基于桥臂平衡的隔离型模块化多电平变换器（I-MMC）环流抑制策略

李金铭[1]，裴忠晨[2]，张瀚文[2]，张皓然[2]，孔德昊[2]
（1.国网辽宁电力有限公司大连供电公司，辽宁 大连 116000；
2.东北电力大学 电气工程学院，吉林 吉林 132012）

摘要：提出了一种基于桥臂平衡原理的隔离型模块化多电平变换器（I-MMC）环流抑制策略。首先介绍了I-MMC的拓扑和运行基本原理，I-MMC是一种具有三端口的电力电子变压器，可通过单级变换实现低压直流、中压直流和中压交流之间的电能变换。其次，通过对I-MMC建立平均模型分析了其产生循环分量的原因，基于此，给出了抑制I-MMC循环分量的桥臂平衡控制策略，消除了因I-MMC子模块参数差异引起的非对称电压、电流分量。最后，通过仿真和搭建1 kW实验样机验证了所提控制策略的有效性，即消除了交流端口的直流偏置，并抑制了中压直流端口的电压和电流纹波，对于循环分量具有良好的抑制效果。

关键词：环流抑制；隔离型模块化多电平变换器（I-MMC）；多端口级联变换器；平衡控制
中图分类号：TM46 **文献标识码**：A **DOI**：10.19457/j.1001-2095.dqcd21406

Arm Balanced Based Circulating Current Suppressing Strategy for Isolated Modular Multilevel Converter（I-MMC）

LI Jinming[1]，PEI Zhongchen[2]，ZHANG Hanwen[2]，ZHANG Haoran[2]，KONG Dehao[2]，
（1.*Dalian Power Supply Company of State Grid Liaoning Electric Power Co.，Ltd.*，*Dalian* 116000，*Liaoning*，*China*；2. *College of Electrical Engineering*，*Northeast Electric Power University*，*Jilin* 132012，*Jilin*，*China*）

Abstract: An isolation modularized multilevel converter（I-MMC）circulating suppressing strategy based on the arm balance was proposed. Firstly，the topology and working principle of I-MMC were introduced. I-MMC is a power electronic converter with three ports，which can achieve the energy conversion among LVDC，MVDC and MVAC through single stage conversion. Secondly，the average model of I-MMC was established to analyze the reasons for the generation of cyclic components. Based on this，the unbalanced voltage and current components caused by the error of submodules parameters in I-MMC can be eliminated，with the help of the proposed arm balance control strategy. Finally，the effectiveness of the proposed control strategy was verified by simulating and building a 1 kW experimental prototype，that is，eliminating the DC offset of the MVAC port and suppressing the voltage and current ripple of the MVDC port，which has an obvious good suppression effect for the cycle component.

Key words: circulation suppression；isolation modular multilevel converter（I-MMC）；cascade converter；balance control

电力电子变压器（power electronics transformer，PET）[1-2]作为工频变压器的替代品应运而生，其具有灵活的组网形态和多种交直流端口，方便接入各种分布式新能源和负荷，增加了电网能源供应的多样性，实现能量的双向流动，被视为未来接入可再生能源系统的关键设备，受到学者广泛关注[3]。

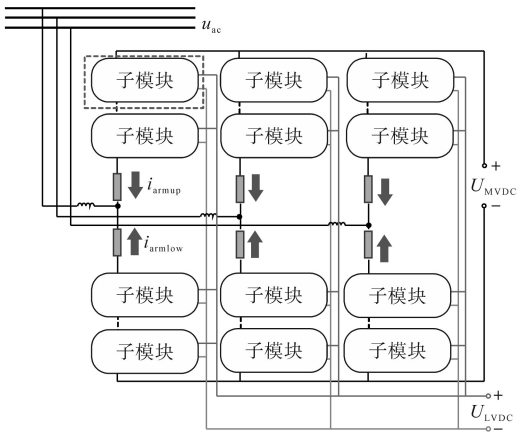
PET通常采用模块化拓扑结构，具有设计简

基金项目：国家自然科学基金（51877035）
作者简介：李金铭（1994—），男，硕士研究生，Email：925632235@qq.com

单、易于系统功率拓展，装置功率密度高等优势。此外，PET具有良好的可控性、能够实现潮流控制、无功补偿及谐波治理等功能[4-7]。其适用于未来可再生能源发电系统和中压柔性配电网等应用场景。

目前，国内外学者针对基于模块化多电平变换器拓扑结构（modular multilevel converter，MMC）的PET开展了大量研究[8-12]。MMC型PET中压交流端口与中压直流端口的能量交互是依靠每个桥臂中MMC子模块独立电容[13-14]充放电过程实现。硬件参数差异或子模块电压波动，将造成各个子模块电压不平衡并引起桥臂间产生循环分量。为此，MMC需要引入复杂的环流抑制策略[15-19]。

结合高频链概念与MMC拓扑结构，文献[20]提出了一种单级式隔离型模块化多电平变换器（isolated modular multilevel converter，I-MMC），该结构如图1所示。



(a) I-MMC型PET拓扑

(b) 基于I-MMC子模块

图1　隔离型模块化多电平变换器

Fig.1　Isolated modular multilevel converter

由图1a可知，该结构具有低压直流端U_{LVDC}、中压直流端U_{MVDC}和中压交流端u_{ac}三个基本电压端口。其各相结构相同，每相的上、下桥臂具有相同数量的子模块。该拓扑结构实现了从低压到中压的单级式混合功率变换。基于I-MMC型PET的子模块如图1b所示，其中包括一次侧（Q_1~Q_4）、二次侧全桥（S_1~S_4）和高频变压器（high-frequency transformer，HFT）。HFT能够实现一、二次侧电气隔离以及电压转换等功能。根据输出电流方向，可以分为Buck和Boost两种工作模式。由于子模块输出端口电压有高频变压器钳位作用，二次侧无需电容支撑。影响级联系统中循环分量产生的因素主要为子模块硬件参数差异，如高频变压器变比。

图2给出了单相I-MMC基于统一调制策略的高频驱动信号。同一桥臂的子模块具有相同的信号波，d_u，d_l为上、下桥臂的驱动信号，载波为高频锯齿波。U_{arm}为桥臂的电压，其波形与桥臂中的子模块相同。d为占空比。桥臂的电压叠加形成U_{MVDC}和u_{ac}，等效原理图如图3所示。

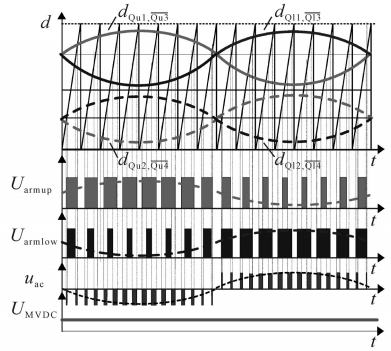


图2　I-MMC调制策略

Fig.2　Driven signal modulation strategy of I-MMC

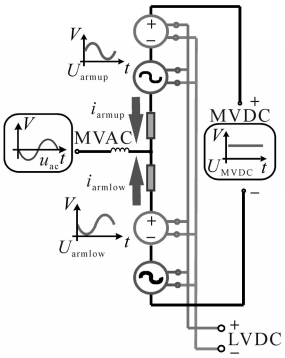


图3　I-MMC电路原理

Fig.3　Circuit principle of I-MMC

I-MMC结构虽相较于传统的MMC结构在功率波动的影响方面具有模块中压侧无独立电容、控制策略简单等优点，但是在工程应用中，由于铁心材料差异、漏磁不同或匝数比差异等参数差异的影响，存在一定程度的循环分量，这一问题目前尚未得到重视，而循环分量的存在会导致实际的桥臂电压与期望值不一致、电压和电流产生畸变等情况，这一问题亟待解决。而由于控制策略的不同，针对MMC的循环电流抑制策略不再适用于本结构，本文针对I-MMC循环分量进行了分析，结合I-MMC结构特点，在考虑循环电流的影响前提下，通过建立了平均模型，分析循环分量对各端口造成的影响，提出了一种快速有效的

循环分量抑制策略,并通过仿真和搭建1 kW实验样机对该策略进行了验证。

1　I-MMC建模与分析

基于移相全桥的建模方法[21-22],结合I-MMC三端口结构及调制策略,并通过分析其子模块u_o,桥臂电压U_{arm}和端口分量U_{LVDC},U_{MVDC}和u_{ac}之间的关系,推导出考虑参数差异的I-MMC平均模型,并对该模型进行分析。

上、下桥臂每个子模块的等效调制比D_{upi},$D_{lowj}(i,j=1,\cdots,n)$,可以表示为

$$\begin{cases} D_{upi} = D_{DCi} + D_{ai} \\ D_{lowj} = D_{DCj} - D_{aj} \end{cases} \tag{1}$$

式中:D_{DC}为子模块直流调制比;D_a为子模块交流调制比。

进一步,I-MMC上桥臂和下桥臂的每个子模块的输出侧端口电压(u_{oup},u_{olow})。如下式:

$$\begin{cases} u_{oupi} = U_{LVDC} \times D_{upi} \times k_{upi} \\ u_{olowj} = U_{LVDC} \times D_{lowj} \times k_{lowj} \end{cases} \tag{2}$$

式中:k_{upi},$k_{lowj}(i,j=1,\cdots,n)$为上、下子模块的高频变压器变比。

忽略管压降和桥臂电抗的影响。上桥臂U_{armup}、下桥臂U_{armlow}的电压如下式所示:

$$\begin{cases} U_{armup} = \sum_{i=1}^{n} u_{oupi} + u_{Lup} = U_{LVDC} \times \sum_{i=1}^{n} (D_{upi} \times k_{upi}) \\ U_{armlow} = \sum_{j=1}^{n} u_{olowj} + u_{Llow} = U_{LVDC} \times \sum_{j=1}^{n} (D_{lowj} \times k_{lowj}) \end{cases} \tag{3}$$

同一桥臂各子模块调制比基准值相同,即$D_{DCi} = D_{DCj}$,$D_i = D_j$ $(i,j=1,2,\cdots,n)$。为使工作范围最大,直流调制比D_{DC}设置为0.5,与常规MMC相同。D_{up}和D_{low}的取值范围为0~1,以满足子模块的工作条件。在此基础上,U_{MVDC},u_{ac}与等式中其他变量之间的关系为

$$\begin{cases} U_{MVDC} = U_{armup} + U_{armlow} \\ \quad = U_{LVDC} \times (D_{DCi} + D_{ai}) \times \sum_{i=1}^{n} k_{upi} + U_{LVDC} \times (D_{DCj} - D_{aj}) \times \sum_{j=1}^{n} k_{lowj} \\ \quad = (\sum_{i=1}^{n} k_{upi} + \sum_{j=1}^{n} k_{lowj}) \times D_{DC} \times U_{LVDC} + \\ \quad\quad (\sum_{i=1}^{n} k_{upi} - \sum_{j=1}^{n} k_{lowj}) \times D_a \times U_{LVDC} \\ \quad = (k_{armup} + k_{armlow}) \times D_{DC} \times U_{LVDC} + (k_{armup} - k_{armlow}) \times D_a \times U_{LVDC} \\ u_{ac} = U_{MVDC}/2 - U_{armup} = U_{armlow} - U_{MVDC}/2 \\ \quad = 1/2 \times (U_{armlow} - U_{armup}) \\ \quad = -1/2 \times [(k_{armup} + k_{armlow}) \times D_a \times U_{LVDC} + \\ \quad\quad (k_{armup} - k_{armlow}) \times D_{DC} \times U_{LVDC}] \end{cases} \tag{4}$$

式中:k_{armup},k_{armlow}为桥臂子模块总和的等效变比。

在理想条件下,各高频变压器变比相同。输出端口电压表示为

$$\begin{cases} U_{MVDC} = 2k \times D_{DC} \times U_{LVDC} \\ u_{ac} = -k \times D_a \times U_{LVDC} \end{cases} \tag{5}$$

然而,由于各子模块的高频变压器在实际中参数存在一定误差,导致PET内部存在循环分量,即各桥臂的等效参数k_{armup},k_{armlow}不同,桥臂的电压电流不对等。U_{MVDC}和u_{ac}的表达式中上桥臂和下桥臂的等效变压器变比不同。此时,中压直流输出端口的输出分量会产生交流纹波,中压交流输出端口的输出分量会产生直流偏置:

$$\begin{cases} U_{MVDC} = 2k \times D_{DC} \times U_{LVDC} + \Delta k \times D_a \times U_{LVDC} \\ u_{ac} = -k \times D_a \times U_{LVDC} - \Delta k \times D_{DC} \times U_{LVDC} \end{cases} \tag{6}$$

例如,当$k_{armup} > k_{armlow}$时,如图4所示。即使控制信号仍然相同,子模块的输出也无法保持对称,上桥臂的等效电压高于下桥臂的等效电压,这会导致中压交流端口的电压与理想值之间存在直流误差偏置,由于中压直流端口的输出电压包含交流分量,导致I-MMC无法在理想的状态下工作。

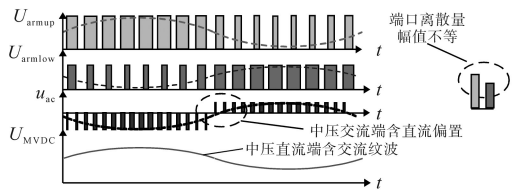


图4　非理想情况下的驱动信号调制策略

Fig.4　Driven signal modulation strategy of a non-ideal circumstance

I-MMC与传统MMC结构相比,其具有公共低压直流母线,为分布式可再生能源、储能装置、电动车充电桩等场景提供了接口。由于高频变压器钳位作用,子模块高压侧输出端口电压恒定。针对由模块参数误差导致出现循环分量的问题,本文提出了一种简单有效的环流平衡抑制策略,无需复杂的子模块均压控制策略,只需对桥臂电流与中压直流侧电压进行采样,即可解决本拓扑结构中上、下桥臂之间电压不平衡导致循环分量的问题。

2　基于桥臂平衡的环流平衡抑制策略

由式(6)可知,参数误差导致的循环分量会引起端口电压电流分量的失衡。端口输出电压电流的偏差对应着桥臂输出交直流分量的不平衡。从这个观点出发,以桥臂之间的不平衡量作为反馈量进行闭环控制。并且这种不对称可以

等效分解成交流分量与直流分量,因此可以较容易地实现解耦控制。

如图5所示,I-MMC的MVAC端口的不平衡量是直流偏移。在理想的平衡状态下,上桥臂的直流分量应与下桥臂的直流分量对应,如下式所示。

$$\begin{cases} U_{\mathrm{dcu}} = u_{\mathrm{ac}} + U_{\mathrm{amurp}} \\ U_{\mathrm{dcl}} = U_{\mathrm{armlow}} - u_{\mathrm{ac}} \end{cases} \tag{7}$$

当不同桥臂高频变压器的总等效参数不同时,直流分量会有一部分流入MVAC端。这部分直流偏差可以通过反馈控制来进行抵消。

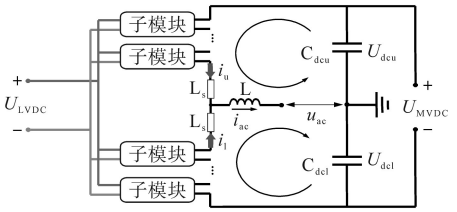


图5　单相I-MMC模型

Fig.5　The model of single-phase I-MMC

建立桥臂的KVL方程,直流分量的不对称体现在中压直流端电容压值的差异上,将具有上、下对称结构的电容的DC分量之间的差值作为控制反馈输入量。通过比较上、下桥臂之间的不同DC分量,作为平衡控制DC调制比$D_{\mathrm{DC}i}$,$D_{\mathrm{DC}j}$(上、下桥臂的DC调制比)的控制量,其控制如图6所示。

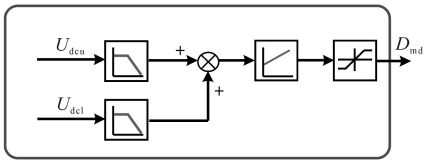


图6　直流循环分量的抑制策略

Fig.6　Suppression strategy of DC component

中压直流端口的不平衡量为正弦交流分量,可以通过比较两个桥臂之间的正弦分量将其作为反馈量进行比较。不平衡的交流分量将在两个回路之间循环流动。由于电感上的电流是不会随时间瞬变,这意味着流过桥臂间电感的交流分量的不平衡分量反映了结构中交流分量的不平衡程度。桥臂电流的交流分量可以通过带通滤波器分离出来。上、下桥臂的交流调制比D_i,D_j为受控量。交流循环分量的抑制策略如图7所示。

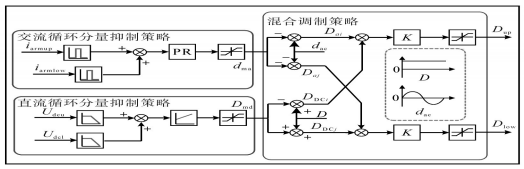


图7　交流循环分量的抑制策略

Fig.7　Suppression strategy of AC component

结合控制策略的各部分,环流平衡抑制策略总框图如图8所示。将上、下桥臂电流I_{armup}和I_{armlow}的交流分量作为准PR控制器的输入量。上桥臂的交流调制变量D_i等于交流调制d_{ac}减去PR控制器的输出d_{ma},下桥臂的交流调制变量D_j=−d_{ac}−d_{ma}。当变量超过零时,D_{ai}减小,否则D_{ai}将增大,并且D_{aj}的变化与变量的变化恰好相反。U_{dcu}和U_{dcl}的直流分量的差值是PI控制器的输入量。当U_{dcu}的直流分量大于U_{dcl}时,PI控制器的输出值D_{md}为正,否则D_{md}为负。$D_{\mathrm{DC}i}$=D−D_{md},而D_{DC}=D+D_{md}。基于式(1),上桥臂和下桥臂的混合调制反馈输出变量为D_{up}和D_{low}。

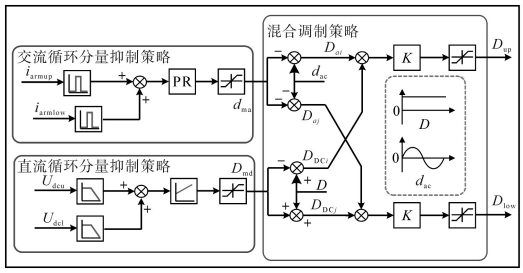


图8　I-MMC环流平衡抑制策略

Fig.8　Balance suppression strategy of I-MMC circulating current

3　实验结果

为了验证环流平衡抑制策略的有效性,通过PSIM软件建立了该结构的单相仿真模型并搭建了1 kW实验样机,模型及参数样机见表1。

表1　I-MMC仿真及样机的参数

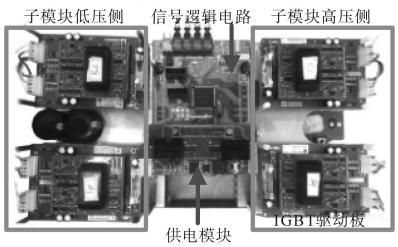
Tab.1　The experiment parameters of the circuit

	参数名称	仿真参数	样机参数
LVDC电压	U_{LVDC}	200 V	50 V
LVDC电容器	C_{lv}	2 mF	2 mF
滤波器	L_{f},C_{f}	0.5 mH,2 μF	0.47 mH,2 μF
中压直流电容器	C_{dcu},C_{dcl}	2 mF,2 mF	2 mF,2 mF
高频变压器匝数比	k	1∶1	17∶17.75
载波	f_{c}	20 kHz	20 kHz
桥臂电感	L_{arm}	2 mH	2 mH
子模块		4	4

图9a为实验样机平台,图9b为子模块硬件图,主要子模块中、低压侧两个H桥以及对应的四个IGBT驱动模块,一个高频变压器和一个独立的子模块控制器。其接收的触发信号、控制信号通过控制单元里内DSP和FPGA来产生。

为了验证本文提出的控制策略的平衡性能,在仿真模型和实验样机中上桥臂子模块的变压器变比相比标准模块上调10%,并进行纯阻性和阻感性实验。

(a) I-MMC样机

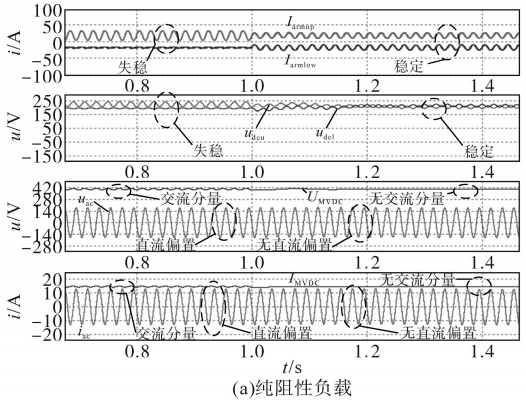


(b) I-MMC子模块

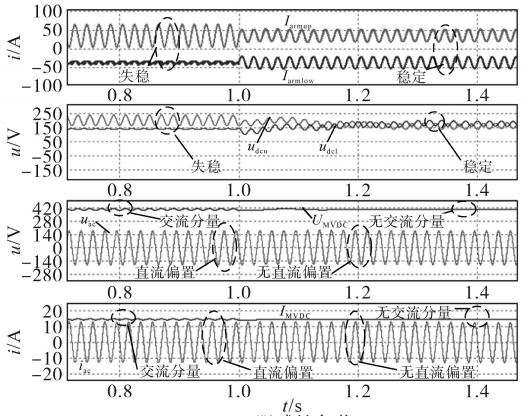
图9　实验平台

Fig. 9　Experimental platform

图10为1.0 s施加环流平衡抑制策略的仿真波形图,如图10所示,在1.0 s之前,仿真处于失稳状态,未施加循环分量抑制策略。在1.0 s时施加环流平衡抑制策略,桥臂上的不平衡循环分量得到了平衡,MVDC端口的交流纹波得到了消除,MVAC端口的直流偏置得到了修正。参数差异所造成的影响得以快速抑制。



(a)纯阻性负载

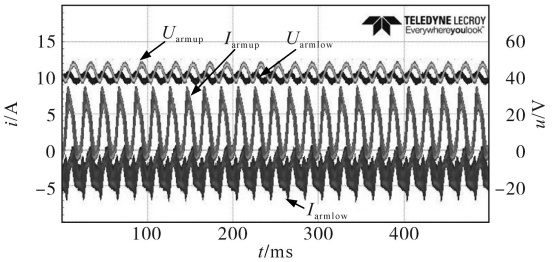


(b)阻感性负载

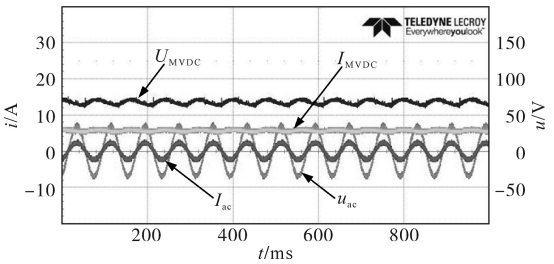
图10　1.0 s施加环流平衡抑制策略的仿真波形

Fig.10　Simulation results with balance suppression strategy at 1.0 s

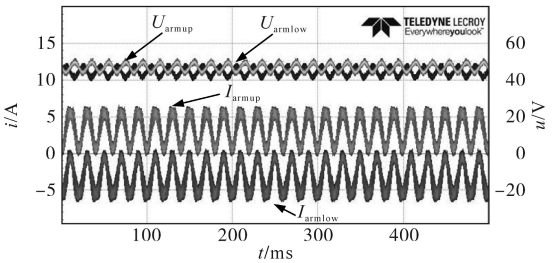
在此基础上,在该结构的实验样机上分别进行了纯阻性和阻感性平衡实验,结果波形分别如图11和图12所示。



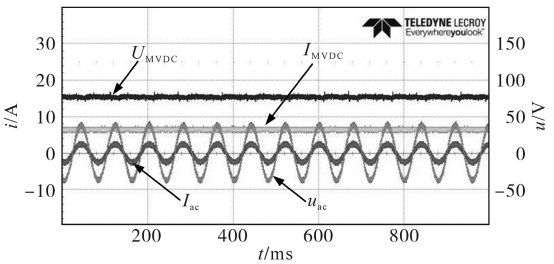
(a)未施加环流平衡抑制策略上、下臂桥电压电流波形



(b)未施加环流平衡抑制策略的MVDC端和MVAC端输出电压电流波形



(c)施加环流平衡抑制策略上、下臂桥电压电流波形

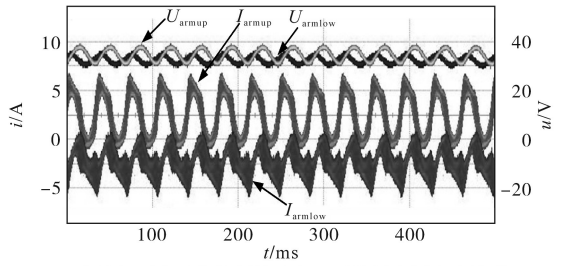


(d)施加环流平衡抑制策略的MVDC端和MVAC端输出电压电流波形

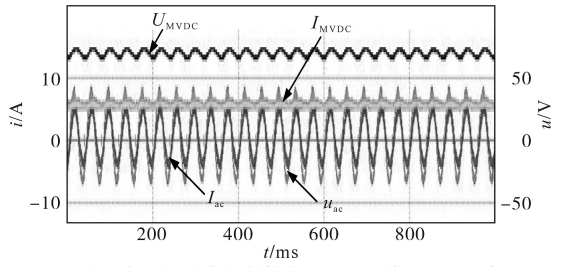
图11　单相样机纯阻性实验波形

Fig.11　Experimental waveforms of single phase under pure resistance load

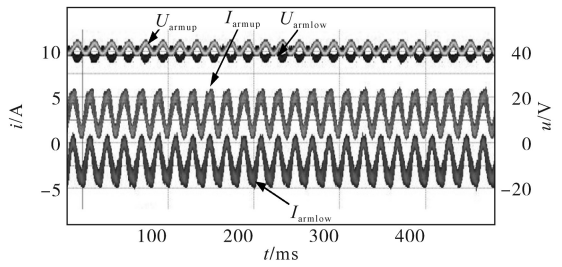
图11a,图12a对应实验样机未施加环流平衡抑制策略的桥臂电压电流波形,图11b,图12b对应实验样机未施加环流平衡抑制策略的中压直流端和中压交流的输出波形,可见,上桥臂和下桥臂之间明显出现了不平衡的电压电流分量,由于上、下桥臂电流和电压的直流分量值不相等,交流分量波动是不对称的,幅值相差明显。虽然等效参数上桥臂的等效变比仅比下桥臂高10%,但是由于循环分量对该结构的叠加影响,在该条



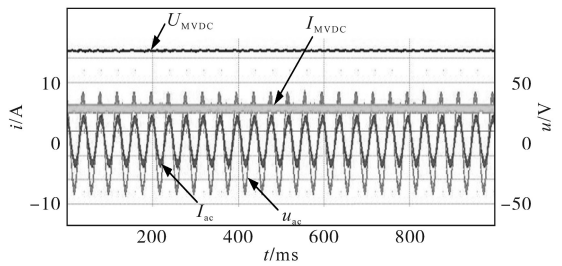
(a)未施加环流平衡抑制策略上、下臂桥电压电流波形



(b)未施加环流平衡抑制策略的MVDC端和MVAC端输出电压电流波形



(c)施加环流平衡抑制策略上、下臂桥电压电流波形



(d)施加环流平衡抑制策略的MVDC端和MVAC端输出电压电流波形

图12　单相样机阻感性实验波形

Fig.12　Experimental waveforms of single phase under resistance-inductance load

件下,桥臂之间的差异值却不低于50%。此时,虽然中压交流端口电压电流的直流偏置量并不明显,中压直流端口的交流纹波的增加量有限,但是PET内部已经处在一个桥臂分量极度不平衡的工况下,在这种情况下,不施加平衡优化控制来限制内部循环分量,会对内部结构的寿命及耐压耐流能力产生极大影响。

图11c,图12c对应实验样机施加环流平衡抑制策略的桥臂电压电流波形。图11d,图12d对应实验样机施加环流平衡抑制策略的中压直流端和中压交流的输出波形。如图可见,MVDC端电流电压的工频交流纹波得到了大幅度的抑制,MVAC端电流电压的电压偏置得到了修正。上、下桥臂的电压和电流的交流分量的幅值相近,相位关系对应,直流分量的值也对应匹配。

上述实验不仅证明了环流平衡抑制策略可以有效地平衡桥臂电压电流循环分量,对环流进行有效抑制,同时还通过纯阻性和阻感性实验印证了I-MMC对有功和无功的传输能力。U_{MVDC}的交流波动减少,并且u_{ac}的直流偏移被消除,桥臂内部也工作恢复到合理的工况下。所提出的平衡策略有效地控制整个结构到平衡状态工作。

4　结论

本文分析并解决了实际工况下,I-MMC参数存在差异时,受循环分量影响,MVDC侧出现交流纹波和MVAC侧出现直流偏置的问题。针对I-MMC的循环电流,以桥臂为单元进行控制,实现了对电压电流循环分量的抑制。通过仿真和试验,验证了该控制策略的正确性和有效性。

由于I-MMC拓扑中各子模块输出端口无悬浮电容,因此,相比于MMC传统的循环分量抑制策略,本文提出的方法无需单独控制每个子模块,而是以桥臂为单元施加控制,是一种较为简单的广义控制手段。

参考文献

[1] 毛承雄, 范澍, 王丹,等.电力电子变压器的理论及其应用(Ⅰ)[J].高电压技术,2003,29(10):4-6.
Mao Chengxiong, Fan Shu, Wang dan, *et al*. Theory of power electronic transformer and its applications[J]. High Voltage Engineering, 2003,29(10):4-6.

[2] 兰征,涂春鸣,肖凡,等.电力电子变压器对交直流混合微网功率控制的研究[J].电工技术学报,2015,30(23):50-57.
Lan Zheng, Tu Chunming, Xiao Fan, *et al*. The power control of power electronic transformer in hybrid AC-DC microgrid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(23): 50-57.

[3] 盛万兴,段青,梁英,等.面向能源互联网的灵活配电系统关键装备与组网形态研究[J].中国电机工程学报, 2015, 35(15):3760-3769.
Sheng Wanxing, Duan Qing, Liang Ying, *et al*. Research of power distribution and application grid structure and equipment for future energy internet[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(15):3760-3769.

[4] 李子欣,高范强,赵聪,等.电力电子变压器技术研究综述[J].中国电机工程学报,2018,38(5):1274-1289.
Li Zixin, Gao Fanqiang, Zhao Cong, *et al*. Research review of power electronic transformer technologies[J]. Proceedings of

the CSEE, 2018, 38(5):1274-1289.

[5] Blaabjerg F, Liserre M , Ma K, Power electronics converters for wind turbine systems[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011,48(2): 708-719.

[6] 宋强,赵彪,刘文华,等.智能直流配电网研究综述[J].中国电机工程学报,2013,33(25):9-19,5.
Song Qiang, Zhao Biao, Liu Wenhua, *et al*. An overview of research on smart DC distribution power network[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(25):9-19,5.

[7] 李霞林,郭力,王成山,等.直流微电网关键技术研究综述[J].中国电机工程学报,2016,36(1):2-17.
Li Xialin, Guo Li, Wang Chengshan, *et al*. Key technologies of DC microgrids: an overview[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(1):2-17.

[8] 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.

[9] 杨晓峰,林智钦,郑琼林,等.模块组合多电平变换器的研究综述[J].中国电机工程学报,2013,33(6):1-15.
Yang Xiaofeng, Lin Zhiqin, Zheng Trillion Q, *et al*. A review of modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013,33(6):1-15.

[10] 戴鹏,郭全军,梁改革,等.模块化多电平变流器调制策略研究[J].电气传动,2014,44(1):49-52.
Dai Peng, Guo Quanjun, Liang Gaige, *et al*. Research on the modulation scheme of modular multilevel converter[J]. Electric Drive,2014,44(1):49-52.

[11] 李子欣,王平,楚遵方,等.面向中高压智能配电网的电力电子变压器研究[J].电网技术,2013,37(9):2592-2601.
Li Zixin, Wang Ping, Chu Zunfang, *et al*. Research on medium- and high-voltage smart distribution grid oriented power electronic transformer[J]. Power System Technology, 2013,37(9): 2592-2601.

[12] 徐政,薛英林,张哲任.大容量架空线柔性直流输电关键技术及前景展望[J].中国电机工程学报,2014,34(29):5051-5062.
Xu Zheng, Xue Yinglin, Zhang Zheren. VSC-HVDC technology suitable for bulk power overhead line transmission[J]. Proceedings of the CSEE, 2014,34(29):5051-5062.

[13] Zhou. Y, Jiang. D, Guo. J, *et al*. Analysis and control of modular multilevel converters under unbalanced conditions. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(4):1986-1995.

[14] Picas R, Pou J, Ceballos S, *et al*. Optimal injection of harmonics in circulating currents of modular multilevel converters for capacitor voltage ripple minimization[C]// ECCE Asia Downunder, IEEE,2013.

[15] Liang Y, Liu J, Zhang T, *et al*. Arm current control strategy for MMC-HVDC under unbalanced conditions, IEEE Transactions on Power Delivery,2017, 32(1):125-134.

[16] 陈治国,张鹏,付文轩.模块化多电平变换器电容电压均衡及环流抑制策略[J].电气传动,2016, 46(4):55-59.
Chen Zhiguo, Zhang Peng, Fu Wenxuan. Strategy of capacitor voltage balance and circulation current suppress in modular multilevel converter[J]. Electric Drive,2016, 46(4):55-59.

[17] Tu Q, Xu Z, Xu L. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(3): 2009-2017.

[18] Tu Q, Xu Z, Chang Y. *et al*. Suppressing DC voltage ripples of MMC-HVDC under unbalanced grid conditions.IEEE Transactions on Power Delivery,2012,27(3):1332-1338.

[19] Li S, Wang X, Yao Z, *et al*. Circulating current suppressing strategy for MMC-HVDC based on nonideal proportional resonant controllers under unbalanced grid conditions, IEEE Transactions on Power Electronics,2015, 30(1): 387-397.

[20] Liu C, Liu. C, Cai. G, *et al*. An isolated modular multilevel converter (I-M2C) topology based on high-frequency link (HFL) Concept, IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35 (2): 1576-1588.

[21] 宋建国,谢敏波,张斌.基于大功率车载DC/DC移相全桥转换器的研究[J].电力电子技术, 2019, 53(12):23-27.
Song Jianguo, Xie Minbo, Zhang bin. Research on DC/DC phase-shifted full-bridge converter based on high power vehicle-mounted[J]. Power Electronics, 2019,53(12):23-27.

[22] 周双雷,田以涛,毕京斌,等.基于FB-ZVZCS的移相全桥DC/DC变换器的研究[J].电力电子技术, 2019, 53(12):16-19.
Zhou Shuanglei, Tian Yitao, Bi Jingbin, *et al*. Research on phase-shifted full-bridge DC/DC converter based on FB-ZVZCS [J]. Power Electronics, 2019,53(12):16-19.

收稿日期:2020-01-17
修改稿日期:2020-04-16