DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.3.48　　**中图分类号**：TM464　　**文献标志码**：A

基于最近电平逼近调制采样优化的 M3C 谐波抑制策略

罗　辉，杨子寅，马毓琛

(上海理工大学机械工程学院，上海 200093)

摘要：为解决模块化多电平矩阵变换器 M3C(modular multilevel matrix converter)在电压等级提升时，采用最近电平逼近调制 NLM(nearest level modulation)谐波引起的投入子模块数量误差问题，建立了 M3C 数学模型。分析基于 NLM 的 M3C 工作原理，提出 1 种最近电平逼近调制采样优化策略。基于 MATLAB/Simulink 搭建 20 个子模块 M3C 仿真模型和 M3C 小功率实验样机，验证了所提方法对谐波抑制的可行性与有效性。

关键词：模块化多电平矩阵变换器；最近电平逼近调制法；谐波分析；谐波抑制

Harmonic Suppression Strategy for M3C Based on Optimized Sampling Nearest Level Modulation

LUO Wei, YANG Ziyin, MA Yuchen

(College of Mechanical Engineering, Shanghai University of Technology, Shanghai 200093, China)

Abstract: To address the issue of sub-module number errorscaused by harmonics based on nearest level modulation (NLM) when the voltage level is increasing in a modular multilevel matrix converter (M3C), a mathematical model for M3C was established. The operating principle for M3C based on NLM was analyzed, and an optimized sampling NLM strategy was proposed. Asimulation model of M3C consisting of 20 sub-modules was constructed based on MATLAB/Simulink, and a low-power experimental prototype of M3C was also built. Results verified the feasibility and effectiveness of the proposed method for harmonic suppression.

Keywords: Modular multilevel matrix converter (M3C); nearest level modulation (NLM); harmonic analysis; harmonic suppression

与模块化多电平变换器 MMC(modular multi-level converter)[1]相似，模块化多电平矩阵变换器 M3C (modular multilevel matrix converter)可以通过改变子模块的数量调节桥臂的电压和功率等级，以面向不同的应用场景[2]。M3C 可以直接实现交流/交流变换，且不需要直流母线就能以更少的子模块实现频率转换，在海上风电低频输电领域具有广阔的应用前景。但 M3C 由于拓扑结构复杂，因此控制难度大。目前最常用的控制方法是基于双 $\alpha\beta$ 坐标变换的解耦控制方法，通过建立数学模型将桥臂电流分为输入侧电流与输出侧电流后控制，M3C 的分层控制架构包括桥臂电流控制、桥臂电压平衡控制、输入输出侧控制和总电容电压控制[3-5]。

目前 M3C 常用的调制策略是载波移相脉宽调制 CPS-PWM(carrier phase shifted pulse width modulation)与最近电平逼近调制 NLM(nearest level modulation)，文献[6]基于 CPS-PWM 实现桥臂子模块数量为 4 的 M3C 电机控制应用。随着 M3C 投入的子模块数量增加，通过 CPS-PWM 进行调制会增大开关器件损耗，当子模块数量增加后，NLM 将有更好的调制效果。NLM 采用最接近输出电平的瞬时逼近波作为调制波，常用于多电平换流器，此时 M3C 使用 NLM 进行调制的效果更好。但 M3C

收稿日期：2023-12-04；**修回日期**：2024-01-09；**录用日期**：2024-01-24；**网络首发日期**：2024-04-26

中子模块开关状态切换所产生的开关谐波[7]和介于输入输出频率之间的环流谐波[8]都会影响 M3C 的输入输出波形质量。文献[9]对电容电压纹波稳态分析，得出输入侧与输出侧频率与环流谐波的关系。文献[10]对 M3C 桥臂电流的谐波特性与谐波分布进行了分析，但没有给出抑制方案。文献[11]使用了平坦控制替换 PID 控制对 M3C 环流谐波进行抑制，平坦控制在精度、稳定速度和谐波含量等方面都有更好的效果。文献[12]基于准比例谐振控制对 M3C 环流谐波进行抑制。文献[13]对最近电平调制策略进行了改进，使系统输出电平数翻倍，以降低谐波含量。文献[14]提出了 1 种通过应用死区时间控制抑制 NLM 策略下 MMC 的环流谐波，文献[13-14]的方法从调制策略方面进行改进，从而抑制 MMC 的环流谐波，目前此类研究在 M3C 中较少。

本文分为 3 部分，首先，对 M3C 的基础理论与 NLM 在 M3C 中的运行原理进行分析，提出子模块投入数量误差产生原因；其次，对桥臂谐波与环流谐波进行分析，提出 1 种最近电平逼近调制采样优化策略，减少子模块投入数量误差从而抑制谐波；最后，分别通过 MATLAB/Simulink 搭建了 20 个子模块的 M3C 模型对不同调制策略进行仿真分析，并搭建了 M3C 小功率实验样机，对本文所提谐波抑制策略的可行性与有效性进行验证。

1　基于 NLM 的 M3C 运行原理

1.1　M3C 电路模型

M3C 的输入和输出侧由三相输入与三相输出构成了 3×3 个桥臂的矩阵形电路，单个桥臂由桥臂电感与 n 个子模块组成，每个子模块则是由 4 个 IGBT、4 个与 IGBT 方向相反的二极管和 1 个电容组成，M3C 的拓扑结构如图 1 所示。图中，L_s 为输入侧电感；L_r 为输出侧电感；L_b 为桥臂电感；u_{xy} 和 i_{xy} 分别为桥臂电压和桥臂电流(x=a, b, c；y=u, v, w)。子模块在输入的电流电压方向发生改变时通过改变驱动信号来输出负电平、零电平和正电平 3 种状态。

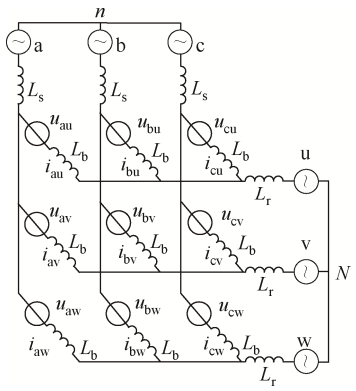
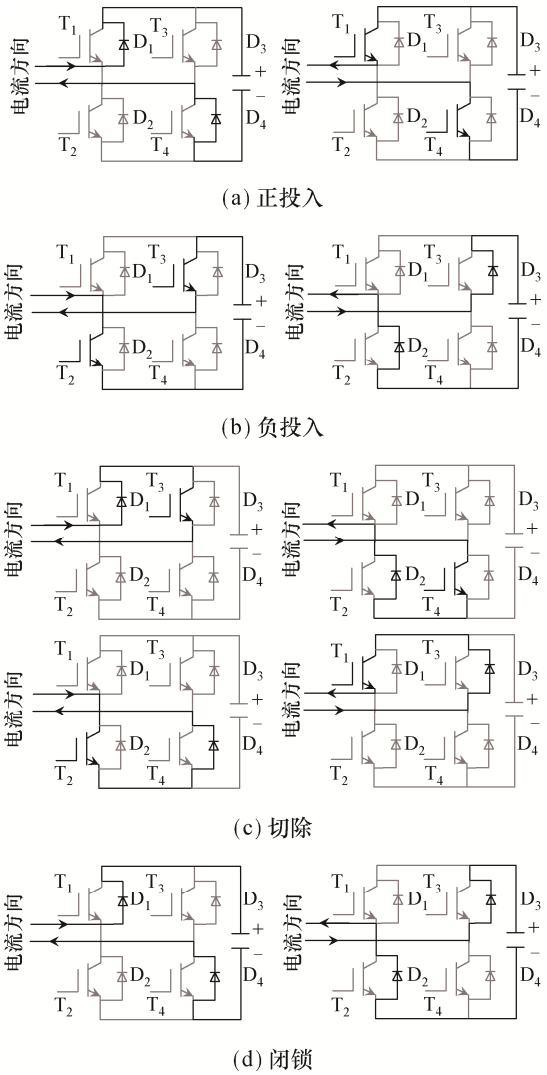


图 1　模块化多电平矩阵转换器拓扑

Fig. 1 Topology of M3C



(a) 正投入

(b) 负投入

(c) 切除

(d) 闭锁

图 2　子模块工作状态

Fig. 2 Operating states of sub-modules

根据子模块的工作状态不同将子模块分为 4 种情况：正投入、负投入、闭锁和切除，如图 2 所

示。正投入时，桥臂电流与桥臂电压方向相同，此时 T_1、T_4 导通，T_2、T_3 截止，电容充电，子模块运行在正投入模式；负投入时，桥臂电流与桥臂电压方向相反，器件 T_2、T_3 导通，T_1、T_4 截止，电容放电子模块运行在负投入模式；闭锁时，器件 T_1、T_4、T_2、T_3 都截止，子模块运行在闭锁模式，得到零电平；切除时，器件 T_1、T_3 导通，T_2、T_4 截止或者 T_2、T_4 导通，T_1、T_3 截止，子模块运行在切除模式，不通过子模块储能电容，得到零电平。

1.2 基于 NLM 的 M3C 调制策略

M3C 的桥臂电压是输入输出侧共同作用产生的波形，桥臂电压的载波及调制波如图 3 所示。最近电平逼近调制策略下的桥臂子模块投放数取决于桥臂电压参考值及电容电压标准值，具体为

$$n_{xy} = \text{round}\left|\frac{U_{xy\text{ref}}}{U_C}\right| \tag{1}$$

式中：n_{xy} 为该时刻将要投入的子模块个数；$U_{xy\text{ref}}$ 为当前时间的桥臂电压参考值；U_C 为电容标准值；round 为取整函数。最近电平逼近调制法的子模块工作状态及判断如图 4 所示。

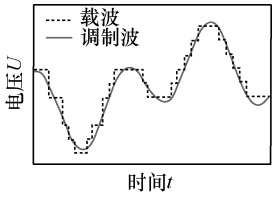


图 3 桥臂电压的载波及调制波

Fig. 3 Carrier and modulation waves of bridge arm voltage

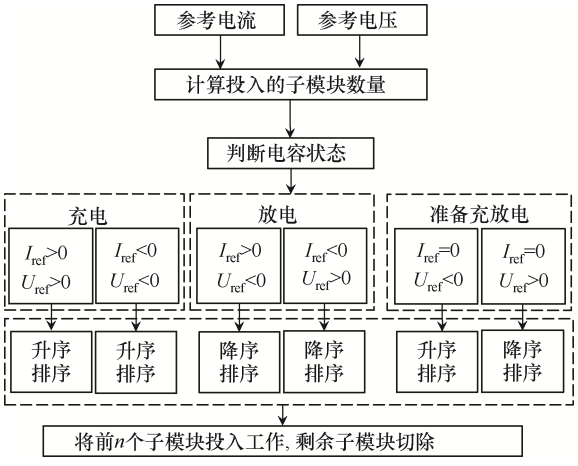


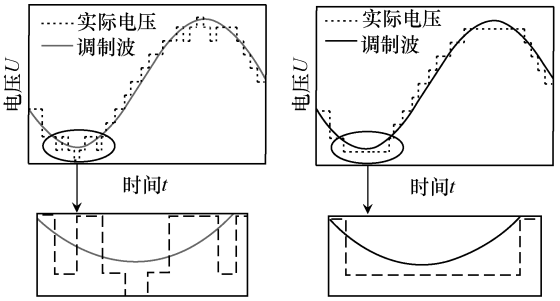
图 4 NLM 的子模块状态判断

Fig. 4 Sub-module state judgement under NLM strategy

当子模块的桥臂电压 $U_{\text{ref}}>0$、桥臂电流 $I_{\text{ref}}>0$ 时，电路对子模块充电，投入的子模块数增加，对子模块电容电压进行升序排序，将前 n_{xy} 个电容电压最小的子模块进行正投入充电，剩余的子模块切除。当 $U_{\text{ref}}>0$、$I_{\text{ref}}<0$ 时，子模块从全部正投入充电转为全部负投入放电，对子模块电容电压进行降序排序，将电容电压最大的前 n_{xy} 个子模块进行负投入放电，投入的子模块数量逐渐减少，设置仍保持至少 1 个子模块投入进入下一阶段。电压下降由于上一阶段仍有 1 个子模块投入电压不会降为 0，桥臂电流逐渐减小至 0，将子模块切换到下一阶段进行正投入充电。当 $U_{\text{ref}}<0$、$I_{\text{ref}}<0$ 时，子模块电容充电，对子模块进行升序排序，将子模块电容电压最小的的前 n_{xy} 个子模块进行正投入充电，剩余子模块切除。当 $U_{\text{ref}}<0$、$I_{\text{ref}}>0$ 时，对子模块进行降序排序将子模块电容电压最大的前 n_{xy} 个子模块进行负投入放电，剩余子模块切除，在该阶段结束时保持至少 1 个子模块放电进入下一阶段。电压上升由于上一阶段仍有 1 个子模块投入电压不会升为 0，此时桥臂电流逐渐增加至 0，将子模块切换到下一阶段进行正投入充电。

1.3 基于 NLM 的 M3C 投入子模块数量误差

M3C 调制过程中桥臂电压存在正、负，在子模块排序后进行投入切除子模块时，子模块产生错误投切的误差阈值为 $U_C/2$，但 M3C 桥臂上级联的子模块数量增加后，每个子模块的电容电压值降低，误差阈值 $U_C/2$ 也相对降低，在每个子模块产生谐波不变的情况下，越多子模块的级联代表着越大的谐波，因此单个桥臂级联子模块的数量越多，投入错误数量的子模块的情况越频繁。当 NLM 判断子模块投切数量频繁出现不同结果时，将产生冗余的器件开关动作，影响 NLM 控制效果。理想状态下，当前调制波电压值临近误差阈值 $U_C/2$ 时，只存在 1 种投切数量，如图 5 所示。因此，为了保证 NLM 控制效果并抑制额外谐波，需对桥臂电流与桥臂电压谐波成分进行分析，对投入子模块数量产生干扰的谐波进行抑制。



(a)谐波干扰下的调制效果　(b)无谐波干扰的调制效果

图 5　谐波对 NLM 的影响

Fig. 5 Effect of harmonics on NLM

2　M3C 谐波分析及抑制策略

2.1 桥臂电流谐波分析

根据基尔霍夫电压定律，可以得到 M3C 电流−电压关系式为

$$L_{\mathrm{b}}\frac{\mathrm{d}i_{xy}}{\mathrm{d}t}+u_{xy}=-L_{\mathrm{s}}\frac{\mathrm{d}i_{x}}{\mathrm{d}t}+u_{\mathrm{sx}}-u_{\mathrm{ry}}-L_{\mathrm{r}}\frac{\mathrm{d}i_{y}}{\mathrm{d}t} \tag{2}$$

式中，u_{sx} 和 u_{ry} 分别为 M3C 输入电压和输出电压。

M3C 的桥臂电流由输入电流与输出电流组成。在不考虑初始相位差的前提下三相输入与输出电流为

$$\begin{cases} i_{\mathrm{a}}=I_{\mathrm{s}}\sin(\omega_{\mathrm{s}}t+\varphi_{\mathrm{s}}) \\ i_{\mathrm{b}}=I_{\mathrm{s}}\sin(\omega_{\mathrm{s}}t+\varphi_{\mathrm{s}}-\dfrac{2}{3}\pi) \\ i_{\mathrm{c}}=I_{\mathrm{s}}\sin(\omega_{\mathrm{s}}t+\varphi_{\mathrm{s}}+\dfrac{2}{3}\pi) \end{cases} \tag{3}$$

$$\begin{cases} i_{\mathrm{u}}=I_{\mathrm{r}}\sin(\omega_{\mathrm{r}}t+\varphi_{\mathrm{r}}) \\ i_{\mathrm{v}}=I_{\mathrm{r}}\sin(\omega_{\mathrm{r}}t+\varphi_{\mathrm{r}}-\dfrac{2}{3}\pi) \\ i_{\mathrm{w}}=I_{\mathrm{r}}\sin(\omega_{\mathrm{r}}t+\varphi_{\mathrm{r}}+\dfrac{2}{3}\pi) \end{cases} \tag{4}$$

式中：I_{s} 和 I_{r} 分别为 M3C 输入电流和输出电流的幅值；ω_{s} 和 ω_{r} 分别为 M3C 输入电流和输出电流的角频率；φ_{s} 和 φ_{r} 分别为 M3C 输入电流和输出电流的相位角。

根据 M3C 拓扑，通过基尔霍夫电流定律可以得到桥臂电流的表达式为

$$i_{xy}=\frac{i_x}{3}+\frac{i_y}{3}+i_{\mathrm{f}} \tag{5}$$

式中，i_{f}为开关产生的开关谐波，i_{f}的表达式为

$$i_{\mathrm{f}}=\sum_{n=2}^{\infty}I_{\mathrm{s}}\sin(n_{\mathrm{f}}\omega_{\mathrm{s}}t+\varphi_{\mathrm{s}})+\sum_{n=2}^{\infty}I_{\mathrm{r}}\sin(n_{\mathrm{f}}\omega_{\mathrm{r}}t+\varphi_{\mathrm{r}}) \tag{6}$$

式中，n_{f} 为开关谐波的谐波次数。由输入电流与输出电流得到各桥臂电流，其中 a 相的桥臂电流 i_{au}、i_{av} 和 i_{aw} 的表达式为

$$\begin{cases} i_{\mathrm{au}}=\dfrac{1}{3}[I_{\mathrm{s}}\sin(\omega_{\mathrm{s}}t+\varphi_{\mathrm{s}})+I_{\mathrm{r}}\sin(\omega_{\mathrm{r}}t+\varphi_{\mathrm{r}})]+ \\ \qquad\sum\limits_{n=2}^{\infty}N_{\mathrm{f}}\sin(n\omega_{\mathrm{s}}t+\varphi_{\mathrm{s}})+\sum\limits_{n=2}^{\infty}N_{\mathrm{f}}\sin(n\omega_{\mathrm{r}}t+\varphi_{\mathrm{r}}) \\ i_{\mathrm{av}}=\dfrac{1}{3}\left[I_{\mathrm{s}}\sin(\omega_{\mathrm{s}}t+\varphi_{\mathrm{s}})+I_{\mathrm{r}}\sin\left(\omega_{\mathrm{r}}t+\varphi_{\mathrm{r}}-\dfrac{2}{3}\pi\right)\right]+ \\ \qquad\sum\limits_{n=2}^{\infty}N_{\mathrm{f}}\sin(n\omega_{\mathrm{s}}t+\varphi_{\mathrm{s}})+ \\ \qquad\sum\limits_{n=2}^{\infty}N_{\mathrm{f}}\sin\left(n\omega_{\mathrm{r}}t+\varphi_{\mathrm{r}}-\dfrac{2}{3}\pi\right) \\ i_{\mathrm{aw}}=\dfrac{1}{3}\left[I_{\mathrm{s}}\sin(\omega_{\mathrm{s}}t+\varphi_{\mathrm{s}})+I_{\mathrm{r}}\sin\left(\omega_{\mathrm{r}}t+\varphi_{\mathrm{r}}+\dfrac{2}{3}\pi\right)\right]+ \\ \qquad\sum\limits_{n=2}^{\infty}N_{\mathrm{f}}\sin(n\omega_{\mathrm{s}}t+\varphi_{\mathrm{s}})+ \\ \qquad\sum\limits_{n=2}^{\infty}N_{\mathrm{f}}\sin\left(n\omega_{\mathrm{r}}t+\varphi_{\mathrm{r}}+\dfrac{2}{3}\pi\right) \end{cases} \tag{7}$$

式(7)除基波频率外还存在输入输出侧谐波，在双$\alpha\beta$变换后谐波将影响调制结果，因此在调制前需要对桥臂存在的谐波进行抑制。

2.2 电容电压纹波分析

桥臂子模块中寄生电容上电容电压的纹波会影响桥臂间的平衡。电容电压在平衡的过程中会在充电与放电 2 种状态中循环，但总功率守恒，由能量转换守恒可以得到电容电压与功率的关系为

$$v_{Cxy}=\frac{1}{Cv_C^*}\int P_{xy}\mathrm{d}t+kv_{Cxy}^* \tag{8}$$

式中：C 为电容值；v_C^* 为单个电容电压的基准值；k 为 M3C 的桥臂数量；P_{xy} 为 M3C 桥臂的功率，可表示为

$$p_{xy}=\frac{1}{3}(i_x+i_y)(u_x-u_y) \tag{9}$$

将输入侧的相位简化为 δ_x，输出侧的相位简化为 δ_y，与输入侧电流、输出侧电流结合可以得到 p_{xy} 的表达式为

$$\begin{aligned}p_{xy}=&\frac{1}{6}U_{\mathrm{r}}I_{\mathrm{r}}\cos(2\omega_{\mathrm{r}}t_{\mathrm{r}}+2\delta_y)-\frac{1}{6}U_{\mathrm{s}}I_{\mathrm{s}}\cos(2\omega_{\mathrm{s}}t+\\&2\delta_x)-\frac{1}{6}U_{\mathrm{r}}I_{\mathrm{s}}\cos[(\omega_{\mathrm{s}}-\omega_{\mathrm{r}})t+\delta_x-\delta_y]+\\&\frac{1}{6}U_{\mathrm{s}}I_{\mathrm{r}}\cos[(\omega_{\mathrm{s}}-\omega_{\mathrm{r}})t-\delta_x+\delta_y]+\\&\frac{1}{6}U_{\mathrm{r}}I_{\mathrm{s}}\cos[(\omega_{\mathrm{s}}+\omega_{\mathrm{r}})t+\delta_x+\delta_y]-\\&\frac{1}{6}U_{\mathrm{s}}I_{\mathrm{r}}\cos[(\omega_{\mathrm{s}}+\omega_{\mathrm{r}})t+\delta_x+\delta_y]\end{aligned} \tag{10}$$

式中，U_{s} 和 U_{r} 分别为 M3C 输入电压和输出电压的幅值。结合电容电压与功率的关系式，可以得到电容电压上的纹波与输入输出频率的关系为

$$\begin{aligned}v_{Cxy}=&\frac{k}{C\cdot v_C^*}\int\left\{\frac{1}{6}U_{\mathrm{r}}I_{\mathrm{r}}\cos(2\omega_{\mathrm{r}}t_{\mathrm{r}}+2\delta_y)-\right.\\&\frac{1}{6}U_{\mathrm{s}}I_{\mathrm{s}}\cos(2\omega_{\mathrm{s}}t+2\delta_x)-\frac{1}{6}U_{\mathrm{r}}I_{\mathrm{s}}\cos[(\omega_{\mathrm{s}}-\\&\omega_{\mathrm{r}})t+\delta_x-\delta_y]+\frac{1}{6}U_{\mathrm{s}}I_{\mathrm{r}}\cos[(\omega_{\mathrm{s}}-\omega_{\mathrm{r}})t-\\&\delta_x+\delta_y]+\frac{1}{6}U_{\mathrm{r}}I_{\mathrm{s}}\cos[(\omega_{\mathrm{s}}+\omega_{\mathrm{r}})t+\delta_x+\delta_y]-\\&\left.\frac{1}{6}U_{\mathrm{s}}I_{\mathrm{r}}\cos[(\omega_{\mathrm{s}}+\omega_{\mathrm{r}})t+\delta_x+\delta_y]\right\}\mathrm{d}t\end{aligned} \tag{11}$$

可以看出，电容纹波的频率在开关谐波外含有 $2\omega_{\mathrm{r}}$、$2\omega_{\mathrm{s}}$、$\omega_{\mathrm{s}}-\omega_{\mathrm{r}}$、$\omega_{\mathrm{s}}+\omega_{\mathrm{r}}$ 等频率。谐波经过反变换后得到桥臂电压参考值进行调制，因此在得到桥臂电压参考值前，需要对桥臂电容电压的谐波进行抑制。

2.3 基于 NLM 采样优化的谐波抑制策略

本文在 NLM 进行排序与投入切除子模块前对采样的参考值进行处理，以抑制调制产生的谐波。根据上文的谐波分析，在桥臂电流与桥臂电压通过双 $\alpha\beta$ 变换形成实际环流值时需要对谐波进行抑制，减少其对参考值的影响。$i_{\alpha 0}$、$i_{\beta 0}$ 与 $i_{0\alpha}$、$i_{0\beta}$ 分别对应输入侧控制与输出侧控制，子模块开关产生的谐波会影响通过环流产生的对应环流参考值。

在调制过程中通过采样得到的桥臂电流参考值含有频率为 $n_x\omega_{\mathrm{s}}-n_y\omega_{\mathrm{r}}$ 和 $n_x\omega_{\mathrm{s}}+n_y\omega_{\mathrm{r}}$ ($n_x\geqslant 2, n_y\geqslant 2$) 的谐波，这些谐波会导致桥臂电流参考值畸变，从而在电流参考值正负发生变化时影响子模块工作状态，桥臂电压参考值含有频率为 $n_x(n_y\omega_{\mathrm{s}}-n_z\omega_{\mathrm{r}})$ 和 $n_x(n_y\omega_{\mathrm{s}}+n_z\omega_{\mathrm{r}})$ ($n_x\geqslant 2$，$n_y\geqslant 2$，$n_z\geqslant 2$) 的谐波。传统的环流谐波抑制策略只通过对环流进行谐波抑制来保证桥臂参考电压，这些谐波抑制方法偏重于消除频率为 $\omega_{\mathrm{s}}-\omega_{\mathrm{r}}$ 和 $\omega_{\mathrm{s}}+\omega_{\mathrm{r}}$ 的谐波，对于开关器件产生的谐波与频率为 $n_x(n_y\omega_{\mathrm{s}}-n_z\omega_{\mathrm{r}})$ 和 $n_x(n_y\omega_{\mathrm{s}}+n_z\omega_{\mathrm{r}})$ ($n_x\geqslant 2$，$n_y\geqslant 2$，$n_z\geqslant 2$) 的谐波缺少消除手段。

针对上述问题，本文采用 1 种改进型的带通滤波器 IBF(improved band-pass filter)，基于给定的输入频率 ω_{s} 和输出频率 ω_{r} 对上文分析的谐波进行抑制。带通滤波器的上下限频率分别为 ω_{H} 和 ω_{L}，由输出侧频率 ω_{r} 与输入侧频率 ω_{s} 决定，通带频率为 $k_{\mathrm{m}}\cdot\{\omega_{\mathrm{s}},\ \omega_{\mathrm{r}}\}_{\max}-k_{\mathrm{l}}\cdot\{\omega_{\mathrm{s}},\ \omega_{\mathrm{r}}\}_{\min}$，$k_{\mathrm{m}}$ 与 k_{l} 为比例系数。改进型的带通滤波器适合对频率为 $n\cdot\{\omega_{\mathrm{s}},\omega_{\mathrm{r}}\}_{\max}$ 和 $n\cdot(\omega_{\mathrm{s}}+\omega_{\mathrm{r}})$ ($n\geqslant 2$)，以及子模块切换状态时开关器件产生的高频谐波进行滤除。对桥臂电流的采样值进行谐波滤除后得到桥臂电流参考值，参考值将不再含有开关谐波与频率为 $n_x\omega_{\mathrm{s}}-n_y\omega_{\mathrm{r}}$ 和 $n_x\omega_{\mathrm{s}}+n_y\omega_{\mathrm{r}}$ ($n_x\geqslant 2$，$n_y\geqslant 2$) 的谐波。

对桥臂电压通过双 $\alpha\beta$ 变换形成实际环流值前对环流特定谐波进行滤除，保证在进入环流前的桥臂电压不含有环流控制无法消除的高频开关谐波，在反变换后减少参考值的谐波含量，优化调制所需的桥臂电压参考值的采样。通过基于给定的输入频率 ω_{s} 和输出频率 ω_{r} 的改进型带通滤波器消除特定谐波后，桥臂电流参考值中含有的开关谐波与高次谐波被消除，桥臂电压参考值中含有的环流谐波与开关谐波被消除，桥臂电压参考值与桥臂电流参考值在被采样进入 NLM 后不再出现偏差值，减少 NLM 出现子模块数量误差，桥臂电流与桥臂电压参考值的采样流程如图 6 所示。

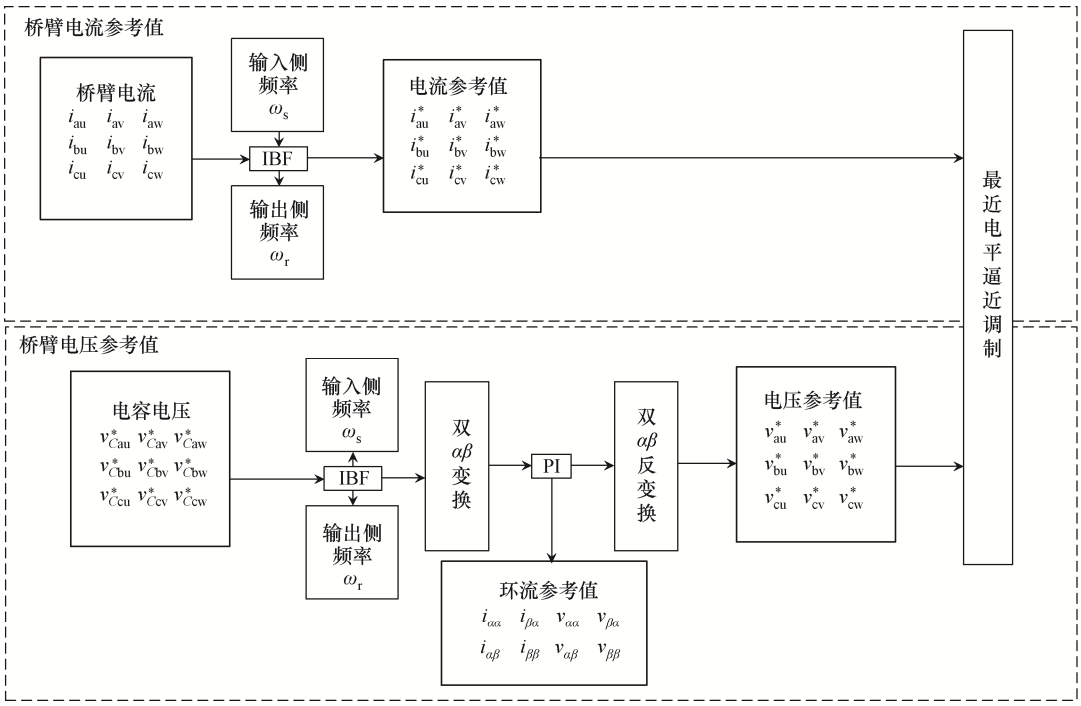


图 6　桥臂电容电压和环流控制框图

Fig. 6 Block diagram of bridge arm capacitor voltage and circulating current control

3　仿真分析

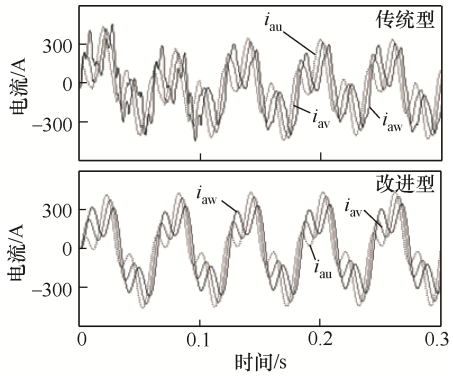
基于MATLAB/Simulink搭建20个子模块组成的M3C仿真模型，与传统NLM进行对比，对本文提出的谐波抑制策略的有效性进行分析，仿真参数见表1。

表 1　仿真参数

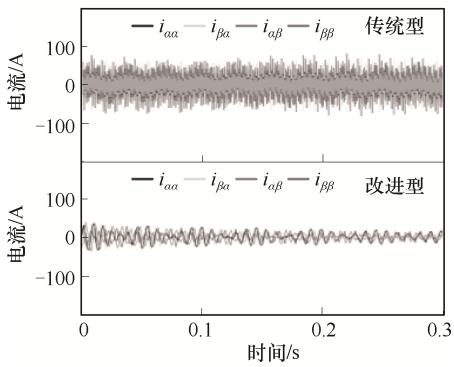
Tab. 1 Simulation parameters

参数	数值
额定功率/MW	10
子模块数	20
输入相电压/kV	11
输出相电压/kV	11
输入频率/Hz	50
输出频率/Hz	17
桥臂电感/mH	8
输入输出侧电感/mH	3
子模块电容电压/kV	1.25
电容/mF	10

基于表1仿真参数，将不对调制采样波形进行处理的方法称为传统型调制策略，本文提出的谐波抑制策略称为改进型调制策略。2 种策略下 M3C 桥臂电流 i_{au}、i_{av}、i_{aw} 的仿真结果如图 7(a)所示，传



(a)桥臂电流对比



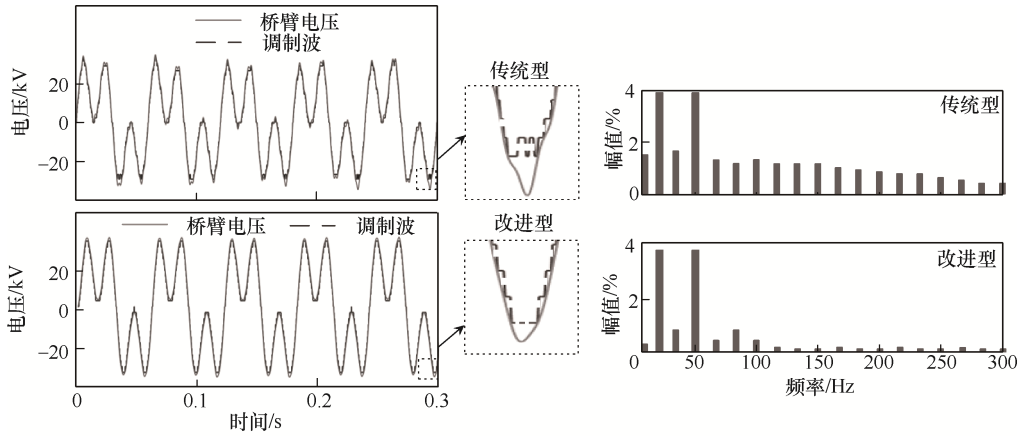
(b)环流对比

图 7　桥臂电流和环流仿真波形

Fig. 7 Simulation waveforms of bridge arm current and circulating current

统型调制策略会在排序开始时有不稳定状态，随着排序的进行逐渐稳定。而改进型调制策略不存在不稳定状态，并且桥臂电流幅值在±300 A 内。2 种方法比较下，传统型策略含有更多谐波，在判断子模块投入数量时更易产生误差，而改进型策略的谐波含量更小，在峰值区域不存在谐波，避免影响采样判断子模块的工作状态。传统型调制策略与改进型调制策略的环流 $i_{\alpha\alpha}$、$i_{\beta\alpha}$、$i_{\beta\beta}$、$i_{\alpha\beta}$ 分别如图 7(b)所示，改进型调制策略的环流幅值波动小于传统调制策略，谐波含量更小，抑制效果更好。

图 8 为改进型调制策略与传统型调制策略下得出的桥臂电压与对应的调制波波形。传统型调制策略在判断子模块投入数量时受到谐波影响，调制效果受到干扰，在当前投切误差接近最大误差阈值时受干扰造成子模块投切数量变化，从而产生冗余开关状态切换造成额外谐波。改进型调制策略在判断子模块投入数量时进行谐波处理，优化了桥臂电流参考值与桥臂电压参考值的采样，避免了投入子模块出现误差的情况，减少了冗余开关次数从而抑制谐波的产生。



(a) 时域波形对比 (b) THD值对比

图 8 M3C 桥臂电压效果对比

Fig. 8 Comparison of effect on M3C bridge arm voltage

4 实验验证

为了验证本文提出控制策略的可行性和有效性，搭建了子模块数量为 3 的 M3C 小功率实验样机，如图 9 所示，实验样机由三相输入交流电压、dSPACE(MicroLab Box)、子模块电源、M3C 硬件主回路、输出负载组成。三相输入交流电压与 M3C 硬件主回路输入侧相连，输出负载与 M3C 硬件主回路输出侧相连。dSPACE 配合 FPGA 对 M3C 平台中的各个子模块完成控制，共需要 108 路驱动信号。M3C 实验样机的参数见表 2。

4.1 输出侧与输入侧波形对比

2 种策略下 M3C 输出侧与输入侧电压波形、输出侧与输入侧电流波形如图 10 所示。2 种策略下输入电压频率为 50 Hz，输出电压频率为 50/3 Hz。传统型策略的输出侧与输入侧电压的总谐波失真 THD(total harmonic distortion)分别为 3.89%与 4.63%，输出侧与输入侧电流的 THD 分别为 7.21%

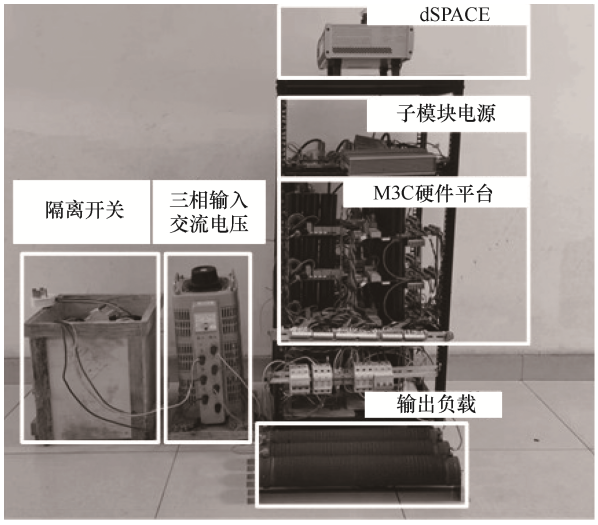


图 9 M3C 实验样机

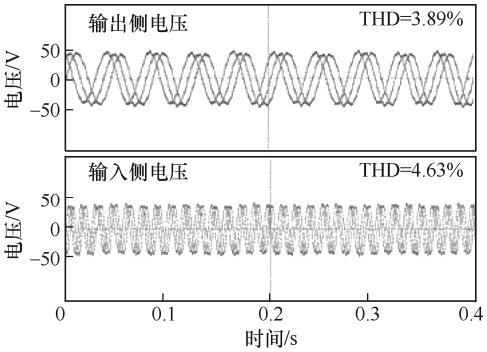
Fig. 9 Experimental prototype of M3C

表 2　实验样机参数

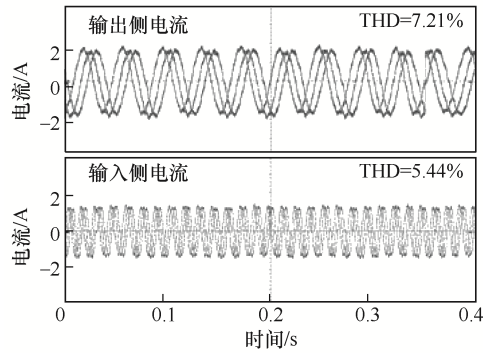
Tab. 2 Parameters of experimental prototype

参数	数值
子模块数	3
输入相电压/V	50
输出相电压/V	50
输入频率/Hz	50
输出频率/Hz	50/3
子模块电容电压/V	30
电容/mF	22
输入输出侧电感/mH	3
桥臂电感/mH	8

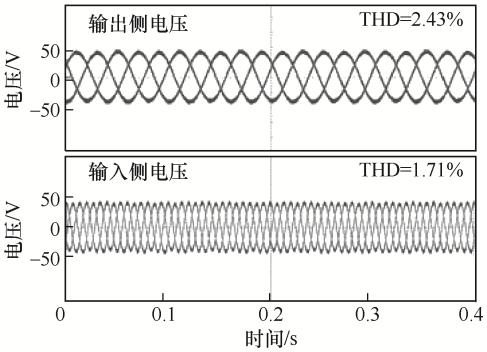
与 5.44%；改进型策略的输出侧与输入侧的 THD 分别为 2.43%与 1.71%，输出侧与输入侧电流的 THD 分别为 3.42%与 2.53%。实验结果显示，改进型策略相较传统型策略的电压和电流波形质量更好。



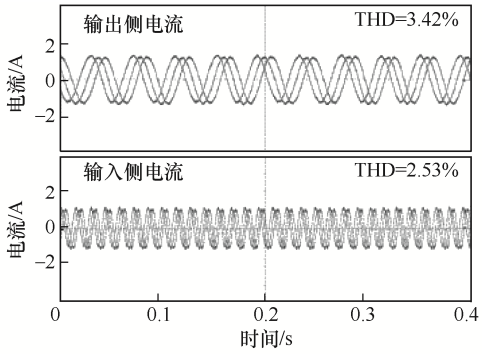
(a)传统型策略输出侧与输入侧电压波形



(b)传统型策略输出侧与输入侧电流波形



(c)改进型策略输出侧与输入侧电压波形



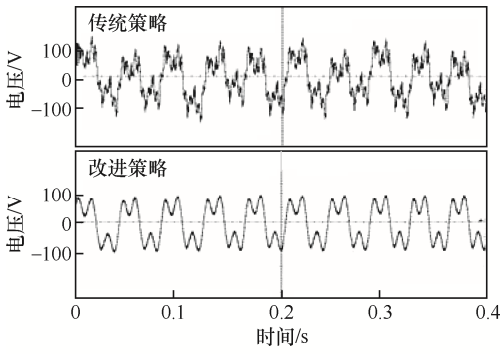
(d)改进型策略输出侧与输入侧电流波形

图 10　M3C 输出侧与输入侧的电压、电流波形

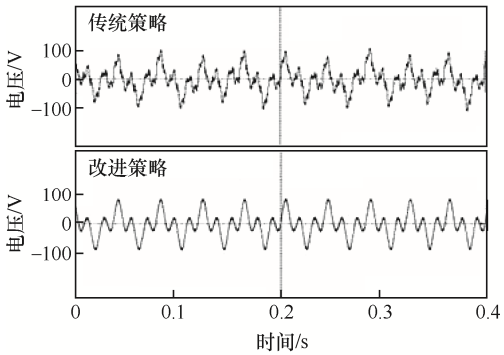
Fig. 10 Waveforms of voltage and current on output and input sides of M3C

4.2 桥臂电压波形对比

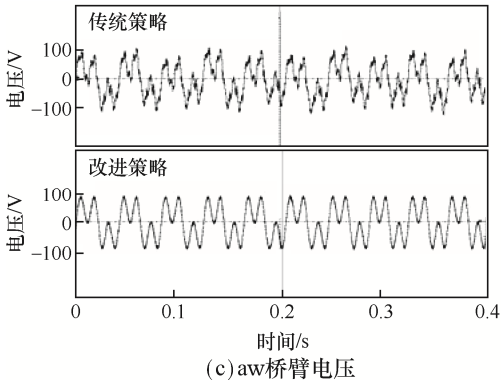
M3C 中 a 相桥臂的桥臂电压如图 11 所示，au 桥臂的桥臂电压由输入侧 a 相与输出侧 u 相构成，av 桥臂的桥臂电压由输入侧 a 相与输出侧 v 相构成，aw 桥臂的桥臂电压由输入侧 a 相与输出侧 w 相构成，2 种策略下桥臂电压稳定在±100 V，但传统型策略的桥臂电压相较于改进型策略谐波含量高。实验结果表明，本文提出的改进控制策略可以取得良好的控制效果。



(a)au桥臂电压



(b)av桥臂电压



(c)aw桥臂电压

图 11 M3C 桥臂电压对比

Fig. 11 Comparison of M3C bridge arm voltage

5 结语

本文首先对基于 NLM 调制的 M3C 工作原理进行分析，针对 NLM 策略下子模块数量增加后出现谐波造成投切数量误差的问题，提出 1 种 NLM 采样优化的 M3C 谐波抑制方法，通过对电压电流参考值采样中谐波分量滤除，降低 NLM 控制时 M3C 由于谐波造成的投切数量误差。通过仿真对比与小功率实验样机，验证了提出的 M3C 谐波抑制策略的可行性与有效性。

参考文献：

[1] 侯玉超, 郭祺, 涂春鸣, 等. 面向输出性能优化的高低频混合型模块化多电平变换器及其调控策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(14): 4467-4479.
Hou Yuchao, Guo Qi, Tu Chunming, et al. A high and low frequency hybrid modular multilevel converter for output performance optimization and its control strategy [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(14): 4467-4479. (in Chinese)

[2] 许明亮, 姚友素, 杨洋, 等. 基于桥臂能量控制的模块化多电平矩阵变换器控制策略[J]. 电源学报, 2025, 23(8): 105-114.
Xu Mingliang, Yao Yousu, Yang Yang, et al. Control strategy for modular multilevel matrix converter based on bridge arm energy control [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(8): 105-114. (in Chinese)

[3] 徐政, 张哲任. 低频输电技术原理之一: M3C 的数学模型与等效电路[J]. 浙江电力, 2021, 40(10): 13-21.
Xu Zheng, Zhang Zheren. Principles of low frequency power transmission technology: Part 1 - mathematical model and equivalent circuit of M3C [J]. Zhejiang Electric Power, 2021, 40(10): 13-21. (in Chinese)

[4] 徐政, 张哲任. 低频输电技术原理之二: M3C 的稳态特性与主回路参数设计[J]. 浙江电力, 2021,40(10): 22-29.
Xu Zheng, Zhang Zheren. Principles of low frequency power transmission technology: Part 2 - the steady-state characteristics of M3C and the design of main circuit parameters [J]. Zhejiang Electric Power, 2021, 40(10): 22-29. (in Chinese)

[3] 徐政, 张哲任. 低频输电技术原理之三: M3C 基本控制策略与子模块电压平衡控制[J]. 浙江电力, 2021, 40(10): 30-41.
Xu Zheng, Zhang Zheren. Principles of low frequency power transmission technology: Part 3 - basic control strategy for the M3C and sub-module voltage balance control [J]. Zhejiang Electric Power, 2021, 40(10): 30-41. (in Chinese)

[6] Kawamura W, Akagi H. Control of the modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge- cells (MMCC-TSBC) for motor drives [C]// 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Raleigh, NC, USA, 2012: 3506-3513.

[7] 管敏渊, 徐政, 潘伟勇, 等. 最近电平逼近调制的基波谐波特性解析计算[J]. 高电压技术, 2010, 36(5): 1327-1332.
Guan Minyuan, Xu Zheng, Pan Weiyong, et al. Analytical calculation of fundamental wave and harmonic characteristics for nearest level modulation [J]. High Voltage Engineering, 2010, 36(5): 1327-1332. (in Chinese)

[8] Wang Yi, Hu Can, Ding Ruoyu, et al. A nearest level PWM method for the MMC in DC distribution grids [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(11): 9209-9218.

[9] 李峰, 王广柱. 模块化多电平矩阵变换器电容电压纹波稳态分析[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(24): 52-58.
Li Feng, Wang Guangzhu. Steady-state analysis of sub-modular capacitor voltage ripple in modular multilevel matrix converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(24): 52-58. (in Chinese)

[10] 孙玉巍, 常静恬, 付超, 等. 分频输电系统模块化多电平矩阵变换器谐波特性分析[J]. 电力工程技术, 2022, 41(5): 21-30, 84.
Sun Yuwei, Chang Jingtian, Fu Chao, et al. Harmonic characteristics analysis of modular multilevel matrix converter for fractional frequency transmission system [J]. Electric Power Engineering Technology, 2022, 41(5): 21-30, 84. (in Chinese)

[11] 王函韵, 程启明, 谢怡群, 等. 模块化多电平矩阵变换器环流的平坦控制策略[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(6): 170-181.
Wang Hanyun, Cheng Qiming, Xie Yiqun,et al. Flatness-based control strategy of circulating current for modular multilevel matrix converter [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(6): 170-181. (in Chinese)

[12] 姜亚峰, 李仪博, 吴秋伟, 等. 基于准比例谐振控制的模块化多电平矩阵变换器环流抑制策略[J]. 上海交通大学学报, 2025, 59(2): 242-251.
Jiang Yafeng, Li Yibo, Wu Qiuwei, et al. Circulating current suppression strategy of modular multilevel matrix converter based on quasi-proportional resonant control [J]. Journal of Shanghai Jiao Tong University, 2025, 59(2): 242-251. (in Chinese)

[13] Chen Xingxing, Liu Jinjun, Song Shuguang, et al. Circulating harmonic currents suppression of level-increased NLM based modular multilevel converter with deadbeat control [C]// 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Baltimore, MD, USA: IEEE, 2019: 6364-6367.

[14] 孙帆, 王金梅, 鲁娅楠. 模块化多电平变流器改进最近电平调制策略的研究[J]. 电气技术, 2019, 20(2): 23-27.
Sun Fan, Wang Jinmei, Lu Yanan. Research on improved nearest level modulation strategy for modular multilevel converter [J]. Electrical Engineering, 2019, 20(2): 23-27. (in Chinese)



罗骅

作者简介：

罗骅(1986—　)，男，通信作者，博士，副教授。研究方向：多电平变换器，大功率电机控制和物联网。E-mail：luowei@usst.edu.cn

杨子寅(1998—　)，男，硕士研究生。研究方向：多电平变换器。E-mail：841289727 @qq.com

马毓琛(2000—　)，男，硕士研究生。研究方向：多电平变换器。E-mail：1750521502 @qq.com

(责任编辑：孙美菊)