第 52 卷 第 5 期：2387-2399 高电压技术 Vol.52, No.5: 2387-2399
2026 年 5 月 31 日 High Voltage Engineering May 31, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20250527

MMC 功率损耗优化环流控制方法

岳雨霏，张亚文，王李邦，王　文，刘昊宇
（长沙理工大学电网防灾减灾全国重点实验室，长沙 410114）

摘　要：模块化多电平变换器(modular multilevel converter，MMC)在进行环流控制时存在损耗增大问题，制约了其运行效率的改善。为此，针对 MMC 器件导通损耗和开关损耗，构建功率损耗模型，提出了损耗优化环流控制方法，对注入的直流环流分量与二倍频环流幅值大小关系进行了讨论，在此基础上对注入环流的幅值和相位进行最优值求解，实现功率损耗全局优化。同时，对所提方法进行性能分析，揭示功率损耗与电容电压波动之间的影响机制。仿真与实验测试结果验证了所提方法的可行性和有效性。

关键词：功率损耗；模块化多电平变换器；环流注入策略；损耗优化；电容电压波动

Circulating Current Control Strategy for Power Loss Optimization of MMC

YUE Yufei, ZHANG Yawen, WANG Libang, WANG Wen, LIU Haoyu
(State Key Laboratory of Disaster Prevention and Reduction for Power Grid, Changsha University of Science&Technology, Changsha 410114, China)

Abstract：Modular multilevel converters(MMC) face challenges of increased power losses during circulating current control, which restricts the improvement of their operational efficiency. To address this issue, a power loss model is constructed for the conduction and switching losses of MMC devices, and a loss-optimized circulating current control method is proposed. The relationship between the injected DC circulating current component and the amplitude of the double-frequency circulating current is discussed. Based on this, the optimal values of the amplitude and phase of the injected circulating current are solved to achieve global optimization of power loss. Meanwhile, the performance of the proposed method is analyzed to reveal the influence mechanism between power loss and capacitor voltage ripple. Simulation and experimental tests verify the feasibility and effectiveness of the proposed method.

Key words：power loss; modular multilevel converter; circulating current injection strategy; loss optimization; capacitor voltage fluctuation

0　引言

模块化多电平换流器(modular multilevel converters，MMC)损耗是反映运行性能的指标之一，直接影响系统效率和设备寿命。MMC 因其模块化结构和输出谐波特性较优而广泛应用于高压大功率电能变换领域。然而，变换器内部包含大量频繁开关的功率器件，使得功率损耗问题日益凸显。器件损耗问题不仅增加运行成本，还会因模块间损耗差引发局部过热，加速部件老化甚至故障[1-5]。因此，在控制过程中对器件损耗进行适当调节和优化，对提升 MMC 效率和系统运行可靠性具有重要意义。

MMC 器件损耗主要包括导通损耗和开关损耗[6-7]，其中导通损耗与器件的导通电阻和流经器件的导通电流相关，而开关损耗则与器件的开关速度和电流变化率相关[8-10]。MMC 损耗建模的核心在于准确量化导通损耗与开关损耗的关联因素。现有研究对桥臂电流的选取存在 2 种思路：一种基于电流有效值 I_{RMS}，其优势在于反映电流的波动特性，适用于与热效应直接相关的损耗计算；另一种则基于电流绝对平均值 I_{ave}，侧重表征电流的持续作用强度。传统方法多采用 I_{RMS} 构建损耗模型，但其计算需依赖复杂的开关状态仿真，且易受调制策略和电压均衡算法的影响，导致模型精度受限。文献[11]指出，基于 I_{RMS} 的开关损耗计算在低功率因数时误差可达 65%。相比之下，I_{ave} 与半导体器件的导通特性呈近似线性关系，尤其在采用分段线性化模型时，可显

基金资助项目：国家自然科学基金(52207186)；湖南省自然科学基金(2024JJ5016)；长沙理工大学研究生实践与创新项目(CLSJCX24042)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (52207186), Natural Science Foundation of Hunan Province(2024JJ5016), Graduate Practice and Innovation Project of Changsha University of Science & Technology(CLSJCX24042).

著简化导通损耗的数学表达[12]。此外，文献[13-14]的实测结果表明，基于 I_{ave} 的模型在计及谐波环流时仍能保持稳定性，且参数获取更为直接。因此，本文在研究时选择 I_{ave} 作为建模核心变量，兼顾计算效率与工程实用性，为后续损耗优化提供可靠的理论基础。

现有 MMC 损耗优化策略的研究主要集中在拓扑改进、电容电压平衡控制、开关频率调节及环流抑制等方向。文献[15]采用改进排序算法优化子模块开关顺序以减少冗余开关动作，有效降低开关损耗且无需硬件升级，但系统规模扩展时计算复杂度显著增加，且动态响应特性需深入评估。文献[16]进一步引入了预测控制策略，通过实时状态预测动态调整参数，提升了动态响应和控制精度。然而，该策略对计算资源的需求较高，其实现过程的复杂性可能在一定程度上增加系统设计和应用的难度。在此基础上文献[17]结合能量平衡控制调节电容电压分配，在降低损耗的同时保持系统稳定性，但在高功率因数工况下的优化效果及复杂工况适应性仍需提升。为进一步解决这些问题，文献[18]采用了多目标优化策略，综合考虑系统损耗、电压稳定性和动态响应作为优化目标，并通过优化算法实现了多性能指标的协调优化。尽管取得了良好的优化效果，但对参数敏感性和复杂工况鲁棒性仍需验证。

从调制策略的角度，文献[19]提出了一种改进的调制方法，通过优化调制比和载波频率，在一定程度上降低了系统的开关损耗，且具有较强的工程可操作性。然而，其动态工况适应能力及总谐波失真(total harmonic distortion，THD)特性的精细化分析仍有深化空间。文献[20]提出了一种优化策略，通过精确调节环流的大小和方向，进一步降低了系统损耗并改善了复杂工况下的运行效率。但该策略对控制算法精度和硬件性能的依赖性需在工程实践中重点评估。文献[21]提出了一种基于二倍频环流注入的新型损耗优化方法，通过抑制子模块电容电压波动，有效降低了系统损耗，但该方法在功率损耗优化与 MMC 运行参数关系的系统性分析方面仍有提升潜力。文献[22]提出了一种叠加二倍频环流与高频注入的策略，通过高频能量的快速交换特性，有效降低了子模块电容充放电过程中的能量损耗，同时抑制了二倍频纹波，减少了传统环流引起的附加损耗。在此基础上，文献[23]进一步优化了二倍频环流的注入方式，通过调整环流幅值和相角，降低了桥臂电流的平均值，从而减少了导通损耗。相较于高倍频注入，二倍频环流注入避免了开关损耗激增与谐波问题，其宽工况适应性进一步提升了系统可靠性，但未完全解决高频分量的幅值限制导致的额外损耗与潜在稳定性问题。

针对上述问题，本文提出了一种 MMC 器件损耗优化环流控制方法。首先，根据 MMC 运行特性，构建器件损耗模型；其次，在环流指令中，对注入的交、直流环流分量参数设置方面进行了分析和计算，特别探讨了注入直流环流分量与二倍频环流幅值的关联特性，求解得到注入环流幅值与相位最优解，达到器件损耗的优化效果；特别地，对所提方法的桥臂电流绝对平均值和电容电压波动特征进行性能分析；最后通过仿真和实验对所提损耗优化环流控制方法进行了测试和验证。

1 MMC 功率器件损耗建模

1.1 MMC 拓扑结构和工作原理

MMC 拓扑结构如图 1 所示，变换器各相桥臂包含上、下 2 个桥臂，呈直流侧串联、交流侧并联结构，各桥臂由 N 个半桥子模块级联构成。图 1 中 R 和 L 分别为桥臂的寄生电阻和电感；U_{dc} 为直流母线电压；u_{px} 和 i_{px} 分别为 x 相上桥臂电压和电流；u_{nx} 和 i_{nx} 分别为 x 相下桥臂电压和电流；u_{ox} 和 i_{ox} 分别为输出电压和电流；x=a,b,c。

子模块采用半桥子模块拓扑(half bridge sub-module，HBSM)，HBSM 由 2 个 IGBT 管(T_1、T_2)、2 个反并联二极管(D_1、D_2)和 1 个电容器(C)组成。基于此结构，MMC 功率损耗主要包括：(1)IGBT

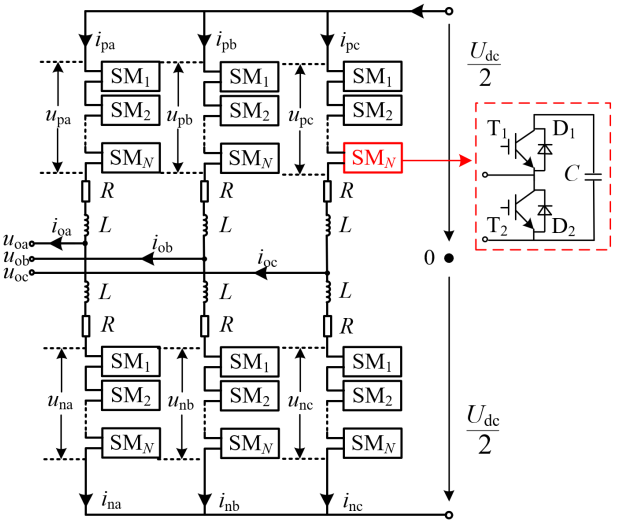


图 1 MMC 基本拓扑结构

Fig.1 Basic topology of MMC

导通损耗 p_{conT} 和二极管的导通损耗 p_{cond}；(2)IGBT 的开通损耗 e_{on}、关断损耗 e_{off} 和二极管的反向恢复损耗 e_{rec}。

根据图 1 所示电压、电流参考方向建立电路 KVL 和 KCL 方程，可得 x 相交流侧与直流侧间的数学模型为：

$$\begin{cases} L\dfrac{\mathrm{d}i_{px}}{\mathrm{d}t}+Ri_{px}=\dfrac{1}{2}U_{dc}-u_{ox}-u_{px} \\ L\dfrac{\mathrm{d}i_{nx}}{\mathrm{d}t}+Ri_{nx}=\dfrac{1}{2}U_{dc}+u_{ox}-u_{nx} \end{cases} \tag{1}$$

$$\begin{cases} i_{px}+i_{nx}=2i_{zx} \\ i_{px}-i_{nx}=i_{ox} \end{cases} \tag{2}$$

式中：i_{zx} 为相间环流，其主要包括直流分量和谐波分量。由式(1)和式(2)可得 x 相上、下桥臂输出电压和桥臂电流的表达式为：

$$\begin{cases} u_{px}=\dfrac{U_{dc}}{2}-u_{ox}-(\dfrac{L}{2}\dfrac{\mathrm{d}i_{ox}}{\mathrm{d}t}+\dfrac{R}{2}i_{ox})-(L\dfrac{\mathrm{d}i_{zx}}{\mathrm{d}t}+Ri_{zx}) \\ u_{nx}=\dfrac{U_{dc}}{2}+u_{ox}+(\dfrac{L}{2}\dfrac{\mathrm{d}i_{ox}}{\mathrm{d}t}+\dfrac{R}{2}i_{ox})-(L\dfrac{\mathrm{d}i_{zx}}{\mathrm{d}t}+Ri_{zx}) \end{cases} \tag{3}$$

$$\begin{cases} i_{px}=i_{zx}+0.5i_{ox} \\ i_{nx}=i_{zx}-0.5i_{ox} \end{cases} \tag{4}$$

1.2 导通损耗计算模型

IGBT 器件通常工作在饱和区，流过 IGBT 的额定电流为 I_N，当电流超过 $0.1I_N$ 时，导通压降 U_{CE} 与导通电流 I_C 几乎呈线性关系。二极管具有类似的导通特性。因此，通过近似拟合的方法，IGBT、二极管的导通压降(U_{CE}、U_F)和瞬时导通损耗(p_{conT}、p_{cond})可表示为：

$$\begin{cases} U_{CE}=f(I_C)=\rho_1 I_C+\rho_2 \\ U_F=f(I_F)=\rho_3 I_F+\rho_4 \end{cases} \tag{5}$$

$$\begin{cases} p_{conT}=\rho_1\left|i_{px}(\omega t)\right|^2+\rho_2\left|i_{px}(\omega t)\right| \\ p_{cond}=\rho_3\left|i_{px}(\omega t)\right|^2+\rho_4\left|i_{px}(\omega t)\right| \end{cases} \tag{6}$$

式中：I_C、I_F 分别为流经 IGBT 和二极管的导通电流；$i_{px}(\omega t)$为 MMC 桥臂电流瞬时值；ρ_1—ρ_4 为 IGBT 和二极管的导通压降特性曲线在结温 θ_{vj} 时的拟合系数，具体数值可由数据手册得到，本文取 θ_{vj}=125 ℃时的特性曲线进行系数的拟合计算。

在第 k 个控制周期内，MMC 桥臂子模块的导通损耗取决于这个控制周期内投入子模块数 $N_{on}(k)$和桥臂电流 $i_{px}(k)$的方向。HBSM 导通损耗计算模型如图 2 所示，器件导通损耗详细计算过程见附录 A 式(A1)、(A2)。

在 1 个输出电流周期内，由式(6)可得平均导通损耗表达式：

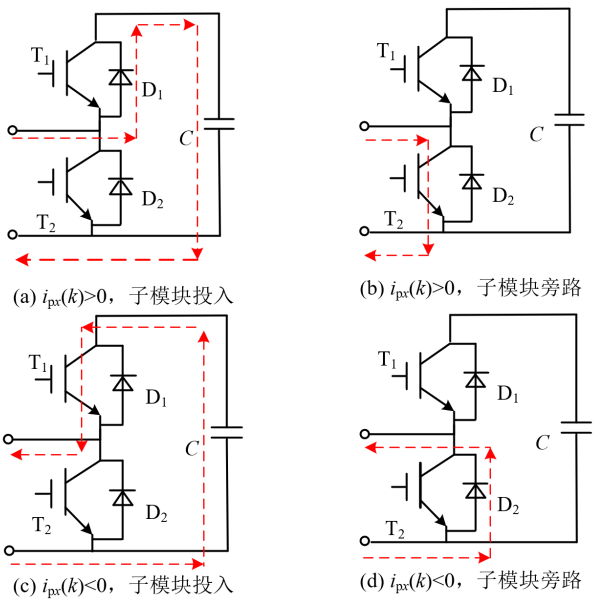


图 2 HBSM 导通损耗计算模型示意图

Fig.2 Diagram of HBSM conduction loss calculation model

$$\begin{cases} P_{conT}=\dfrac{1}{2\pi}\int p_{conT}\mathrm{d}(\omega t) \\ P_{cond}=\dfrac{1}{2\pi}\int p_{cond}\mathrm{d}(\omega t) \end{cases} \tag{7}$$

式中：P_{conT} 和 P_{cond} 分别表示 IGBT 和二极管的平均导通损耗。

1.3 开关损耗计算模型

根据厂商提供的数据手册，利用曲线拟合方法可以近似计算 IGBT 的开通损耗 e_{on}、关断损耗 e_{off} 和二极管的反向恢复损耗 e_{rec}：

$$\begin{cases} e_{on}=\eta_1\left|i_{px}(\omega t)\right|^2+\eta_2\left|i_{px}(\omega t)\right|+\eta_3 \\ e_{off}=\eta_4\left|i_{px}(\omega t)\right|^2+\eta_5\left|i_{px}(\omega t)\right|+\eta_6 \\ e_{rec}=\eta_7\left|i_{px}(\omega t)\right|^2+\eta_8\left|i_{px}(\omega t)\right|+\eta_9 \end{cases} \tag{8}$$

式中：η_1—η_9 表示开关损耗特性曲线在结温 θ_{vj} 时的拟合系数，与导通损耗推导方法相同，取 θ_{vj}=125 ℃时的特性曲线进行系数的拟合计算。

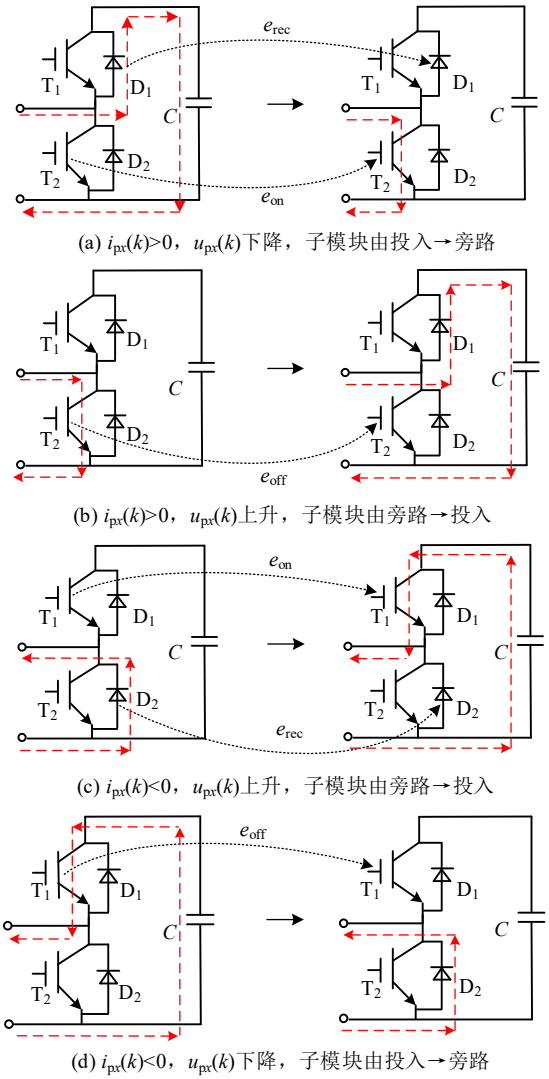
相比导通损耗，开关损耗模型的计算分析过程是针对单个子模块进行的。HBSM 开关损耗计算模型如图 3 所示。

对 1 个输出电流周期内的开关损耗计算过程进行分析，不同情况下 HBSM 开关损耗组合类型如表 1 所示。

在 1 个输出电流周期内，由式(8)可得平均开关损耗表达式：

$$\begin{cases} P_{\text{on}} = \dfrac{1}{2\pi}\sum e_{\text{on}} \\ P_{\text{off}} = \dfrac{1}{2\pi}\sum e_{\text{off}} \\ P_{\text{rec}} = \dfrac{1}{2\pi}\sum e_{\text{rec}} \end{cases} \tag{9}$$

式中：P_{on}、P_{off}和 P_{rec}分别表示 IGBT 的平均开通损耗、平均关断损耗和二极管平均反向恢复损耗。



(a) $i_{\text{px}}(k)>0$，$u_{\text{px}}(k)$下降，子模块由投入→旁路

(b) $i_{\text{px}}(k)>0$，$u_{\text{px}}(k)$上升，子模块由旁路→投入

(c) $i_{\text{px}}(k)<0$，$u_{\text{px}}(k)$上升，子模块由旁路→投入

(d) $i_{\text{px}}(k)<0$，$u_{\text{px}}(k)$下降，子模块由投入→旁路

图 3　半桥子模块开关损耗的计算模型

Fig.3　Calculation model for switching loss in HBSM

表 1　不同情况下的 HBSM 开关损耗

Table 1　HBSM switching loss under different conditions

电流方向	开关状态	T_1	T_2	D_1	D_2	损耗类型
$i_{\text{px}}(k)>0$	1→0	00	01	10	00	$e_{\text{rec}}+e_{\text{on}}$
	0→1	00	10	01	00	e_{off}
$i_{\text{px}}(k)\leq 0$	0→1	01	00	00	10	$e_{\text{rec}}+e_{\text{on}}$
	1→0	10	00	00	01	e_{off}

2　损耗优化环流控制方法分析

2.1　桥臂电流物理意义分析

由式(6)—式(9)可进一步推导出 MMC 的总导通损耗 P_{con}和总开关损耗 P_{sw}：

$$\begin{cases} P_{\text{con}} = P_{\text{conT}} + P_{\text{cond}} = \lambda_1 I_{\text{RMS}}^2 + \lambda_2 I_{\text{ave}} \\ P_{\text{sw}} = \dfrac{e_{\text{on}} + e_{\text{off}} + e_{\text{rec}}}{T_{\text{f}}} = \mu_1 I_{\text{RMS}}^2 + \mu_2 I_{\text{ave}} + \mu_3 \end{cases} \tag{10}$$

式中：T_{f}为基波周期；λ_1、λ_2和 μ_1—μ_3为平均功率损耗的拟合系数。根据积分中值定理，很容易证明 $I_{\text{RMS}}=\xi I_{\text{ave}}$，其中 ξ 取决于 MMC 工作状态的变量。因此，在 MMC 的调制方式、电压平衡方式和运行条件确定的情况下，MMC 的功率损耗与桥臂电流的绝对平均值 I_{ave}成正相关。

x 相上桥臂电流 $i_{\text{px}}(\omega t)$如图 4 所示，图中 I_{dc}为直流环流；i_{z2}为注二倍频环流；i_{o}为交流侧输出电流。由图 4 可知，i_{px}在$[\alpha_1,\alpha_2]$时段内存在 $i_{\text{px}}>0$，则其绝对平均值 I_{ave}的计算式为：

$$I_{\text{ave}} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha_1}^{\alpha_1+2\pi}\left|i_{\text{px}}\right|\text{d}(\omega t) = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} i_{\text{px}}\text{d}(\omega t) - I_{\text{dc}} \tag{11}$$

由图 4 可知，式(11)中积分部分为桥臂电流与时间轴所围阴影面积，阴影面积的大小决定了桥臂电流绝对平均值 I_{ave}的大小，因此分析功率损耗只需要讨论阴影部分面积的大小。

注入适当的环流可以有效调整桥臂电流的波形，使其更接近理想状态，从而减小 I_{ave}，实现损耗优化。本文将分析所提损耗优化环流控制方法的桥臂电流数学模型，并进一步探讨其功率损耗优化的可行性。

2.2　损耗优化环流控制方法

传统的二倍频环流抑制方法将二倍频环流指

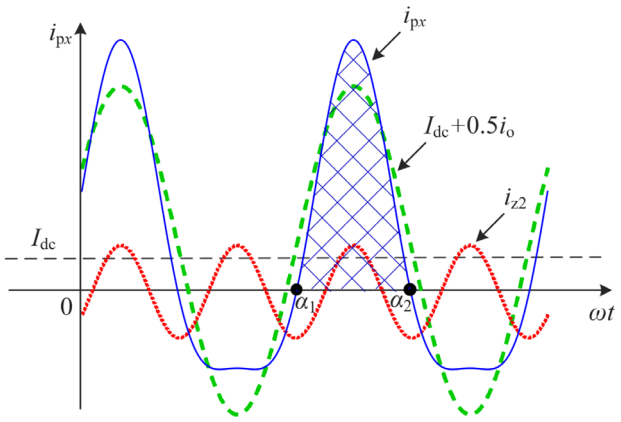


图 4　桥臂电流 $i_{\text{px}}(\omega t)$平均值的物理意义

Fig.4　Physical meaning of the average value of the bridge arm current $i_{\text{px}}(\omega t)$

令设置为 0，使环流指令参考值只包含直流环流 I_{dc}，其中 I_{dc} 由直流侧电流在各相中平均分配产生。桥臂电流绝对平均值 I_{ave} 的计算式为：

$$I_{ave}=\frac{2}{\pi}I_{dc}\arcsin(2I_{dc}/I_o)-\frac{1}{2\pi}I_o\left(\cos(\alpha_2+\varphi_o)-\cos(\alpha_1+\varphi_o)\right) \tag{12}$$

式中：I_o 和 φ_o 分别为输出电流的幅值和相位。求取式 (12) 中关于直流环流 I_{dc} 的导数，可得 $\mathrm{d}I_{ave}/\mathrm{d}I_{dc}>0$，说明桥臂电流绝对平均值随着注入环流的增大而增大，则对应 MMC 的功率损耗也增大，I_{ave} 不存在最小值，故难以实现损耗优化。

由于仅注入直流环流 I_{dc} 无法实现损耗优化，因此考虑同时注入直流环流和二倍频环流，此时桥臂电流可表示为：

$$i_{px}=I_{dc}+0.5i_{ox}+i_{z2}=I_{dc}+0.5I_o\sin(\omega_o t+\varphi_o)+I_{z2}\sin(2\omega_o t+\varphi_2) \tag{13}$$

式中：I_{z2} 和 φ_2 分别为注入二倍频环流的幅值和相位；ω_o 为输出电流角频率。将 i_{px} 分解为函数 $y_1=I_{dc}+0.5i_{ox}$ 与 $y_2=-i_{z2}$，则 α_1 和 α_2 可看作函数 y_1 和 y_2 的交点，桥臂电流绝对平均值 I_{ave} 见附录 A 式(A3)。

当 MMC 的输出功率一定时，I_{dc}、I_o 和 φ_o 均为定值，则 I_{z2} 和 φ_2 同时影响 I_{ave} 的取值。首先规定 I_{z2} 为常量，分析 I_{ave} 随 φ_2 的变化规律，由于 y_1 与 y_2 均为对称函数，以 1 个二倍频周期为基准，则对称轴分别为 $\omega_o t(y_1)=\pi/2-\varphi_o$ 和 $\omega_o t(y_2)=\pi/4-\varphi_o/2$，为了得到曲线 y_1 和 y_2 对称轴在不同 φ_2 下 I_{ave} 的大小变换情况，将曲线 y_2 的对称轴 $\omega_o t(y_2)$在曲线 y_1 的半个周波内移动，如图 5 所示。

由图 5 可知，研究交点 α_1 和 α_2 随 φ_2 变化的规律时，分为 $I_{dc}<I_{z2}$ 和 $I_{dc}>I_{z2}$ 2 种情况进行讨论。当 $I_{dc}<I_{z2}$ 时，交点 α_1 和 α_2 随 φ_2 变化的取值情况分为下列 3 个区段：

1）$\varphi_2\in[-3\pi/2+2\varphi_o,-3\pi/2+2\varphi_o+2\arcsin(2(I_{z2}+I_{dc})/I_o))$ 区段：

$$\begin{cases}\alpha_1=\dfrac{-k_2\dfrac{2\varphi_2+5\pi}{4}+k_1\left(-\varphi_o+\arcsin\dfrac{2(I_{z2}-I_{dc})}{I_o}\right)}{k_1+k_2}\\ \alpha_2=\dfrac{k_2\dfrac{3\pi-2\varphi_2}{4}+k_1\left(-\varphi_o-\arcsin\dfrac{2(I_{z2}-I_{dc})}{I_o}+\pi\right)}{k_1+k_2}\end{cases} \tag{14}$$

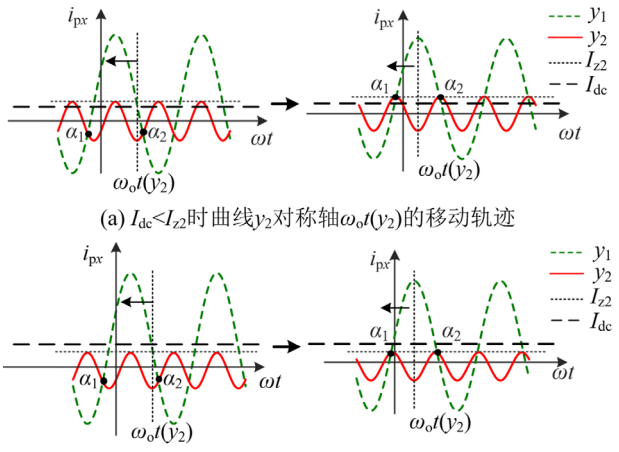
2）$\varphi_2\in[-3\pi/2+2\varphi_o+2\arcsin(2(I_{z2}+I_{dc})/I_o),-\pi/2+2\varphi_o-2\arcsin(2(I_{z2}-I_{dc})/I_o))$ 区段：

$$\begin{cases}\alpha_1=\dfrac{k_2\dfrac{2\varphi_2+\pi}{4}+k_1\left(-\varphi_o+\arcsin\dfrac{2(I_{z2}-I_{dc})}{I_o}\right)}{k_1-k_2}\\ \alpha_2=\dfrac{k_2\dfrac{3\pi-2\varphi_2}{4}+k_1\left(-\varphi_o-\arcsin\dfrac{2(I_{z2}-I_{dc})}{I_o}+\pi\right)}{k_1+k_2}\end{cases} \tag{15}$$

3）$\varphi_2\in[-\pi/2+2\varphi_o-2\arcsin(2(I_{z2}-I_{dc})/I_o),-\pi/2+2\varphi_o]$ 区段：

$$\begin{cases}\alpha_1=\dfrac{-k_2\dfrac{2\varphi_2+\pi}{4}+k_1\left(-\varphi_o+\arcsin\dfrac{2(I_{z2}-I_{dc})}{I_o}\right)}{k_1+k_2}\\ \alpha_2=\dfrac{k_2\dfrac{3\pi-2\varphi_2}{4}+k_1\left(-\varphi_o-\arcsin\dfrac{2(I_{z2}-I_{dc})}{I_o}+\pi\right)}{k_1+k_2}\end{cases} \tag{16}$$

式中：$k_1=2I_{z2}/(\arcsin(2(I_{z2}+I_{dc})/I_o)+\arcsin(2\cdot(I_{z2}-I_{dc})/I_o))$；$k_2=4I_{z2}/\pi$。令电压调制比 $k=2U_o/U_{dc}$，U_o 为输出电压幅值，则 $0<I_{z2}\le 100k-50k^2$。



(a) $I_{dc}<I_{z2}$时曲线y_2对称轴$\omega_o t(y_2)$的移动轨迹

(b) $I_{dc}>I_{z2}$时曲线y_2对称轴$\omega_o t(y_2)$的移动轨迹

图 5 损耗优化环流控制方法的桥臂电流分析

Fig.5 Analysis of the bridge arm current in the loss optimization circulating current control method

当 $I_{dc}>I_{z2}$ 时，交点 α_1 和 α_2 随 φ_2 变化的取值情况同样可分为 3 个区段，且前 2 个区段取值情况与式(14)、(15)相同，而当 $\varphi_2\in[-\pi/2+2\varphi_o-2\arcsin(2\cdot(I_{z2}-I_{dc})/I_o),-\pi/2+2\varphi_o]$ 时交点 α_1 和 α_2 表示为：

$$\begin{cases}\alpha_1=\dfrac{k_2\dfrac{2\varphi_2+\pi}{4}+k_1\left(-\varphi_o+\arcsin\dfrac{2(I_{z2}-I_{dc})}{I_o}\right)}{k_1-k_2}\\ \alpha_2=\dfrac{k_2\dfrac{2\varphi_2-3\pi}{4}+k_1\left(-\varphi_o-\arcsin\dfrac{2(I_{z2}-I_{dc})}{I_o}+\pi\right)}{k_1-k_2}\end{cases} \tag{17}$$

由式(14)—式(16)可知，当 $\varphi_2 \in [-3\pi/2+2\varphi_o, -\pi/2+2\varphi_o]$ 时，有 $dI_{ave}/d\varphi_2 < 0$，说明在该区间内桥臂电流绝对平均值 I_{ave} 随 φ_2 的增大而减小，同理当 $\varphi_2 \in [-\pi/2+2\varphi_o, \pi/2+2\varphi_o]$ 时有 $dI_{ave}/d\varphi_2 > 0$，说明在该区间内 I_{ave} 随 φ_2 的增大而增大。由此可得：当且仅当 $\varphi_2 = -\pi/2+2\varphi_o \pm 2k\pi (k=0,\pm1,\pm2,\cdots)$，桥臂电流绝对平均值 I_{ave} 存在最小值，则对应 MMC 的功率损耗也存在最小值，说明所提损耗优化环流控制方法可以实现损耗优化。

取最优相位 $\varphi_{2(opt)} = -\pi/2+2\varphi_o$，基于最优相位分析注入二倍频环流幅值 I_{z2} 的最优解。此时交点 α_1 和 α_2 见附录 A 式(A4)、(A5)。结合式(A4)、(A5)，求取 I_{ave} 关于 I_{z2} 的导数，令 $dI_{ave}/dI_{z2}=0$，可得注入二倍频环流幅值 I_{z2} 的最优解为：

$$I_{z2(opt)} = \frac{\sqrt{2I_o^2 - 16I_{dc}^2}}{4} \tag{18}$$

因此，同时注入直流环流和二倍频环流时 I_{ave} 存在最小值，可实现 MMC 损耗优化，此时桥臂电流 i_{px} 最优解为：

$$i_{px} = I_{dc} + I_{z2(opt)}\sin(2\omega_o t + \varphi_{2(opt)}) + 0.5I_o\sin(\omega_o t + \varphi_o) \tag{19}$$

3 损耗优化环流控制方法分析

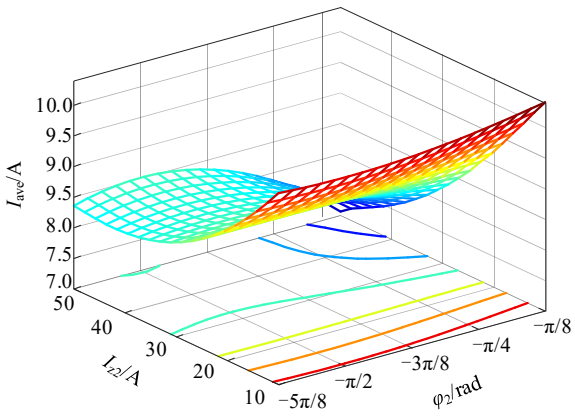
3.1 桥臂电流绝对平均值分析

由 2.2 节可知，仅注入直流环流会增大桥臂电流的绝对平均值 I_{ave}，导致 MMC 功率损耗增加，且 I_{ave} 并未出现最小值，难以实现损耗优化。因此，本文提出的损耗优化环流控制方法通过对注入的二倍频环流进行调制来优化桥臂电流绝对平均值。

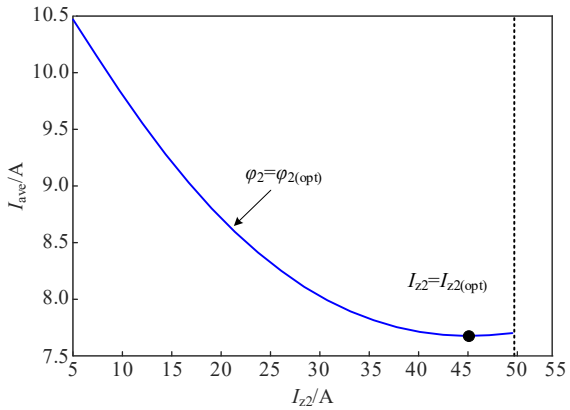
当输出电流初相角 φ_o=0 时，桥臂电流绝对平均值 I_{ave} 随注入二倍频环流幅值 I_{z2} 和相位 φ_2 变化的关系曲线如图 6 所示。

由图 6 可知，当注入的二倍频环流相位 φ_2 取得最优相位 $\varphi_{2(opt)} = -\pi/2+2\varphi_o$ 时，桥臂电流绝对平均值 I_{ave} 在 $I_{z2} = I_{z2(opt)}$ 时取得最小值，该值与式(23)理论计算得到的注入二倍频环流幅值的最优解 $I_{z2(opt)}$ 一致，验证了理论分析的正确性。同理，当 φ_2 取最优相位 $\varphi_2 = \varphi_{2(opt)}$ 时，无论输出电流初相角 φ_o 如何变化，I_{ave} 均存在最小值，且均在注入二倍频环流幅值 $I_{z2} = I_{z2(opt)}$ 时取得。

综上所述，当注入按照理论计算得到的最优二倍频环流幅值 $I_{z2(opt)}$和相位 $\varphi_{2(opt)}$时，可以实现换流器内部电流的优化分配，从而降低功率器件的损耗。



(a) 桥臂电流绝对平均值I_{ave}随I_{z2}和φ_2变化的三维网格图



(b) 最优相位时桥臂电流绝对平均值I_{ave}随I_{z2}变化曲线图

图 6 桥臂电流绝对平均值 I_{ave} 随 I_{z2} 和 φ_2 变化曲线

Fig.6 Absolute average value of the bridge arm current I_{ave} which changes with I_{z2} and φ_2

3.2 电容电压基频波动分析

MMC 电容电压的基频波动主要是由交流侧输出功率的波动引起的。在 MMC 系统中，交流电网中的功率传输包含与基频相关的功率分量，这些功率分量在换流器内部产生相应的基频功率波动。这种基频功率波动会导致子模块电容器的充放电循环，进而使得电容电压出现周期性的波动。因此，需要深入分析 MMC 桥臂功率特性，以研究损耗优化下的电容电压基频波动。

设输出电压 $u_{ox} = U_o\sin(\omega_o t)$，以 MMC 上桥臂为例，对桥臂瞬时功率积分可得到桥臂储存的能量，即可得到一个桥臂上的电容波动能量：

$$\int p_{px}dt = N\left(\frac{1}{2}C(U_c+\tilde{u}_{px})^2 - \frac{1}{2}CU_c^2\right) \tag{20}$$

式中：U_c 为桥臂子模块额定工作电压；$\tilde{u}_{px}$ 为桥臂子模块波动电压，正常运行时，要求 $\tilde{u}_{px}$ 不超过桥臂子模块额定工作电压的 10%，因此可忽略 $\tilde{u}_{px}$ 的平

方项，这种简化处理在实际分析中能有效降低计算复杂度，详细求取过程及忽略 $\tilde{u}_{px}$ 平方项的详细说明参见附录 A。

根据式(20)假设电压调制比 k=0.9，则当输出电流初相角 φ_o=0 时，桥臂子模块波动电压 $\tilde{u}_{px}$ 随注入二倍频环流幅值 I_{z2} 和相位 φ_2 变化的关系曲线见图 7。

当注入二倍频环流幅值 $I_{z2}=I_{z2(opt)}$ 时，电容电压波动幅值最大，由第 3.1 节可知，此时桥臂电流绝对平均值 I_{ave} 取得最小值，相应地，MMC 损耗也取得最小值。然而，由于电容电压波动受到注入二倍频环流幅值 I_{z2} 和相位 φ_2 的综合影响，损耗取到最优值时电容电压波动会增大，因此，当同时注入直流环流和二倍频环流时，需在损耗优化和电容电压波动优化之间进行权衡，以实现性能综合提升。

4 仿真与实验结果

4.1 仿真分析

为了验证本文所提出的功率损耗优化环流控制方法的正确性和有效性，以图 1 主电路为基础，在 Matlab/Simulink 环境中搭建 MMC 模型进行研究，仿真和实验参数选取见表 2，IGBT 模块型号选取 FZ600R12KS4(1.2 kV/600 A)，结温取 θ_{vj}=125 ℃。

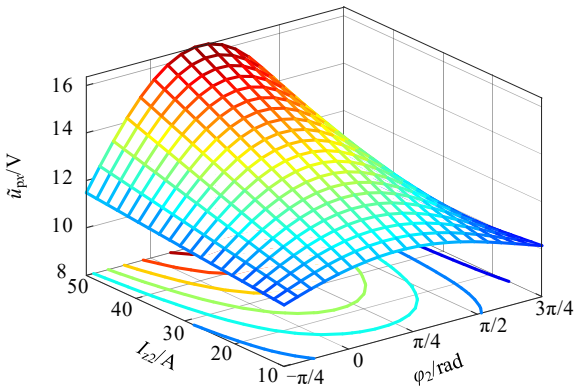
由表 2 可知，除子模块数量和直流侧电压存在差异外，仿真模型与实验平台的调制比、控制周期、负载条件等核心参数均保持一致，从而确保了控制策略移植的有效性和动态特性的可比性。

仿真将仅注入直流环流控制策略(简称“方案 1”)与本文所提损耗优化环流控制方法(简称“优化方法”)的运行性能进行对比。方案 1 和优化方法下的三相输出电流、环流跟踪、桥臂相电流以及子模块电容电压的仿真波形分别如图 8(a)、(b)所示，图中 i_z 和 i_{zref} 分别表示环流实际值和环流指令值。

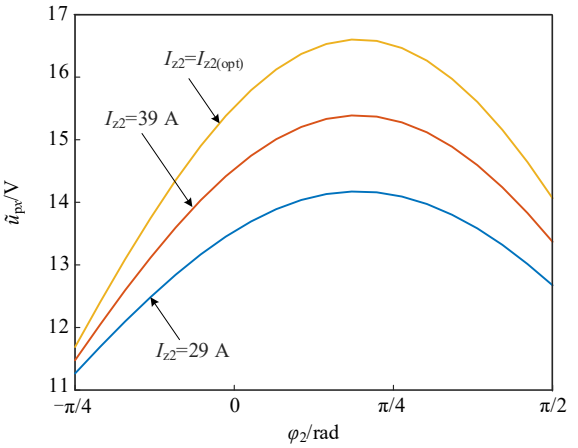
由图 8 可知，方案 1 下子模块电容电压的波动率为 8.125%，而优化方法将电容电压波动率降低了约 3.125%。为直观对比方案 1 与优化方法的输出电流波形质量，引入输出电流 THD 作为关键评价指标。仿真结果表明：方案 1 的输出电流 THD 为 3.15%，采用优化方法后输出电流 THD 降低了 2.4%。

方案 1 和优化方法下 MMC 系统总功率损耗 P_{loss}、总导通损耗 P_{con}、总开关损耗 P_{sw} 的仿真波形对比图和柱状图如图 9(a)、(b)所示。

由图 9(a)和图 9(b)可知，方案 1 下 MMC 的总



(a) 桥臂子模块波动电压$\tilde{u}_{px}$随I_{z2}和φ_2变化的三维网格图



(b) 不同I_{z2}下桥臂子模块波动电压$\tilde{u}_{px}$随φ_2变化曲线图

图 7 桥臂子模块波动电压 $\tilde{u}_{px}$ 随 I_{z2} 和 φ_2 变化曲线

Fig.7 Fluctuation voltage $\tilde{u}_{px}$ of the bridge arm submodule which changes with I_{z2} and φ_2

表 2 仿真与实验参数

Table 2 Simulation and experimental parameters

参数	仿真数值	实验数值
桥臂子模块数 N	20	6
桥臂电感 L/mH	4	4
桥臂电阻 R/Ω	0.1	0.1
子模块电容容值 C/mF	7.5	7.5
直流侧电压 U_{dc}/kV	8	0.3
负载电阻 R_o/Ω	20	20
负载频率 f_o/Hz	50	50
控制周期 T_s/μs	100	100
输出电压调制比 k	0.9	0.9

功率损耗为 30.03 kW，其中导通损耗为 21.74 kW，开关损耗为 8.29 kW。而优化方法下总功率损耗减少了 5.73 kW，其中导通损耗减少了 5.2 kW，开关损耗减少了 0.53 kW。

MMC 运行效率 η 的计算式为：

$$\eta=\frac{P_o-P_{loss}}{P_o}\times 100\% \tag{21}$$

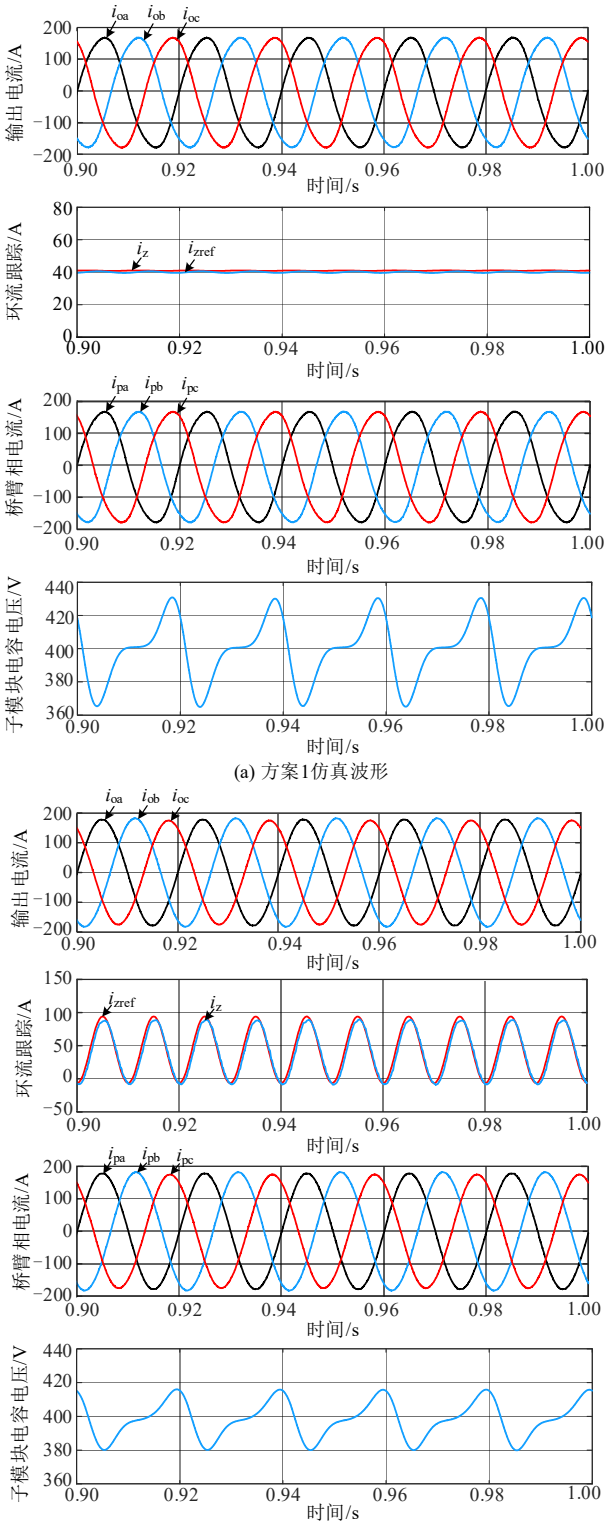


图 8 方案 1 和优化方法的仿真波形

Fig.8 Simulation waveforms of scheme 1 and the optimization method

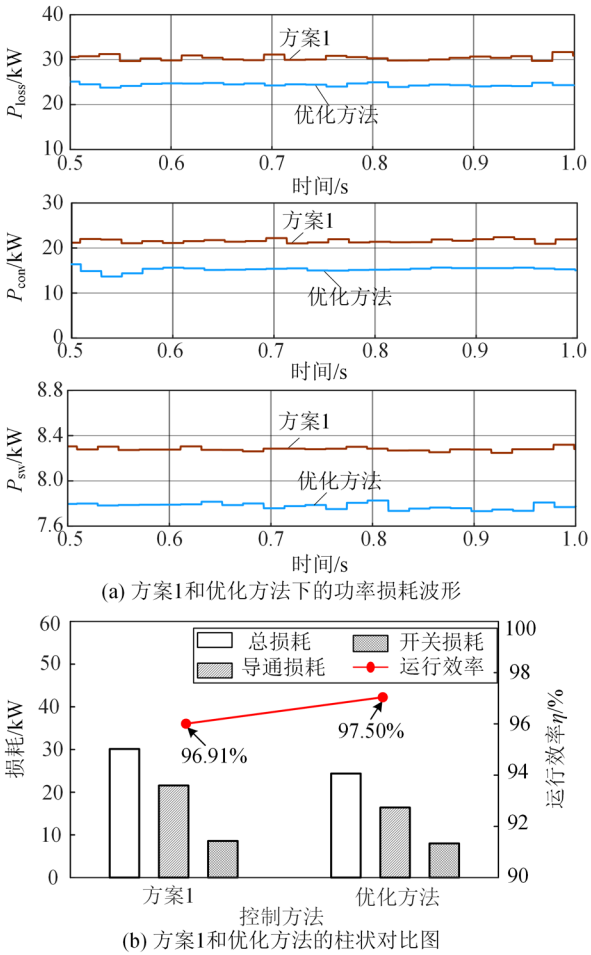


图 9 方案 1 和优化方法的功率损耗仿真波形图

Fig.9 Simulation waveform diagrams of power losses for scheme 1 and the optimization method

式中：P_o和P_{loss}分别表示 MMC 的输出功率和功率损耗。如图 9(b)所示，方案 1 下 MMC 的运行效率为 96.91%，而优化方法下效率提升至 97.50%，证明了所提优化方法在降低功率损耗、提升运行效率方面的优势，验证了理论分析的正确性。

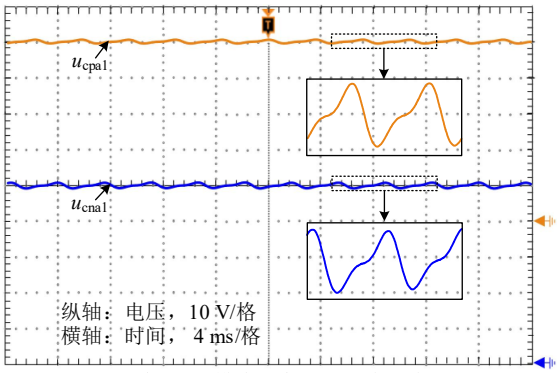
为验证所提损耗优化环流控制方法对动态负载的鲁棒性及模型精度，将 MMC 输出负载由恒定值调整为可变电阻，以模拟实际工况中由运行状态变化引发的负载动态特性，负载变化情况下 MMC 输出电流波形和功率损耗波形如附录 A 图 A1(a)、(b)所示。

4.2 实验测试

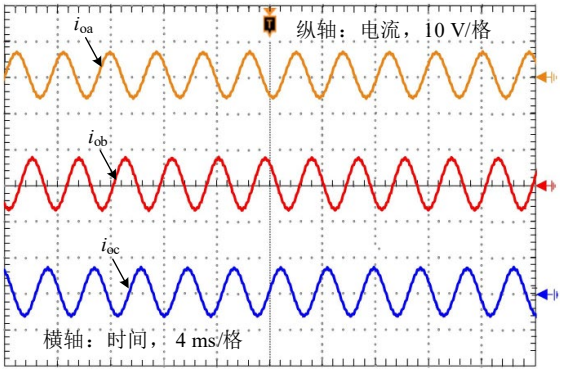
为验证损耗优化环流控制方法的有效性，搭建三相 MMC 实验平台(每桥臂含 6 个子模块，直流电压 300 V)，其结构及测试环境见附录 A 中图 A1。

方案 1 和优化方法下，通过示波器采集得到的 MMC 上、下桥臂子模块电容电压(u_{cpa1}、u_{cna1})及三相输出电流(i_{oa}、i_{ob}、i_{oc})波形如图 10(a)、(b)和图 11(a)、(b)所示。

由图 10 和图 11 可知，当子模块数 N=6 且直流



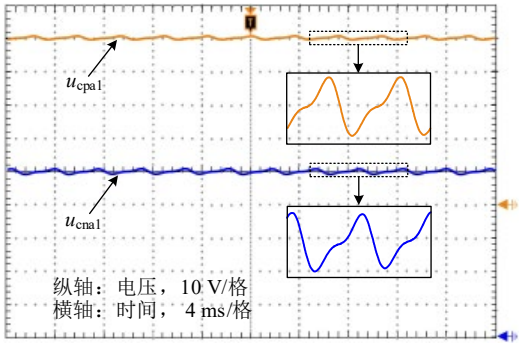
(a) 方案1下子模块电容电压示波器波形图



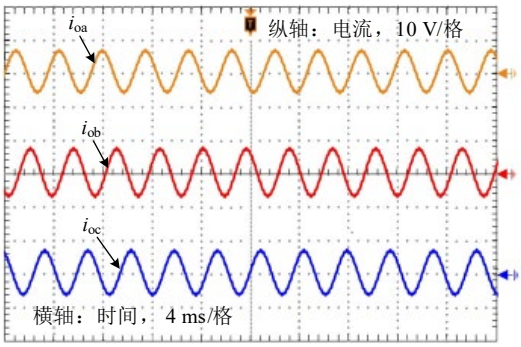
(b) 方案1下三相输出电流示波器波形图

图 10 方案 1 下电容电压和输出电流示波器波形图

Fig.10 Oscilloscope waveforms of capacitor voltage and output current for scheme 1



(a) 优化方法下子模块电容电压示波器波形图



(b) 优化方法下三相输出电流示波器波形图

图 11 优化方法下电容电压和输出电流示波器波形图

Fig.11 Oscilloscope waveforms of capacitor voltage and output current under the optimized method

侧电压为 0.3 kV 时，方案 1 下子模块电容电压的波动率为 1.3%，输出电流 THD 为 4.47%，而采用优化方法将电容电压波动率降低了约 0.6%，将输出电流 THD 降低了 1.35%。仿真与实验条件下，MMC 的输出电流 THD 及电容电压波动率对比见附录 A 表 A1。

实验结果显示，输出电流波形与仿真结果一致，同时，在优化方法的作用下，功率损耗的优化效果与仿真预测结果保持一致，进一步验证了理论分析的准确性。

5 结论

1）所提优化方法特别探讨了注入直流环流分量与二倍频环流幅值的关联特性，在确定二倍频幅值和相位的最优解时，需根据 I_{z2} 与 I_{dc} 的大小关系($I_{dc}>I_{z2}$ 或 $I_{dc}<I_{z2}$)进行分类讨论，进而计算最优解，并且通过性能分析揭示了功率损耗与电容电压波动的内在影响机制，与推导过程一致。

2）通过性能分析发现，当二倍频相位取得最优解时，桥臂电流绝对平均值在二倍频幅值最优解处取得最小值，与理论分析一致；同时当二倍频幅值取得最优解时，电容电压波动幅值最大。

3）相比仅含直流分量的环流注入方法，所提损耗优化环流控制方法将总功率损耗降低了 19.08%，其中，导通损耗降低了 23.92%，开关损耗降低了 6.40%。

4）仿真中所提优化方法将电容电压波动率降低了约 3.125%，输出电流 THD 降低了 2.4%；实验中所提优化方法将电容电压波动率降低了约 0.6%，输出电流 THD 降低了 1.35%，从而有效抑制电容电压波动，且显著改善交流输出的谐波特性。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。

参考文献 References

[1] 武 鸿，王 跃，刘 熠，等. 基于全桥型 MMC 的开关序列切换方法及 IGBT 开路故障诊断策略[J]. 高电压技术，2024，50(4)：1608-1620.
WU Hong, WANG Yue, LIU Yi, et al. A switching sequence switching method and IGBT open circuit fault diagnosis strategy for full-bridge MMC[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(4): 1608-1620.

[2] 王 琛，余欣洋，王 毅，等. 一种适用于分数电平 MMC 的改进分数电平调制策略[J]. 高电压技术，2024，50(8)：3680-3692.
WANG Chen, YU Xinyang, WANG Yi, et al. A modified fractional

level modulation strategy for fractional level MMC[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(8): 3680-3692.

[3] 余 雪，刘开培，周怿源，等. 基于投切状态矩阵的 MMC 系统电容电压均衡策略[J]. 高电压技术，2023，49(3)：1314-1325.
YU Xue, LIU Kaipei, ZHOU Yiyuan, et al. Capacitor voltage equalization strategy of MMC system based on switching state matrix[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(3): 1314-1325.

[4] QI L, WANG M X, ZHANG X Y, et al. Analysis for magnetic field disturbance of modular multilevel converter based high voltage direct current (MMC-HVDC) converter valve[J]. High Voltage, 2023, 8(1): 91-101.

[5] XIA M, XIA Y B, DING Y, et al. Lifetime optimization by injecting circulating currents with a second-order harmonic into MMCs[C]// 2023 IEEE 6th International Electrical and Energy Conference (CIEEC). Hefei, China: IEEE, 2023: 541-546.

[6] PENG G Q, HUANG Z D, XING Y, et al. A flexible loss calculation method based on finite sampling for MMC HVDC system[C]//2022 5th International Conference on Renewable Energy and Power Engineering (REPE). Beijing, China: IEEE, 2022: 7-12.

[7] YU K, GU F Y, ZHANG L, et al. Comparative analysis of power loss for MMC rectifiers with NLM and CPS modulation schemes[C]//2020 12th IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC). Nanjing, China: IEEE, 2020: 1-5.

[8] 鄢仁武，俞智鹏，方略斌. 适用于 MMC-MTDC 的母线侧故障分析及保护策略[J]. 高电压技术，2024，50(5)：2067-2077.
YAN Renwu, YU Zhipeng, FANG Lüebin. Bus-side fault analysis and protection strategy for MMC-MTDC[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(5): 2067-2077.

[9] 刘文君，严嘉浩，王要强，等. 环形 MMC 桥臂电流应力分析[J]. 高电压技术，2023，49(8)：3507-3516.
LIU Wenjun, YAN Jiahao, WANG Yaoqiang, et al. Bridge arm current stress analysis of circular MMC[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(8): 3507-3516.

[10] 赵纪峰，谷超越，杭 俊，等. 子模块故障下基于变执行频率的 MMC 功率损耗优化控制[J]. 中国电机工程学报，2024，44(3)：1133-1143.
ZHAO Jifeng, GU Chaoyue, HANG Jun, et al. Variable execution frequency-based power losses optimization control for MMCs under SM faults[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(3): 1133-1143.

[11] YANG L M, LI Y H, LI Z X, et al. A simplified analytical calculation model of average power loss for modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(3): 2313-2322.

[12] YANG L M, LI Y H, LI Z X, et al. A simplified loss model of modular multilevel converter[C]//2016 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC). Xi'an, China: IEEE, 2016: 661-665.

[13] YANG L M, LI Y H, LI Z X, et al. Loss optimization of MMC by second-order harmonic circulating current injection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7): 5739-5753.

[14] JONES P S, DAVIDSON C C. Calculation of power losses for MMC-based VSC HVDC stations[C]//2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). Lille, France: IEEE, 2013: 1-10.

[15] 粟时平，魏新伟，牛 鼎，等. 模块化多电平换流器电容电压改进排序平衡方法[J]. 中国电机工程学报，2017，37(13)：3874-3882.
SU Shiping, WEI Xinwei, NIU Ding, et al. A modified-sorting balancing method of capacitor voltage for modular multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(13): 3874-3882.

[16] SHAH K B, CHANDWANI H. Reduced switching-frequency voltage balancing technique for modular multilevel converters[C]//2017 International Conference on Intelligent Sustainable Systems (ICISS). Palladam, India: IEEE, 2017: 289-294.

[17] 董玉斐，杨贺雅，李武华，等. MMC 中全桥子模块损耗分布优化的调制方法研究[J]. 中国电机工程学报，2016，36(7)：1900-1907.
DONG Yufei, YANG Heya, LI Wuhua, et al. An optimal strategy for loss distribution of full-bridge submodules in modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7): 1900-1907.

[18] ERTÜRK F, HAVA A M. A detailed power loss analysis of modular multilevel converter[C]//2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Charlotte, USA: IEEE, 2015: 1658-1665.

[19] LI Z X, GAO F Q, XU F, et al. Power module capacitor voltage balancing method for a ±350-kV/1 000-MW modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(6): 3977-3984.

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

[21] LEE H J, JUNG J J, SUL S K. A switching frequency reduction and a mitigation of voltage fluctuation of modular multilevel converter for HVDC[C]//2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Pittsburgh, USA: IEEE, 2014: 483-490.

[22] 杨玉坤，许建中. 面向大容量直驱风电机组的机侧 MMC 电容电压脉动抑制策略[J]. 中国电机工程学报，2023，43(16)：6300-6312.
YANG Yukun, XU Jianzhong. Machine side MMC capacitor voltage ripple suppression strategy for high capacity direct drive wind turbines[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(16): 6300-6312.

[23] 刘振兴，张 衡，苏 茜. MMC 子模块电容电压波动抑制[J]. 电机与控制学报，2021，25(10)：139-148.
LIU Zhenxing, ZHANG Heng, SU Qian. MMC sub-module capacitor voltage fluctuation suppression[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(10): 139-148.



岳雨霏
1991—，女，博士，副教授，硕导
研究方向为模块化多电平变换器等高压大功率电能变换装备及控制技术研究
E-mail: yueyufei2019@csust.edu.cn

YUE Yufei
Ph.D.
Associate professor



张亚文(通信作者)
2001—，女，硕士生
研究方向为模块化多电平变换器装备研制和控制技术研究
E-mail: 18317528277@163.com

ZHANG Yawen
Corresponding author

收稿日期 2025-04-15 在线出版日期 2025-07-22 编辑 程子丰

附录 A

由于 MMC 上、下桥臂的工作原理和运行状态对称一致，则以 MMC 上桥臂为例，器件导通损耗计算为：

1）$i_{px}(k)>0$

$$\begin{cases} p_{\text{conT_in}}(k)=\left(N-N_{\text{on}}(k)\right)\left(\rho_1\left|i_{\text{px}}\right|^2+\rho_2\left|i_{\text{px}}\right|\right) \\ p_{\text{cond_in}}(k)=N_{\text{on}}(k)\left(\rho_3\left|i_{\text{px}}\right|^2+\rho_4\left|i_{\text{px}}\right|\right) \end{cases} \tag{A1}$$

2）$i_{px}(k)<0$

$$\begin{cases} p_{\text{conT_out}}(k)=N_{\text{on}}(k)\left(\rho_1\left|i_{\text{px}}\right|^2+\rho_2\left|i_{\text{px}}\right|\right) \\ p_{\text{cond_out}}(k)=\left(N-N_{\text{on}}(k)\right)\left(\rho_3\left|i_{\text{px}}\right|^2+\rho_4\left|i_{\text{px}}\right|\right) \end{cases} \tag{A2}$$

式中：$p_{\text{conT_in}}(k)$、$p_{\text{cond_in}}(k)$和 $p_{\text{conT_out}}(k)$、$p_{\text{cond_out}}(k)$分别表示桥臂电流充、放电方向时桥臂中所有 IGBT 和二极管的导通损耗。

同时注入直流环流和二倍频环流时桥臂电流绝对平均值可表示为：

$$\begin{aligned} I_{\text{ave}}=&\frac{1}{\pi}I_{\text{dc}}(\alpha_2-\alpha_1)-I_{\text{dc}}- \\ &\frac{1}{2\pi}I_{z2}\left(\cos(2\alpha_2+\varphi_2)-\cos(2\alpha_1+\varphi_2)\right)- \\ &\frac{1}{2\pi}I_{\text{o}}\left(\cos(\alpha_2+\varphi_{\text{o}})-\cos(\alpha_1+\varphi_{\text{o}})\right) \end{aligned} \tag{A3}$$

当 $I_{\text{dc}}<I_{z2}$ 且 φ_2 最优相位 $\varphi_2=\varphi_{2(\text{opt})}$可得曲线 y_1 与 y_2 的交点 α_1 和 α_2 为：

$$\begin{cases} \alpha_1=\dfrac{-k_2\varphi_{\text{o}}+k_1\left(-\varphi_{\text{o}}+\arcsin\dfrac{2(I_{z2}-I_{\text{dc}})}{I_{\text{o}}}\right)}{k_1+k_2} \\ \alpha_2=\dfrac{k_2\left(\pi-\varphi_{\text{o}}\right)+k_1\left(-\varphi_{\text{o}}-\arcsin\dfrac{2(I_{z2}-I_{\text{dc}})}{I_{\text{o}}}+\pi\right)}{k_1+k_2} \end{cases} \tag{A4}$$

同样地，当 $I_{\text{dc}}>I_{z2}$ 且 φ_2 最优相位 $\varphi_2=\varphi_{2(\text{opt})}$可得曲线 y_1 与 y_2 的交点 α_1 和 α_2 为：

$$\begin{cases} \alpha_1=\dfrac{k_2\varphi_{\text{o}}+k_1\left(-\varphi_{\text{o}}+\arcsin\dfrac{2(I_{z2}-I_{\text{dc}})}{I_{\text{o}}}\right)}{k_1-k_2} \\ \alpha_2=\dfrac{-k_2\left(\pi-\varphi_{\text{o}}\right)+k_1\left(-\varphi_{\text{o}}-\arcsin\dfrac{2(I_{z2}-I_{\text{dc}})}{I_{\text{o}}}+\pi\right)}{k_1-k_2} \end{cases} \tag{A5}$$

当忽略 $\tilde{u}_{\text{px}}$ 的平方项时，可得上桥臂电容电压波动 $\tilde{u}_{\text{px_ignore}}$ 的表达式：

$$\tilde{u}_{\text{px_ignore}}\approx\frac{\int p_{\text{pnx_}\Sigma}\text{d}t+\int p_{\text{pnx_}\Delta}\text{d}t}{2NCU_{\text{c}}} \tag{A6}$$

由式(A6)可得电容电压波动 $\tilde{u}_{\text{px_ignore}}$ 表达式为：

$$\begin{aligned} \tilde{u}_{\text{px_ignore}}=&\frac{1}{2\omega_{\text{o}}C}\Bigg(-\frac{I_{z2}}{2}\cos(2\omega_{\text{o}}t+\varphi_2)+ \\ &25k^2\sin(2\omega_{\text{o}}t+\varphi_{\text{o}})+\frac{kI_{z2}}{6}\sin(3\omega_{\text{o}}t+\varphi_2)+ \\ &25k^3\cos(\omega_{\text{o}}t-\varphi_{\text{o}})-\frac{kI_{z2}}{2}\sin(\omega_{\text{o}}t+\varphi_2)- \\ &25k(k^2-4)\cos(\omega_{\text{o}}t+\varphi_{\text{o}})\Bigg) \end{aligned} \tag{A7}$$

当未忽略 $\tilde{u}_{\text{px}}$的平方项时，MMC 上、下桥臂瞬时功率表达式及对 $p_{\text{pnx_}\Sigma}$和 $p_{\text{pnx_}\Delta}$积分的表达式均与忽略 $\tilde{u}_{\text{px}}$ 的平方项时计算结果一致，则上桥臂电容电压波动 $\tilde{u}_{\text{px}}$的表达式为：

$$\tilde{u}_{\text{px}}=-U_{\text{c}}\pm\sqrt{U_{\text{c}}^2-\frac{2\int p_{\text{pnx_}\Sigma}\text{d}t+2\int p_{\text{pnx_}\Delta}\text{d}t}{NC}} \tag{A8}$$

由式(A8)可得子模块电容电压波动表达式 $\tilde{u}_{\text{px}}$：

$$\begin{aligned} \tilde{u}_{\text{px}}=-\frac{kU_{\text{dc}}}{2}\pm\Bigg(&\frac{k^2U_{\text{dc}}^2}{4}-\frac{kU_{\text{dc}}}{\omega_{\text{o}}C}\Bigg(-\frac{I_{z2}}{2}\cos(2\omega_{\text{o}}t+\varphi_2)+ \\ &25k^2\sin(2\omega_{\text{o}}t+\varphi_{\text{o}})+\frac{kI_{z2}}{6}\sin(3\omega_{\text{o}}t+\varphi_2)+ \\ &25k^3\cos(\omega_{\text{o}}t-\varphi_{\text{o}})-\frac{kI_{z2}}{2}\sin(\omega_{\text{o}}t+\varphi_2)- \\ &25k(k^2-4)\cos(\omega_{\text{o}}t+\varphi_{\text{o}})\Bigg)\Bigg)^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \tag{A9}$$

由式(A7)和式(A9)可得，忽略 $\tilde{u}_{\text{px}}$ 平方项与未忽略情况下子模块电容电压波动存在以下关系：

$$\tilde{u}_{\text{px_ignore}}=\frac{kU_{\text{dc}}}{8}-\frac{(2\tilde{u}_{\text{px}}+kU_{\text{dc}})^2}{8kU_{\text{dc}}} \tag{A10}$$

其中式(A10)的第二项构成修正项，由于实际运行中 $\tilde{u}_{\text{px}}$的幅值远小于 kU_{dc}(实际一般限制在额定值的 10%以内)，平方项的量级仅为线性项的 1%，导致修正项对 $\tilde{u}_{\text{px_ignore}}$的影响极小，故本文忽略 $\tilde{u}_{\text{px}}$的平方项进行研究。

MMC 上、下桥臂瞬时功率表示为：

$$\begin{aligned} p_{\text{px}}=&\frac{1}{2}U_{\text{dc}}I_{z2}\sin(2\omega_{\text{o}}t+\varphi_2)+\frac{1}{4}U_{\text{dc}}I_{\text{o}}- \\ &\frac{1}{16}U_{\text{dc}}I_{\text{o}}k^2\left(\sin(\omega_{\text{o}}t+\varphi_{\text{o}})+\sin(\omega_{\text{o}}t-\varphi_{\text{o}})\right)- \\ &\frac{1}{4}U_{\text{dc}}I_{z2}k\cos(\omega_{\text{o}}t+\varphi_2)+\frac{1}{4}U_{\text{dc}}I_{z2}k\cos(3\omega_{\text{o}}t+\varphi_2)+ \\ &\frac{1}{8}U_{\text{dc}}I_{\text{o}}k\cos(2\omega_{\text{o}}t+\varphi_{\text{o}}) \end{aligned} \tag{A11}$$

$$\begin{aligned} p_{\text{nx}}=&\frac{1}{2}U_{\text{dc}}I_{z2}\sin(2\omega_{\text{o}}t+\varphi_2)-\frac{1}{4}U_{\text{dc}}I_{\text{o}}+ \\ &\frac{1}{16}U_{\text{dc}}I_{\text{o}}k^2\left(\sin(\omega_{\text{o}}t+\varphi_{\text{o}})+\sin(\omega_{\text{o}}t-\varphi_{\text{o}})\right)+ \\ &\frac{1}{4}U_{\text{dc}}I_{z2}k\cos(\omega_{\text{o}}t+\varphi_2)-\frac{1}{4}U_{\text{dc}}I_{z2}k\cos(3\omega_{\text{o}}t+\varphi_2)+ \\ &\frac{1}{8}U_{\text{dc}}I_{\text{o}}k\cos(2\omega_{\text{o}}t+\varphi_{\text{o}}) \end{aligned} \tag{A12}$$

将式(A11)、(A12)表示为功率之和和功率之差的形式，可得：

$$\begin{aligned} p_{\mathrm{pnx_\Sigma}} &= U_{\mathrm{dc}} I_{z2} \sin(2\omega_{\mathrm{o}} t + \varphi_2) + \\ &\quad \frac{1}{4} U_{\mathrm{dc}} I_{\mathrm{o}} \cos(2\omega_{\mathrm{o}} t + \varphi_{\mathrm{o}}) \end{aligned} \tag{A13}$$

$$\begin{aligned} p_{\mathrm{pnx_\Delta}} &= \frac{1}{2} U_{\mathrm{dc}} I_{\mathrm{o}} \sin(\omega_{\mathrm{o}} t + \varphi_{\mathrm{o}}) - \\ &\quad \frac{1}{8} U_{\mathrm{dc}} I_{\mathrm{o}} k^2 \sin(\omega_{\mathrm{o}} t + \varphi_{\mathrm{o}}) - \\ &\quad \frac{1}{8} U_{\mathrm{dc}} I_{\mathrm{o}} k^2 \sin(\omega_{\mathrm{o}} t - \varphi_{\mathrm{o}}) - \\ &\quad \frac{1}{2} U_{\mathrm{dc}} I_{z2} k \cos(\omega_{\mathrm{o}} t + \varphi_2) + \\ &\quad \frac{1}{2} U_{\mathrm{dc}} I_{z2} k \cos(3\omega_{\mathrm{o}} t + \varphi_2) \end{aligned} \tag{A14}$$

式中：$p_{\mathrm{pnx_\Sigma}}$表示 MMC 上、下桥臂瞬时功率之和，$p_{\mathrm{pnx_\Delta}}$表示 MMC 上、下桥臂瞬时功率之差。

结合式(A13)、(A14)可得 MMC 上桥臂电容电压波动：

$$\tilde{u}_{\mathrm{px}} \approx \frac{\int p_{\mathrm{px}} \mathrm{d}t}{NCU_{\mathrm{c}}} = \frac{\int p_{\mathrm{pnx_\Sigma}} \mathrm{d}t + \int p_{\mathrm{pnx_\Delta}} \mathrm{d}t}{2NCU_{\mathrm{c}}} \tag{A15}$$

其中，对 $p_{\mathrm{pnx_\Sigma}}$和 $p_{\mathrm{pnx_\Delta}}$积分可得：

$$\begin{aligned} \int p_{\mathrm{pnx_\Sigma}} \mathrm{d}t &= -\frac{U_{\mathrm{dc}} I_{z2}}{2\omega_{\mathrm{o}}} \cos(2\omega_{\mathrm{o}} t + \varphi_2) + \\ &\quad \frac{U_{\mathrm{dc}} I_{\mathrm{o}} k}{8\omega_{\mathrm{o}}} \sin(2\omega_{\mathrm{o}} t + \varphi_{\mathrm{o}}) \end{aligned} \tag{A16}$$

$$\begin{aligned} \int p_{\mathrm{pnx_\Delta}} \mathrm{d}t &= -\frac{U_{\mathrm{dc}} I_{\mathrm{o}}}{2\omega_{\mathrm{o}}} \cos(\omega_{\mathrm{o}} t + \varphi_{\mathrm{o}}) + \\ &\quad \frac{U_{\mathrm{dc}} I_{\mathrm{o}} k^2}{8\omega_{\mathrm{o}}} \cos(\omega_{\mathrm{o}} t + \varphi_{\mathrm{o}}) + \\ &\quad \frac{U_{\mathrm{dc}} I_{\mathrm{o}} k^2}{8\omega_{\mathrm{o}}} \cos(\omega_{\mathrm{o}} t - \varphi_{\mathrm{o}}) - \\ &\quad \frac{U_{\mathrm{dc}} I_{z2} k}{2\omega_{\mathrm{o}}} \sin(\omega_{\mathrm{o}} t + \varphi_2) + \\ &\quad \frac{U_{\mathrm{dc}} I_{z2} k}{6\omega_{\mathrm{o}}} \sin(3\omega_{\mathrm{o}} t + \varphi_2) \end{aligned} \tag{A17}$$

结合式(A15)—(A17)可得子模块电容电压波动表达式如式(20)所示。

负载变化情况下 MMC 输出电流波形和功率损耗波形如图 A1(a)、(b)所示。

由图 A1 可知，当负载电阻在 20 Ω-40 Ω-60 Ω 间阶跃变化时，输出电流波形始终保持平滑过渡，未出现超调震荡或失控现象。系统在各电阻段位均能快速进入稳态，电流跟踪误差稳定在工程允许范围内，显示出对负载突变的强抗干扰能力，同时，系统功率损耗始终处于可控范围内，损耗优化目标与实际运行结果保持一致，进一步印证了控制策略在动态工况下对功率损耗的稳定调节能力。

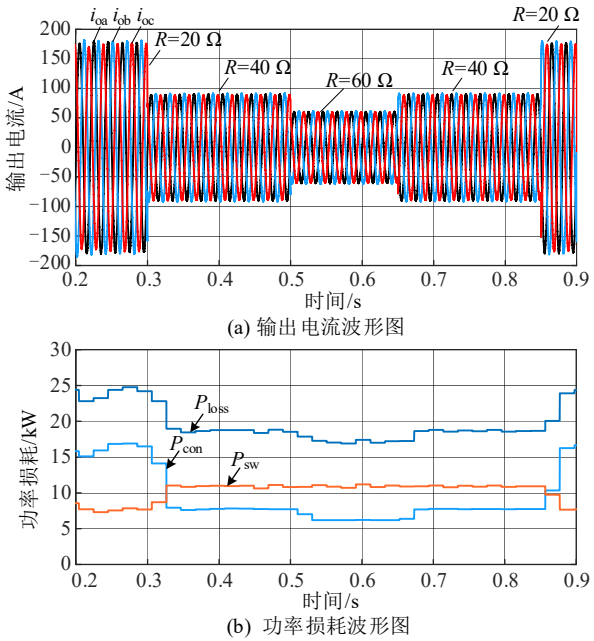


图 A1　电阻跳变仿真波形图

Fig.A1　Simulation waveform diagram of resistance jump

三相 MMC 实验平台结构及测试环境如图 A2。



图 A2　三相 MMC 实验平台结构及测试环境

Fig.A2　Three-phase MMC experimental platform structure and test environment

仿真与实验条件下 MMC 的输出电流 THD 及电容电压波动率 U 对比见附录 A 表 A1。

表 A1　仿真与实验数据对比

Table A1　Comparison of simulation and experimental data

方法	仿真数据	实验数据
方案 1	U=8.125% THD=3.15%	U=1.3% THD=4.47%
优化方法	U=5% THD=0.75%	U=0.7% THD=3.12%