DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.7.105 **中图分类号**：TM406 **文献标志码**：A

基于 MPC 的双 PWM 变换器系统零共模电压调制策略

夏 晔[1]，郑恭明[1](中国电源学会会员)，张涵舒[2]，陈之秀[2]
(1.长江大学电子信息与电气工程学院，荆州 434023；2.华中科技大学人工智能与自动化学院，武汉 430074)

摘要：目前消除共模电压有很多种调制方案，现有的零共模电压调制方案虽然没有改变目标电压矢量输出，却会增加电机侧和电网侧的三相电流谐波含量，造成总谐波失真。为了保证零共模电压调制，同时降低双脉宽调制 PWM(pulse width modulation)变换器系统的谐波含量，提出 1 种基于双 PWM 变换器系统的模型预测控制 MPC(model predictive control)算法。双 PWM 变换器系统的对称性使得 PWM 策略具备更多的自由度，在自由度范围内可以实现零共模电压调制，并在此基础上设计搭建电流谐波的能量模型，利用模型预测控制在每个控制周期获得谐波含量最小的调制策略，最终通过仿真和实验验证了该算法的优化效果。

关键词：自由度；模型预测控制；电流谐波；成本函数；最优解

Zero Common-mode Voltage Modulation Strategy for Dual PWM Converter System Based on MPC

XIA Ye[1], ZHENG Gongming[1], *Member*, *CPSS*, ZHANG Hanshu[2], CHEN Zhixiu[2]
(1. School of Electronic Information and Electrical Engineering, Yangtze University, Jingzhou 434023, China; 2. School of Artificial Intelligence and Automation, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: At present, there are numerous modulation schemes for eliminating the common-mode voltage. Although the existing zero common-mode voltage modulation scheme does not change the target voltage vector output, it will increase the harmonic content of three-phase current on the motor side and grid side, resulting in total harmonic distortion. To ensure the zero common-mode voltage modulation while reducing the harmonic content of a dual pulse width modulation (PWM) converter system, a model predictive control algorithm based on the dual PWM converter system is proposed. Based on the symmetry of the dual PWM converter system, the PWM strategy has more degrees of freedom, and the zero common-mode voltage modulation can be realized within the range of degrees of freedom. On this basis, an energy model of current harmonics is designed and established, and the modulation strategy with the minimum harmonic content in each control cycle is obtained by model predictive control. Finally, the optimization effect of the proposed algorithm was verified by simulation and experimental results.

Keywords: Degree of freedom; model predictive control; current harmonic; cost function; optimal solution

在现代工业技术中，变频调速系统[1-6]因具有控制简单、输出电压质量高及在调速范围和精度上表现优异等优点，被广泛应用于电机领域。然而，它的广泛应用也伴随着诸多问题，如轴电压、轴电流和电磁干扰等，会缩短电机的使用寿命，干扰其他电子设备的运行。共模电压 CMV(common-mode voltage)是产生上述问题的主要原因，因此研究抑制变频器共模电压的方法非常重要。

目前通常采用添加无源滤波器件和空间矢量调制 SVPWM(space vector pulse width modulation)

收稿日期：2023-03-08；**修回日期**：2023-06-08，2023-09-11；
录用日期：2023-12-04；**网络首发日期**：2024-04-09
基金项目：国家自然科学基金资助项目(62073147, 61573159)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grants 62073147 and 61573159

2 种方式抑制共模电压。前者虽能起到较好的抑制效果，但同时提高了成本和参数设计的复杂性。SVPWM 及其衍生的调制方法，如最远矢量调制 RSPWM(remote state pulse width modulation)、无零矢量脉宽调制 NZPWM(nonzero vector pulse width modulation)等[7-12]，经济灵活、实现简单、可移植性强，因而受到更多关注。文献[13]提出了 1 种整流器与逆变器开关序列同步的联合 SVPWM 方法，该方法减少了直流母线电压侧的共模电压脉冲，但仍存在与异步开关序列数量相同的共模电压脉冲，降低电机漏电流的效果有限；文献[14]改进了共模电压抑制的 PWM 方法，通过分析共模电压尖峰出现时间来调整开关器件动作时间，能有效抑制共模电压，但控制器计算任务过于繁重；文献[15]采用全控型器件构成双 PWM 变换器，因其具有对称结构，所以该系统的调制策略具有更多的自由度，在自由度范围内，通过调整获得了几种可实现零共模电压的调制策略。改进后的调制方案虽然消除了共模电压，但是会导致整流侧和逆变侧的 PWM 序列在周期内不对称，使整流侧和逆变侧的三相电流谐波含量增大。谐波电流及其产生的谐波电压将影响系统中的控制、保护和测量装置，可能导致系统运行错误。谐波还会诱发系统的电气振荡及机械振荡，可能导致系统中的某些部件因过流而损坏[16-24]。

针对双 PWM 变换器目前存在的问题，本文提出了 1 种基于电流谐波能量的模型预测控制 MPC (model predictive control)算法，在实现零共模电压的同时，减少谐波含量。

1 电流谐波模型与系统自由度分析

1.1 电流谐波模型

传统的SVPWM在1个开关周期内将电压矢量作用时间划分为 7 个时间段。在每个时间段内，基于母线电压一定的电压组合会作用到三相绕组上，绕组中的电流将在该时间段内线性增加或减少。与划分的 7 个时间段相似，1 个开关周期中的谐波电流也是分别作用 7 段时间。以 SVPWM 扇区 1(矢量角度位于 0~1/6π)为例进行分析，此时 $d_a > d_b > d_c$，d_x(x=a, b, c)表示占空比，范围为−1~1。对于三相逆变器的所有电压矢量，每个电压矢量都为其对应的开关器件开通关断状态和等效电路，通过计算等效电路可以得到三相负载上的电压降。以 A 相为例，可以得出三相负载的电流变化斜率为

$$\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}=\frac{2}{3L_l}\left(\frac{V_b+V_c}{2}-V_a\right) \tag{1}$$

式中：i_x 为各相电流，x=a, b, c；L_l 为三相电感；V_x 为各相电压，x=a, b, c。

根据占空比与电压的关系，三相负载的电流变化斜率还可表示为

$$\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}=\frac{2V_{dc}}{3L_l}\left(\frac{d'_b+d'_c}{2}-d'_a\right) \tag{2}$$

式中，V_{dc} 为直流母线电压。

任意开关周期中，将会施加 2 个零电压矢量和扇区的 2 个边界电压矢量。根据等效电路，可以得出每个电压矢量作用下的电流纹波斜率，文献[17]中的表 1 将其进行了总结。利用上述步骤，同理可得 B、C 两相的电流斜率表达式。

1.2 双 PWM 变换器系统自由度分析

双 PWM 变换器系统因其独特的对称性，调制方案具备更多的自由度，其中零电压矢量作用域可调整，占空比不变位置可调整，2 种自由度可实现零共模电压调制，分别介绍其原理和调控范围。系统进行脉宽调制时，采用 7 段式生成对应的 PWM 序列，如图 1 所示。为了实现共模电压完全抵消，首先要确保两侧的占空比之和相等，即 $t_A+t_B+t_C=t_U+t_V+t_W$(t_x为三相导通时间，x=A, B, C, U, V, W)。电压矢量作用时间在总作用时间 t_0 中的占比固定，t_0 不变，不会影响合成电压矢量输出。两侧的高电平时间之和不相等时，就需要分别进行伸缩变换，即在控制周期内重新分配零电压矢量，为了避免交流电机驱动的控制性能恶化，有必要保持逆变器输出电压稳定。

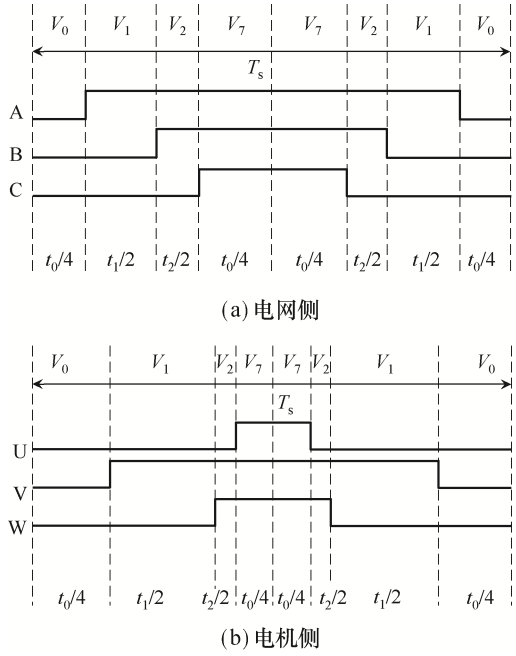


图 1　7 段式排布 PWM 信号

Fig. 1 Seven-segment arrangement of PWM signal

因此，如果逆变器开关点移位并对准三相可控整流器开关点之一，逆变器的其他 2 个开关点也必须移位相同的量。如果仅改变一相的 PWM 信号，就会改变 t_1 和 t_2 的占比，从而影响合成电压矢量的输出。若三相同时延伸或缩短上管开通状态 Δt，则仅会改变 111 和 000 这 2 个电压矢量作用时间在总的 t_0 中的占比，t_0 时间大小不变，不会影响合成电压矢量输出。基于上述分析，逆变器第 1 个自由度范围 Δt 的上限是三相可延伸或缩短的最大长度，即每一相前后可以延伸或缩短 $0.25t_0$ 的时间，所以逆变器的第 1 个自由度范围 $\Delta t = 0.25t_0 \times 6 = 1.5t_0$。同理可得，三相可控整流侧的调控时间规律是一致的，因此系统总的调控自由度时间为

$$t_{\mathrm{MAX}} = 1.5t_0^{\mathrm{Inv}} + 1.5t_0^{\mathrm{Rectifier}} \tag{3}$$

式中：t_{MAX} 为总调节范围；t_0^{Inv} 和 $t_0^{\mathrm{Rectifier}}$ 分别为单相逆变侧和整流侧可以调节的范围。

如果三相可控整流侧和逆变侧的总 PWM 序列中三相高电平时间之和的差值小于 t_{MAX}，则可以通过调控 t_0 时段来使之相等。虽然调整后总时间一致，但是因为 PWM 未对齐，只能达到正负电压作用时间相同的效果，共模电压并未完全消除。此时需要对电压脉冲进行位置调整，通过第 2 个自由度[16]即可实现共模电压的完全消除，具体对应关系如图 2 所示，图中：V_{cm} 为共模电压；T_s 为开关周期。

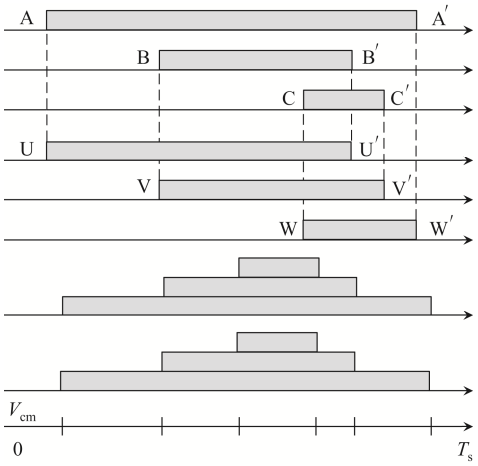


图 2　PWM 序列对齐分布

Fig. 2 PWM sequence alignment distribution

在满足上述要求后，一旦 2 个变换器的零序分量设置相等，即可确定所有的脉冲关联数，共有 12 种方案。三相可控整流-逆变电路为实现零共模电压开关状态，会破坏原有的对称分布，电网侧三相输入电流及电机侧三相输出电流的谐波会变大。如图 3 所示，上方阴影部分为整流侧的谐波含量，下方阴影部分为逆变侧的谐波含量。图中，V_i^{Inv} 和 $V_i^{\mathrm{Rectifier}}$ 分别为整流侧和逆变侧的电压(i=1, 2, …, 5)。在满足图 2 的 12 种方案中，找到使得 2 个阴影部分面积最小的方案，总体面积的计算需要进行 168 次分段面积计算。

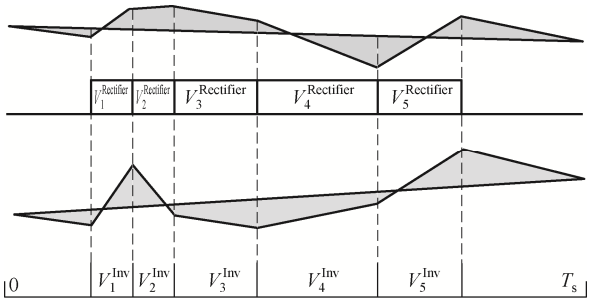


图 3　三相可控整流-逆变器电流谐波

Fig. 3 Current harmonics of three-phase controllable rectifier-inverter

2 基于 MPC 的脉宽调制策略

通过运用 MPC，在零共模调制方案下的电流谐波模型上，找出电流谐波含量较小的方案。主要运用枚举法和导函数法来减小电流谐波含量，从而得出最优解。

2.1 成本函数

在实现零共模电压的调制策略时，会将整流侧和逆变侧的 PWM 输出信号进行处理，即两侧的总脉冲长度不相等，需要均衡，因此需要减少整流侧脉冲长度或者延长逆变侧脉冲长度，将三相 PWM 信号同时伸缩，实现在自由度调控范围内两侧共模电压波形一致，这就是第 1 个自由度。设整流侧缩放占比为 w_1，总调整时间为 $\Delta t_1=\max\{t_A+t_B+t_C, t_U+t_V+t_W\}-\min\{t_A+t_B+t_C, t_U+t_V+t_W\}$，整流侧和逆变侧的调整时间分别为 $\Delta t_1^{\text{Rectifier}}$ 和 Δt_1^{Inv}，可表示为

$$\Delta t_1^{\text{Rectifier}}=\begin{cases} w_1\Delta t_1 & w_1\Delta t_1 \leqslant 1.5t_0^{\text{Rectifier}} \ \& \\ & (1-w_1)\Delta t_1 \leqslant 1.5t_0^{\text{Inv}} \\ 1.5t_0^{\text{Rectifier}}\Delta t_1 / t_{\text{MAX}} & \text{other} \end{cases} \tag{4}$$

$$\Delta t_1^{\text{Inv}}=\Delta t_1-\Delta t_1^{\text{Rectifier}} \tag{5}$$

式中，t_{MAX} 为系统总的调控自由度时间。

利用对应关系可以得到三相 PWM 波形的最大长度 L_{MAX}，即所有电压矢量的总作用时间。整体方案的左右横移不会改变电压矢量的作用时间，但是会改变零电压矢量时间的前后占比，对于本周期内的电流谐波能量会有影响，故整体波形在开关周期内的调节范围为

$$\Delta t_2=T_s-L_{\text{MAX}} \tag{6}$$

设左侧零电压矢量时间占比 w_2，那么左侧零电压矢量作用时间为 $w_2\Delta t_2$。假设在每个 PWM 周期对电流进行离散化采样，由基尔霍夫定律可得，三相静止坐标系下 PWM 整流器和逆变器电流动态方程为

$$\begin{cases} L\dfrac{\mathrm{d}i_\alpha}{\mathrm{d}t}=e_\alpha-u_\alpha-Ri_\alpha \\ L\dfrac{\mathrm{d}i_\beta}{\mathrm{d}t}=e_\beta-u_\beta-Ri_\beta \end{cases} \tag{7}$$

$$\begin{cases} L_2\dfrac{\mathrm{d}I_\alpha}{\mathrm{d}t}=u_\alpha-R_2I_\alpha-e_{\alpha1} \\ L_2\dfrac{\mathrm{d}I_\beta}{\mathrm{d}t}=u_\beta-R_2I_\beta-e_{\beta1} \end{cases} \tag{8}$$

式中：e_α、e_β 和 i_α、i_β 分别为电网电压和电流在 $\alpha\beta$ 坐标系下的分量；u_α、u_β 分别为网侧变换器输入电压；L、R 分别为网侧电感与等效电阻；I_α、I_β 和 $e_{\alpha1}$、$e_{\beta1}$ 分别为电机电流和电压在 $\alpha\beta$ 坐标系下的分量；L_2、R_2 分别为电机侧电感与等效电阻。

对式(7)和式(8)进行离散并简化，可得

$$\begin{cases} i_\alpha(k+1)=\left(1-\dfrac{RT_s}{L}\right)i_\alpha(k)+\dfrac{T_s}{L}[e_\alpha(k)-u_\alpha(k)] \\ i_\beta(k+1)=\left(1-\dfrac{RT_s}{L}\right)i_\beta(k)+\dfrac{T_s}{L}[e_\beta(k)-u_\beta(k)] \end{cases} \tag{9}$$

$$\begin{cases} i_\alpha(k+1)=\left(1-\dfrac{RT_s}{L}\right)i_\alpha(k)+\dfrac{T_s}{L}[u_\alpha(k)-e_{\alpha1}(k)] \\ i_\beta(k+1)=\left(1-\dfrac{RT_s}{L}\right)i_\beta(k)+\dfrac{T_s}{L}[u_\beta(k)-e_{\beta1}(k)] \end{cases} \tag{10}$$

如图 3 中的包络面积所示，这些电流误差实际上随时间呈线性变化，并可以从已知电压和线性化模型中获得。由式(9)和式(10)得到 k+1 时刻的电流，利用参考值与预测值之间的关系，通过偏差构造 1 个成本函数 g，选择对应成本函数最小值的脉冲模式。

中心位置确定后，计算相应的电流谐波能量即可，本文考虑到电机侧和电网侧的三相电流的谐波，采用 w_3 来表示两侧的谐波能量占比，成本函数可表示为

$$g=w_3\int_0^T[i_{\text{err}}^{\text{Inv}}(t)]^2\,\mathrm{d}t+(1-w_3)\int_0^T[i_{\text{err}}^{\text{Rectifier}}(t)]^2\,\mathrm{d}t \tag{11}$$

$$i_{\text{err}}^{\text{Inv}}(t)=i^{*\text{Inv}}(t)-i^{\text{Inv}}(t) \tag{12}$$

$$i_{\text{err}}^{\text{Rectifier}}(t)=i^{*\text{Rectifier}}(t)-i^{\text{Rectifier}}(t) \tag{13}$$

式中：$i_{\text{err}}^{\text{Inv}}(t)$ 和 $i_{\text{err}}^{\text{Rectifier}}(t)$ 分别为逆变侧和整流侧的电流谐波误差；$i^{*\text{Inv}}(t)$ 和 $i^{*\text{Rectifier}}(t)$ 分别为逆变侧和整流侧谐波含量的预测值；$i^{\text{Inv}}(t)$ 和 $i^{\text{Rectifier}}(t)$ 分别为逆变侧和整流侧谐波含量的参考值。

成本函数中的二次误差积分代表给定脉冲模式

两侧的噪声能量。在实现零共模电压的几种情况下，电流谐波虽然无法完全避免，但是可以通过求解成本函数的最小值选出电流谐波能量最小的方案。

在整个调节过程中有 3 个变量，分别为 w_1、w_2 和 w_3。w_1 是在第 1 个自由度的调整量占比；w_2 是在实现第 2 个自由度后，决定整体方案的中心位置摆放参数，如图 3 所示，整体的移动会改变阴影部分的面积，即电流谐波含量，最大长度在$(0, T_s)$范围内左右平移，整体可移动的范围为$(0, T_s - L_{MAX})$；w_3 为两侧电流谐波能量权重系数，w_3 的大小取决于对两侧谐波的期望值，一般情况下期望值相同，即设置 w_3=0.5，其调节范围为(0, 1)。

图 4 为整个仿真系统的控制框图，图中传统的三相可控整流−逆变控制系统为 2 个独立的控制系统，彼此没有控制策略上的冲突。改进后的系统在 PWM 产生模块之前需要添加 PWM 序列调整模块来消除共模电压，并利用上述调节过程对调整方案进行选择。图 5 的流程主要作用于图 4 中 MPC 调整模块，展示了整个算法的流程。首先，从电路中得到最初的开关管比较值信号，在第 1 个自由度内，波形在一定的范围内时，同时伸缩相同的量得到使波形面积相等的比较值；然后，在第 2 个自由度内，通过 Function 函数进行归一化处理并分块计算，将两侧的电流谐波构建目标函数；最后，得到使电流谐波能量最小的最优解。

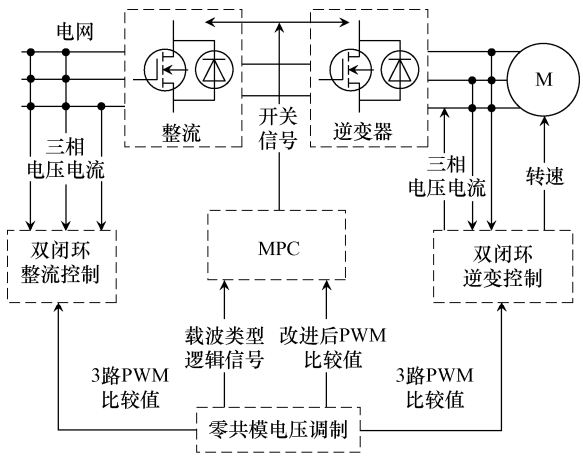


图 4　系统框图

Fig. 4 Block diagram of system

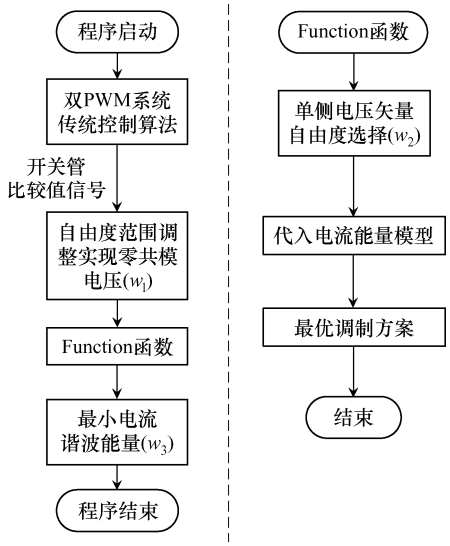


图 5　算法流程

Fig. 5 Flow chart of algorithm

2.2 枚举法求最优解

考虑到 w_1 时，一般按照如下比例分别延伸或缩短，这样处理能保证两侧第 1 个自由度同时到达调控极限，即

$$\Delta t_1^{\text{Rectifier}} = 1.5 t_0^{\text{Rectifier}} / t_{\text{MAX}} \tag{14}$$

$$\Delta t_1^{\text{Inv}} = 1.5 t_0^{\text{Inv}} / t_{\text{MAX}} \tag{15}$$

在确定中心位置时，一般是以最大长度左右对称分布，保证左右两端的零电压矢量作用时间相同。将两侧电流谐波能量期望都设为 0.5，经过上述处理后，即可得到有限元的集合。通过枚举法比较得到谐波能量最小的调制方案。简化后的成本函数为

$$g = 0.5\int_0^T [i_{\text{err}}^{\text{Inv}}(t)]^2 \,\mathrm{d}t + 0.5\int_0^T [i_{\text{err}}^{\text{Rectifier}}(t)]^2 \,\mathrm{d}t = 0.5\sum_{i=1}^{i<8} [V_{\text{Cone/Round,platform}}^{\text{Inv}}(i) + V_{\text{Cone/Round,platform}}^{\text{Rectifier}}(i)] \tag{16}$$

式中，$V_{\text{Cone/Round,platform}}^{\text{Rectifier}}(i)$ 和 $V_{\text{Cone/Round,platform}}^{\text{Inv}}(i)$ 分别为整流侧和逆变侧简化后每个电流波段对应的圆台或者圆锥体积。

则可获取该段的电流谐波能量。通过公式计算得到总体的三相谐波能量后，比较得出成本函数的最优解，但是通过分析，由于枚举法的运算是在 w_1 和 w_2 固定的情况下，因此可能对于电流谐波含量减小力度不够，于是提出导函数法求解最优解。

2.3 导函数法求最优解

在计算谐波能量时，w_1 与 w_2 对电流轨迹的影响不可忽略，需将其代入求解出相应的函数关系，在每个周期内对于两侧不同的合成电压矢量需求，会对应不同的 w_1 与 w_2 使其谐波能量最小。在函数计算时代入的参数始终为比较值信号，分别将整流控制系统和电机控制系统比较值输出信号设为 $\boldsymbol{Inv_cmpr}$ 和 $\boldsymbol{Rectifier_cmpr}$，分别为 1 个向量组，并且每隔 1 个周期更换 1 次，即

$$\boldsymbol{Inv_cmpr}=[U\ \ V\ \ W] \tag{17}$$

$$\boldsymbol{Rectifier_cmpr}=[A\ \ B\ \ C] \tag{18}$$

在进行第 1 个自由度调整后，两侧同时在最大调整比例下伸缩，比较值信号调整为

$$\boldsymbol{Inv_cmpr}_1=[U-\Delta t_1^{\mathrm{Inv}}/6\ \ \ V-\Delta t_1^{\mathrm{Inv}}/6\ \ \ W-\Delta t_1^{\mathrm{Inv}}/6] \tag{19}$$

$$\boldsymbol{Rectifier_cmpr}_1=[A+\Delta t_1^{\mathrm{Rectifier}}/6\ \ \ B+\Delta t_1^{\mathrm{Rectifier}}/6\ \ \ C+\Delta t_1^{\mathrm{Rectifier}}/6] \tag{20}$$

代入 w_1 对第 1 个自由度的影响因子后，两侧在最大调整范围内，寻找最合适的调整比例对比较值进行调整，由式(11)和式(13)对两侧进行调控，可得相应比较值为

$$\boldsymbol{Inv_cmpr}_1=\begin{cases}[U-w_1\Delta t_1\ \ V-w_1\Delta t_1\ \ W-w_1\Delta t_1] \\ \quad w_1\Delta t_1\leqslant\Delta t_1^{\mathrm{Inv}}\ \&\ (1-w_1)\Delta t_1\leqslant\Delta t_1^{\mathrm{Rectifier}} \\ [U-1.5t_0^{\mathrm{Inv}}\Delta t_1/t_{\mathrm{MAX}}\ \ V- \\ \quad 1.5t_0^{\mathrm{Inv}}\Delta t_1/t_{\mathrm{MAX}}\ \ W-1.5t_0^{\mathrm{Inv}}\Delta t_1/ \\ \quad t_{\mathrm{MAX}}] \quad \text{other}\end{cases} \tag{21}$$

$$\boldsymbol{Rectifier_cmpr}_1=\begin{cases}[A+(1-w_1)\Delta t_1\ \ B+(1-w_1)\Delta t_1 \\ \quad C+(1-w_1)\Delta t_1] \quad w_1\Delta t_1\leqslant \\ \quad \Delta t_1^{\mathrm{Inv}}\ \&\ (1-w_1)\Delta t_1\leqslant\Delta t_1^{\mathrm{Rectifier}} \\ [A+1.5t_0^{\mathrm{Rectifier}}\Delta t_1/t_{\mathrm{MAX}}\ \ B+ \\ \quad 1.5t_0^{\mathrm{Rectifier}}\Delta t_1/t_{\mathrm{MAX}}\ \ C+ \\ \quad 1.5t_0^{\mathrm{Rectifier}}\Delta t_1/t_{\mathrm{MAX}}] \quad \text{other}\end{cases} \tag{22}$$

第 2 个自由度有 6 种方案进行比较值获取，且每组比较值分前后半个周期，即

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{Inv_cmpr}_{2_1} & \boldsymbol{Inv_cmpr}_{2_2}\\ \boldsymbol{Rectifier_cmpr}_{2_1} & \boldsymbol{Rectifier_cmpr}_{2_2}\end{bmatrix}= \boldsymbol{Degree_of_freedom}^{2\mathrm{nd}}(\boldsymbol{Inv_cmpr}_1, \boldsymbol{Rectifier_cmpr}_1) \tag{23}$$

中心位置选取时代入权重因子 w_2，L_{MAX} 表示最大长度，即对两侧比较值进行伸缩变换满足图 2，得到调整后的比较值向量为

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{Inv_cmpr}_{3,1} & \boldsymbol{Inv_cmpr}_{3,2}\\ \boldsymbol{Rectifier_cmpr}_{3,1} & \boldsymbol{Rectifier_cmpr}_{3,2}\end{bmatrix}= \begin{bmatrix}\boldsymbol{Inv_cmpr}_{2,1}+w_2L_{\mathrm{MAX}} & \boldsymbol{Inv_cmpr}_{2,2}-w_2L_{\mathrm{MAX}}\\ \boldsymbol{Rectifier_cmpr}_{2,1}+w_2L_{\mathrm{MAX}} & \boldsymbol{Rectifier_cmpr}_{2,2}-w_2L_{\mathrm{MAX}}\end{bmatrix} \tag{24}$$

将上述比较值向量代入 Function 函数可得到对应的谐波能量 $g(w_1,w_2,w_3)$ 为

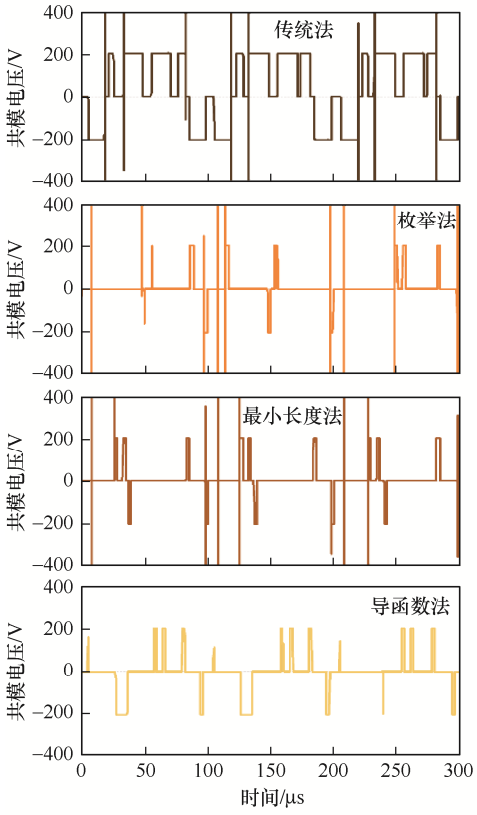
$$g(w_1,w_2,w_3)=\mathrm{Function}(\boldsymbol{Inv_cmpr}_{3,1},\boldsymbol{Inv_cmpr}_{3,2},\boldsymbol{Rectifier_cmpr}_{3,1},\boldsymbol{Rectifier_cmpr}_{3,2}) \tag{25}$$

其中取 $w_3=0.5$，将 $g(w_1,w_2,0.5)$ 分别对 w_1、w_2 求导，导函数为 0 得到 w_1、w_2 的值及对应的最小谐波能量，并对 6 种方案的谐波能量比较得出最优解。

3 仿真分析

为研究上述 2 种最优解方案的可行性及其对电流谐波的影响，本文以直流母线电压 540 V、开关频率 10 kHz、电机转速 1 200 r/min 为主电路参数，在 Saber 上分别搭建了传统双 PWM 变换器和改进后的双 PWM 变换器系统。传统的三相可控整流–逆变控制系统为 2 个独立的控制系统，彼此没有控制策略上的冲突。改进后的系统在 PWM 产生模块之前需要添加 PWM 序列调整模块来消除共模电压，并利用上述最优解求解算法对调整方案进行选择。

图 6(a)为仿真结果中不同调制方案下总的共模电压波形。在传统法方案下，逆变器侧和三相可控整流侧的共模电压未对齐，导致总系统的共模电压并未完全消除，共模电压特性也无较大改变，因此需要利用 PWM 自由度尽可能完全抵消共模电



(a) 不同方案下总的共模电压

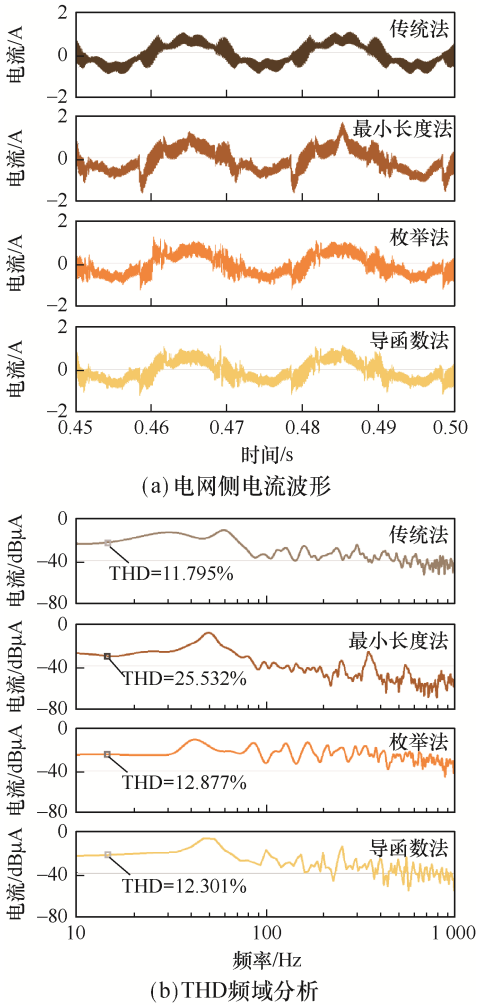
(b) THD频域分析

图 6　共模电压波形和 THD 频域分析

Fig. 6 Waveforms of common-mode voltage, and frequency-domain analysis of THD

压。最小长度法方案(即所有电压矢量的总持续时间最小)由于开关管死区时间导致有些时段依旧有共模电压，但是从频域特性上可见，共模电压的幅值大幅下降，达到了共模干扰的抑制效果。枚举法(即简化处理求取电流谐波能量最小值)和导函数法(即通过连续非线性模型导函数获取最优解)方案，系统的共模电压(即逆变侧与整流侧共模电压之差)抑制效果与最小长度法方案一致，实现了零共模电压调制。针对 w_1 占比的改变，在一定范围内调整两侧的变化幅度，即改变电网侧和电机侧的第 1 个自由度大小，理论上会影响总谐波失真 THD(total harmonic distortion)的含量。如图6(b)所示，在枚　举法和导函数法 2 种调制方案下，分别进行 2 组对照实验，从图中可以看出，改变 w_1 的占比，THD 值有微小波动，实验效果与理论一致。

图 7 为不同调制方案下电网侧三相电流波形和 THD 频域分析。从图中可以明显看出，最小长度法方案虽然实现了零共模电压，但是其 THD 相较于传统法方案，由 11.795%增加到了 25.532%。采用枚举法电流谐波能量方案，在最小长度法方案



(a) 电网侧电流波形

(b) THD频域分析

图 7　电网侧三相电流波形和 THD 频域分析

Fig. 7 Waveforms of three-phase current, and frequency-domain analysis of THD on grid side

上对 w_1 进行了变换，并通过成本函数进行优化处理，由图中看到 THD 降为 12.877%；采用导函数法方案，在 w_1 的基础上对 w_2 进一步处理，此时对方案的筛选程度更加精准，理论上 THD 值的大小会有明显变化，从图中右侧可以看出，其 THD 相比枚举法稍有改善，降为 12.301%。通过对比传统的双 PWM 方案、最小长度法方案、枚举法方案和导函数法方案可见，枚举法和导函数法均减小了 THD，其中导函数法改善效果更好，4 种调制方案对电机侧和电网侧的 THD 影响归纳见表 1。

表 1 调制方案 THD 对比

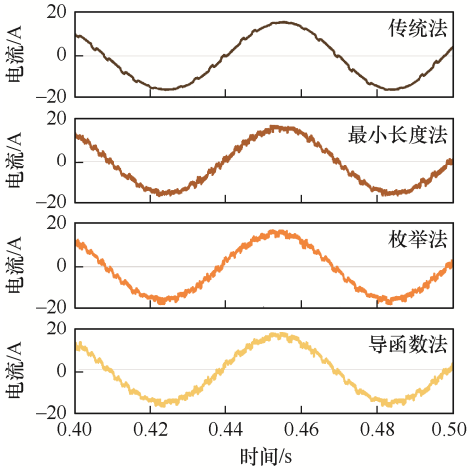
Tab. 1 Comparison of THD among modulation schemes

%

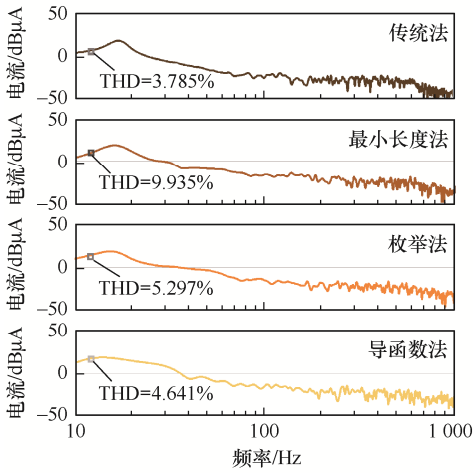
方案	电网侧 THD	电机侧 THD
传统法	11.795	3.785
最小长度法	25.532	9.935
枚举法	12.877	5.297
导函数法	12.301	4.641

图 8 为不同调制方式下电机侧三相电流波形。在传统方案中，由于采用双闭环控制，电机侧三相电流 THD 为 3.785%，最小长度方案将 THD 提高至 9.935%，枚举法方案将 THD 控制为5.297%，采用导函数方案 THD 降为 4.641%。结果表明，本文提出的方法在消除共模电压的同时，减小了 THD，与理论分析一致。

图 9 在导函数法调制方案的基础上改变 w_3 的占比，通过对比电机侧和电网侧的 THD 可以看



(a) 电机侧电流波形



(b)THD频域分析

图 8 电机侧三相电流波形和 THD 频域分析

Fig. 8 Waveforms of three-phase current, and frequency-domain analysis of THD on motor side

出，在权重系数选取为 5:5 时，电机侧 THD 为 4.652%，增大占比至 7:3 时，THD 明显降低，为 4.352%，此时电网侧的 THD 从 12.566%升高到 13.256%。从图中 3 组对照可以看出，w_3 的选取对 THD 的影响较大。

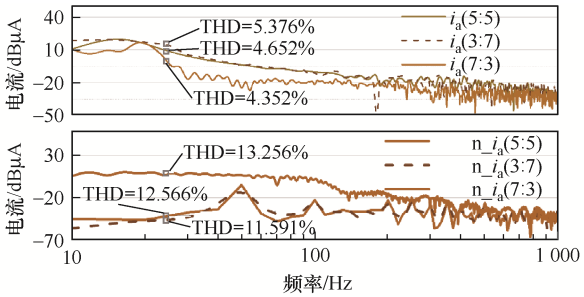


图 9 不同 w_3 下的三相电流波形

Fig. 9 Waveforms of three-phase current under different values of w_3

4 实验结果

本文以直流母线电压 540 V、开关频率 10 kHz、电机转速 1 200 r/min 为主电路参数搭建了实验平台，如图 10 所示。电源采用 380 V 三相电供电，通过三相可控整流得到母线电压，为逆变器模块供电。信号检测采用电压探头(PINTECH N1030B)和电流钳(CAE3N)及录波仪(ZDL6000)测取实验数据。实验结果利用 MATLAB 进行频域和时域的波

形分析。

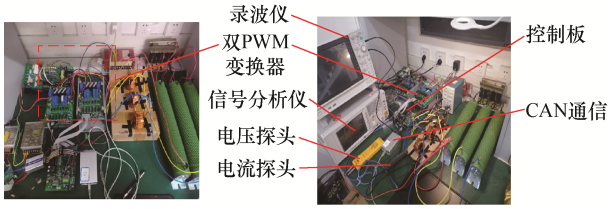
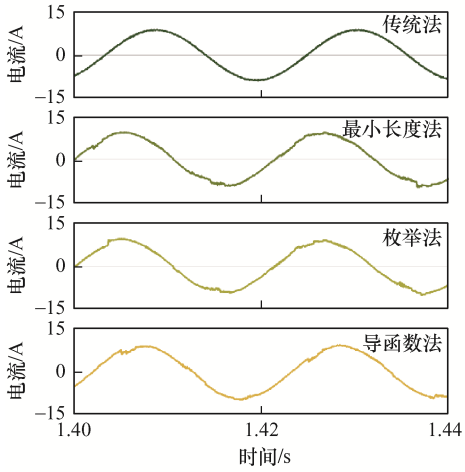


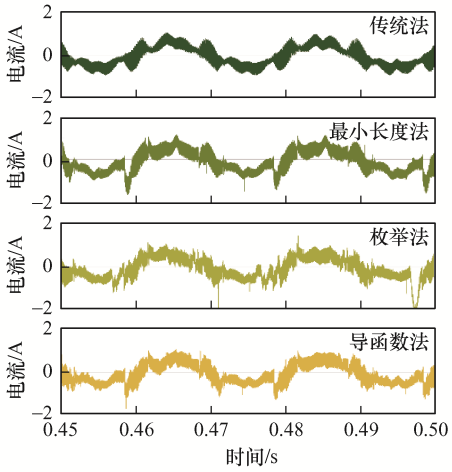
图 10　实验测试台

Fig. 10 Experimental test bench

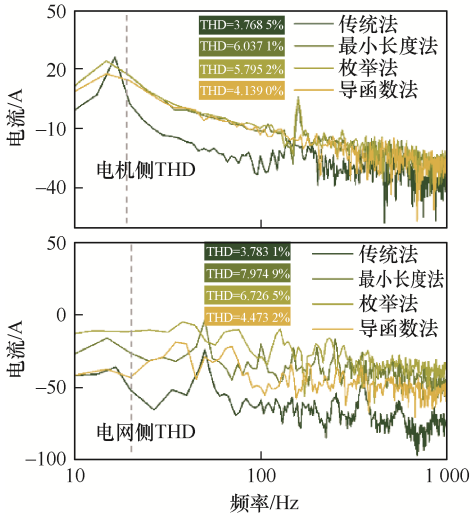
不同调制方案下两侧电流谐波含量的情况如图 11 所示。在 w_3 取值为(0.5，0.5)的前提下，从实验结果可以观察到，在电机侧，相对于传统法方案，最小长度法方案的 THD 增加了 2.268 6%，而枚举法方案将 THD 降低了 0.241 9%，导函数法方案在此基础上进一步减少了 1.656 2%，显著降低了两侧的谐波含量。同样地，在电网侧，最小长度法方案导致 THD 增加了 4.191 8%，而枚举法方案使其降至 6.726 5%，



(a) 电机侧电流



(b) 电网侧电流



(c) 两侧谐波含量

图 11　4 种方案下实验波形对比

Fig. 11 Comparison of experimental waveforms under four schemes

最终，导函数法方案在最小长度方案的基础上将 THD 降低了 2.253 3%，显著减少了谐波含量。总的来说，实验结果与理论分析和仿真结果一致。

5　结语

本文在双 PWM 变换器拓扑结构下提出了 1 种基于电流谐波能量的模型预测控制算法，成本函数分别采用不同的权重系数表示对 2 个自由度的调控程度。仿真验证了传统方案、最小长度方案、枚举法方案和导函数法方案这 4 种方案，并且针对 w_1 和 w_3 的占比不同，进行了对比分析。通过仿真结果和实验结果均可以得出：最小长度方案、枚举法方案和导函数法方案可以实现零共模电压，其中导函数法方案对电流谐波的影响相较于最小长度方案和枚举法方案更小。2 种自由度对 THD 的大小也有一定影响，其中 w_3 的影响较大。最终结果证实了基于电流谐波能量的 MPC 算法不仅可以抑制共模电压，同时可以减少谐波含量，解决实际应用中的逆变系统电磁干扰问题。

参考文献：

[1] 樊家明，郭育华. 基于双 PWM 变换器的变频调速系统研究[J]. 电力电子技术, 2018, 52(3): 26-28.

Fan Jiaming, Guo Yuhua. Research on variable frequency speed regulation system based on dual PWM converter [J]. Power Electronics, 2018, 52(3): 26-28. (in Chinese)

[2] 李瑾. 双 PWM 变频调速系统在矿井提升机中的应用[J]. 煤矿机械, 2020, 41(1): 136-139.
Li Jin. Application of dual-PWM variable frequency speed regulation system in mine hoist [J]. Coal Mine Machinery, 2020, 41(1): 136-139. (in Chinese)

[3] 刘刚, 刘海舰, 孙健, 等. 一种 PWM 变频器共模电压抑制技术的研究[J]. 电力电子技术, 2020, 54(5): 118-121.
Liu Gang, Liu Haijian, Sun Jian, et al. Research on common-mode voltage suppression technology of PWM inverter [J]. Power Electronics, 2020, 54(5): 118-121. (in Chinese)

[4] 王建渊，栗俊明，陈晓煊，等. 逆变器共模电压干扰及抑制措施研究[J]. 电源学报, 2023, 21(4): 195-201.
Wang Jianyuan, Li Junming, Chen Xiaoxuan, et al. Study on common-mode voltage interference of inverter and corresponding suppression measures [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(4): 195-201. (in Chinese)

[5] 刘松林, 潘健, 陈庆东, 等. 宽输出 LLC 谐振变换器的定频 PWM 控制策略[J]. 电源学报, 2023, 21(1): 26-34.
Liu Songlin, Pan Jian, Chen Qingdong, et al. A fixed-frequency PWM control strategy of LLC resonant converters for wide output range [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(1): 26-34. (in Chinese)

[6] 曹海洋, 余志洪. 变频调速系统电磁干扰主要影响参数[J]. 实验室研究与探索, 2021, 40(5): 92-96.
Cao Haiyang, Yu Zhihong. Study on main influencing parameters of electromagnetic interference in variable frequency speed regulation system [J]. Research and Exploration in Laboratory, 2021, 40(5): 92-96. (in Chinese)

[7] Kashihara T, Araki Y, Yoshida H, et al. Overmodulation technique on common mode voltage reduction PWM inverter using saw-wave carrier signal [C]// 2022 International Power Electronics Conference (IPEC-Himeji 2022-ECCE Asia). Himeji, Japan, 2022: 741-745.

[8] Dabour S M, Abdel-Wahab S M, Rashad E M. Common-mode voltage reduction algorithm with minimum switching losses for three-phase inverters [C]// 2019 21st International Middle East Power Systems Conference (MEPCON). Cairo, Egypt, 2020: 1210-1215.

[9] Somasekhar V T, Srinivas S, Kumar K K. Effect of zero-vector placement in a dual-inverter fed open-end winding induction motor drive with alternate sub-hexagonal center PWM switching scheme [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(3): 1584-1591.

[10] Tian Kai, Wang Jiacheng, Wu Bin, et al. A virtual space vector modulation technique for the reduction of common-mode voltages in both magnitude and third-order component [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 839-848.

[11] Hasanzad F, Rastegar H, Pichan M. Performance analysis of reduced common-mode voltage space vector modulation techniques for three-phase four-leg voltage-source inverter [C]// 2018 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC). Tehran, Iran, 2018: 65-70.

[12] Jiang Dong, Shen Zewei. Paralleled inverters with zero common-mode voltage [C]// 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Milwaukee, WI, USA, 2017: 1-8.

[13] Han Di, Morris C T, Sarlioglu B. Common-mode voltage cancellation in PWM motor drives with balanced inverter topology [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4): 2683-2688.

[14] Mirzaeva G, Carter D, Muslem Uddin S M, et al. Common mode voltage elimination in variable speed drives for improved electrical safety [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(4): 4365-4374.

[15] 殷佳琳, 张斌, 秦敏. 变频器谐波干扰及其防治措施研究[J]. 控制工程, 2013, 20(6): 1203-1206.
Yin Jialin, Zhang Bin, Qin Min. Research on harmonic interference of frequency converter and restraining measures [J]. Control Engineering of China, 2013, 20(6): 1203-1206. (in Chinese)

[16] 何钦, 张志山. 变频器谐波的危害及防治[J]. 电机与控制应用, 2012, 39(11): 54-57.
He Qin, Zhang Zhishan. Harm and combat of inverter harmonic [J]. Electric Machines & Control Application, 2012, 39(11): 54-57. (in Chinese)

[17] 龚海燕. 变频器谐波危害及治理措施[J]. 大众科技, 2019, 21(11): 35-38.
Gong Haiyan. Inverter harmonic hazard and control measures [J]. Popular Science & Technology, 2019, 21 (11): 35-38. (in Chinese)

[18] 赵贺. 电力系统谐波不稳定[J]. 电源学报, 2015, 13(5): 112-117.
Zhao He. Power system harmonic instability [J]. Journal of Power Supply, 2015, 13(5): 112-117. (in Chinese)

[19] Jiang Dong, Wang Fei. Current-ripple prediction for three-phase PWM converters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(1): 531-538.

[20] 陆海峰. 谐波电流对车用内置式永磁同步电机磁场和电磁力的影响[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2019.
Lu Haifeng. Effect of harmonic currents on magnetic field and electromagnetic force of interior permanent magnet synchronous motor for vehicle [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2019. (in Chinese)

[21] 杨权, 梁永昌, 魏建荣, 等. 多谐波源下分布式电源并网逆变器的谐波抑制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(11): 2908-2920.
Yang Quan, Liang Yongchang, Wei Jianrong, et al. Research on harmonic suppression strategy of grid connected inverter under multi-harmonic sources [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(11): 2908-2920. (in Chinese)

[22] 王世长, 祝令瑜, 吴书煜, 等. 基于电致噪声频响函数的多谐波工况下换流变压器噪声等效评估方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(23): 6525-6538.
Wang Shichang, Zhu Lingyu, Wu Shuyu, et al. Converter transformer noise equivalent evaluation method in multi-harmonic operating conditions based on the electro-induced noise frequency response function [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(23): 6525-6538. (in Chinese)

[23] 秦月, 任春光, 孔健生, 等. 基于多谐振结构的宽输入电压范围 DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2025, 23(4): 26-34.
Qin Yue, Ren Chunguang, Kong Jiansheng, et al. DC-DC converter with wide input voltage range based on multi-resonant structure [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(4): 26-34. (in Chinese)

[24] 周卫华, 万代, 叶会生, 等. 谐波电流扰动下配电变压器损耗计算与绝缘寿命损失评估[J]. 电测与仪表, 2018, 55(6): 52-58.
Zhou Weihua, Wan Dai, Ye Huisheng, et al. Calculation distribution transformer loss and insulation life assessment under harmonic currents disturbance [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2018, 55(6): 52-58. (in Chinese)



夏晔

作者简介：

夏晔(1999—)，女，硕士研究生。研究方向：智能控制方法与技术。E-mail：2021710542@yangtzeu.edu.cn。

郑恭明(1980—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，副教授。研究方向：人工智能，机器学习与深度学习；边缘加速计算，FPGA 算法设计；物联网技术。E-mail：zgm831@yangtzeu.edu.cn。

张涵舒(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：电磁兼容。E-mail：1033650689@qq.com。

陈之秀(1998—)，女，硕士研究生。研究方向：运动控制。E-mail：1450463324@qq.com。

(责任编辑：耿越)