

一种风电接入中压直流配电网的多重化换流器技术研究

母雪东, 孙家兴

(苏能(锡林郭勒)发电有限公司, 内蒙古 锡林郭勒 026321)

摘要: 直流配电网具备线损较低、可靠性高的优势, 便于分布式电源、储能与直流负荷接入。针对分布式能源接入直流配电网的场景, 提出了一种便于分布式风电接入直流配电网的新型多重化换流器拓扑结构, 通过数学关系推导和分析系统电压/电流谐波特性, 详细设计了系统功率控制、子模块电压控制和有源滤波控制等策略, 对子模块电容值进行理论设计。在 PSCAD/EMTDC 仿真平台搭建了风电接入中压直流配电网系统的模型, 并对所提控制策略进行了仿真验证。仿真结果表明, 该多重化换流器在降低成本和占用空间的同时, 可以有效削减注入整个系统的谐波含量, 使得交流侧具有较高的电能质量, 对分布式能源的消纳和配电网的稳定性提高具有重要意义。

关键词: 直流配电网; 多重化换流器; 子模块; 比例谐振控制器; 分布式电源

Research on a multiple converter for wind power connected to medium voltage DC distribution network

MU Xuedong, SUN Jiaying

(Su Neng (Xilin Gol) Power Generation Co., Ltd., Xilin Gol 026321, China)

Abstract: The DC distribution network has advantages such as low line loss, high reliability, and easy access to distributed power sources, energy storage, and DC loads. For the scenario of distributed energy access to DC distribution networks, this paper proposes a multiplex converter topology structure suitable for wind power access. The system voltage/current harmonic characteristics are derived and analyzed from mathematical relationships. Detailed control strategies including system power control, submodule voltage control, and active filter control are designed, and the submodule capacitance value is theoretically designed. Building a wind power connected to a medium voltage direct current distribution network system on the PSCAD/EMTDC simulation platform to simulate and verify the control strategy proposed in this paper. The simulation results show that this multiple converter can effectively improve the harmonic characteristics of the AC side of the system while reducing costs and occupying space, resulting in high power quality on the AC side. It is of great significance for the consumption of distributed energy and improving the stability of the distribution network.

Keywords: DC distribution network; multiplex converter; submodule; proportional resonance controller; distributed generation

0 引言

随着我国“双碳”目标的提出, 以风电、光伏等为代表的分布式电源因其灵活接入、绿

色和环保等特征受到广泛关注, 但是大规模分布式电源的接入会使现有配电网的不足和局限性更加凸显。一方面, 传统交流配电网因扩建新线路困难, 造成供电走廊紧张、线路利用率

低和损耗大等一系列问题；另一方面，传统配电网存在三相之间不平衡、系统电压波动、闪变和谐波等影响供电电能质量的问题^[1-3]。针对交流配电网的上述难题，直流配电网具备独特优势。直流配电网因没有无功损耗和涡流损耗，整体线损远小于交流配电网^[4]，且更便于分布式能源、储能和直流负荷接入，还能够很好地兼容储能、电动汽车等有双向潮流流动需求的场景^[5-9]。

目前，直流配电网仍处于理论探索和工业园区等小容量示范工程阶段，受直流断路器、DC/DC等直流装备的造价高昂等因素制约，短期内大面积推广直流配电网的可能性较小。不过，新能源的单机系统可先整流至直流汇集网，再经大容量逆变器逆变接入交流公共网。此外，风电接入直流配电网的方式可以规避交流接入后引发的系统频率稳定性问题，且损耗更低。综上，综合经济性和运行损耗等因素，风电接入直流配电网具备更大的优势^[10-11]。

本文提出了一种便于风电直接接入中压直流配电网的新型多重化换流器技术，通过数学推导分析电压/电流谐波特性，设计了功率控制策略和子模块电压控制策略，并对子模块电容参数进行设计。在PSCAD/EMTDC平台上搭建了风电经多重化换流器接入直流配电网系统的模型，并开展仿真分析。仿真结果表明，风电功率经多重化换流器送出时，可以有效降低交流配电网的谐波含量，提高供电系统的电能质量。

1 多重化换流器拓扑结构及电压/电流谐波特性分析

1.1 拓扑结构

多重化换流器拓扑结构如图1所示，由两个二极管不控整流桥和小容量模块化多电平换流器（Modular Multilevel Converter, MMC）构成。其中，二极管不控整流桥凭借价格低廉、占地面积小的优势，可以从整体上降低风电送出环节的造价成本。另一方面，配备的小容量MMC

工作在有源滤波状态，能够滤掉新型换流器额外产生并注入交流系统的谐波分量，使交流侧具有较高的电能质量，用于改善交流侧的谐波特性。

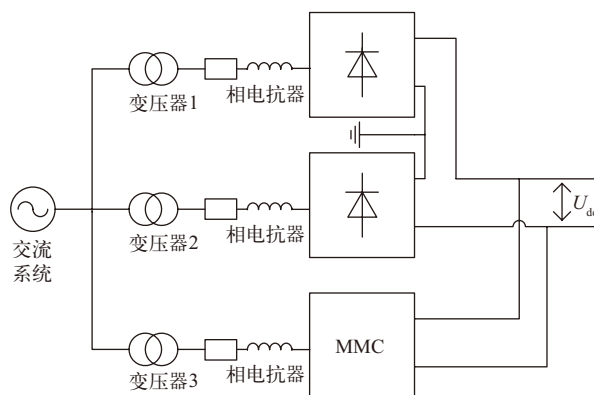


图1 多重化换流器拓扑结构

Fig. 1 Topology of multiple converter

1.2 十二脉波整流器电压/电流谐波数学分析

(1) 电流谐波分析

如图2所示，上层换流器为Y-Y联结，下层换流器为Y-Δ联结，存在30°相位差。由文献[12]推导可知，两台换流器网侧的总电流为上桥换流器网侧电流和下桥换流器网侧电流之和，因此有

$$i_{\text{总}}(t) = i_{\text{上桥网侧}}(t) + i_{\text{下桥网侧}}(t) = 2I_1 \left[\sin \omega_0 t + \frac{1}{11} \sin 11 \omega_0 t + \frac{1}{13} \sin 13 \omega_0 t + \dots \right] \quad (1)$$

由式（1）可以看出，此时电网侧线电流只包含 $(12h \pm 1)$ 次谐波。

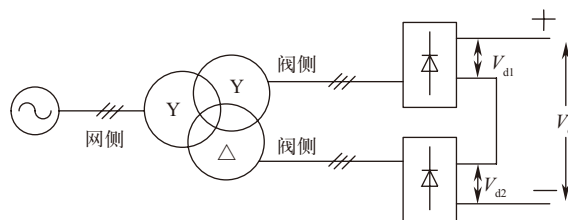


图2 十二脉波不控整流简化结构框图

Fig.2 Simplified structure diagram of 12-pulse uncontrolled rectifier

(2) 电压谐波分析

由两个三相二极管不控整流桥电路移相30°构成的十二脉波不控整流电路，其二次绕组分别采用Y形和Δ形联结。在 $(-\pi/6, \pi/6)$ 区间内，六脉波整流桥直流电压与变压器二次电压关系为

$$V_{d1} = \sqrt{2}V_L \cos \omega t \quad (2)$$

式中, ω 为系统角频率; V_{d1} 为上侧六脉波不控整流桥直流侧输出电压; V_L 为变压器二次侧线电压有效值。

对 V_{d1} 进行傅里叶变换, 可得

$$\begin{aligned} V_{d1} &= \sqrt{2}V_L \frac{6}{\pi} \left(1 - \sum_{\substack{n=6k \\ k=1,2,3,\dots}}^{\infty} \frac{2(-1)^k}{n^2-1} \cos n\omega t \right) \\ &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_L \left(1 + \frac{2}{5 \times 7} \cos 6\omega t - \frac{2}{11 \times 13} \cos 12\omega t + \right. \\ &\quad \left. \frac{2}{17 \times 19} \cos 18\omega t - \dots \right) \end{aligned} \quad (3)$$

由式 (3) 可以看出, V_{d1} 电压谐波次数均为 $6k$ 次, 其中 $k=1,2,3,\dots$ 。同理, V_{d2} 与 V_{d1} 波形相同且相位滞后 30° , 对 V_{d2} 进行傅里叶变换, 可得

$$\begin{aligned} V_{d2} &= \sqrt{2}V_L \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} \left[1 - \sum_{\substack{n=6k \\ k=1,2,3,\dots}}^{\infty} \frac{2(-1)^k}{n^2-1} \cos n(\omega t - 30^\circ) \right] \\ &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_L \left(1 + \frac{2}{5 \times 7} \cos 6(\omega t - 30^\circ) - \frac{2}{11 \times 13} \cos 12(\omega t - 30^\circ) + \right. \\ &\quad \left. \frac{2}{17 \times 19} \cos 18(\omega t - 30^\circ) - \dots \right) \\ &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_L \left(1 - \frac{2}{5 \times 7} \cos 6\omega t - \frac{2}{11 \times 13} \cos 12\omega t - \right. \\ &\quad \left. \frac{2}{17 \times 19} \cos 18\omega t - \dots \right) \end{aligned} \quad (4)$$

由此可得负载侧电压 V_d 为

$$\begin{aligned} V_d &= V_{d1} + V_{d2} = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} V_L \left(1 - \frac{2}{11 \times 13} \cos 12\omega t - \right. \\ &\quad \left. \frac{2}{23 \times 25} \cos 24\omega t - \dots \right) \end{aligned} \quad (5)$$

由式 (4) 可以看出, 负载侧直流输出电压谐波为 $12k$ 次, 其中 $k=1,2,3,\dots$ 。

2 控制策略设计

由半桥子模块构成的小容量 MMC 拓扑结构如图 3 所示, 由六个桥臂组成。根据前文的分析, 设计 MMC 的控制系统主要由四部分组成: ① 系统功

率控制; ② 单个子模块电容电压均衡控制; ③ 子模块直流电压均值控制。④ 有源滤波控制。

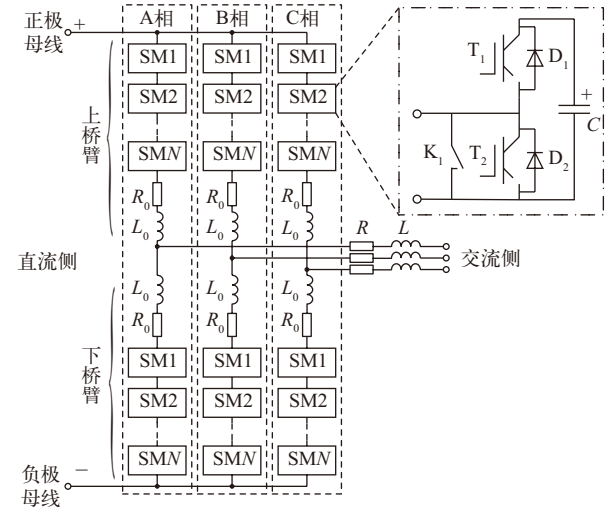


图 3 小容量 MMC 的拓扑结构

Fig. 3 Topology of MMC

2.1 MMC 功率控制和子模块电压控制

MMC 的整体控制框架与逻辑如图 4 所示。图中, u_{sa} 、 u_{sb} 、 u_{sc} 分别为交流 a、b、c 三相的电压; i_{1a} 、 i_{1b} 、 i_{1c} 分别为二极管不控整流输出的三相电流分量; 经过 dq 变换环节得到 d/q 轴分量 u_d 与 u_q ; P_m^{ref} 与 Q_m^{ref} 、 i_{md} 与 i_{mq} 分别为 MMC 的有功/无功功率参考量和三相电流的 d/q 轴参与量。子模块电压均衡控制逻辑如图 5 和图 6 所示。

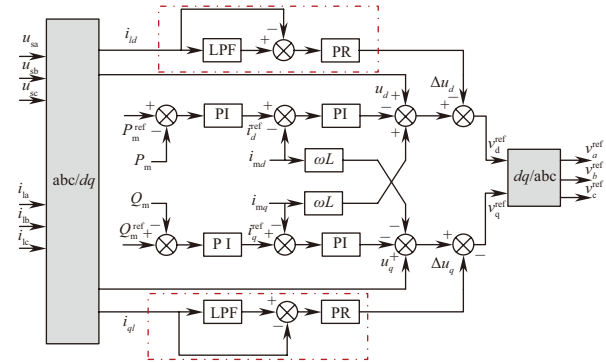


图 4 MMC 控制框图

Fig. 4 Block diagram of SSSC-FCL

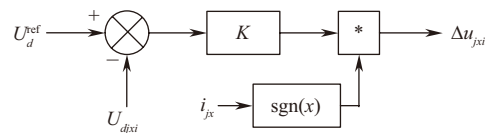


图 5 单个子模块直流电压均衡控制

Fig. 5 Balancing control of submodule voltage

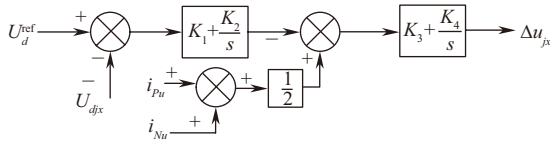


图6 子模块电压均值控制

Fig. 6 Averaging control of submodule voltage

2.2 MMC有源滤波控制策略

有源滤波技术基本原理是，通过不断检测三相系统中电压、电流等各种电气量所包含的谐波分量，注入与谐波分量幅值相等、方向相反的补偿分量，以抵消要滤除的谐波分量，从而改善系统的电能质量^[13]。有源滤波控制部分在图4中用红色点画线框标识。图中的 i_{sd} 和 i_{sq} 分别是交流系统三相电流测量值经同步坐标变换后的 d/q 轴分量，在没有附加有源滤波环节的情况下，除基波直流分量外，还会存在大量11次、13次、23次、25次等谐波。这些 $(12k \pm 1)$ 次特征谐波在经过数学坐标变换环节后，又会转化成12次、24次、36次等 $12k$ 次谐波。因此，本文采用比例谐振（PR）滤波器滤除上述特定次谐波，表达式为

$$G_{PR}(s) = K_P + \frac{K_R s}{s^2 + (12\omega)^2} + \frac{K_R s}{s^2 + (24\omega)^2} \quad (6)$$

式中， K_P 为比例系数； K_R 为谐振系数。

因此，将2.1部分控制系统得到的结果叠加2.2部分控制系统生成的 Δu_d 与 Δu_q ，经过逆 dq/abc 变换产生MMC的调制参考波 v_a^{ref} 、 v_b^{ref} 与 v_c^{ref} 。

3 MMC子模块电容设计

为兼顾MMC对交流系统的滤波效果，以及维持直流电压的稳定，需要选取合适的子模块电容参数。若子模块电容取值过小，势必会影响直流电压的稳定性；若子模块电容取值过大，会造成设备体积过大、成本过高。因此，需要从系统性能及经济性角度综合考虑选取合适的电容值参数。

不控整流器输出电流为

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum_{n=1}^{+\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \\ \sum_{n=1}^{+\infty} \sqrt{2} I_n \sin[n(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \varphi_n] \\ \sum_{n=1}^{+\infty} \sqrt{2} I_n \sin[n(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \varphi_n] \end{pmatrix} \quad (7)$$

MMC的输出电流为

$$\begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum_{n=1}^{+\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \\ \sum_{n=1}^{+\infty} \sqrt{2} I_n \sin[n(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \varphi_n] \\ \sum_{n=1}^{+\infty} \sqrt{2} I_n \sin[n(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \varphi_n] \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \sqrt{2} I_1 \cos \omega t \sin \varphi_1 \\ \sqrt{2} I_1 \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \sin \varphi_1 \\ \sqrt{2} I_1 \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \sin \varphi_1 \end{pmatrix} \quad (8)$$

$$= \begin{pmatrix} \sum_{n=2}^{+\infty} \sqrt{2} I_n \sin[n\omega t + \varphi_n] \\ \sum_{n=2}^{+\infty} \sqrt{2} I_n \sin[n(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \varphi_n] \\ \sum_{n=2}^{+\infty} \sqrt{2} I_n \sin[n(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \varphi_n] \end{pmatrix}$$

以其中的a相桥臂为例，桥臂电压和电流计算式为

$$\begin{cases} u_{am} = \frac{U_{dc}}{2} - u_a \\ i_{am} = -\frac{i_{as}}{2} - \frac{I_{dc}}{3} \end{cases} \quad (9)$$

从而可求得MMC传输的功率为

$$p(t) = \begin{pmatrix} i_{am} \\ i_{bm} \\ i_{cm} \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} u_{am} \\ u_{bm} \\ u_{cm} \end{pmatrix} \quad (10)$$

$$= -3 \left[\sum_{n=2}^{+\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) + \frac{\sqrt{2} I_{dc}}{3} \right] \left(\frac{1}{M} - \sin \omega t \right) U$$

式中， $M = \frac{\sqrt{2} U}{U_{dc}/2}$ 为调制比。

对功率在半个周波内进行积分, 可得桥臂能量 W 为

$$W = \sum_{n=2}^{+\infty} \frac{6UI_n[(M+1)n^2 - 1]}{\omega n(n+1)(n-1)} \quad (11)$$

而子模块电容的能量波动可表示为

$$W = 2n\varepsilon CU_0^2 \quad (12)$$

式中, U_0 、 ε 、 n 分别为子模块电容额定电压、电压波动率和子模块数。

由式 (11)、式 (12) 可得子模块电容 C 为

$$C = \sum_{n=2}^{+\infty} \frac{3nUI_n[(M+1)n^2 - 1]}{\omega m \varepsilon n(n+1)(n-1)U_0^2} \quad (13)$$

4 仿真验证

4.1 风机发电建模及特性验证

本文风机建模选用永磁同步发电机, 采用最大功率点跟踪 (Maximum Power Point Tracking, MPPT) 控制, 仿真时长和步长分别为 25 s、100 μ s。风速变化 and 对应风机功率的动态变化曲线如图 7 所示。

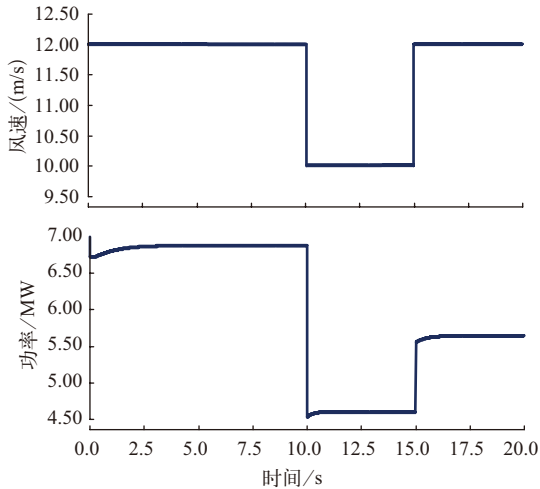


图 7 风速和风机功率的变化曲线

Fig. 7 The variation of wind speed and power of wind generator

图 7 中, 在 $t=10$ s 时刻, 风速先由 12 m/s 降至 10 m/s。然后, 在 $t=15$ s 时刻, 风速又增加至 12 m/s。整个过程中, 风机发电所发出功率跟随风速的调整而快速变化, 快速准确地实现 MPPT

控制。

4.2 风电接入直流配电网系统建模及仿真分析

为了证实新型换流器结构的适用性和所设计完整控制策略的可执行性, 在 PSCAD/EMTDCV5 软件平台中搭建了风电接入直流配电网系统, 如图 8 所示。系统的关键参数见下表。其中, 直流母线和交流母线电压分别为 ± 30 kV、35 kV, 换流器 MMC1 和 MMC2 分别采用定直流电压控制和定有功功率控制。

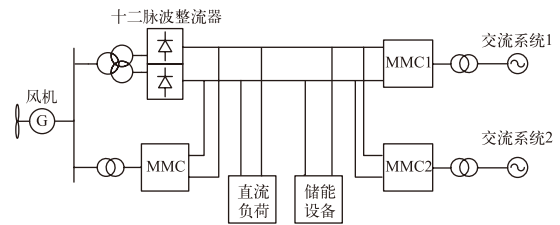


图 8 风电接入中压直流配电网仿真模型

Fig. 8 Simulation model of wind power connected to medium voltage DC distribution network

表 仿真参数

Tab. The main parameters

参数		值
风电	功率 / MW	7
	电压 / kV	20
交流系统 1	有功功率 / MW	5
交流系统 2	有功功率 / MW	5
交流线路	电阻 / Ω	0.02
	电感 / mH	0.05
十二脉波整流器	容量 / MW	8
	变压器 / kV	35/22.4/22.4
小容量 MMC	容量 / MW	1
	变压器 / kV	35/35
	桥臂电抗 / mH	3
	子模块数 n	60
	子模块电容值 / mF	1.3
MMC1/MMC2	容量 / MW	5
	变压器 / kV	35/35
	桥臂电抗 / mH	3
	子模块数 n	60
	子模块电容值 / mF	2

如图 9 所示, 系统达到稳定状态后, 在 $t=1.2$ s 时刻风机接入直流配电网, 经过 0.05 s 的短暂过程后, 整个配电网系统直流电压进入

稳定。在 $t=1.6$ s时刻,小容量MMC接入;在 $t=2.0$ s时刻,小容量MMC启用投入交流谐波的有源滤波功能。

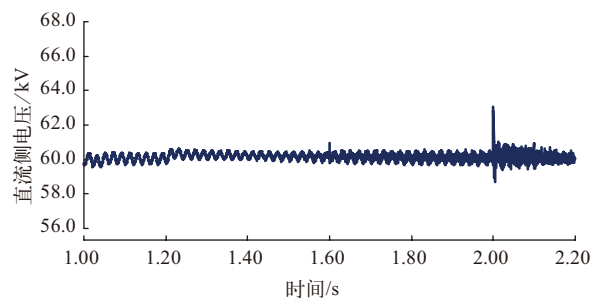


图9 直流电压变化曲线

Fig. 9 Variation of DC voltage curve

交流侧母线电流、十二脉波整流器输出电流和用于滤波功能的MMC电流波形分别如图10所示。从这些波形对比可以看出,有源滤波控制能够将十二脉波整流器产生的附加谐波量有效滤掉,使三相交流系统谐波含量大大降低。总谐波畸变率变化曲线如图11所示。由图11可知,将谐波畸变率由0.12%降低为0.02%,减少了系统电流83%的谐波含量。

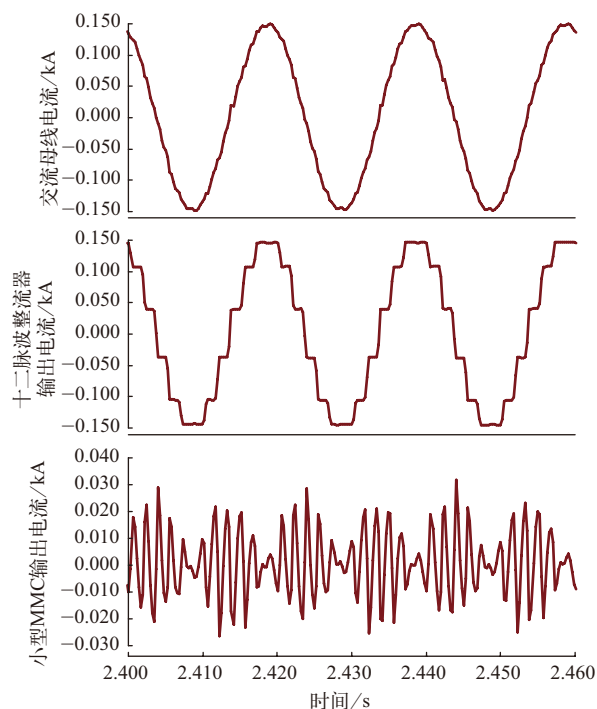


图10 输出电流

Fig. 10 Output currents

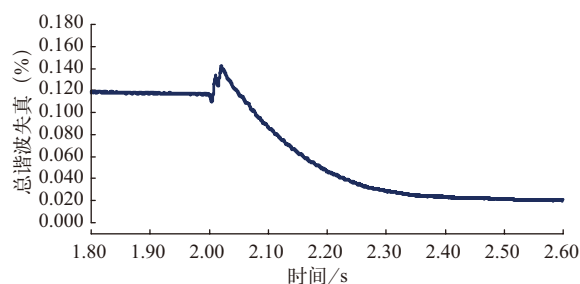


图11 总谐波畸变率变化

Fig. 11 Variation of THD

风电通过不控整流部分与滤波MMC部分传输的有功功率变化过程如图12所示。在8 s、16 s时刻,风机所发出功率随着风速变化而变化,经十二脉波不控整流部分传输到直流配电网的有功功率也随之动态调整。而MMC部分在实现有源滤波功能的同时,可以保持所传输的有功功率为零,实现滤波并降低了整体造价。

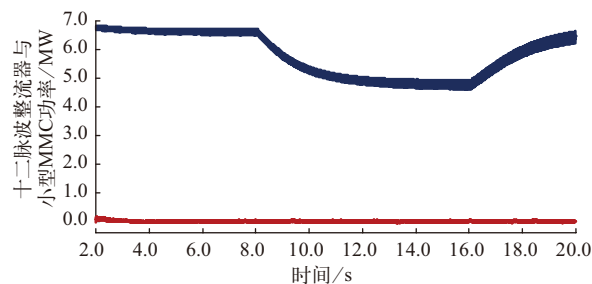


图12 不控整流部分与滤波 MMC 的功率变化

Fig. 12 Active power of DBC and MMC

5 结束语

本文提出了一种适用于风电直接接入中压直流配电网的新型多重化换流器技术,通过数学逻辑关系推导并定量研究了系统电压/电流量所包含的谐波分量,详细设计了系统控制策略和子模块电容值。在PSCAD/EMTDC仿真平台搭建风电接入中压直流配电网系统的模型,并对所提控制策略进行仿真验证。仿真结果表明,风电经多重化换流器送出,不仅能降低成本和占用空间,还能够有效改善系统交流侧的谐波特性,使交流侧具有较高的电能质量。

参考文献

- [1] STARKE M, TOLBERT L M, OZPINECI B. AC vs. DC distribution: A loss comparison[C]. Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2008: 1-7.
- [2] SHAMSI P, FAHIMI B. Stability assessment of a DC distribution network in a hybrid micro-grid application[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2014, 5(5): 2527-2534.
- [3] NILSSON D, SANNINO A. Efficiency analysis of low-and medium-voltage DC distribution systems[C]. Power Engineering Society General Meeting, 2004: 2315-2321.
- [4] 杜翼, 江道灼, 尹瑞, 等. 直流配电网拓扑结构及控制策略[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(1): 139-145.
- [5] 江道灼, 郑欢. 直流配电网研究现状与展望[J]. 电力系统自动化, 2012, 36(8): 98-104.
- [6] 郑欢, 江道灼, 杜翼. 交流配电网与直流配电网的经济性比较[J]. 电网技术, 2013, 37(12): 3368-3374.
- [7] 马钊, 焦在滨, 李蕊. 直流配电网架构与关键技术[J]. 电网技术, 2017, 41(10): 3348-3357.
- [8] 戴志辉, 葛红波, 严思齐, 等. 柔性直流配电网故障分析[J/OL]. 电工技术学报, 1-12(2017-11-15).
- [9] 吴振梁. 基于CSC和MMC的混合直流配电网若干关键问题研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2018.
- [10] 梁有伟, 胡志坚, 陈允平. 分布式发电及其在电力系统中的应用研究综述[J]. 电网技术, 2003, 27(12): 71-75, 88.
- [11] 付学谦, 陈皓勇, 刘国特, 等. 分布式电源电能质量综合评估方法[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(25): 4270-4276.
- [12] 黄俊, 王兆安. 电力电子变流技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 1992.
- [13] 许逵, 马晓红, 邴钰淇, 等. 电压源和电流源混合型融冰技术及其控制策略[J]. 高电压技术, 2020, 46(8): 2789-2798.

作者简介

母雪东 (1992—), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为电力系统保护及直流配电技术。

孙家兴 (1989—), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为发电厂电气及电力系统保护。

(收稿日期: 2024-10-03)