# 采用载波移相调制的模块化多电平换流器损耗一致性分析

周莹坤1,齐 磊2,崔 翔2,余沸颖1,赵国亮3,乔尔敏3

(1. 高电压与电磁兼容北京市重点实验室(华北电力大学),北京市 102206;

2. 新能源电力系统国家重点实验室(华北电力大学),北京市 102206; 3. 全球能源互联网研究院,北京市 102200)

摘要:阐述了模块化多电平换流器的基本工作原理和损耗数值计算方法,应用 PLECS 仿真软件针 对半桥子模块结构,分析了载波移相调制下不同均压、环流抑制方式下的子模块损耗特性,认为在 不影响换流器工作状态的前提下,使用能量均衡法均压以及使用三相解耦二次谐波环流抑制算法 进行环流抑制时,各子模块损耗分布一致性更高,整体损耗率更低。通过比较,还发现不同工况下 的子模块损耗一致性接近。最后,对比了载波移相调制与最近电平控制调制方式下的损耗一致性, 认为载波移相调制下子模块损耗一致性更高。

关键词:载波移相调制;模块化多电平换流器;损耗计算;电容电压均衡;环流抑制

# 0 引言

目前,随着柔性直流输电电压等级和容量的提 升,模块化多电平换流器(modular multilevel converter,MMC)子模块(SM)数量也随之增多,使 得换流器损耗问题变得突出,在电平数较多时,不同 子模块的损耗可能存在较大差异,为保证换流器正 常运行,需要按照子模块最大预估损耗设计散热器 给换流器进行散热,加大散热器裕度,这样会降低换 流器功率密度<sup>[1-2]</sup>。对于载波移相调制(carrier phase shifted-SPWM, CPS-SPWM)方式, 由于同一 桥臂上各子模块中相同器件的触发脉冲会产生相 移,会使不同子模块相同器件的导通时刻和导通时 长不同,客观上造成了各子模块损耗不一致[3-4]。通 过分析换流器子模块损耗分布特性和一致性状况, 从而得出损耗分布一致性更高的控制方法,可以有 效改善这一情况,因此需要对 MMC 子模块损耗特 性进行估计和分析。

目前对于 MMC 损耗的分析都是基于某些特定 工作状态下换流器整体损耗率来分析的,而对于控 制方式对各子模块损耗分布一致性问题的讨论相对 较少<sup>[5-6]</sup>。文献[7]针对最近电平控制(nearest level control,NLC)调制方式下不同子模块拓扑下子模 块损耗特性进行了分析,研究了子模块拓扑对各器 件结温的影响,并初步讨论了不同拓扑下的子模块 损耗分布一致性。目前关于 CPS-SPWM 方式下的 损耗一致性分析则相对较少。CPS-SPWM 方式可 以应用不同均压方式,能量均衡法(energy balance, EB)是该调制方式下被采用最多的均压方法,这种 方法通过 PI 调节控制每一个子模块的投入与切除, 来实现子模块电容电压的稳定。此外,还可以将 NLC 调制方式使用的排序法 (permutation method, PM) 应用于 CPS-SPWM 方式的均压当 中[4.8-13]。然而目前无论是基于能量均衡法还是使 用排序法,都没有对子模块损耗一致性进行过系统 定量的分析。另一方面,针对 MMC 的环流抑制也 有大量研究,包括增大桥臂电感,使用环流抑制控制 器和反馈控制法。这当中较为实用的方法主要为环 流控制抑制器(circulating current suppressing controller,CCSC)法和三相解耦二次谐波环流抑制 (three phases decoupled second harmonic circulation current suppression, TPD-SHCCS)法。 但是研究环流抑制算法的相关文献中也没有针对子 模块损耗一致性进行展开分析[14-19]。

本文针对 CPS-SPWM 方式 MMC 半桥子模块 损耗一致性,在 PLECS 仿真软件中进行了相应分 析,分别对比研究了能量均衡法和排序法均压下子 模块损耗特性以及 CCSC 法和 TPD-SHCCS 法这 两种环流抑制策略时子模块损耗特性,并通过比较 得出使用能量均衡法均压以及使用 TPD-SHCCS 法进行环流抑制时,各子模块损耗分布一致性更高。 随后比较了不同工况下的子模块损耗一致性,认为

收稿日期:2015-07-17;修回日期:2015-10-08。

上网日期:2016-08-24。

国家自然科学基金资助项目(51277065);国家高技术研究发展计划(863计划)资助项目(2012AA050401)。

不同象限下的子模块损耗一致性接近。最后对 NLC调制方式和 CPS-SPWM 方式下的子模块损耗 特性进行了对比分析,分别在不同的传输功率因数, 不同的子模块数量以及不同的开关频率下进行了对 比,认为从总体上,CPS-SPWM 方式下的 MMC 子 模块损耗一致性更高。

# 1 MMC 工作原理及其损耗计算方法

#### 1.1 MMC 拓扑结构及子模块工作模式

MMC 拓扑如图 1 所示(图中所示为逆变结构)。MMC 子模块由上下 2 个包含反并联二极管的绝缘栅双极型晶体管(IGBT)模块组成,每个桥臂 由 n 个子模块串联构成,同相的上下两个桥臂构成 一个相单元,三相共有 6 个桥臂。MMC 通过控制 其子模块的投切,使桥臂的输出电压出现不同电平, 通过上下桥臂的电压组合,使 MMC 交流侧输出多 电平电压。



#### 1.2 CPS-SPWM 方式原理

载波移相调制方式的原理是:假设 MMC 每个 桥臂有 n 个子模块,则每子模块所对应的三角载波 依次相移 2π/n 相位角,得到 n 个相移后的三角载 波;然后再将这些三角载波与正弦调制波进行比较, 产生 n 组触发电平,分别控制各子模块,从而决定 子模块是投入或是切除;由于每个子模块都能产生 两个电平,最后将桥臂上所有子模块的输出电平进 行叠加,得到 MMC 桥臂输出的等效多电平 PWM 波形的电压。

# 1.3 MMC 损耗计算方法

各种器件损耗计算基本原理就是电流乘以电 压,则换流器任意开关器件损耗可以表示为:

$$P = \frac{1}{T_0} \int_{t \in \Theta} v(t) i(t) \delta(t) dt$$
(1)

式中: $\delta(t)$ 为导通函数,依赖于控制方式; $T_0$ 为工频 周期;v(t)表示工作电流为i(t)时器件两端压降。

MMC 运行时会产生各种损耗,其中占主要部 分的是其中开关器件的损耗<sup>[20]</sup>。开关器件非理想 的开关过程如附录 A 图 A1 所示,此过程中会产生 各种损耗,这当中,IGBT 的损耗主要为通态损耗, 开通损耗和关断损耗,反并联二极管的损耗主要为 通态损耗和反向恢复损耗,在实际计算时,IGBT 开 关损耗的计算方法与二极管反向恢复损耗近似一 致。

1)开关器件通态损耗计算方法

对开关器件 data sheet 图形数据提取后,考虑 到 MMC 中开关器件会在不同电流范围工作,用二 次函数对器件 V-I 曲线进行拟合<sup>[20-21]</sup>:

$$V(t) = \alpha_1 + \alpha_2 I(t) + \alpha_3 I^2(t)$$
 (2)

式中:a1,a2,a3 为拟合参数,与结温有关,在不同温 度曲线中 a 拟合值也不同。为此,可用线性插值方 法获取不同结温下参数值<sup>[6-7]</sup>:

$$\alpha(T_{j}) = (\alpha_{T_{h}} - \alpha_{T_{l}}) \frac{T_{j} - T_{l}}{T_{h}} + \alpha_{T_{l}}$$
(3)

式中: $T_j$ 为实际结温; $\alpha_{T_1}$ , $\alpha_{T_h}$ 分别为结温为 $T_1$ , $T_h$ 时的拟合参数, $T_1$ , $T_h$ 为插值所需结温,由 data sheet 给出,一般为 25 ℃,125 ℃。将式(3)代入式(2)即可得到特定结温下的 *V*-*I* 关系。

综合考虑可知开关器件的通态损耗由桥臂电流 *I*和*T*<sub>i</sub>决定,即<sup>[22]</sup>

$$P_{\rm con} = f(I, T_{\rm j}) \tag{4}$$

2) 开关器件开关损耗计算方法

以 IGBT 为例,由 data sheet 可以得到关系曲 线  $E_{sw}$ - $I_c$ ,其中, $E_{sw}$ 为电流为  $I_c$  时 IGBT 一次开 关过程产生的能量耗散,对曲线用二次多项式进行 拟合可得开关损耗与桥臂电流关系<sup>[7]</sup>。

 $E_{\rm sw} = \beta_1 + \beta_2 I(t) + \beta_3 I^2(t)$  (5)

式中: $\beta_1$ , $\beta_2$ , $\beta_3$ 为拟合系数,考虑结温对开关损耗影响,可参考式(3)对参数 $\beta$ 插值。

考虑驱动电阻  $R_g$  对开关损耗影响,对 data sheet 中驱动电阻-开关损耗特性曲线用二次函数 拟合,并引入驱动电阻率  $k_g$ <sup>[21]</sup>:

$$k_{\rm g} = \frac{E_{\rm SW}(R_{\rm g})}{E_{\rm SW}(R_{\rm gN})} \tag{6}$$

式中: $R_{gN}$ 为开关 data sheet 损耗特性曲线的测试驱动电阻。

再考虑到闭锁状态下开关器件两端的电压 V<sub>c</sub>的影响,器件开关损耗可表示为:

$$P_{\rm SW} = k_{\rm g} \frac{1}{T_{\rm o}} \frac{V_{\rm c}}{V_{\rm Cref}} \sum_{n} E_{\rm SW}$$
(7)

式中:n为工频周期内器件开关次数; $V_{Cref}$ 为 data sheet 中得出开关损耗曲线使用的实验电压。上述 IGBT 开关损耗的计算方法对于二极管反向恢复损 耗同样有效。将所有对开关损耗有影响的因素考虑 进去,再进行抽象简化,可知对开关损耗而言,主要 的影响因素为 $V_{C}$ ,I, $R_{e}$ 和 $T_{i}$ , $\mathbb{P}^{[22]}$ 

$$P_{\rm SW} = f(V_{\rm C}, I, T_{\rm j}, R_{\rm g}) \tag{8}$$

3) 损耗计算方法验证

本文采用系统级仿真软件 PLECS 对 MMC 损 耗进行仿真计算,为验证仿真计算方法的可靠性,这 里通过文献[11]中 PSCAD 算例计算结果进行对比 分析,算例系统参数见附录 A 表 A1,各个器件损耗 计算结果见附录 A 图 A2,其中下标带 r 的参数表 示参考文献计算结果,下标带 c 的参数表示本文计 算结果。在不同工况下,仿真计算的结果与文献的 计算结果趋势一致,从总体上两者的差别较小,因此 认为本文提出的基于 PLECS 的仿真计算方法是可 靠的。

# 2 不同均压方法下子模块损耗特性

# 2.1 基于 CPS-SPWM 方式的均压方法

能量均衡法控制 MMC 子模块电容电压相当于 对每一子模块使用一个单独的调制波,通过控制该 子模块的调制波来实现均压。这种方法可以保证子 模块器件的开关频率严格按照载波频率开关(过调 制除外),避免出现 NLC 调制方式中同一桥臂各子 模块器件开关频率不一致的情况。此外通过 PWM 对于系统有功无功调节的响应也比 NLC 调制方式 更快。排序法类似于 NLC 调制方式中的排序,两 者的差别在于排序选择过程中,子模块投入个数的 来源,NLC 调制方式采用 round 函数对调制波取整 获得,而 CPS-SPWM 方式使用多电平 PWM 波,将 此信号作为投入子模块个数加入排序模块中。

# 2.2 不同均压方法下损耗特性对比

仿真参数如附录 A 表 A2 所示,由于传统排序 法无法直接控制器件等效开关频率使之保持恒定, 因此此处排序法采用带限值优化排序法控制桥臂等 效开关频率与能量均衡法中的载波频率一致<sup>[11]</sup>,均 为 400 Hz,分析两种均压方法对于损耗影响的差 异。

图 2 中显示了 2 种均压方法下的子模块电容电 压以及子模块触发信号的波形。以图 2(a)为例,上 图中共有 10 条曲线,代表了 10 个子模块中的电容 电压,下图中仅有 1 条曲线,代表了 SM1 的驱动信 号。如图 2 所示,能量均衡法下开关过程比较稳定, 子模块电容电压不随着运行过程产生太大变化,而 使用排序法时,器件实际开关频率不固定,存在频繁 投切的子模块,也存在投切状态长期不变的子模块, 在不同周期内,电容电压极值出现的子模块也不相 同。



图 2 不同均压方法下子模块电容电压与触发信号 Fig.2 SM capacitor voltage and trigger signal in different voltage balancing methods

损耗分布结果见附录 A 图 A3,图 A3(a)为一 个桥臂上各子模块中各器件损耗结果,能量均衡法 下同一桥臂各子模块损耗差别更小,分布更平均,这 里结合图 2 可知,能量均衡法各器件的导通时间和 导通时长更为接近,使得其损耗分布规律也接近,排 序法各子模块导通时长和导通时刻具有更大的随机 性,因此同一桥臂不同子模块损耗波动较大,表 1 表 明,能量均衡法下各个器件的损耗最大波动量比排 序法小,说明这种方法下各器件损耗的一致性更高。 从总体上看,如图 A3(b)和表 1 所示,使用能量均衡 法时各子模块的损耗更小,总损耗率也更小。

表 1 不同均压方式下子模块损耗特性 Table 1 SM losses in different voltage balancing methods

均压方法一	器件	损耗最	大偏差量	子模块		
	T1	T2	D1	D2	损耗/W	$\eta$ / >0
排序法	2.77	1.79	5.54	11.17	2 816.5	0.845
能量均衡	1.71	0.21	2.74	0.54	2 461.3	0.738

综上可知,CPS-SPWM 方式在开关频率保持一 致的情况下,使用上述两种均压方法时,排序法由于 其自身特点,会使得桥臂上各子模块的损耗不完全 一致,能量均衡法可以使各子模块的损耗非常接近, 一致性较高,且总损耗也更低,因此 CPS-SPWM 方 法下更适合使用能量均衡法来均压。

# 3 不同环流抑制策略子模块损耗特性分析

#### 3.1 桥臂环流二倍频分量抑制方法

目前主流的环流抑制策略包括利用 CCSC 法来 抑制环流 2 倍频分量,以及 TPD-SHCCS 法。 CCSC 法通过提取三相环流中的二倍频分量对其进 行电流解耦,抑制其中的二倍频分量;TPD-SHCCS 法通过提取子模块电容储存能量中的高次谐波分 量,改变子模块电容电压参考值,由此降低子模块电 容电压波动,同时抑制环流二倍频分量。

#### 3.2 不同环流抑制方法下损耗特性对比

此处针对附录 A 表 A2 仿真工况,对加入不同 环流抑制算法前后的 MMC 工作状况进行了分析, 仿真 0.3 s 前没有加入环流抑制算法,0.3 s 后加入 环流抑制。

附录 A 图 A4 为加入环流抑制策略前后的仿真 结果,由图 A4(a)可知,使用 CCSC 法可相对而言更 有效地抑制环流二倍频分量。由图 A4(b)可知,通 过直接改变子模块电容电压参考值的 TPD-SHCCS 法可更有效地减小子模块电容电压波动,同时由 图 A4(c)可知,TPD-SHCCS 法下的桥臂电流上半 周峰值更低,电流总体有效值更低。

由附录 A 图 A5 可知,采用两种环流抑制方法 来进行环流抑制后,子模块损耗变化规律基本一致。 采用能量均衡法的 CPW-SPWM 方式下同一桥臂 上各子模块损耗分布规律不随环流抑制算法的改变 而过大变化。由表 2 可知,使用 TPD-SHCCS 法时 各个器件的损耗最大波动率更小,说明此事各器件 损耗一致性更高。结合表 2 和附录 A 图 A5,从各 器件损耗分析可以发现,每一个器件都在采用 TPD-SHCCS 法时损耗更小,子模块总损耗也更小。

#### 表 2 不同环流抑制方式下子模块损耗特性 Table 2 SM losses in different circulating current suppression methods

环流抑	器件	损耗最	大偏差量	子模块		
制方法	T1	Τ2	D1	D2	损耗/W	$\eta$ / >0
无抑制	1.90	0.88	2.52	5.24	2 952.6	0.886
CCSC	4.34	2.39	4.04	8.95	2 475.2	0.743
TPD- SHCCS	3.58	0.92	1.84	8.52	2 397.8	0.719

综上所述,在 CPS-SPWM 方式下,有效地抑制 环流同样可以降低损耗,CCSC 法与 TPD-SHCCS 法的抑制效果接近,但是 TPD-SHCCS 法可以更有 效地减小子模块器件损耗,损耗一致性更高,同时在 实现上也较 CCSC 法更容易实现,因此更适合实际 应用。

# 4 不同工况下子模块的损耗一致性分析

MMC 换流阀除了柔直工程应用外,还可以应 用于 STATCOM, UPQC, UPFC 中,这些 FACTS 器件在实际应用中,可能会存在交流侧功率因数变 化范围大,变化频繁等情况,应用于整流和逆变等不 同情况时,损耗分布也会发生变化,因此有必要讨论 MMC 工作在不同象限时的损耗一致性。

此处分别用能量均衡法均压,载波频率400 Hz,以TPD-SHCCS法抑制环流,换流器损耗特性,仿真参数与结果如附录A表A2、图A6及表3所示。

表 3 不同工况下子模块损耗特性 Table 3 SM losses in different working conditions

ᅮᄱ	器件损耗/W(损耗最大偏差量/%)									
1.06	T1	T2	D1	D2						
$\begin{array}{c} P = -1 \\ Q = 0 \end{array}$	314.65(4.21)	1 610.16(1.89)	462.37(3.64)	94.79(5.38)						
$\begin{array}{c} P = 0 \\ Q = -1 \end{array}$	635.92(1.49)	668.22(1.20)	385.91(2.39)	348.11(1.31)						
P = 1 $Q = 0$	1 578.33(1.79)	337.26(3.89)	91.24(5.13)	419.15(3.68)						
$\begin{array}{c} P = 0 \\ Q = 1 \end{array}$	622.92(1.48)	663.45(1.18)	389.81(2.4)	348.80(1.37)						
	工况	子模块损耗/W	7	η/%						
$P = \cdot$	-1, Q = 0	2 474.92	(	0.74						
P = 0, Q = -1		2 038.16	(	0.61						
P = 1, Q = 0		2 425.65		0.72						
P =	0, Q = 1	2 018.96	0.61							
· · · · ·										

注:各工况下功率均为标幺值。

由附录 A 图 A6 及表 3 可以看出,整流与逆变 过程中,在主要传输有功的工况中,均存在一个 IGBT 的损耗明显高于其他器件,在主要传输武功 的工况中,各器件损耗更接近,这与 1.3 节中损耗计 算方法的计算结果一致。从子模块的损耗一致性分 析,可以看出,在不同工况下,子模块损耗的一致性 较为接近,这说明损耗的一致性受工况影响较小。

# 5 CPS-SPWM 与 NLC 损耗一致性对比

除了本文重点研究的 CPS-SPWM 外,NLC 调制方式也是 MMC 常用调制方式。由于 PWM 对控制响应快,低电平条件下电能质量高等特点,CPS-

SPWM 方式多用于中低电平应用当中,比如 UPFC 和 SVG;而 NLC 调制由于其实现过程简单,高电平 条件下控制复杂度相对较低等特点,被广泛应用在 高电平应用当中<sup>[23-25]</sup>。但是在低电平应用中,也有 使用 NLC 调制方式的实例,因此此处在不同工作 条件下分别对比了两种调制方式的损耗特性。

#### 5.1 不同功率因数下对比

此处分别采用 NLC(保持因子法均压,等效开 关频率 400 Hz, TPD-SHCCS 法)与 CPS-SPWM (能量均衡法载波频率 400 Hz, TPD-SHCCS 法)方 式分别在功率因数 0.1,0.5 以及 1 这三种工况下进 行仿真,观察换流器在不同交流侧功率因数下损耗 变化规律,仿真参数如附录 A 表 A2 所示,仿真结果 见附录 A 图 A7 及表 4。

表	4	不同调	制	方式 つ	下子	模块损	耗特	性
Fable 4	SI	<b>M</b> losses	in	diffe	rent	modula	tion	methods

功率	损耗最大偏差量(CPS-SPWM/NLC)/%								
因数	T1	T2	D1		D2				
0.10	2.91/7.26 2.15/8.99		2.9	2.93/8.6 1		3/5.9			
0.55	5.35/9.15	4.15/5.82		4.83/6.24 7		/14.19			
1.00	4.28/9.81	2.12/7.62		.89/9.57 8		77.07			
功率因数	CPS-SPWM			NLC					
	子模块损耗	$/W \eta / \%$		子模块损	耗/W	$\eta/\%$			
0.10	2 025.91	0.608		2 385.3	3	0.716			
0.55	2 169.70	0.651		2 544.9		0.763			
1.00	2 475.10	0.743		3 086.2		0.926			

从损耗一致性角度分析,由附录 A 图 A7 及 表 4可以看出,CPS-SPWM 方式下同一桥臂各器件 的损耗一致性明显高于 NLC 调制方式。此外,随 着交流侧功率因数变化,NLC 调制方式受影响较 大,各器件损耗变化幅度明显大于 CPS-SPWM。从 总损耗分析,使用 CPS-SPWM 方式时,子模块损耗 更小,这意味着此时换流器损耗率更低。

#### 5.2 不同模块数下对比

由于单桥臂 10个子模块数量相对较少,无法完 全体现 NLC 调制方式的优势,由 1.3节分析可知, 子模块损耗受桥臂电流影响,因此此处在保持桥臂 电流不变的条件下,对 20,30,40个子模块工况两种 调制方式损耗一致性对比,等效开关频率选为 150 Hz,均压及环流抑制方法与 5.1节一致,仿真结 果见图 3 和附录 A 表 A3。

由图 3 和附录 A 表 A3 结果可知,在不同子模 块下,CPS-SPWM 方式下子模块损耗均小于 NLC 调制方式,损耗一致性更高,而且两种调制方式下子 模块损耗一致性规律不随电平数变化,显然控制方 式对于子模块损耗一致性影响更大。由附录 A 图 A6与图 3 对比发现,在子模块数量提升到 20 个 以上时,使用 CPS-SPWM 方式会出现部分靠近桥 臂中间的子模块损耗明显低于其他子模块(由 4.3 节可知该区域的出现位置会受到开关频率影响 变化)。



图 3 不同子模块数下子模块损耗一致性对比 Fig.3 Loss consistency comparison in different SM number

#### 5.3 不同频率下对比

为了比较不同等效开关频率下,两种调制方式的损耗一致性,对150,400,700,1000 Hz 工况时两种调制方式的损耗一致性进行对比,单桥臂20个子模块,均压及环流抑制方法与5.1节一致,仿真结果见图4和附录A表A4。图4中,虚线为NLC,实线为CPS-SPWM。



图 4 不同频率下子模块损耗一致性对比 Fig.4 Loss consistency comparison in different frequency

由图 4 和附录 A 表 A4 可知, CPS-SPWM 方式 在不同频率下的子模块损耗均小于 NLC 调制方 式, 损耗一致性更高, 该结论与 5.1 节和 5.2 节的结 论一致。对比图 3 与图 4 可以发现, 在不同开关频 率下, 使用 CPS-SPWM 方式时子模块损耗明显低 于其他子模块的区域也在变化, 这是由于不同频率 下, 不同子模块的投入时刻也会变化。

综上所述,在经过各种比较之后,可以看出在不同工况下,CPS-SPWM方式的损耗一致性均由于NLC调制方式,因此从损耗一致性角度考虑,CPS-SPWM更为适合MMC。

# 6 结论

本文在回顾 MMC 损耗计算方法的基础上,基 于现有的各种常用 MMC 控制方式,通过 PLECS 仿 真,分析了 CPS-SPWM 方式下使用各种不同控制 方式时 MMC 子模块损耗一致性,并得出如下结论。

1)使用能量均衡法均压时,各子模块损耗一致 性比使用限值法更高,总损耗率更低;使用 TPD-SHCCS 法进行环流抑制,可以使各子模块损耗一致 性更高;不同工况下的子模块损耗一致性较为接近。

2)通过与 NLC 调制方式在不同工况下的对比 可以发现,使用 CPS-SPWM 方式时的子模块损耗 一致性更高,损耗更少。

3)本文对于子模块损耗特性的比较,目前缺乏 实验验证,后续还应该通过对试验样机进行实际测 试来验证本文结论。

附录见本刊网络版(http://www.aeps-info. com/aeps/ch/index.aspx)。

# 参考文献

- [1] 徐政.柔性直流输电系统[M].北京:机械工业出版社,2013.
- [2] 李红波,张凯,赵晖,等.高功率密度单相变换器的直流有源滤波器研究[J].中国电机工程学报,2012,32(15):40-47.
   LI Hongbo, ZHANG Kai, ZHAO Hui, et al. Researches on DC

active power filters for high power density single phase converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(15): 40-47.

- LESNICAR A, MARQUARDT R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range
   [C]// 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference: Vol 3, June 23-26, 2003, Bologna, Italy: 6p.
- [4] HAGIWARA M, AKAGI H. Control and experiment of pulsewidth modulated modular multilevel converters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2009, 24(7): 1737-1746.
- [5] ROHNER S, BERNET S, HILLER M, et al. Modulation, losses and semiconductor requirements of modular multilevel converters [J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2010, 57(8): 2633-2642.
- [6] TU Qingrui, XU Zheng. Power losses evaluation for modular

multilevel converter with junction temperature feedback[C]// 2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting, July 24-29, 2011, San Diego, CA, USA: 7p.

- [7] 薛英林,徐政,张哲任,等.采用不同子模块的 MMC-HVDC 阀损 耗通用计算方法[J].电力自动化设备,2015,35(1):20-29.
  XUE Yinglin, XU Zheng, ZHANG Zheren, et al. General method of valve loss calculation for MMC-HVDC with different submodules[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(1): 20-29.
- [8] QIN J, SAEEDIFARD M. Reduced switching-frequency voltage-balancing strategies for modular multilevel HVDC converters[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2013, 28(4): 2403-2410.
- [9] ROHNER S, BERNET S, HILLER M, et al. Modelling, simulation and analysis of a modular multilevel converter for medium voltage applications [C]// 2010 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT'10), March 14-17, 2010, Chile: 775-782.
- [10] 许烽,徐政,张哲任,等.基于降损调制技术的全桥 MMC 电容电压无需排序均衡控制[J].电网技术,2013,37(12): 3347-3355.
  XU Feng, XU Zheng, ZHANG Zheren, et al. Reduced loss modulation based capacitor voltage non-sorting balancing control for full-bridge MMC[J]. Power Systems Technology,
- [11] TU Qingrui, XU Zheng. Power losses evaluation for modular multilevel converter with junction temperature feedback [C]// 2011 IEEE Power Energy Society General Meeting, July 24-29, 2011, San Diego, CA, USA: 7p.

2013, 37(12): 3347-3355.

- [12] ILVES K, ANTONOPOULOS A, NORRGA S, et al. A new modulation method for the modular multilevel converter allowing fundamental switching frequency[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2012, 27(8): 3482-3494.
- [13] DENG F, CHEN Z. A control method for voltage balancing in modular multilevel converters [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2014, 29(1): 66-76.
- [14] TU Qingrui, XU Zheng, HUANG Hongyang, et al. Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based HVDC [C]// 2010 International Conference on Power System Technology (POWERCON'10), October 24-28, 2010, Hangzhou, China: 6p.
- [15] 王鹏伍,崔翔.MMC-HVDC 三相解耦二次谐波环流抑制算法
  [J].电力系统自动化,2013,37(15):47-52
  WANG Pengwu, CUI Xiang. Three phases decoupled second harmonic circulation current suppression algorithm for MMC-HVDC[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(15): 47-52.
- [16] 杨晓峰,郑琼林.基于 MMC 环流模型的通用环流抑制策略[J]. 中国电机工程学报,2012,32(18):59-65.
  YANG Xiaofeng, ZHENG Qionglin. A novel universal circulating current suppressing strategy based on the MMC circulating current model[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(18): 59-65.
- [17] YANG Xiaofeng, LI Jianghong, WANG Xiaopeng, et al. Circulating current model of modular multilevel converter

[C]// 2011 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC'11), March 25-28, 2011, Wuhan, China: 6p.

- [18] 王朝明,王华广,王晴.基于双 PI 控制器的模块化多电平变换器环流抑制策略[J].电网技术,2014,38(10):2905-2912.
  WANG Chaoming, WANG Huaguang, WANG Qing. A dual PI controller based strategy to suppress circulating current in modular multilevel converter[J]. Power System Technology, 2014, 38(10): 2905-2912.
- [19] PÉREZ M A, RODRÍGUEZ J. Generalized modeling and simulation of a modular multilevel converter [C]// 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, June 27-30, 2011, Gdansk, Poland: 1863-1868.
- [20] 王海田,汤广福,贺之渊,等.模块化多电平换流器的损耗计算 [J].电力系统自动化,2015,39(2):112-118.DOI:10.7500/ AEPS20130706002.

WANG Haitian, TANG Guangfu, HE Zhiyuan, et al. Power losses calculation of modular multilevel converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(2): 112-118. DOI: 10.7500/AEPS20130706002.

- [21] LIU Jiantao, YAO Jianguo, YANG Shengchun, et al. Loss analysis of two kinds of flexible HVDC converters [C]// 7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC'12): Vol 3, June 2-5, 2012, Harbin, China: 1669-1674.
- [22] 赵国亮,陈维江,乔尔敏,等.与换流器控制方式解耦损耗分析 方法研究[J].电力电子技术,2015,49(2):28-30.

ZHAO Guoliang, CHEN Weijiang, QIAO Ermin, et al. Research on decoupling MMC losses analysis and modulation mode for modular multilevel converter[J]. Power Electronics, 2015, 49(2): 28-30.

- [23] DEBNATH S, QIN J, BAHRANI B, et al. Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: a review[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2015, 30(1): 37-53.
- [24] 管敏渊,徐政,屠卿瑞,等.模块化多电平换流器型直流输电的 调制策略[J].电力系统自动化,2010,34(2):48-52.
  GUAN Minyuan, XU Zheng, TU Qingrui, et al. Nearest level modulation for modular multilevel converters in HVDC transmission[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010,34(2):48-52.
- [25] 李强, 贺之渊, 汤广福,等. 新型模块化多电平换流器空间矢量 脉宽调制方法[J].电力系统自动化, 2010, 34(22): 75-79.
  LI Qiang, HE Zhiyuan, TANG Guangfu, et al. A space-vector PWM method for a new type of modular multilevel converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(22): 75-79.

周莹坤(1990—),男,通信作者,硕士研究生,主要研究 方向:先进输变电技术、换流阀损耗计算。E-mail: 18811511575@163.com

齐 磊(1978—),男,博士,教授,主要研究方向:电力系统电磁兼容、先进输变电技术。

崔 翔(1960—),男,博士,教授,博士生导师,主要研究 方向:电磁场理论及其应用、先进输电技术,电力系统电磁环 境与电磁兼容。E-mail: x.cui@ncepu.edu.cn

(编辑 丁琰)

# Loss Consistency Analysis of Modular Multilevel Converter Using Carrier Phase Shifted Sinusoidal Pulse Width Modulation

ZHOU Yingkun<sup>1</sup>, QI Lei<sup>2</sup>, CUI Xiang<sup>2</sup>, YU Feiying<sup>1</sup>, ZHAO Guoliang<sup>3</sup>, QIAO Ermin<sup>3</sup>

(1. Beijing Key Laboratory of High Voltage & EMC (North China Electric Power University), Beijing 102206, China;

2. State Key Laboratory for Alternate Electrical Power System with Renewable Energy

Sources (North China Electric Power University), Beijing 102206, China;

3. Global Energy Interconnection Research Institute, Beijing 102200, China)

**Abstract:** The modular multilevel converter (MMC) operation mechanism and the numerical method of loss calculation are reviewed. Based on PLECS under carrier phase shifted sinusoidal pulse width modulation (CPS-SPWM), the sub-module loss characteristics are analyzed, including different voltage balancing methods and circulating current suppression methods. Regardless of the status of the converter working performance, the comparison shows that, with the voltage balancing method of energy balance and circulating current suppression method of three phase decoupled second harmonic circulation current suppression, the loss distribution consistency of MMC is higher and the loss rate lower. The loss consistency of different working conditions is similar. Finally, the loss consistency of nearest level control (NLC) is compared with that of CPS-SPWM, and it is shown that with CPS-SPWM the sub-module loss consistency is better.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51277065) and National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (No. 2012AA050401).

Key words: carrier phase shifted sinusoidal pulse width modulation (CPS-SPWM); modular multilevel converter (MMC); loss calculations; capacitance voltage balancing; circulating current suppression