

一种适用于风电送出的新型大功率整流器研究

刘万超¹, 桑亚维², 谢威¹, 谭泽辰¹, 杨倩薇², 黄辉², 梁一桥²

(1. 山东电力工程咨询院有限公司, 济南 524447; 2. 北京四方继保工程技术有限公司, 北京 100085)

摘要: 风电可以经单向 AC/DC 变换器整流后送出并网,但现有大功率整流系统存在能耗高、整流效率偏低、谐波污染严重及系统功率因数低、需要吸收大量无功功率等问题给电网带来沉重负担。本文提出了一种兼具有源滤波和动态无功补偿的大功率整流器拓扑,既可以实现其整流输出电压在一定范围内连续可调,又可以实现交流侧系统的有源滤波和无功补偿,滤除自身二极管不控桥产生的谐波分量并补偿部分无功功率,改善了交流侧系统的电能质量。首先,本文介绍了拓扑的组成部分及不同运行模式下各开关的闭合/开断状态;然后,详细分析并设计了子模块电压控制、无功功率补偿控制及有源滤波控制等控制方法。通过仿真算例对其进行分析,仿真结果表明该整流器在实现其整流输出电压可调的同时,能够补偿系统所需无功功率和减少大功率整流器给电网注入的谐波分量;最后,从数学关系出发推导了大功率整流器中 IGBT/Diode 器件的开关损耗和通态损耗的理论计算式,为散热设计提供参考。

关键词: 风电; 整流器; 有源滤波; 无功补偿; 模块化多电平换流器

Research on a New Type of High-power Rectifier Suitable for Wind Power Transmission

LIU Wanchao¹, SANG Yawei², XIE Wei¹, TAN Zechen¹, YANG Qianwei²,
HUANG Hui², LIANG Yiqiao²

(1. Shandong Electric Power Engineering Consulting Institute Co., Ltd., Jinan 524447, China;

2. Beijing Sifang Jibao Engineering Technology Co., Ltd., Beijing 100085, China)

Abstract: Wind power can be delivered to the grid after rectification by a unidirectional AC/DC converter. However, the existing high-power rectification system has such shortcomings as high energy consumption, low rectification efficiency, serious harmonic pollution, low system power factor and absorption of a large amount of reactive power, which place a heavy burden on the power grid. In this paper, a new type of high-power rectifier topology with active filter and dynamic reactive power compensation is proposed, which can not only achieve sustaining adjustment of its rectified output voltage within a certain range, but also achieve the active filtering and reactive power compensation of the AC side system, filtering the harmonic component which is generated by the diode uncontroeld bridge itself, compensating partial reactive power and improving power quality of AC side system. Firstly, in this paper the composition of the topology and the closing/opening stataus of each switch under different operation modes are introduced. Then, such control methods as voltage control of submodule, reactive power compensation control and active filtering control are analyzed in detail and designed. They are analyzed through simulation example. The simulation result shows that the recfitier, at the same time of achieving the adjustment of its rectifying output voltage, can compensate the reactive power needed by the system and reduce the harmonic component injected from the high power recfitier to the power grid. Finally, based on the methematical relationship, the theoretical calculation formulas of switching loss and on-state loss of IGBT/Diode element of high power rectifier are derived, providing a reference for heat dissipation design

Keywords: wind power; rectifier; active filter; reactive power compensation; modular multilevel converter

收稿日期:2025-02-27

基金项目:国家电投科技项目(37-K2024-097)。

0 引言

风力发电机因其波动性特征需要经过整流器和逆变器两个环节并入电网,并且需要配置滤波装置滤除交流侧的谐波。而风力发电机经大功率整流装置(即单向 AC/DC 变换器)接入诸如直流配电网的直流母线可以省去一个逆变环节,节省换流器投资成本。如今实际应用的整流装置主要存在两个需要解决的难题:一是整流过程中带来的特征/非特征谐波干扰^[1-2]问题。谐波的存在会引发系统内设备的过热、因绝缘老化造成设备的使用寿命缩短等弊端^[3-4]。二是使系统功率因数偏低。整流系统运行过程因吸收大量的无功功率造成系统的电压水平偏低外,传输无功功率过程还会附带引起有功功率的损失。总体来看,针对谐波问题,现有文献主要集中于两种措施:一种是直接通过额外配置滤波器等滤波装置来减小谐波含量。这种方法虽然能够有效降低注入到系统的谐波含量,显著的改善用户电能质量,但在实践应用中,有时额外配置的滤波器容量可以和整流器的容量相比拟甚至可能大于整流器的容量,如此大容量的滤波装置又会带来诸如系统损耗增加、造价昂贵、占地面积大等一系列不利因素^[5-6]。除了上述通过安装谐波补偿装置来补偿谐波这种方法外,不少学者建议从直接改造整流系统的拓扑结构的角度出发,从谐波产生的源头根本上进行治理。在各种多脉波整流器中,十二脉波整流器因其具有结构简单、传输功率大在工业应用场景中常见^[7]。与单个六脉波不控整流器相比,十二脉波整流器中的五次和七次谐波分别相互抵消,使得总输入电流的谐波次数和幅值明显减少,然而仅靠单个十二脉波整流器的谐波抵消依旧不能完全满足标准 IEEE 519 中对交流侧谐波的规定要求。另外,如果再进一步通过增加不控整流桥的数量来构建诸如十八、二十四和三十六脉波等更多脉波数的整流器,虽然能够在更大程度上降低谐波,但是也会造成诸如系统控制器设计复杂度更高、变压器造价提高等一系列问题。

依据所采用的功率半导体器件,大功率 AC/DC 整流装置主要有以下 3 大类^[8]:1)完全不可控整流装置,主要采用二极管(diode)器件;2)可控整流装置,这其中又分为采用半控型器件(如晶闸管)和采用如 IGCT/MOSFET 等全控型器件的结构。而以上各类型装置又具有其自身的优缺点:首先,第一类完全不可控整流装置虽然结构和控制逻辑简单、损耗也较低,但如前文所述交流侧电能质量较差,而

且直流侧整流输出电压不可调节。其次,基于晶闸管的可控整流装置虽然可以实现整流输出电压的调节,但依然存在电能质量问题需要解决。此外,采用全控型器件结构的整流装置,虽然能够解决/改善交流侧电能质量问题。但却因装置损耗高、成本不够经济等问题很难在中、高压领域中广泛应用。

文献[9]基于十二脉波不控整流电路的特点,针对非隔离应用场景,提出了一种低谐波含量的十二脉波整流系统,文中主要思路是基于有源平衡电抗器。文献[10]提出了一种基于级联 H 桥结构的有源滤波器(active power filter, APF),文中指出这种结构的开关损耗较小,并且从工程角度考虑,模块化结构使得提高电平数易实现,但在三相输出电流不对称时面临着子模块间电容电压均衡的难题需要解决,这使其在配电领域中的广泛使用受到局限性。近年来,因具备电压波形质量好、模块化结构扩展性等优点使得基于模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)的电力电子变换器广泛应用于多个国内外高压直流输电工程中^[11-13]。专利 ZL201320048177. X 提出了一种基于全桥 MMC 换流器的融冰兼具静止同步补偿器(static synchronous compensator, STATCOM)功能的装置。但该发明中采用的电力电子器件全部为 IGBT,不可避免使得其整体损耗会较大、成本也随之增加。文献[11]研究了由 MMC 构成的有源滤波器拓扑特性,但文中基于瞬时无功理论所设计的控制策略不可避免的需要进行区分识别、检测各个频段的谐波分量,造成整体计算工作量较大。

综合现有研究的优缺点,本文提出了一种基于二极管不控整流桥和全 H 桥模块化多电平换流器(full-bridge modular multilevel converter, FB-MMC)的新型大功率整流器^[14]。通过将 FB-MMC 和二极管整流的直流输出端口级联的方式达到大功率整流器直流电压的可调、可控目的,并且相比于纯采用不控整流方案,大部分功率可经由不控整流部分传输而不会给整流器的损耗增加很多。此外,还可以控制 FB-MMC 交流侧处于有源滤波模式,实现对二极管不控整流产生的谐波分量进行滤波功能。FB-MMC 还可以实现静态无功功率补偿装置的功能(即工作在 STATCOM 状态),根据实际系统对功率的需求释放/吸收一定量的无功功率,大大提高系统功率因数。文中对该电路的详细拓扑结构及其两种工作模式的原理进行分析。然后,分别设计了 MMC 的子模块电压、有源滤波和无功补偿功能等各部分控制策略。最后,在 PSCAD/EMTDC 中搭建 10 kV

系统仿真算例对其两种工作模式下的运行特性及本文所设计的控制策略进行仿真验证。仿真结果表明该整流器不仅能够实现其整流输出电压可调,而且能够补偿系统所需无功功率和滤除二极管不控整流产生的谐波电流,使得交流侧具有较高电能质量。

1 电路拓扑结构和工作原理

本文所提出新型大功率整流器的拓扑结构如图 1 所示。交流系统通过一个四绕组变压器分别连接 FB-MMC 和两个完全相同的二极管不控整流桥。FB-MMC 的交流侧通过连接电抗器和隔离开关 K_2 联接到变压器的二次侧绕组。通过控制旁路开关 K_1 和隔离开关 K_2 的闭合/开断状态实现 FB-MMC 的安全退出和不同投入状态/工作模式的切换。两个二极管不控整流桥通过四绕组变压器构成一个十二脉波不控整流电路,它与 FB-MMC 各自的直流侧输出电压 U_{dc1} 、 $U_{dc,2}$ 相叠加后作为整个大功率整流器的输出电压。因 FB-MMC 换流器的直流输出电压 $U_{dc,2}$ 连续可调,且其极性可以改变。因此可以实现整流器的直流端口输出电压在 $[(U_{dc1} - U_{dc,2}), (U_{dc1} + U_{dc,2})]$ 区间内可调节。

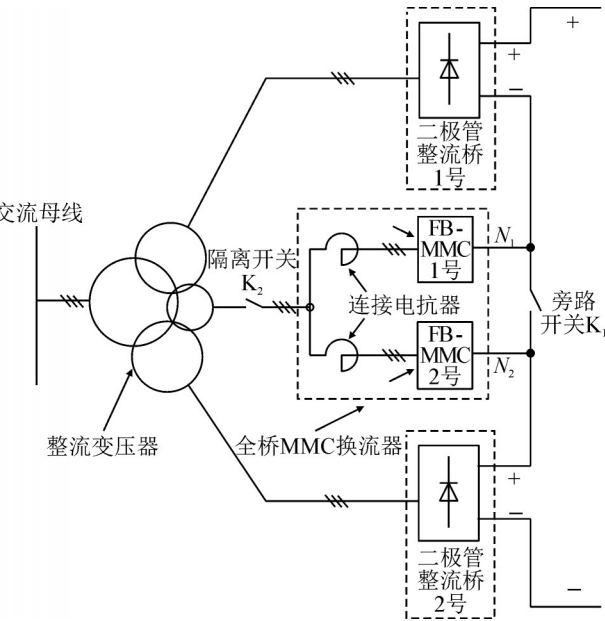


图1 新型大功率整流器拓扑结构
Fig. 1 Topological structure of new high power rectifier

图 2 所示为图 1 中 FB-MMC 换流器的详细接线图,由两个星型结构的 STATCOM 组成,图 3 所示为全 H 桥子模块(图 2 中所示“SM₁~SM_N”)结构。

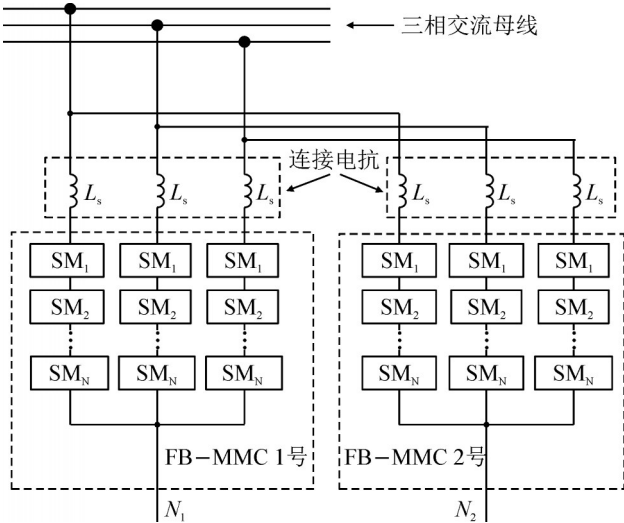


图2 全桥MMC拓扑结构
Fig. 2 Topological structure of full bridge MMC

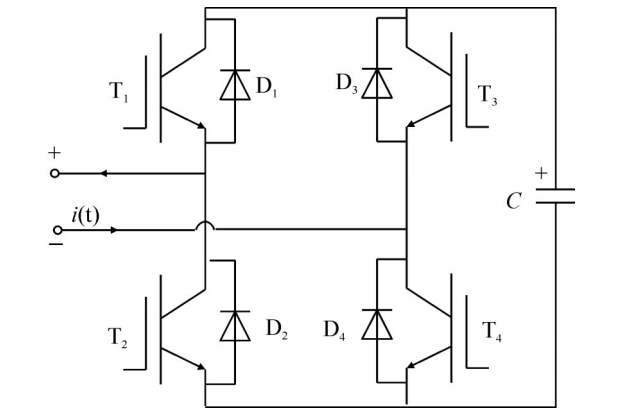


图3 子模块拓扑结构
Fig. 3 Topological structure of submodule

依据其拓扑结构,该电路可以工作在如下两种不同模式:

模式 1:十二脉波不控桥整流。此时开关 K_1 、 K_2 分别处于闭合和断开状态,整个电路由两个六脉波不控整流桥构成,形成十二脉波不控整流电路。

模式 2:二极管不控桥与 FB-MMC 混合整流及有源滤波、无功补偿等改善系统电能质量模式。此模式下开关 K_1 和开关 K_2 分别处于断开和闭合状态,二极管不控桥与 FB-MMC 混合整流通过输出端口级联的方式实现整流输出电压的调节、可控。另外,可以控制 FB-MMC 换流器的交流侧使之处于无功补偿和有源滤波状态,实现谐波滤除和动态补偿系统所需无功功率,改善整个系统的电能质量。

2 控制策略研究

模式 1 工况下为两个六脉二极管桥构成十二脉波不控整流,模式 2 工况下的整体控制框如图 4 所示。

行 SPWM 调制,产生脉冲信号去控制 IGBT 器件的通断。图中: Q^{ref} 、 Q 分别为无功功率参考值与实际值; i_d^{ref} 、 i_q^{ref} 表示 dq 轴电流参考值; L_c 为桥臂电感; θ

为相角; U_{djsj} 为第 j 相第 x 个模块的电压, i_{jx} 为第 j 相的电流。 K_1 – K_4 为常数; i_{pu} 、 i_{nu} 分别为上、下桥臂电流; $\text{sgn}(x)$ 为取值-1 和 1 的符号函数。

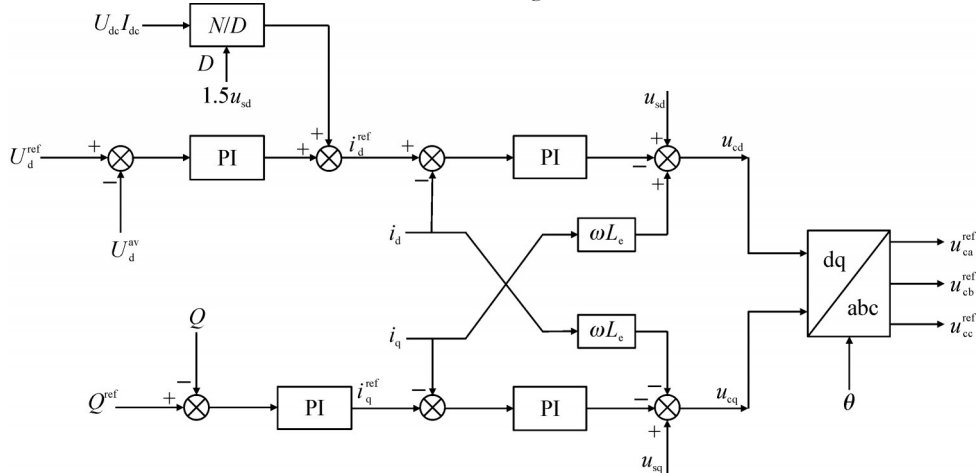


图5 系统功率控制

Fig. 5 System power control

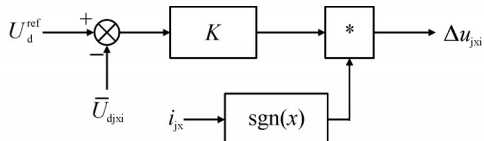
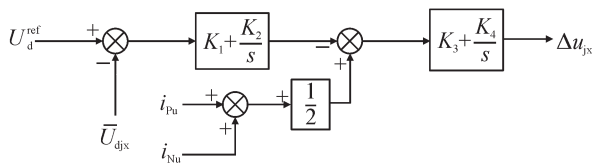
图6 支路内第 x 个子模块电压均衡控制Fig. 6 Balancing control of x th submodule voltage within the branch

图7 子模块电压均值控制

Fig. 7 Averaging control of submodule voltage

2.3 FB-MMC有源滤波控制策略

有源滤波技术是在不断检测系统电压和电流等电气量畸变情况的基础上,通过控制有源滤波装置使其产生与谐波分量大小相等、方向相反的补偿量去相互抵消,从而改善系统的电能质量^[22]。图4中的线框1、线框2部分为有源滤波部分。图中的 i_{ds} 和 i_{qs} 分别表示交流系统三相电流测量值经 Park 坐标变换后的 dq 轴分量,在不考虑补偿和滤波的情况下交流电流包含直流分量(即基波电流)和 $12k$ 次(其中 $k=1,2,\dots,n$)谐波分量。FB-MMC 的有源滤波功能需要滤除掉十二脉不控整流桥输出电流分解出的 11,13,23,25, $\dots$, n 次特征谐波。而三相交流量的 $12k\pm 1$ 次特征谐波在数学关系上经过 Park 坐标变换转化到 dq 坐标系后会演变成的 $12k$ 次谐波^[23-25],因此为了滤掉其特征次谐波,本文针对其中的 12、24、36 次谐波分量设计了比例-积分谐振滤波器。式(5)所示为 $12k$ 特征次谐波比例-积

分谐振滤波器的数学表达式,正是图4线框1、线框2中的传递函数 $C(s)$ 。因此,通过注入与需要滤除的特征次谐波幅值相同、相位相反的谐波量来实现 FB-MMC 的动态有源滤波功能。

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + \sum_{n=1}^3 \frac{K_n s}{s^2 + K_m s + (12n\omega)^2} \quad (5)$$

2.4 FB-MMC 无功补偿控制策略

图4中线框3的FB-MMC无功控制策略是基于 $Q = -1.5i_{\text{qu}}$ 的数学关系,通过计算得出无功电流的参考值 $i_{\text{qu,ref}}$,若将FB-MMC交流侧无功功率的参考值置为零即可使其处于无功补偿状态,也即恰好补偿抵消掉二极管不控整流桥所产生的无功损耗,因此通过设置 $i_{\text{qu,ref}}$ 为0即可实现FB-MMC的无功功率补偿目的。

3 损耗计算公式推导分析

3.1 H桥子模块通流路径分析

本文图3中 $i(t)$ 为子模块电流。根据电流方向的不同,电流流通过路径分以下两种情况:1)当电流 $i(t)$ 为正时,图中器件 T_1 、 T_4 、 D_2 、 D_3 导通,且 (T_1, D_2) 和 (T_4, D_3) 各自为一导通对;2)当电流 $i(t)$ 为负时,剩余器件 T_2 、 T_3 、 D_1 、 D_4 导通,且 (T_2, D_1) 和 (T_3, D_4) 各自为一导通对。调制函数 $F(x)$ 公式为

$$F(\alpha + \theta) = k + m \sin(\alpha + \theta)$$

式中: k 和 m 为常系数; α 、 θ 为初始角和相位角; k 和 m 定义如式(6)所示,且二者之间符合 $|k| + |m| \leq 1$ 。

$$\begin{cases} k = \frac{1}{2} U_{\text{dc}} / (NU_c) \\ m = (\sqrt{2} E / \sqrt{3}) / (NU_c) \end{cases} \quad (6)$$

式中, N 、 U_c 和 E 分别表示桥臂子模块数量及其电容电压、交流电压有效值。

3.2 IGBT 与 Diode 通态损耗理论分析推导

1) IGBT 通态损耗计算公式为

$$P_1 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (v_0 + ri) \times i(\alpha) \times \frac{1 + F(\alpha + \theta)}{2} d\alpha \quad (7)$$

式中: v_0 表示 IGBT 的擎住电压或二极管的门槛电压; r 为 IGBT 或二极管输出特性中的斜率电阻, 从厂家提供的 datasheet 中获取器件参数。将 $F(\alpha + \theta)$ 代入式(7)可得

$$\begin{aligned} P_1 &= \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} (v_0 + ri) \times i(\alpha) \times [1 + F(\alpha + \theta)] d\alpha \\ &= \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} (v_0 + rI_{dc} + rI_{ac} \sin \alpha) \times \\ &\quad [(1 + k) + m \sin(\alpha + \theta)] d\alpha \end{aligned} \quad (8)$$

式中, I_{dc} 、 I_{ac} 表示直流电流和交流电流。令 $v_0 + rI_{dc} = v_1$, $1 + k = k'$, 则

$$\begin{aligned} A &= (v_1 + rI_{dc}) \times (I_{dc} + I_{ac} \sin \alpha) \times [k' + m \sin(\alpha + \theta)] \\ &= k'v_1I_{dc} + k'(rI_{dc}I_{ac} + v_1I_{ac})\sin \alpha + \frac{1}{2}k'rI_{dc}I_{ac}(1 - \cos 2\alpha) + \\ &\quad mv_1I_{dc} \sin(\alpha + \theta) - \frac{1}{2}m(rI_{dc}I_{ac} + v_1I_{ac})[\cos(2\alpha + \theta) - \cos \theta] + \\ &\quad \frac{1}{2}mrI_{dc}I_{ac} \sin(\alpha + \theta) - \frac{1}{2}mrI_{dc}I_{ac} \cos 2\alpha \sin(\alpha + \theta) \\ \text{且 } \frac{1}{2}mrI_{dc}I_{ac} \cos 2\alpha \sin(\alpha + \theta) &= \frac{1}{4}mrI_{dc}I_{ac}[\sin(3\alpha + \theta) + \sin(\theta - \alpha)] \end{aligned}$$

化简后可获得 IGBT 的通态损耗理论计算公式为

$$\begin{aligned} P_1 &= \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} A d\alpha \\ &= \frac{1}{2}k'v_1I_{dc} + \frac{1}{4}k'rI_{dc}I_{ac} + \frac{1}{4}m(rI_{dc}I_{ac} + v_1I_{ac})\cos \theta \end{aligned} \quad (9)$$

2) Diode 通态损耗推导分析

类似于上面 IGBT 的计算过程可推得二极管的通态损耗计算公式为

$$P_2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (v_0 + ri) \times i(\alpha) \times \frac{1 - F(\alpha + \theta)}{2} d\alpha \quad (10)$$

同样进行化简运算可得

$$P_2 = \frac{1}{2}k''v_1I_{dc} + \frac{1}{4}k''rI_{dc}I_{ac} - \frac{1}{4}m(rI_{dc}I_{ac} + v_1I_{ac})\cos \theta \quad (11)$$

3.3 IGBT 与 Diode 开关损耗理论分析推导

1) IGBT 开关损耗计算公式为

$$P_3 = \frac{1}{T} \sum_{j=1}^N (E_{on} + E_{off}) \times \frac{i(j)}{I_N} \times \frac{V_{dc}}{V_{dcN}} \quad (12)$$

设 $E = E_{on} + E_{off}$

$$\begin{aligned} P_3 &= \frac{E}{T} \times \frac{1}{I_N} \times \frac{V_{dc}}{V_{dcN}} \sum_{j=1}^N I \sin \alpha_j \\ k &= \frac{E}{I_N} \times \frac{V_{dc}}{V_{dcN}} \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} P_3 &= k \frac{1}{T} \sum_{j=1}^N I \sin \alpha_j = k \frac{I}{T} \frac{N}{\pi} \sum_{j=1}^N \frac{\pi}{N} I \sin \alpha_j \\ &= k \frac{I}{T} \frac{N}{\pi} \times \int_0^\pi \sin \alpha d\alpha = k \frac{I}{\pi} \times \frac{2N}{T} = k \frac{I}{\pi} \times f_s \end{aligned}$$

因此:

$$\begin{cases} P_3 = f_s \frac{I_{dc}}{I_N} \times \frac{V_{dc}}{V_{dcN}} E \\ E = E_{on} + E_{off} \end{cases} \quad (14)$$

式(13)和式(14)中符号 f_s 、 N 、 I_N 和 V_{dcN} 分别代表开关频率、开关次数、测试开通能量 E_{on} 和关断能量 E_{off} 两个量过程的额定电流与电压。

2) Diode 开关损耗计算

类似于上面 IGBT 的计算过程可推得二极管的开关损耗计算公式为

$$P_4 = f_s \frac{I_{dc}}{I_N} \times \frac{V_{dc}}{V_{dcN}} E_{rr} \quad (15)$$

式中, E_{rr} 表示二极管反向恢复能量损耗。

4 仿真分析

在电磁暂态仿真软件中搭建图 1 所示大功率整流系统模型, 交流侧系统电压 10 kV, 交流系统频率 f 为工频 50 Hz, MMC 中每个支路子模块数 $n=2$ (冗余考虑在内), FB-MMC 中所含子模块电容的额定电压 $u_{cN}=0.9$ kV, 开关频率 $f_s=2$ kHz。仿真参数见表 1。

表 1 仿真参数列表
Table 1 Simulation parameter list

参数	数值
系统频率 f_2 /Hz	50
开关频率 F_{sw} /kHz	2
支路电感 L /mH	2.4
常数 K_p	20
常数 K_i	10
常数 K	3
常数 K_1	0.1
常数 K_2	1.5
常数 K_3	0.5
常数 K_4	1.2

4.1 模式1运行工况下的仿真结果及分析

图8和图9所示为不控整流模式下的直流侧输出电压和电流波形,在经历短暂的暂态过程后到达了稳态值,直流电压为20 kV(根据参考零电位的选择不同,也即 ± 10 kV)。电压和电流同样显现出十二脉动的特征。图10为十二脉不控整流桥交流侧三相电流波形,所含特征谐波较大。FFT分析如图11所示,从图11(a)可以看出,除了基波分量,还包含有直流分量以及11、13次谐波,这与附录的推导结果相吻合。另外,从图11(b)的柱状图可以看出谐波次数越大的分量,其幅值越来越小。

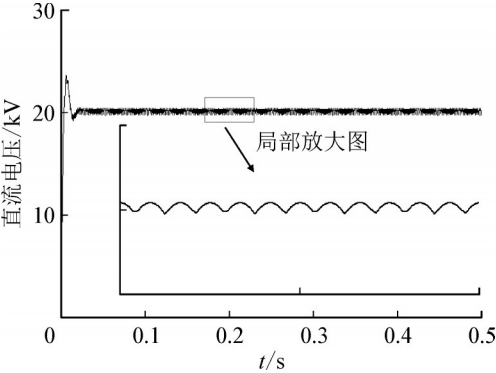


图8 直流电压
Fig. 8 DC voltage

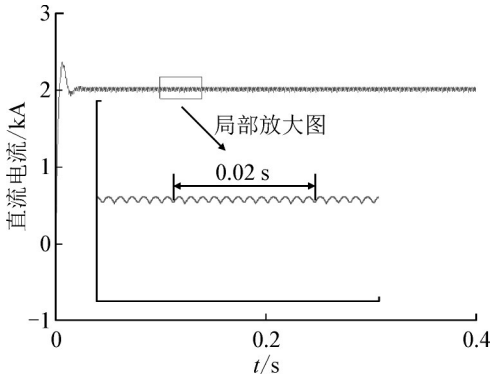


图9 直流电流
Fig. 9 DC current

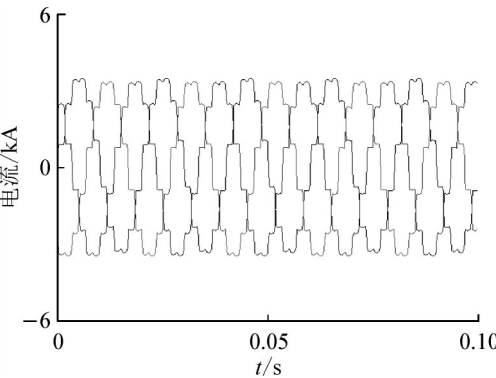


图10 交流系统电流波形
Fig. 10 Current waveform of AC system

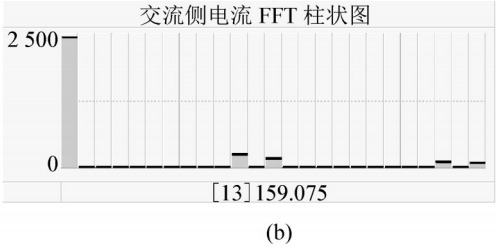
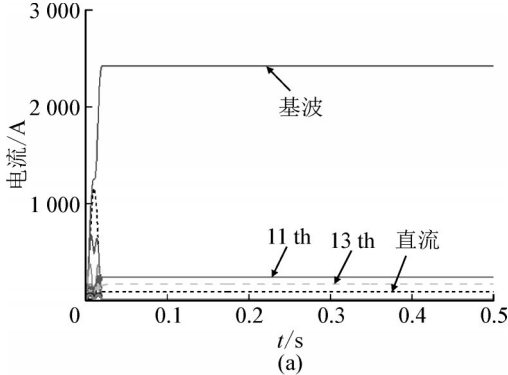


图11 交流系统傅里叶分解波形
Fig. 11 FFT decomposition waveform of AC currents

4.2 模式2运行工况下的仿真结果及分析

图12和13分别为混合整流模式下的直流侧输出电压和电流,包含FB-MMC的输出直流电压 U_{dcl} 和总的直流输出电压(也就是十二脉不控整流和FB-MMC输出电压叠加后的总电压),相比于图8可以看出由于FB-MMC输出电压为1 kV,使得总体的整流输出电压变成了21 kV。

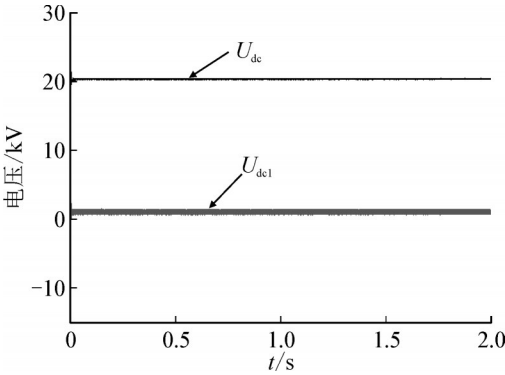


图12 直流电压
Fig. 12 DC voltage

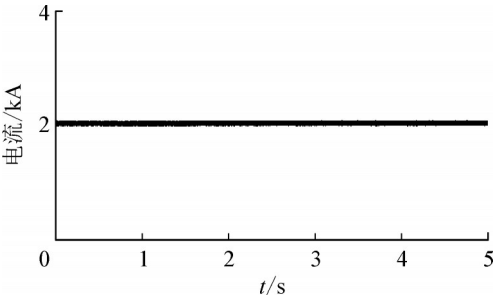


图13 直流电流
Fig. 13 DC current

图14为混合整流和有源滤波、无功补偿改善模式下交流侧a、b、c三相电流波形及其谐波含量FFT分析,与图10相比,所含的大量特征次谐波被滤掉,使其整体波形更接近于正弦波,且和交流系统电压同相位(见图15,图15仅以A相为例)。图16所示为选取的a、b、c三相的H桥子模块电容电压波形,可以看出电容电压在其额定值0.9 kV左右波动。以上波形验证了本文所提出拓扑结构及其控制策略的可行性。

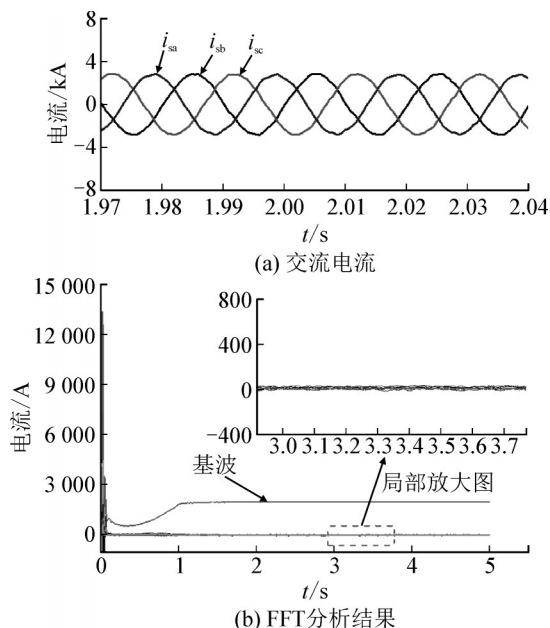


图14 交流系统电流波形
Fig. 14 Current waveform of AC system

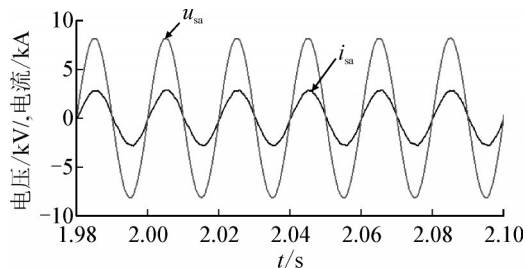


图15 A相电压和电流波形
Fig. 15 Current and voltage waveforms of phase A

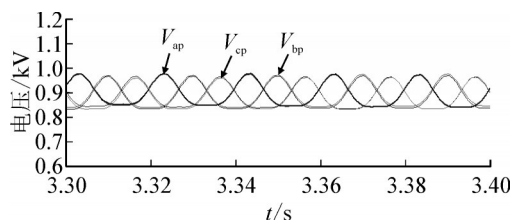


图16 子模块电容电压波形
Fig. 16 Capacitor voltage waveform of submodule

5 结语

本文提出了一种适用于风电送出并网的新型

大功率整流器。分析该整流器的拓扑构成和不同运行模式下的工作原理,分别设计了其各部分功能的控制策略。理论分析并数学关系上推导了大功率整流器中 IGBT/Diode 器件的开关损耗和通态损耗的数学计算式。最后,通过搭建 10 kV 系统算例对其进行验证。仿真结果表明该整流器不仅能够实现其整流输出直流电压的连续可调节,而且能够补偿系统所需无功功率和滤掉不控整流部分产生的谐波电气量,使得交流侧具有较高电能质量。且大部分整流功率可以经由十二脉不控整流电路传输。因此,整体装置损耗较低。

参考文献

- [1] HAMAD M S M I, WILLIAMS B. W[J]. Medium-voltage 12-pulse converter: output voltage harmonic compensation using a series APF[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(1): 43-52.
- [2] NGUYEN T H, LEE D, KIM C. 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.
- [3] 刘文业, 罗隆福, 李勇, 等. 基于感应滤波的工业整流系统潜在谐波放大及防治措施[J]. 电工技术报, 2014, 29(2): 304-317.
LIU Wenyue, LUO Longfu, LI Yong, et al. Potential harmonic amplification and prevention measures of industrial rectifier system based on inductive filtering[J]. Electrotechnical Journal, 2014, 29(2): 304-317.
- [4] 刘昌平. 浅谈谐波对电网的危害及防治措施[J]. 电子制作, 2013, 21(7): 236.
- [5] GERLANDO A D, FOGLIA G M, IACCHETTI M F, et al. Optimized coil arrangement in wound interphase reactors for high-power rectifier systems[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(3): 652-662.
- [6] 张国澎, 周犹松, 郑征, 等. 有源电力滤波器指定次谐波补偿优化限流策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(16): 46-53.
ZHANG Guopeng, ZHOU Yousong, ZHENG Zheng, et al. Research on current-limiting optimization strategy for specific harmonic compensation of active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(16): 46-53.
- [7] 董晋明, 孟凡刚, 朱屹, 等. 一种带 PWM 电流源的 12 脉波整流器研究[J]. 电力电子技术, 2010, 44(12): 110-112.
DONG Jinming, MENG Fangang, ZHU Yi, et al. 12-pulse diode rectifiers with an active PWM current source[J]. Power Electronics, 2010, 44(12): 110-112.
- [8] 王威. 12 脉波整流器谐波抑制方法研究[D]. 厦门: 厦门理工学院, 2019.

- [9] 朱屹. 基于有源平衡电抗器的低谐波12脉波整流系统研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2011.
- [10] MAHARJAN L, INOUE S, AKAGI H. A transformerless energy storage system based on a cascade multilevel PWM converter with star configuration[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(5): 1621-1630.
- [11] 武健, 刘瑜超, 徐殿国. 基于模块多电平变换器的并联有源滤波器控制策略研究[J]. 电工技术学报, 2013, 28(12): 52-59.
- WU Jian, LIU Yuchao, XU Dianguo. Control strategy of shunt active power filter based on modular multilevel converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(12): 52-59.
- [12] YUAN Xiaoming, MERK W, STEMMLER H, et al. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(2): 523-532.
- [13] HAGIWARA M, AKAGI H. Control and experiment of pulse-width-modulated modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(7): 1737-1746.
- [14] 梁一桥. 新型大功率整流电路: CN202020607452.7[P]. 2020-10-27.
- [15] 张翀, 梁一桥, 李强. 基于二极管不控整流桥和MMC的新型大功率整流电路损耗特性研究[J]. 电力电容器与无功补偿, 2022, 43(2): 105-111.
- ZHANG Chong, LIANG Yiqiao, LI Qiang. Research on loss characteristics of novel high power rectifier circuit based on diode uncontrolled rectifier bridge and MMC[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2022, 43(2): 105-111.
- [16] HU P, LIANG Y, DU Y, et al. Development and testing of a 10 kV 1.5 kA mobile DC deicer based on modular multilevel converter with STATCOM function[J]. Journal of Power Electronics, 2018, 18(2): 456-466.
- [17] HAGIWARA M, NISHIMURA K, AKAGI H. A medium-voltage motor drive with a modular multilevel PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(7): 1786-1799.
- [18] S. K. PATRO, A. SHUKLA. Modular directed series multilevel converter for HVDC applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(2): 1618-1630.
- [19] P. HU, R. TEODORESCU, S. WANG, et al. A currentless sorting and selection-based capacitor-voltage-balancing method for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1022-1025.
- [20] D. KARWATZKI, A. MERTENS. Generalized control approach for a class of modular multilevel converter topologies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 2888-2900.
- [21] AKAGI H. Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (MMCC) [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3119-3130.
- [22] 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): 2789-2797.
- XU Kui, MA Xiaohong, BING Yuqi, et al. VSC and CSC hybrid deicing technology and its control strategy[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(8): 2789-2797.
- [23] 张树全, 戴珂, 谢斌, 等. 多同步旋转坐标系下指定次谐波电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(3): 55-62.
- ZHANG Shuquan, DAI Ke, XIE Bin, et al. Selective harmonic current control based on multiple synchronous rotating coordinates[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(3): 55-62.
- [24] 胡增见, 桂宁, 包晓安, 等. 基于相位补偿的任意次谐波有功/无功电流的检测[J]. 浙江理工大学学报, 2016, 35(4): 570-576.
- HU Zengjian, GUI Ning, BAO Xiaolan, et al. Detection method based on phase compensation for active and reactive current of random harmonic current[J]. Journal of Zhejiang Sci-Tech University, 2016, 35(4): 570-576.
- [25] 洪小圆, 吕征宇. 基于同步参考坐标系的三相数字锁相环[J]. 电工技术学报, 2012, 27(11): 203-210.
- HONG Xiaoyuan, LYU Zhengyu. Three-phase digital phase-locked loop based on synchronous reference frame[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(11): 203-210.

作者简介:

刘万超(1982—), 男, 高级工程师, 研究方向为电力电子与电力传动。

桑亚维(1988—), 男, 工程师, 研究方向为电力电子与电力传动。

黄辉(1988—), 男, 高级工程师, 研究方向为交直流配电及电力电子控制保护。E-mail: wozaijia1023@163.com。