对

任一电压, 定义换相开始时刻为 $\omega t = 0$, 那么线电压在半个周波以内的完整时域表达式如表 1 所示。

基于分段的电压时域表达式, 可得修正后的交流线电压有效值, 在式(16)所示不考虑换相过程的线电压有效值的基础上乘以修正系数函数可得:

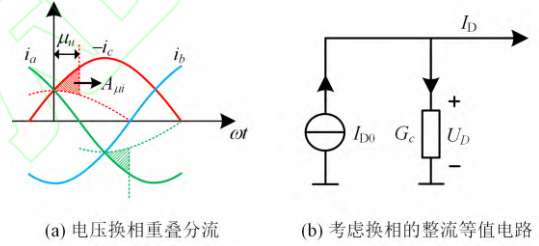
$$U_u = \sqrt{\frac{2}{3}} U_D \sqrt{1 - 3\phi(\mu_u)} = U \sqrt{1 - 3\phi(\mu_u)} \quad (20)$$

$$\phi(\mu_u) = \frac{1}{2\pi} \frac{\sin \mu_u (2 + \cos \mu_u)}{(1 - \cos \mu_u)^2} - \frac{1}{2\pi} \frac{\mu_u (1 + 2 \cos \mu_u)}{(1 - \cos \mu_u)^2} \quad (21)$$

函数 $\phi(\mu_u)$ 与换相角 μ_u 正相关, 影响交流线电压有效值的大小。此外, 交流等值电容带来的电压换相过程会导致系统的暂态过渡过程, 影响系统直流平均电流的大小。换相期间的电流满足以下关系:

$$i_a + i_c = -i_b \quad (22)$$

$$I_D = i_a + i_3 = i_a - C_{ac} \frac{du_3}{dt} \quad (23)$$



(a) 电压换相重叠分流 (b) 考虑换相的整流等值电路

图 8 电压换相过程对直流电流的影响

Fig. 8 Effect of voltage commutation process on DC current

联立式(6)、式(8)、式(22)、式(23)可得此时直流电流的表达式为:

$$I_D = i_a - \frac{i_a + i_c}{2} = \frac{i_a - i_c}{2} \quad (24)$$

由式(24)以及图 4 所示直流电流波形可知, 电压换相过程会导致一部分直流电流的损失, 可以理解为直流电流的分流。如图 8(a)所示, 直流电流的损失可以用面积 $A_{\mu i}$ 来衡量。

$$A_{\mu i} = \int_0^{\mu_u} (-i_c - \frac{i_a - i_c}{2}) d(\omega t) = \frac{I_m}{2} (1 - \cos \mu_u) \quad (25)$$

结合式(13)和式(25)可得平均直流电流的分流为:

$$\Delta I_D = \frac{I_{D0}}{2} (1 - \cos \mu_u) = \frac{3}{\pi} \omega C_{ac} U_D \quad (26)$$

因此在考虑电压换相过程之后, 直流电流的计

算公式由式(13)修正为:

$$\begin{cases} I_D = I_{D0} - G_c U_D = \frac{3}{\pi} I_m \cos(\mu_u/2)^2 \\ G_c = \frac{3}{\pi} \omega C_{ac} = \frac{3}{\pi} X_C \end{cases} \quad (27)$$

类比传统三相不控整流分析中对“等值换相电阻的定义”，将式中 G_c 定义为“等值换相电导”，画出整流桥的等值电路如图 8(b)所示。依据式(13)和式(27)可以求出考虑电压换相后的交流电压有效值。

$$I_u = \frac{I_{mu}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi I_D}{3\sqrt{2} \cos(\mu_u/2)^2} \quad (28)$$

基于式(20)和式(28),可得 DRU 的视在功率为:

$$\begin{aligned} S_u &= \sqrt{3} U_u I_u \\ &= \frac{\pi U_D I_D \sqrt{1-3\phi(\mu_u)}}{3 \cos(\mu_u/2)^2} \\ &= \frac{\pi}{3} P_D \frac{\sqrt{1-3\phi(\mu_u)}}{\cos(\mu_u/2)^2} \end{aligned} \quad (29)$$

若忽略换流器的损耗,认为交直流侧有功功率相等,则考虑电压换相过程后的总功率因数为:

$$\cos \varphi_u = \frac{P_D}{S_u} = \frac{3}{\pi} \frac{\cos(\mu_u/2)^2}{\sqrt{1-3\phi(\mu_u)}} \quad (30)$$

综上,求得式(17)、式(18)、式(30)分别为未考虑换相的基波功率因数、考虑换相影响的近似基波功率因数、以及考虑换相影响的换流器总功率因数。

2.5 多脉波 DRU 的谐波分析

为降低 DRU 的谐波含量,提高系统的功率因数,可以将多个 6 脉波 DRU 错开一定的相位,通过串联构建多脉波 DRU。所构建脉波数越多,DRU 的谐波含量越低,功率因数越高,但二极管等功率器件的数目会同步成倍增加,移相变压器的生产制造难度也会指数级上升。在不控整流系统成本迅速上涨的同时,功率因数随脉波数增加的提高却存在理论极限,因此综合考虑优化效益和经济性,现有工程中 12 脉波 DRU 成为使用最为广泛的方案。

如图9所示为 12 脉 DRU 的拓扑结构及不考虑换相过程的 12 脉阀侧线电压波形。如图 9(a)所示,借助三绕组变压器绕组设计,两个单二极管桥错开 30° 的相位,构成双桥 12 脉换流器。由单二极管桥变为多二极管桥的多脉化分析可以由 6 脉波单桥的理论分析基础得出。比较图 6 和图 9 的波形可知,在

6 脉的基础上,12 脉不控整流在一个周期内存在 12 个脉波,共有 7 个电平。由此可得 12 脉 DRU 线电压的傅里叶分解结果如附录(B2)所示,交流线电压有效值和直流电压的关系由式(31)所表示。

$$U_{12pulse} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_{ab-12}^2 d(\omega t)} = \frac{\sqrt{2}}{2} U_D \quad (31)$$

进而可以求出 12 脉不控整流的功率因数和电压 THD 为:

$$\begin{cases} \cos \varphi_{12pulse} = \frac{U_{12-1}/\sqrt{2}}{U_{12pulse}} \approx 0.9886 \\ THD_{12pulse} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{12-n}^2 / U_{12-1}^2} \approx 31.08\% \end{cases} \quad (32)$$

由此可见,与式(17)相比,系统的功率因数得到了显著提升。虽然系统 THD 在数值上相同,但由于 12 脉不控整流将系统最低次谐波由 5、7 次提升至 11、13 次,因此极大地减小了系统滤波设计的成本和难度。

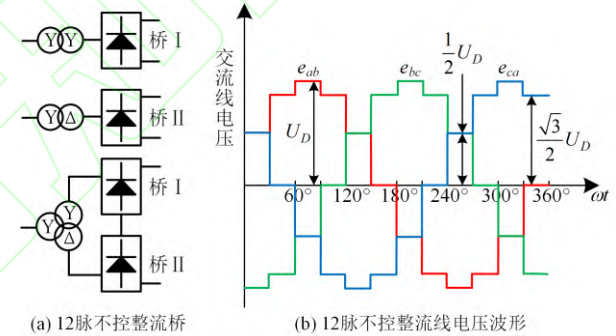


图 9 12 脉波二极管不控整流
Fig. 9 12-pulse diode rectifier

3 考虑交直流电感的混合换流送出系统谐波及无功特性分析

第 2 节基于简化等值模型对混合换流送出系统的谐波及无功特性进行了分析,在实际应用中,DRU 交直流侧均会配置一定的电感,但现有的电感设计准则大都基于交流侧为理想电压源的情形进行制定。对于本文所述的海上风电经 DRU-VSC 并联混合换流送出方案,需要重新分析交直流侧电感对其谐波及无功特性的影响,并据此辅助交直流侧电感参数的设计。此外,将所提等值模型与实际并联混合换流系统的仿真波形进行对比,能够验证所提建模假设和所建等值模型的合理性。

3.1 基于简化等值模型的系统详细等值模型

如图 10 所示是在简化模型的基础上,考虑交直流电感参数后所建立的系统详细等值模型。图中

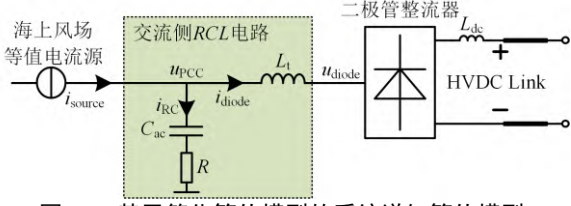


图 10 基于简化等值模型的系统详细等值模型
Fig. 10 Detailed equivalent model of the system based on the simplified equivalent model

C_{ac} 为考虑交流海缆、无功补偿、以及交流侧挂载 VSC 等因素的等值电容; L_t 为交流侧换流变的漏抗; L_{dc} 为直流侧的平波电抗。另外, 对于海上风电经 DRU-VSC 并联混合换流送出方案, 在交流侧并联的全控辅助换流器除了负责维持 PCC 的电压频率稳定, 同时也要从 PCC 吸收有功功率^[27], 因此加之线路中杂散的阻性成分, 在 2.1 节对系统模型等值进行说明的基础上, 辅助换流器的系统详细等值模型可以进一步视为阻容性的负载, 定义如图 10 所示的 RCL 电路对二极管交流侧参数进行等效。

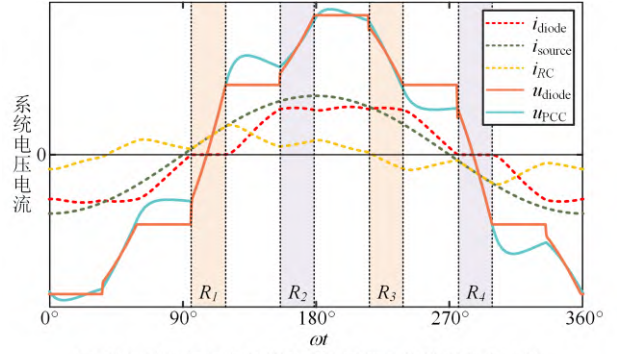
基于这一系统详细等值模型搭建仿真系统, 仿真系统参数如附录表 A1 所示。得到考虑系统交直流参数影响的一相电压电流波形如图 11(a)所示, 图中曲线所代表的变量与图 10 中一致。图中 i_{diode} 是 DRU 阀侧电流; i_{source} 是交流电流源电流; i_{RC} 是流经阻容支路的电流; u_{PCC} 是 PCC 电压也是阻容支路电压; u_{diode} 是阀侧电压。从图中可以看出, 在引入实际系统交直流参数之后, 系统电压电流特征均发生了明显改变。如图 11(a)所示以一相电路为例对这一系统的工作特性进行分析: 在二极管没有导通时, i_{source} 给阻容支路充电, PCC 电压逐渐上升, 在 u_{PCC} 大于二极管阀侧电压 u_{diode} 之后, 对应相的二极管导通, 经由变压器漏抗形成二极管阀侧电流 i_{diode} , 此时 i_{diode} 和 i_{RC} 依据各自的线路阻抗参数对电流源 i_{source} 进行分流, 各变量满足如下关系式:

$$i_{source} = i_{diode} + i_{RC} \quad (33)$$

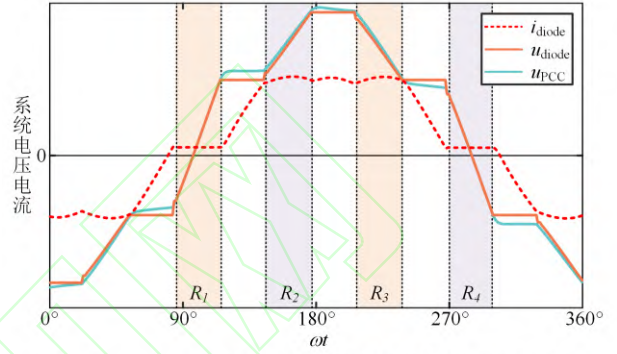
$$\frac{1}{C_{ac}} i_{RC} = \frac{d}{dt} (u_{PCC} - i_{RC} R) \quad (34)$$

$$u_{PCC} - u_{diode} = L_t \frac{di_{diode}}{dt} \quad (35)$$

另外, 导通后的相电压呈现为图 6 所示的阶梯波形, 因此实际上 u_{PCC} 必须大于同一时刻的 u_{diode} 阶梯波形才能让对应相的二极管导通, 因此会出现图 11 中 $R_1 \sim R_4$ 这 4 个区域的 u_{diode} 电压斜坡。如图 11(b)所示是海上风电经 DRU-VSC 并联混合换流送出系统的实际仿真波形, 将其与图 11(a)中对应电压



(a) 考虑系统交直流参数影响的详细等值模型仿真波形



(b) 海上风电经 DRU-VSC 并联混合换流送出系统实际仿真波形

图 11 海上风电经 DRU-VSC 并联混合换流送出系统的一相电压电流波形

Fig. 11 Voltage and current waveforms of one phase of offshore wind farm integration with DRU-VSC parallel hybrid transmission system

电流波形进行对比可以看出, 二极管阀侧电压 u_{diode} 、PCC 电压 u_{PCC} 、以及二极管阀侧电流 i_{diode} 的波形基本相同, 具有同样的波形特征、变化趋势、以及 $R_1 \sim R_4$ 这 4 个电压斜坡区间, 验证了所提简化等值模型和详细等值模型的合理性与准确性。

3.2 系统交直流电感参数影响分析

如图 10 所示, 在实际的系统中, 二极管阀的变压器漏抗 L_t 、直流电感 L_{dc} 、以及风场交流滤波电感 L_{filter} 都对系统运行以及波形质量有着不同程度的影响, 但是将这些因素全部考虑进来的系统阶数过高, 无法像第 2 节那样进行详细的建模、公式推导及求解分析, 因此本文基于算例对直流电感、风电机组滤波电感和变压器漏抗的影响进行了统计分析。由于交直流电感之间的耦合特性较强, 而滤波电感只是影响一端的电源特性与系统相对解耦, 因此将 L_t 和 L_{dc} 视为二维自变量进行分析, 而单独对 L_{filter} 进行参数扫描的分析。所得结果如表 2、3 和图 12 所示, 从表中可以得到如下结论:

1) 风场滤波电感 L_{filter} 的引入会使得风场的输出特性更接近于理想电流源, 风场对谐波电流呈现出更大的谐波阻抗, 二极管产生的谐波电流则会更充分地流入并联的等效阻容支路, 使得 PCC 处谐波

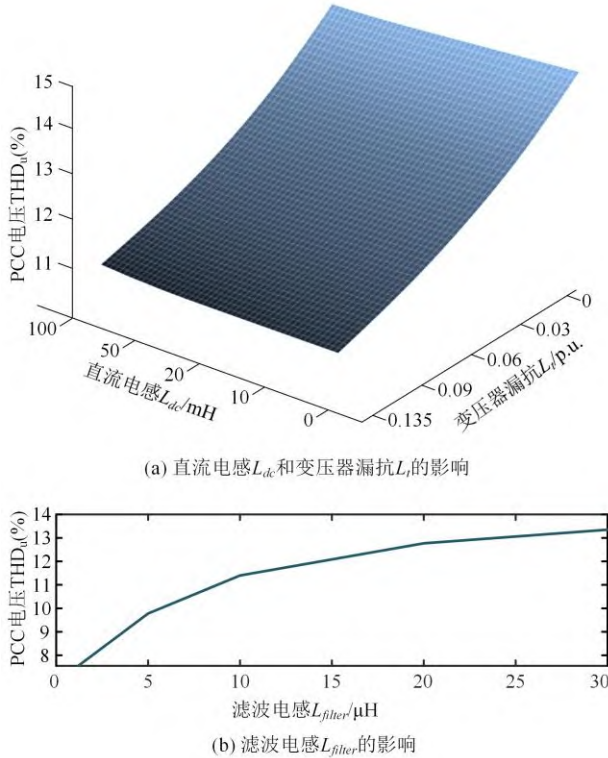


图 12 系统交直流电感参数对电压谐波的影响

Fig. 12 Influence of AC/DC inductance parameters on voltage harmonics

表 2 直流电感和变压器漏抗对电压谐波的影响

Table 2 Influence of DC inductance and transformer leakage inductance on voltage harmonics

THD _u (%)		变压器漏抗 L_t (p.u.)				
		0	0.03	0.06	0.09	0.135
直流电感 L_{dc} (mH)	0	14.63	13.59	12.74	12.06	11.25
	10	14.63	13.59	12.74	12.05	11.24
	20	14.64	13.60	12.75	12.05	11.24
	50	14.70	13.67	12.80	12.11	11.29
	100	14.82	13.78	12.94	12.25	11.42

表 3 风场交流滤波电感对电压谐波的影响

Table 3 Influence of wind farm filter inductance on voltage harmonics

滤波电感 L_{filter} (μH)	30	20	10	5	1.2
THD _u (%)	13.35	12.77	11.40	9.78	7.55

电压的含量升高。因此, L_{filter} 的值越大, PCC 电压 THD 越大;

2) 二极管桥阀侧变压器漏感 L_t 的引入会改变电压和电流之间的相对相位关系。由图 11(a), L_t 的值越大, PCC 电压相比二极管阀侧电压的相位越超前, 幅值越小, 导致 $R_1 \sim R_4$ 的电压斜坡区间越长, 使得 PCC 电压的正弦化程度越高, 其 THD 因此也越小;

3) 在交流侧电源主导特性时为电流源时, 直流电感的引入会导致电压波形在突变时出现阶跃的电压尖峰, 引起电压 THD 的微弱变化。虽然这一

变化对于波形质量没有明显影响, 却会使器件损坏的潜在风险上升。这一风险可以通过吸收电路进行缓解, 而二极管的 RC 缓冲电路其实就能起到吸收电路的作用, 使电压尖峰的现象得到改善。

4 海上风电经 DRU-VSC 并联混合换流送出系统电压谐波抑制策略

DRU 在稳态下对交流侧体现为谐波电压源, 导致 PCC 处电压呈现为明显的阶梯波形, 电压谐波含量显著上升。若不对这一电压谐波进行处理, 会导致海上风场的运行状况和电能质量显著恶化。因此, 需要考虑 PCC 处电压谐波的抑制策略。

4.1 谐波电压抑制原理

由文献[27]可知, 作为全控 VSC 的辅助换流器在稳态运行时独立挂载运行, 并联在海上交流电网 PCC 处。因此通过对辅助换流器的控制策略进行改进, 能够在维持 PCC 电压频率稳定的同时实现有源滤波(Active Power Filter, APF), 对谐波电压进行有效抑制, 改善海上交流电网的电能质量。

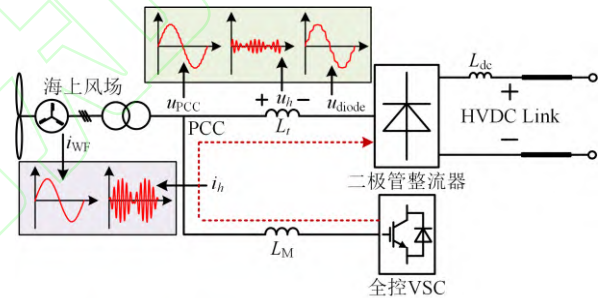


图 13 谐波电压抑制原理图

Fig. 13 Principle diagram of harmonic voltage suppression

谐波电压抑制的原理如图 13 所示。图中 i_h 为全控 VSC 即辅助换流器主动注入 PCC 的谐波电流; u_{diode} 和 u_{PCC} 分别为二极管整流器交流侧谐波电压源和 PCC 电压。如图辅助换流器主动向 DRU 注入特定次的谐波电流 i_h , 在其交流侧等效阻抗 L_t 上产生对应频次的反向谐波电压, 这一电压与 DRU 阀侧电压相叠加, 消除了 PCC 电压中对应频次的谐波成分。在抑制并网点谐波电压时, 辅助换流器需要承担更大的谐波电流, 风场的电流源特性带来了更大的等效谐波阻抗, 因此辅助换流器注入的谐波电流主要流向二极管整流器, 不会影响海上风场电流的电能质量。相反, 由于 PCC 点电压质量的改善, 风电场输出电流的 THD 会减小, 电流的波形质量反而会上升。

4.2 谐波电压抑制方法

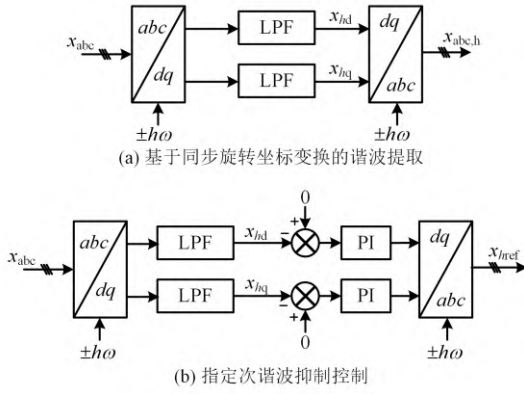


图 14 谐波电压抑制方法

Fig. 14 Harmonic voltage suppression method

谐波电压的抑制基于谐波成分的提取,常见的谐波提取方法可以分为3大类:基于瞬时功率理论的谐波提取、基于傅里叶变换的谐波提取、以及基于同步旋转坐标变换的谐波提取。本文采用基于同步旋转坐标变换的谐波提取算法,所提出的指定次谐波抑制(Selected harmonic suppression, SHS)策略如图14所示。图14(a)为基于同步旋转坐标变化的谐波提取策略,所需提取的交流信号经过对应次的坐标变换后,对应次谐波分量变为直流分量,其余分量变为交流分量,利用低通滤波器(Low pass filter, LPF)即可将该特定频次分量提取出来。基于该谐波提取策略的指定次谐波电压抑制策略如图14(b)所示,在对应次同步旋转坐标系下,将 dq 轴参考值均设为0以实现抑制,随后将提取出的谐波电压 dq 轴分量与参考值比较,作差后经过PI调节器和坐标反变换即可得到抑制对应次谐波的电压调制信号附加分量。

5 仿真与实验验证

5.1 仿真系统参数

以文献[27]所提海上风电经 DRU-VSC 并联混合换流送出方案为例,基于 MATLAB/Simulink 平台搭建如图13所示的仿真模型,仿真参数如表A2所示。风电机组采用聚合模型,在稳定运行时发出的有功功率为100MW。岸上 REC 采用常规的 U_{dc} - Q 控制,控制直流母线电压为恒定的100kV。

5.2 黑启动及稳态运行阶段仿真结果

海上风电经 DRU-VSC 并联混合换流送出的黑启动过程仿真结果如图15所示。图15(a)~(c)依次为黑启动阶段风电场输出有功功率、辅助换流器传输有功功率、以及二极管整流器传输有功功率;图15(d)~(f)则依次代表系统启动阶段风电场消耗无功、

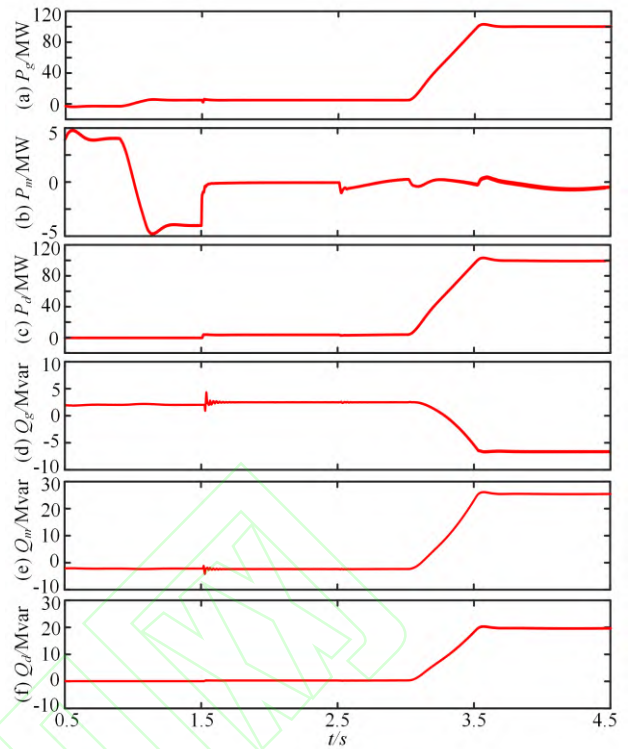


图 15 海上风电经 DRU-VSC 并联混合换流送出系统启动阶段仿真结果

Fig. 15 Start-up stage simulation results of DRU-VSC parallel hybrid converter system integrated with OWF

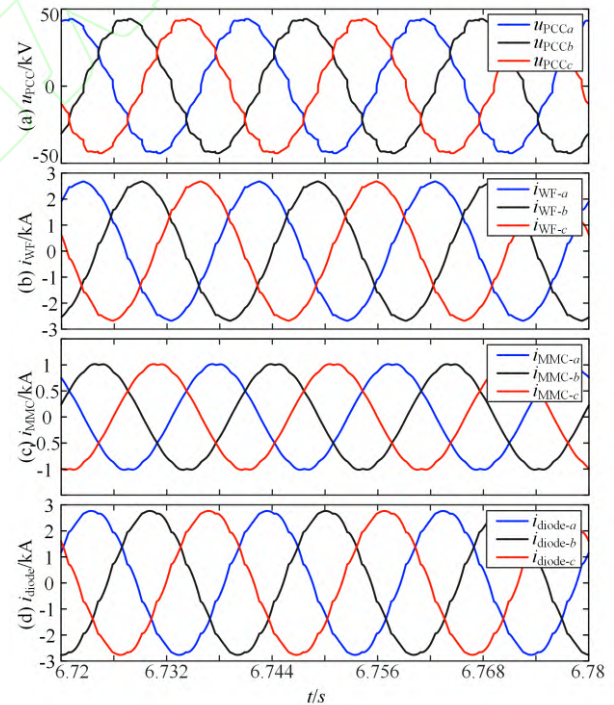


图 16 海上风电经 DRU-VSC 并联混合换流送出系统稳态仿真结果

Fig. 16 Steady state simulation results of DRU-VSC parallel hybrid converter system integrated with OWF 辅助换流器产生的无功功率及 DRU 消耗的无功。

图16则展示了系统在稳态下的详细波形。图16(a)为PCC电压的时域波形;图16(b)~(d)分别为风场输出电流、流经MMC的电流、以及流经DRU

的电流。由仿真结果可以看出, 在 $t = 6.72\text{s}$ 至 $t = 6.8\text{s}$ 的稳态运行区间里, 有功功率主要由二极管整流器负责传输, 辅助换流器负责维持 PCC 的频率稳定并且提供二极管和风场所需消耗的无功。由图 16(b)可知 PCC 电压呈现出明显的阶梯波形, 与文本在第 2 节所提简化等值模型及机理分析相吻合。由图 16(d)~(f)所呈现各电流波形可知, 负责提供无功支撑的辅助换流器的电流谐波较大, 风场电流和二极管理电流都呈现为畸变程度很小的正弦电流。

5.3 谐波电压抑制仿真结果

施加谐波电压抑制前海上交流电网的电压电流仿真波形如图 17 所示, PCC 电压的 THD 为 7.58%, 谐波含量较大, 且以 11 次和 13 次谐波为主。海上风场、辅助换流器和 DRU 的交流电流 THD 则均在 5% 以下, 这是因为海上风场对外体现为电流源特性, 系统的电流谐波含量相对更低。此时辅助换流器主要负责提供无功电流以维持 PCC 的电压频率稳定。

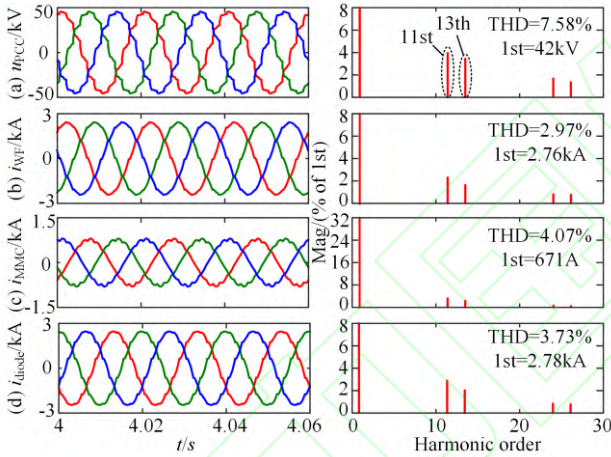


图 17 谐波电压抑制前仿真结果

Fig. 17 Simulation results before the harmonic voltage Suppression

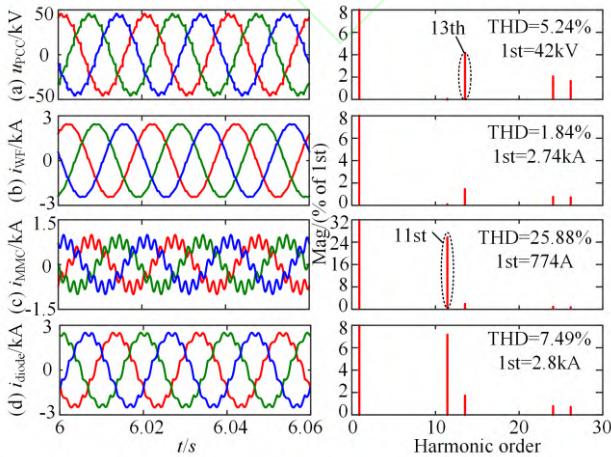


图 18 补偿 11 次谐波电压时仿真结果

Fig. 18 Simulation results after the 11th harmonic voltage suppression

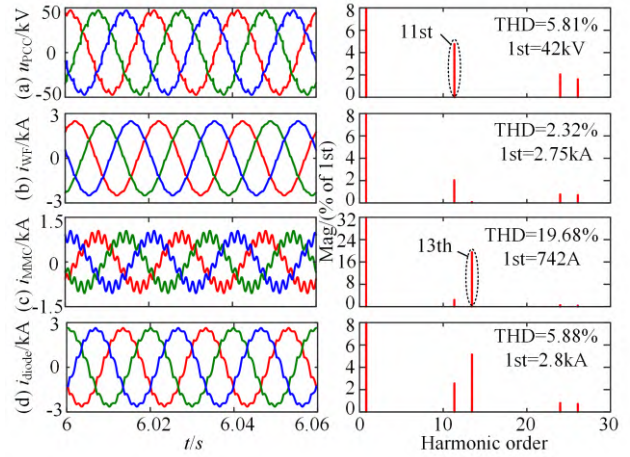


图 19 补偿 13 次谐波电压时仿真结果

Fig. 19 Simulation results after the 13th harmonic voltage suppression

图 18 和图 19 分别为针对 11 次和 13 次谐波电压进行补偿的仿真结果。由图 18(a)可知, 此时 PCC 点电压的 11 次谐波得到补偿, 电压 THD 由 7.58% 下降至 5.24%, 电能质量得到明显改善。同时由图 18(c)可以看到, 此时辅助换流器除了输出基波无功电流外, 还输出了 11 次谐波电流, 以补偿谐波电压。由于呈现电流源特性的海上风场有着较大的谐波阻抗, 辅助换流器主动注入的谐波电流如图 18(d)所示主要流经 DRU, 使其交流电流的谐波含量增加, 电流 THD 由 3.73% 增加至 7.49%。图 19 所示的仿真结果与图 18 相仿, 由对 11 次谐波电压进行抑制变为对 13 次谐波电压进行抑制, 表明本文所提谐波抑制策略可以在自由选择所需抑制谐波电压的频率的同时, 不影响其它频率电压及电流的特性。

图 20 为同时补偿 11 和 13 次谐波电压的仿真结果。由图 20(a)可以看到 PCC 电压 THD 由 7.58% 降至 3.16%, 电能质量得到显著提升且能满足 5%

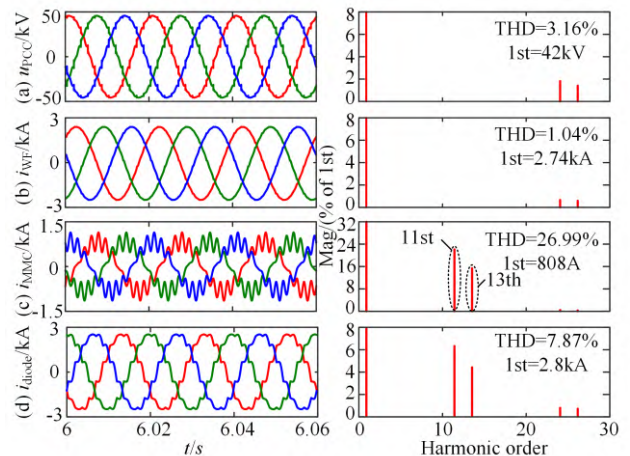


图 20 补偿 11 及 13 次谐波电压时仿真结果

Fig. 20 Simulation results after the 11st and 13st harmonic voltage suppression

的总谐波含量指标。由图 20(b)可以看到风电场交流电流 THD 同步显著下降,由 2.97%降至 1.04%,表明本文所提谐波电压抑制策略不仅不会影响风电场交流电流的电能质量,反而会进一步降低其电流谐波含量,与前述分析相符。辅助换流器为了实现谐波电压抑制承受了更大的电流谐波,其输出电流中的 11 次和 13 次谐波含量均显著增加,导致辅助换流器的容量需求也会随之上涨。

5.4 硬件在环实验结果

借助硬件在环实验平台,对所提等值模型换相机理以及谐波电压抑制策略进行了实验验证。实验系统如图 21 所示,基于 RT-LAB 实时仿真平台搭建海上风电经 DRU-VSC 并联混合换流送出系统的电路模型,通过基于 DSP28436 的 RTU-BOX 控制器对 RT-LAB 平台中的电路拓扑进行控制,仿真平台和控制器通过转接板进行通信。

海上风电交流电网稳态运行以及谐波抑制的实验结果如图 22 所示。由图 22(a)和(b)可知海上风电经 DRU-VSC 并联混合换流送出系统海上交流电网电压有着较大的电压谐波,呈现出明显的阶梯波形,通过施加 11、13 次谐波电压抑制策略能够有效抑制 PCC 电压的波形畸变。而由图 22(c)和(d)可知海上风电以其电流源特性和较大的谐波阻抗保持着较小的电流波形畸变。从图 22(e)和(f)当中能够发现,辅助换流器为系统提供了谐波电流的通道,有较大的电流谐波,同时为了实现谐波电压的抑制,辅助换流器需要主动向海上交流电网 PCC 处注入谐波电流,导致其谐波含量和波形的畸变程度在施加谐波电压抑制策略之后会进一步增大。最后由图 22(g)和(h)可知,辅助换流器注入谐波电流主要流经 DRU,使得二极管电流的谐波含量在施加谐波电压抑制策略之后有所上升。



图 21 硬件在环实验平台

Fig. 21 Experimental platform of HIL

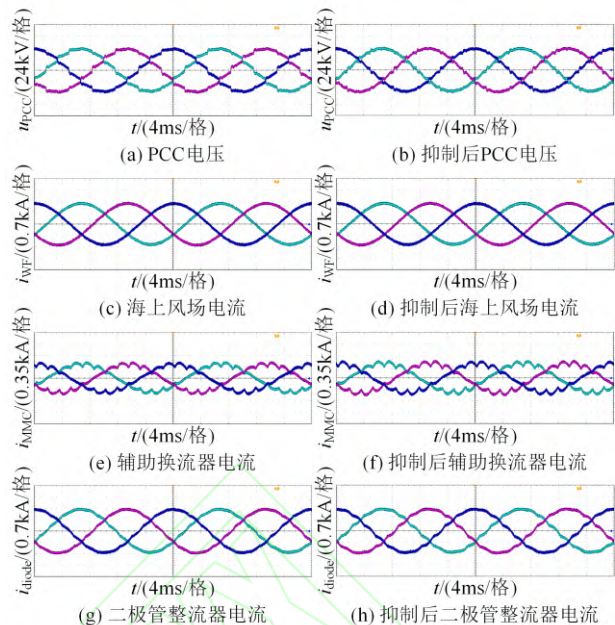


图 22 海上风电交流电网稳态运行及谐波抑制实验结果

Fig. 22 Experimental results of steady-state operation and harmonic suppression in AC grid of OWF

6 结论

本文就海上风电经 DRU-VSC 并联混合换流送出系统的换相机理以及谐波/无功特性展开全面分析,搭建等值模型并基于模型解释了系统的换相过程,给出了系统的无功/谐波计算方法。分析表明:

1)与常规不控整流电路不同,海上风电经 DRU-VSC 并联混合换流送出系统中交流侧 PCC 处存在较大的谐波电压,而谐波电流则很小;

2)增大风电机组的滤波电感会使风电机组的输出特性更接近于电流源,本文所提换相过程更为显著,从而使得 PCC 处电压谐波增大;

3)增大 DRU 交流变压器漏抗,能够通过影响电压电流之间的相位关系改变 PCC 电压波形,进而改善 PCC 电能质量;

4)DRU 直流电感对谐波特性基本没有影响,主要劣化了系统换相时的暂态特性,需要考虑系统吸收电路的设计。

基于前述分析,本文提出了海上风电经 VSC-HVDC 并联混合换流送出系统的谐波电压抑制策略,利用辅助换流器针对谐波电压进行有源滤波,显著改善海上交流电网的电能质量。

此外,本文提出的等值模型以及基于这一模型给出的二极管不控整流成套分析方法不只适用于本文所述海上风电经并联混合换流送出的场景,对于满足该模型交直流电源特性假设的场景,所提模型及成套分析方法具有一定的适用性和通用价值。

参考文献

- [1] 姚伟, 熊永新, 姚雅涵, 等. 海上风电柔直并网系统调频控制综述[J]. 高电压技术, 2021, 47(10): 3397-3413.
YAO Wei, XIONG Yongxin, YAO Yahan, et al. Review of voltage source converter-based high voltage direct current integrated offshore wind farm on providing frequency support control[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(10): 3397-3413 (in Chinese).
- [2] 秦垚, 王晗, 庄圣伦, 等. 海上风电场集电网的高频谐振分析[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(14): 5169-5181.
QIN Yao, WANG Han, ZHUANG Shenglun, et al. Analysis on high frequency resonance of collector network in offshore wind farm[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(14): 5169-5181 (in Chinese).
- [3] 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 (in Chinese).
- [4] 王锡凡, 卫晓辉, 宁联辉, 等. 海上风电并网与输送方案比较[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(31): 5459-5466.
WANG Xifan, WEI Xiaohui, NING Lianhui, et al. Integration techniques and transmission schemes for offshore wind farms[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(31): 5459-5466 (in Chinese).
- [5] XU Jianzhong, ZHAO Chengyong, XIONG Yan, et al. Optimal design of MMC levels for electromagnetic transient studies of MMC-HVDC[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(4): 1663-1672.
- [6] LI Zhekai, LIANG Liliyuan, YANG Renxin, et al. The virtual admittance control of sending end converter for offshore wind farm integration[C]//2023 IEEE 14th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). Shanghai: IEEE, 2023: 133-136.
- [7] 王姗姗, 周孝信, 汤广福, 等. 模块化多电平电压源换流器的数学模型[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(24): 1-8.
WANG Shanshan, ZHOU Xiaoxin, TANG Guangfu, et al. Modeling of modular multi-level voltage source converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(24): 1-8 (in Chinese).
- [8] LYU Jing, CAI Xu, MOLINAS M. Frequency domain stability analysis of MMC-based HVdc for wind farm integration[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(1): 141-151.
- [9] 蔡旭, 杨仁炘, 周剑桥, 等. 海上风电直流送出与并网技术综述[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(21): 2-22.
CAI Xu, YANG Renxin, ZHOU Jianqiao, et al. Review on offshore wind power integration via DC transmission[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(21): 2-22 (in Chinese).
- [10] 孙蔚, 姚良忠, 李琰, 等. 考虑大规模海上风电接入的多电压等级直流电网运行控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(4): 776-785.
SUN Wei, YAO Liangzhong, LI Yan, et al. Study on operation control strategies of DC grid with multi-voltage level considering large offshore wind farm grid integration[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(4): 776-785 (in Chinese).
- [11] MENKE P, ZUROWSKI R, CHRIST T, et al. 2nd generation DC grid access for large scale offshore wind farms[C]//14th Wind Integration Workshop. Brussels, Belgium, 2015: 15-21.
- [12] PRIGNITZ C, ECKEL H G, ACHENBACH S, et al. FixReF: a control strategy for offshore wind farms with different wind turbine types and diode rectifier HVDC transmission[C]//2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems. Vancouver, Canada: IEEE, 2016: 1-7.
- [13] BLASCO-GIMENEZ R, AÑÓ-VILLALBA S, RODRIGUEZ-D'DERLÉE J, et al. Distributed voltage and frequency control of offshore wind farms connected with a diode-based HVdc link[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(12): 3095-3105.
- [14] BLASCO-GIMENEZ R, AÑÓ-VILLALBA S, RODRIGUEZ-D'DERLÉE J, et al. Diode-based HVdc link for the connection of large offshore wind farms[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2011, 26(2): 615-626.
- [15] BERNAL-PEREZ S, AÑÓ-VILLALBA S, BLASCO-GIMENEZ R. Stability analysis of HVDC-diode rectifier connected off-shore wind power plants[C]//41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Yokohama, Japan: IEEE, 2015: 4040-4045.
- [16] CARDIEL-ÁLVAREZ M Á, ARNALTES S, RODRIGUEZ-AMENEDO J L, et al. Decentralized control of offshore wind farms connected to diode-based HVdc links[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(3): 1233-1241.
- [17] YU Lujie, LI Rui, XU Lie. Distributed PLL-based control of offshore wind turbines connected with diode-rectifier-based HVDC systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(3): 1328-1336.
- [18] LI Rui, YU Lujie, XU Lie. Offshore AC fault protection of diode rectifier unit-based HVdc system for wind energy

transmission[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(7): 5289-5299.

[19] LI Rui, YU Lujie, XU Lie, et al. DC fault protection of diode rectifier unit based HVDC system connecting offshore wind farms[C]//2018 IEEE Power & Energy Society General Meeting. Portland, USA: IEEE, 2018: 1-5.

[20] RAMACHANDRAN R, POULLAIN S, BENCHAI B A, et al. On the black start of offshore wind power plants with diode rectifier based HVDC transmission[C]//2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications. Genova, Italy: IEEE, 2019: 1-10.

[21] NGUYEN T H, LEE D C, KIM C K. A series-connected topology of a diode rectifier and a voltage-source converter for an HVDC transmission system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(4): 1579-1584.

[22] 孟沛戬, 向往, 邸世民, 等. 大规模海上风电多电压等级混合级联直流送出系统[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(21): 120-128.

MENG Peiyu, XIANG Wang, DI Shimin, et al. Hybrid cascaded HVDC transmission system with multiple voltage levels for large-scale offshore wind power[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(21): 120-128 (in Chinese).

[23] 夏嘉航, 王晨欣, 展瑞琦, 等. 基于电流源换流器的混合型海上风电直流输电系统[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(21): 129-138.

XIA Jiahang, WANG Chenxin, ZHAN Ruiqi, et al. Hybrid DC transmission system for offshore wind power based on current source converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(21): 129-138 (in Chinese).

[24] 程帆, 姚良忠, 谢立军, 等. 海上风电经 DR-MMC 并联混合直流送出系统启动及协调控制策略[J]. 全球能源互联网, 2020, 3(2): 117-124.

CHENG Fan, YAO Liangzhong, XIE Lijun, et al. Start-up and coordinated control strategies for offshore wind power transmitted by DR-MMC parallel hybrid HVDC system[J]. Journal of Global Energy Interconnection, 2020, 3(2): 117-124 (in Chinese).

[25] 常怡然, 蔡旭, 低成本混合型海上风电场直流换流器[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 (in Chinese).

[26] 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).

[27] 方梓熙, 艾斯卡尔, 蔡旭, 等. 基于混合直流换流器的海上风电送出系统的启动策略[J]. 高电压技术, 2021, 47(8): 2698-2707.

FANG Zixi, AISIKAER, CAI Xu, et al. Startup strategy of transmission system of offshore wind farms based on hybrid DC converter[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(8): 2698-2707 (in Chinese).

[28] LI Zhekai, HAN Kun, CAI Xu, et al. Frequency-reactive power optimization strategy of grid-forming offshore wind farm using DRU-HVDC transmission[C]//7th Conference on Energy Internet and Energy System Integration. Hangzhou: IEEE, 2023: 1193-1199.

[29] BIDADFAR A, SABORIO-ROMANO O, CUTULULIS N A, et al. Control of offshore wind turbines connected to diode-rectifier-based HVDC systems[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2021, 12(1): 514-523.

[30] 王兆安. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 2 版. 北京: 机械工业出版社, 2006: 67-72.

附录 A: 模型及系统参数

表 A1 详细等值模型仿真参数

Table A1 Simulation parameters of the detailed equivalent model

模型项目	参数
额定容量 S_N /(MV·A)	100
额定直流电压 U_D /kV	100
阀侧额定电压 U_{diode} /kV	42
交流阻容支路电阻 R /Ohm	0.845
交流等效电感 L_l /mH	40.3(0.15p.u.)
交流等效电容 C_{ac} /μF	15.747
直流平波电抗 L_{dc} /mH	10

表 A2 仿真系统参数

Table A2 Performance comparison between Simulation system parameters

单元	参数	取值
风机变换器	变压器变比、漏抗	0.69kV/35kV、0.07p.u.
	滤波电感	1.2mH
	滤波电容	7.9mF
12 脉波 DRU	额定功率	100MW
	直流母线电压	100kV
	变压器变比、漏抗	35kV/42kV/42kV、0.06p.u.
	直流侧滤波电感	20mH
辅助换流器	变压器变比、漏抗	35kV/24kV、0.09p.u.
	子模块电容、额定电压	10mF、0.9kV
	子模块串模块个数	112
	交流单元桥臂模块个数	42

桥臂电感	10mH	变压器变比、漏抗	50kV/220kV、0.14p.u.
谐振电容	120μF	岸上 MMC 换流器	桥臂电感 75mH
谐振电感	2.345mH	子模块电容、额定电压	0.25mF, 10kV
集中式卸荷电阻	100Ω	桥臂子模块个数	10

附录 B 文章相关傅里叶分解结果

$$\begin{cases} U_{1\mu} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi} \frac{U_D}{1 - \cos \mu_u} \sqrt{\sin^2 \mu_u + \mu_u^2 - 2\mu_u \sin \mu_u \cos \mu_u} \\ U_{n\mu} = \frac{\sqrt{6}}{n\pi} \frac{U_D}{1 - \cos \mu_u} \left\{ \left[\frac{\sin[(n-1)\mu_u/2]}{n-1} \right]^2 + \left[\frac{\sin[(n+1)\mu_u/2]}{n+1} \right]^2 - \right. \\ \left. 2 \frac{\sin[(n-1)\mu_u/2]}{n-1} \frac{\sin[(n+1)\mu_u/2]}{n+1} \cos \mu_u \right\}^{\frac{1}{2}}, n = 6k \pm 1, k = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (B1)$$

$$\begin{cases} U_{12-1} = \frac{3(\sqrt{6} - \sqrt{2})}{\pi} U_D \\ U_{12-n} = (-1)^k \frac{3(\sqrt{6} - \sqrt{2})}{n\pi} U_D, n = 12k \pm 1, k = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (B2)$$



李哲锴

收稿日期: 2024-03-28

作者简介:

李哲锴 (2000), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为海上风电经柔性直流输电送出并网方案及海上风电低成本送出方案研究, zhekai_li.work@sjtu.edu.cn;

*通信作者: 杨仁炘 (1992), 男, 博士, 助理研究员, 主要研究方向为柔性直流输电技术及可再生能源友好并网技术, frank_yang@sjtu.edu.cn;

方梓熙 (1994), 男, 博士, 主要研究方向为基于海上风电场的柔性直流输电技术、模块化多电平变换器的拓扑与控制, zixifang@sjtu.edu.cn;

于浩天 (1998), 男, 博士研究生, 主要研究方向为新能源柔直并网稳定分析与控制, yht56114@sjtu.edu.cn;

蔡旭 (1964), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为可再生能源功率变换与并网技术、大功率电力电子与电力系统控制等, xucai@sjtu.edu.cn。

Research on Commutation Mechanism and Harmonic Suppression of Offshore Wind Farm Integration With DRU-VSC Hybrid Transmission System

LI Zhekai, YANG Renxin*, FANG Zixi, YU Haotian, CAI Xu

(Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion, Ministry of Education (Shanghai Jiao Tong University))

KEY WORDS: offshore wind farm; diode rectifier unit; low-cost transmission; hybrid converter; harmonic voltage suppression

Combining low-power auxiliary converters with diode rectifier units (DRUs) in parallel to replace large-capacity modular multilevel converters (MMC) is an effective method to reduce the cost of the grid integration of distant offshore wind farms (OWFs). Currently, most research on hybrid converter schemes still focuses on the topology and the control strategy of auxiliary converters. Studies on the operational mechanisms and harmonic characteristics of the Offshore Wind Farm - Diode Rectifier Unit - Voltage Source Converter (OWF-DRU-VSC) system are less common.

Traditional analyses of three-phase DRU typically assume a constant AC voltage source and a DC load. However, in the OWF-DRU-VSC system, the OWF exhibits current source characteristics, and the auxiliary converter acts more like a large capacitor connected to the point of common coupling (PCC), rather than a strong voltage source. Additionally, the DC side of the system is controlled by the onshore converter station, not merely a DC load. The harmonic component produced by DRU is no longer in the form of current but in the form of harmonic voltage at PCC. If not handled, this harmonic voltage will not only influence the operation and control of OWFs but also further deteriorate the power quality of the offshore AC grid. In severe cases, this may even cause the wind turbine to shut down and disconnect from the grid.

To address these challenges, this paper conducts comprehensive analyses of the commutation mechanism as well as harmonic characteristics of a DRU-VSC hybrid transmission system with OWFs integration and proposes a novel harmonic voltage suppression strategy. The contribution of this paper mainly lies in the following aspects:

1) The commutation mechanism of the OWF-DRU-VSC system, which is shown in Fig. 1, is studied based on a simplified equivalent model. On this basis, the harmonic component and reactive power consumption for 6-pulse and 12-pulse DRUs are further calculated and presented.

2) A detailed equivalent model is developed considering the effects of AC and DC side inductors. This

model confirms the validity and accuracy of our assumptions, offering guidance for the design of AC and DC parameters as well.

3) Based on the modeling and analysis, a harmonic voltage suppression strategy is proposed for the auxiliary converter, significantly improving the power quality of the offshore AC system.

4) Finally, a detailed simulation model is built in MATLAB/Simulink, with further real-time Hardware-in-the-Loop (HIL) simulations conducted on the RT-LAB platform. The simulation results verify the correctness of the analyses and the effectiveness of the proposed harmonic suppression method.

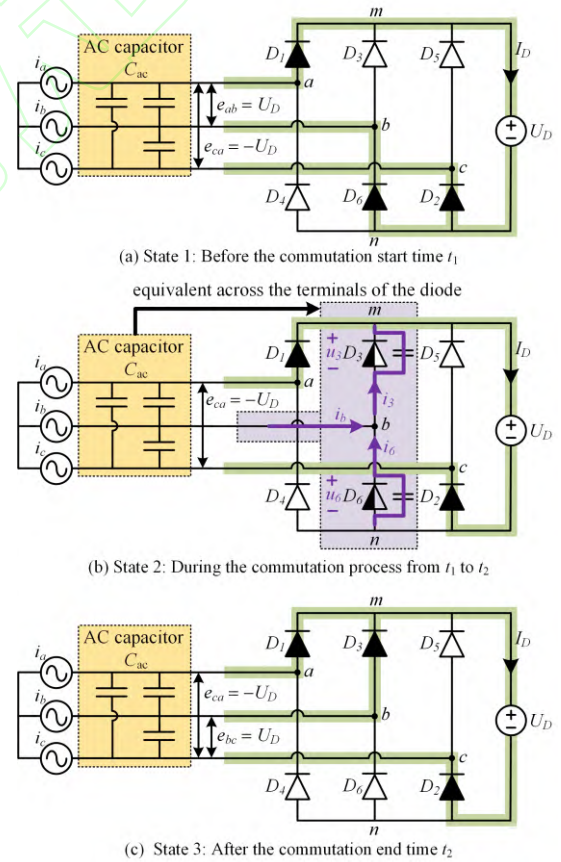


Fig. 1 The actual conduction circuit before, during, and after the commutation process of diode D_6 to D_3