DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.3.278　　**中图分类号**：TM351　　**文献标志码**：A

考虑死区效应的低共模电压永磁同步电机模型预测脉冲序列控制

王德顺[1,2]，吴运强[3]，王开毅[1]，李佳耀[3]，戴正洲[1]，李晓亮[1]

(1.国网上海能源互联网研究院有限公司，上海 201210；2.东南大学自动化学院，南京 210096；
3.西南交通大学电气工程学院，成都 610031)

摘要：为解决传统的模型预测脉冲序列控制算法受到死区影响产生共模电压尖峰的问题，提出了 1 种改进的模型预测脉冲序列控制算法。首先，介绍了传统模型预测脉冲序列控制算法的脉冲序列设计思路；然后，分析了死区时间对该算法的影响以及考虑死区效应对脉冲序列进行了优化设计，以消除死区时间内产生的共模电压尖峰；最后，对传统基于共模电压抑制的模型预测控制、传统模型预测脉冲序列控制算法和所提算法进行了实验对比研究。实验结果表明：所提算法相对于传统模型预测脉冲序列控制算法在不明显增加电流总谐波畸变率和转矩脉动的前提下，完全将共模电压幅值抑制到直流侧电压的 1/6，消除了死区时间内的共模电压尖峰。

关键词：永磁同步电机；模型预测脉冲序列控制；共模电压；死区时间

Model Predictive Pulse Pattern Control of Permanent Magnet Synchronous Motor with Low Common-mode Voltage Considering Dead-time Effect

WANG Deshun[1,2],WU Yunqiang[3],WANG Kaiyi[1], LI Jiayao[3], DAI Zhengzhou[1], LI Xiaoliang[1]

(1. State Grid Shanghai Energy Internet Research Institute, Shanghai 201210, China; 2. School of Automation, Southeast University, Nanjing 210096, China; 3. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: To solve the problem of common-mode voltage spikes caused by dead-time in the traditional model predictive pulse pattern control algorithms, an improved model predictive pulse pattern control algorithm was proposed. First, the pulse pattern design approach of the traditional model predictive pulse pattern control algorithm was introduced. Then, the influence of dead-time on this algorithm was analyzed, and the pulse pattern was optimized considering the dead-time effect to eliminate the common-mode voltage spikes generated during the dead-time. Finally, the traditional model predictive control based on common-mode voltage suppression, the traditional model predictive pulse pattern control algorithm and the proposed algorithm were experimentally compared. Experimental results show that compared with the traditional model predictive pulse pattern control algorithm, the proposed algorithm effectively suppressed the common-mode voltage amplitude to one-sixth of DC-side voltage without significantly increasing the total harmonic distortion of current ortorque ripple, thereby eliminating the common-mode voltage spikes during the dead-time.

Keywords: Permanent magnet synchronous machine (PMSM); model predictive pulse pattern control; common-mode voltage; dead-time

永磁同步电机 PMSM(permanent magnet synchronous machine)具有效率高、功率密度大、转矩控制性能好等特点，已经广泛应用于高端装备制造业中[1]。模型预测控制 MPC(model predictive control)可处理非线性约束，控制实现简单，并且可实现多

收稿日期：2023-11-23；**修回日期**：2023-12-10；**录用日期**：2023-12-21；**网络首发日期**：2024-04-26

目标优化控制，近年来成为了研究的热点[2]。文献[3]以 PMSM 为研究对象，提出了 1 种有限集模型 MPC 算法，其每个控制周期内仅施加 1 个电压矢量，电机的转矩脉动较大；文献[4]提出了基于占空比优化的 MPC 算法，其合成虚拟矢量通过调节零矢量作用时间来改变输出电压幅值，调制范围扩大；文献[5]在基于占空比优化的基础上将第 2 个备选矢量扩大到非零矢量，提高了控制精度；文献[6]提出了三矢量 MPC 策略，其在 1 个控制周期内作用 2 个非零的相邻矢量和 1 个零矢量，合成虚拟矢量的幅值和方向都可调，系统的控制精度进一步增大。

在传统的 MPC 算法中，会用到具有较大共模电压幅值的矢量，共模电压会对系统运行的安全性和可靠性造成不良影响[7]。高频共模电压通过电机定转子之间的耦合电容在电机轴上产生轴电压和轴电流，加快轴承磨损，进一步缩短轴承的寿命[8-9]，因此有必要对共模电压进行抑制。共模电压的抑制方法可分为 2 类：第 1 类为硬件抑制，通过在逆变器和电机之间加共模电感、共模变压器[10]或无源滤波器[11]来减小共模电流，这类方法会增加系统的体积和成本，降低功率密度；第 2 类为软件抑制，通过在控制程序中加入共模电压抑制算法来实现。考虑到 MPC 易于实现多目标优化控制，文献[12]通过在目标函数中增加共模电压抑制项来减小共模电压，但其权重系数整定较为困难；文献[13]弃用共模电压幅值大的零矢量，通过电压矢量预选的方式降低共模电压，并分析了矢量切换时在死区时间内产生共模电压尖峰的原因；文献[14]提出了 1 种基于共模电压抑制的模型预测控制 RCMV-MPC(red-uced common-mode voltage model predictive control)算法，该算法在 1 个控制周期内作用 2 个非零矢量，同时考虑了死区影响，但其调制范围不连续，转矩脉动较大；文献[15]提出了低共模电压和转矩脉动的模型预测脉冲序列控制 MP^{3}C(model predictive pulse pattern control)算法，在抑制共模电压的同时其转矩脉动也较小，但由于死区效应的影响，某些情况下在死区时间内会产生共模电压尖峰，其中存在大量的高频成分，会形成严重的电磁干扰[16-17]，并且高幅值的共模电压尖峰通过电机定转子之间的耦合电容在电机轴上产生轴电压和轴电流，加快轴承磨损，因此需要考虑死区效应对共模电压尖峰进行抑制。

针对文献[15]存在的共模电压尖峰问题，提出了 1 种改进模型预测脉冲序列控制 IMP^{3}C(improved model predictive pulse pattern control)算法。首先，分析了死区对其共模电压抑制算法的影响；其次，重新设计脉冲序列并根据当前作用的脉冲序列和电流扇区禁用相关脉冲序列，以解决不同序列之间切换时产生的共模电压尖峰问题，并限制序列中有关电压矢量的最小作用时间，以解决序列内部产生的共模电压尖峰问题；最后，对传统 RCMV-MPC、传统低共模电压和转矩脉动的 MP^{3}C 与所提 IMP^{3}C 算法进行了实验对比研究。

1　逆变器及电机数学模型

以三相两电平电压源逆变器及 PMSM 为对象进行研究，其系统拓扑如图 1 所示。

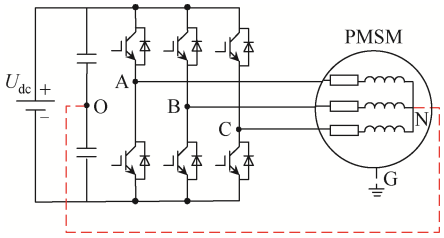


图 1　三相逆变器及 PMSM 拓扑

Fig. 1 Topology of three-phase inverter and PMSM

电机共模电压定义为三相绕组中点 N 对地 G 点的电压，即 $u_{CM}=u_{NG}=u_{NO}+u_{OG}$，其中 u_{OG} 为直流侧电容中点对地的电压，u_{OG} 通常很小，相对于 u_{NO} 来说可以忽略不计，因此两电平逆变器产生的共模电压可以表示为

$$u_{CM}\approx u_{NO}=\frac{U_{dc}}{3}\left(S_a+S_b+S_c\right)-\frac{U_{dc}}{2} \tag{1}$$

式中，S_a、S_b 和 S_c 为三相上桥臂的开关状态，1 代表开通、0 代表关断，一共有 8 种状态，对应 8 个电压矢量，其中零矢量 $\boldsymbol{u}_0$(S_a=S_b=S_c=0)和 $\boldsymbol{u}_7$(S_a=S_b=

S_c=1)产生的共模电压大小分别为$-U_{dc}/2$ 和 $U_{dc}/2$，非零矢量产生的共模电压大小为$\pm U_{dc}/6$。利用前向欧拉法对 PMSM 数学模型离散化，控制周期为 T_s，进一步得到 dq 轴下的数学模型，电流方程为

$$\begin{cases} i_d^{k+1}=i_d^k+\dfrac{T_s}{L_d}[u_d^k-R_s i_d^k+\omega_e L_q i_q^k] \\ i_q^{k+1}=i_q^k+\dfrac{T_s}{L_q}[u_q^k-R_s i_q^k-\omega_e L_d i_d^k-\omega_e \psi_f] \end{cases} \tag{2}$$

磁链和转矩方程分别为

$$\begin{cases} \psi_d^k=L_d i_d^k+\psi_f \\ \psi_q^k=L_q i_q^k \end{cases} \tag{3}$$

$$T_e=\frac{3}{2}n_p i_q^k[\psi_f+(L_d-L_q)i_d^k] \tag{4}$$

式中：u_d和 u_q、i_d和 i_q、ψ_d和 ψ_q分别为 dq 轴上的定子电压、电流和磁链；L_d、L_q为 dq 轴上的电感；R_s为定子电阻；ω_e为转子电角速度；ψ_f为永磁体磁链；T_e为电磁转矩；n_p为极对数；k 为当前时刻。

2 传统共模电压抑制算法

2.1 抑制共模电压的模型预测控制

为了减小电机共模电压幅值，文献[14]提出了 1 种 RCMV-MPC 算法，其设计思路为：弃用共模电压幅值大的零矢量，在 6 个非零矢量中得到初始矢量，然后将 6 个非零矢量作为备选第二矢量，通过评价函数选出矢量组合，同时考虑死区对共模电压的影响，当两相桥臂同时动作时，在第三相桥臂中增加 1 个死区时间，从而防止等效零矢量的产生，最后计算占空比，作用于逆变器。其调制范围为图 2 虚线所示，由于不能有效合成空白区域内的参考电压矢量，因此该算法的控制精度不高，电机的转矩存在较大波动。

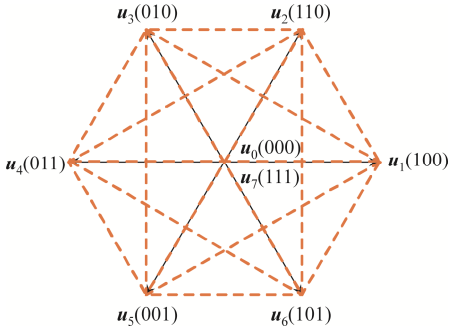


图 2 RCMV-MPC 中合成矢量

Fig. 2 Composite vector in RCMV-MPC

2.2 抑制共模电压和转矩脉动的模型预测脉冲序列控制

文献[15]提出了 1 种低共模电压和转矩脉动的 MP^{3}C 算法，在减小转矩脉动的同时降低了共模电压的大小。其算法原理为：弃用共模电压幅值最大的零矢量 $\boldsymbol{u}_0$和 $\boldsymbol{u}_7$，将 $\boldsymbol{u}_1$~$\boldsymbol{u}_6$作为备选矢量，通过评价函数式进行第一次电流预测选择初始矢量，评价函数式为

$$g=(i_d^*-i_d^{k+2})^2+(i_q^*-i_q^{k+2})^2 \tag{5}$$

式中：i_d^*和 i_q^*分别为 dq 轴的电流参考值；i_d^{k+2}和 i_q^{k+2}分别为 k+2 时刻的电流预测值。

确定初始矢量后，定义调制度为

$$m=\frac{\pi|\boldsymbol{u}_s|}{2U_{dc}} \tag{6}$$

式中：$|\boldsymbol{u}_s|$为上一控制周期合成电压矢量的幅值；U_{dc}为直流侧电压。根据当前的调制度进行脉冲序列设计，具体见表 1。序列 M 的调制范围如图 3(a)中的灰色区域所示，调制范围包括整个六边形区域，调制范围连续，但该序列作用时三相桥臂同时动作，开关频率较高；序列 N 的调制范围如图 3(b)中的灰色区域所示，线性调制范围为 2 个虚线圆内的圆环区域，对应调制度为 0.610<m<0.907[15]，序列 N

表 1 脉冲序列设计

Tab. 1 Designofpulse pattern

初始矢量	$m\geqslant$0.610	m<0.610
	脉冲序列 N	脉冲序列 M
$\boldsymbol{u}_1$	N$_1$:$\boldsymbol{u}_6$-$\boldsymbol{u}_1$-$\boldsymbol{u}_2$-$\boldsymbol{u}_1$-$\boldsymbol{u}_6$	M$_{11}$:$\boldsymbol{u}_1$-$\boldsymbol{u}_6$-$\boldsymbol{u}_4$-$\boldsymbol{u}_6$-$\boldsymbol{u}_1$ M$_{12}$:$\boldsymbol{u}_1$-$\boldsymbol{u}_2$-$\boldsymbol{u}_4$-$\boldsymbol{u}_2$-$\boldsymbol{u}_1$
$\boldsymbol{u}_2$	N$_2$:$\boldsymbol{u}_1$-$\boldsymbol{u}_2$-$\boldsymbol{u}_3$-$\boldsymbol{u}_2$-$\boldsymbol{u}_1$	M$_{21}$:$\boldsymbol{u}_2$-$\boldsymbol{u}_1$-$\boldsymbol{u}_5$-$\boldsymbol{u}_1$-$\boldsymbol{u}_2$ M$_{22}$:$\boldsymbol{u}_2$-$\boldsymbol{u}_3$-$\boldsymbol{u}_5$-$\boldsymbol{u}_3$-$\boldsymbol{u}_2$
$\boldsymbol{u}_3$	N$_3$:$\boldsymbol{u}_2$-$\boldsymbol{u}_3$-$\boldsymbol{u}_4$-$\boldsymbol{u}_3$-$\boldsymbol{u}_2$	M$_{31}$:$\boldsymbol{u}_3$-$\boldsymbol{u}_2$-$\boldsymbol{u}_6$-$\boldsymbol{u}_2$-$\boldsymbol{u}_3$ M$_{32}$:$\boldsymbol{u}_3$-$\boldsymbol{u}_4$-$\boldsymbol{u}_6$-$\boldsymbol{u}_4$-$\boldsymbol{u}_3$
$\boldsymbol{u}_4$	N$_4$:$\boldsymbol{u}_3$-$\boldsymbol{u}_4$-$\boldsymbol{u}_5$-$\boldsymbol{u}_4$-$\boldsymbol{u}_3$	M$_{41}$:$\boldsymbol{u}_4$-$\boldsymbol{u}_3$-$\boldsymbol{u}_1$-$\boldsymbol{u}_3$-$\boldsymbol{u}_4$ M$_{42}$:$\boldsymbol{u}_4$-$\boldsymbol{u}_5$-$\boldsymbol{u}_1$-$\boldsymbol{u}_5$-$\boldsymbol{u}_4$
$\boldsymbol{u}_5$	N$_5$:$\boldsymbol{u}_4$-$\boldsymbol{u}_5$-$\boldsymbol{u}_6$-$\boldsymbol{u}_5$-$\boldsymbol{u}_4$	M$_{51}$:$\boldsymbol{u}_5$-$\boldsymbol{u}_4$-$\boldsymbol{u}_2$-$\boldsymbol{u}_4$-$\boldsymbol{u}_5$ M$_{52}$:$\boldsymbol{u}_5$-$\boldsymbol{u}_6$-$\boldsymbol{u}_2$-$\boldsymbol{u}_6$-$\boldsymbol{u}_5$
$\boldsymbol{u}_6$	N$_6$:$\boldsymbol{u}_5$-$\boldsymbol{u}_6$-$\boldsymbol{u}_1$-$\boldsymbol{u}_6$-$\boldsymbol{u}_5$	M$_{61}$:$\boldsymbol{u}_6$-$\boldsymbol{u}_5$-$\boldsymbol{u}_3$-$\boldsymbol{u}_5$-$\boldsymbol{u}_6$ M$_{62}$:$\boldsymbol{u}_6$-$\boldsymbol{u}_1$-$\boldsymbol{u}_3$-$\boldsymbol{u}_1$-$\boldsymbol{u}_6$

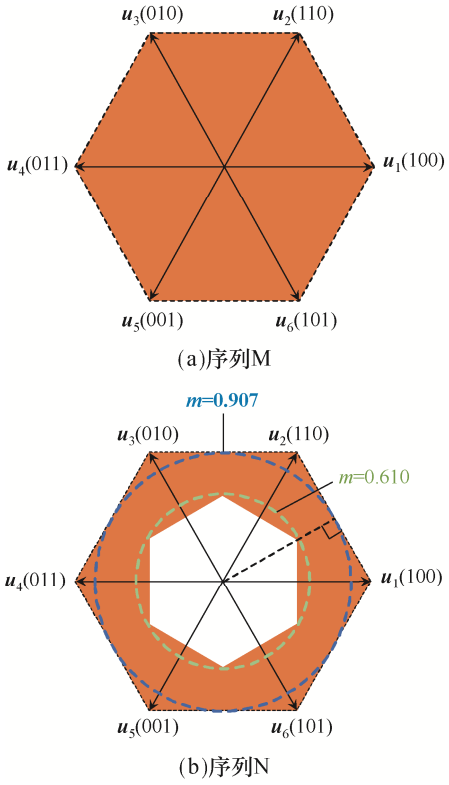


图 3　脉冲序列作用下合成矢量分布

Fig. 3 Composite vector distribution under effect of pulse pattern

作用时仅两相桥臂动作。规定调制度 m<0.610 时，选取序列 M，序列 M 中包含 2 个序列，基于无差拍原则计算各个矢量的作用时间后，通过评价函数选择最优的 1 个序列作用于逆变器；调制度 m≥0.610 时，选取序列 N，基于无差拍原则计算各个矢量的作用时间，作用于逆变器。因此，该方法在保证调制范围连续的情况下进一步减小了开关频率。

3　死区影响分析与改进

3.1　死区影响分析

3.1.1　死区对序列 N 的影响分析

MP^{3}C 算法中根据评价函数选择初始矢量，可能会出现非相邻且非相反矢量之间的切换。例如，初始矢量从 $\boldsymbol{u}_1$(100)切换到 $\boldsymbol{u}_3$(010)，则脉冲序列从 N_1:$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_6$ 切换至 N_3:$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_3$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_3$–$\boldsymbol{u}_2$，2 个序列的边界矢量从 $\boldsymbol{u}_6$(101)切换至 $\boldsymbol{u}_2$(110)，即非相邻且非相反的矢量之间切换时，会造成两相桥臂动作，死区时间内 B、C 相上下开关管全部关断，由反并联二极管进行续流，规定电流从逆变器流向电机方向为正，若此时 B、C 电流方向为 i_b<0、i_c<0，则 B、C 相通过二极管 D_3 和 D_5 续流，如图 4 所示。在死区时间内 U_{AO}=U_{BO}=U_{CO}=U_{dc}/2，等效为零矢量 $\boldsymbol{u}_7$(111)，产生幅值为 U_{dc}/2 的共模电压尖峰。

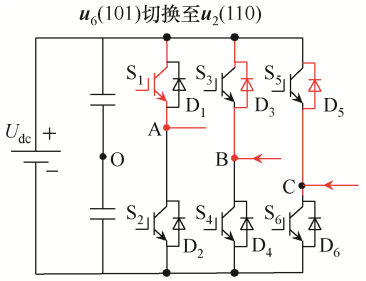


图 4　$\boldsymbol{u}_6$ 切换为 $\boldsymbol{u}_2$ 时死区时间内开关状态

Fig. 4 Switching state during dead-time when $\boldsymbol{u}_6$ is switched to $\boldsymbol{u}_2$

3.1.2　死区对序列 M 的影响分析

序列 M 之间切换时，同样可能会出现非相邻且非相反矢量之间的切换。例如，初始矢量从 $\boldsymbol{u}_1$(100)切换到 $\boldsymbol{u}_3$(010)，无论脉冲序列是从 M_{11}:$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_1$ 切换至 M_{31}:$\boldsymbol{u}_3$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_3$(或从 M_{12}:$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_1$ 切换至 M_{31}:$\boldsymbol{u}_3$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_3$、从 M_{11}:$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_1$ 切换至 M_{32}:$\boldsymbol{u}_3$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_3$、从 M_{12}:$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_1$ 切换至 M_{32}:$\boldsymbol{u}_3$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_3$)，边界矢量都是从 $\boldsymbol{u}_1$(100)切换到 $\boldsymbol{u}_3$(010)，死区时间内产生的等效电压矢量由 A、B 两相电流方向决定，若此时 i_a>0、i_b>0，则其等效电压矢量为 $\boldsymbol{u}_0$(000)，同样会在死区时间内产生幅值为−U_{dc}/2 的共模电压尖峰。

与序列 N 不同的是，序列 M 内部也可能会受到死区的影响进而产生共模电压尖峰。以序列 M_{11}:$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_1$ 为例进行说明，由于序列 M 内部存在非相邻且非相反矢量的切换，即 $\boldsymbol{u}_6$(101)切换至 $\boldsymbol{u}_4$(011)或者 $\boldsymbol{u}_4$(011)切换至 $\boldsymbol{u}_6$(101)时，若此时 A、B 相电流方向为 i_a<0、i_b<0，则同样在死区时间内产生等效零矢量 $\boldsymbol{u}_7$(111)，进而产生共模电压尖峰。

3.2　考虑死区效应的脉冲序列优化设计

基于第 3.1 节，对序列 N 和序列 M 进行改进。

3.2.1 对序列 N 的改进

根据当前电流方向划分 6 个电流扇区[13]，见表 2，在不同的电流扇区 S 下，序列之间切换时在死区时间会产生等效零矢量的组合见表 3。当前电流扇区限制会产生等效零矢量的脉冲序列之间的切换，从而避免了共模电压尖峰的产生。在电流过零点附近，由于电流纹波的影响，可能会出现电流扇区判断错误的问题[13]，因此规定当电流幅值小于 δ 时，禁用表中所有可能会产生共模电压尖峰的序列之间的切换。

表 2 电流扇区划分

Tab. 2 Current sector division

三相电流方向	S	三相电流方向	S
$i_a>0,i_b<0,i_c>0$	1	$i_a<0,i_b>0,i_c<0$	4
$i_a>0,i_b<0,i_c<0$	2	$i_a<0,i_b>0,i_c>0$	5
$i_a>0,i_b>0,i_c<0$	3	$i_a<0,i_b<0,i_c>0$	6

表 3 产生等效零矢量的序列 N 切换

Tab. 3 Pattern N switching for generating equivalent zero vector

S	切换序列	等效零矢量	S	切换序列	等效零矢量
1	N_2–N_6 N_6–N_2	$\boldsymbol{u}_0$	2	N_3–N_1 N_1–N_3	$\boldsymbol{u}_7$
3	N_2–N_4 N_4–N_2		4	N_3–N_5 N_5–N_3	
5	N_4–N_6 N_6–N_4		6	N_5–N_1 N_1–N_5	

3.2.2 对序列 M 的改进

针对序列 M，由于序列内部存在非相邻且非相反矢量间的切换，由 3.1 节的分析可知，在某些电流扇区下，必定会产生共模电压尖峰。现对序列 M 重新设计，见表 4。重新设计前后可调制范围不变，如图 3(a)所示，同时开关频率保持不变。重新设计后脉冲序列内部为相邻矢量，不存在内部非相邻且非相反矢量间的切换。同样重新设计后的序列 M 不同序列之间切换时，根据表 5 禁用在相应电流扇区下会产生共模电压尖峰的脉冲序列之间的切换。

表 4 改进脉冲序列设计

Tab. 4 Improved design of pulse pattern

初始矢量	$m\geqslant0.610$	$m<0.610$
	脉冲序列 N	脉冲序列 M
$\boldsymbol{u}_1$	N_1:$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_6$	M_{11}:$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_5$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_2$ M_{12}:$\boldsymbol{u}_3$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_3$
$\boldsymbol{u}_2$	N_2:$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_3$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_1$	M_{21}:$\boldsymbol{u}_3$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_3$ M_{22}:$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_3$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_3$–$\boldsymbol{u}_4$
$\boldsymbol{u}_3$	N_3:$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_3$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_3$–$\boldsymbol{u}_2$	M_{31}:$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_3$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_3$–$\boldsymbol{u}_4$ M_{32}:$\boldsymbol{u}_5$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_3$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_3$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_5$
$\boldsymbol{u}_4$	N_4:$\boldsymbol{u}_3$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_5$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_3$	M_{41}:$\boldsymbol{u}_5$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_3$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_3$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_5$ M_{42}:$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_5$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_3$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_5$–$\boldsymbol{u}_6$
$\boldsymbol{u}_5$	N_5:$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_5$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_5$–$\boldsymbol{u}_4$	M_{51}:$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_5$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_3$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_5$–$\boldsymbol{u}_6$ M_{52}:$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_5$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_5$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_1$
$\boldsymbol{u}_6$	N_6:$\boldsymbol{u}_5$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_5$	M_{61}:$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_5$–$\boldsymbol{u}_4$–$\boldsymbol{u}_5$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_1$ M_{62}:$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_5$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_2$

表 5 产生等效零矢量的序列 M 切换

Tab. 5 Pattern M switching for generating equivalent zero vector

S	切换序列	等效零矢量	S	切换序列	等效零矢量
1	M_{52}, M_{61}–M_{32}, M_{41} M_{32}, M_{41}–M_{52}, M_{61}	$\boldsymbol{u}_0$	2	M_{11}, M_{62}–M_{42}, M_{51} M_{42}, M_{51}–M_{11}, M_{62}	$\boldsymbol{u}_7$
3	M_{52}, M_{61}–M_{12}, M_{21} M_{12}, M_{21}–M_{52}, M_{61}		4	M_{11}, M_{62}–M_{22}, M_{31} M_{22}, M_{31}–M_{11}, M_{62}	
5	M_{12}, M_{21}–M_{32}, M_{41} M_{32}, M_{41}–M_{12}, M_{21}		6	M_{22}, M_{31}–M_{42}, M_{51} M_{42}, M_{51}–M_{22}, M_{31}	

另外，当参考电压矢量位于电压扇区边缘时，序列 M 可能会产生等效零矢量($\boldsymbol{u}_0$(000)或 $\boldsymbol{u}_7$(111))，电压扇区划分如图 5 所示，图中 t_d 为死区时间。定义基本电压矢量 $\boldsymbol{u}_1$ 所在位置为 0°，逆时针旋转 60°为 1 个电压扇区，共 6 个电压扇区。以序列 M_{11}: $\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_5$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_2$ 为例进行说明，当参考电压矢量位于电压扇区Ⅵ并靠近电压矢量 $\boldsymbol{u}_1$(100)时，若 $\boldsymbol{u}_6$(101)的作用时间过短且小于 $2t_d$，则在 $\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_5$ 切换过程中的三相开关管波形如图 6 所示。由于开关管导通、关断延迟和死区的影响，在阴影部分内出现 A、C 相上下开关管同时关断的情况，若此时 A、C 相电流满足 $i_a>0$、$i_c>0$，则 $U_{AO}=U_{BO}=U_{CO}=-U_{dc}/2$，在阴影部分内出现幅值为

$-U_{dc}/2$ 的共模电压尖峰。在 1 个控制周期内电流变化很小，假设电流的方向不发生改变，在 $\boldsymbol{u}_5$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_1$ 切换过程中同样会出现共模电压尖峰，需要对序列 M 作进一步修正。而对于序列 N，则不存在这种情况，以序列 N_{11}:$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_6$ 为例，由于初始矢量为 $\boldsymbol{u}_1$(100)，故 $\boldsymbol{u}_1$(100)作用时间远大于 $2t_d$；$\boldsymbol{u}_2$(110)作用时，其他两相开关在 B 相开关期间不动作，且导通信号极性相反，故 $\boldsymbol{u}_2$(110)不会造成共模电压尖峰。

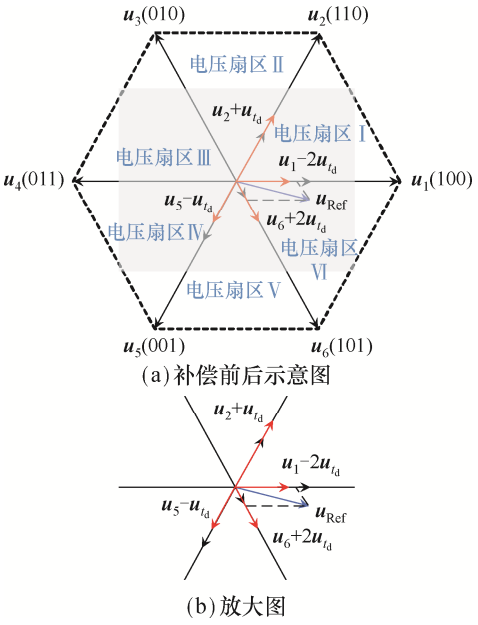


图 5　死区时间修正措施

Fig. 5 Dead-time correction measure

现对序列 M 内部各个矢量作用时间进行修正，以 M_{11}:$\boldsymbol{u}_2$–$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_5$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_2$ 为例，$\boldsymbol{u}_1$(100)、$\boldsymbol{u}_2$(110)、$\boldsymbol{u}_5$(001)和 $\boldsymbol{u}_6$(101)的原作用时间分别为 T_1、T_2、T_5、T_6，修正矢量 $\boldsymbol{u}_6$(101)的作用时间大于 $2t_d$ 以确保不会出现两相桥臂的死区时间重合，从而消除共模电压尖峰，补偿前后的示意图如图 5 所示，蓝色箭头为参考电压矢量，黑色为补偿前各个矢量作用时间，红色为补偿后各个矢量作用时间，图 5(b)为图 5(a)灰色区域放大图。

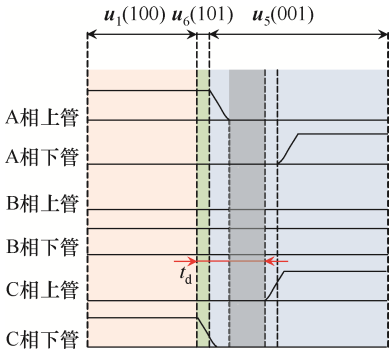


图 6　$\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_5$ 切换过程

Fig. 6 Switching process of $\boldsymbol{u}_1$–$\boldsymbol{u}_6$–$\boldsymbol{u}_5$

当矢量 $\boldsymbol{u}_6$ 作用时间小于 $2t_d$ 时，保证修正前后参考电压大小和方向不变的前提下，各个矢量作用时间修正为 $T_1'=T_1-2t_d$、$T_2'=T_2+t_d$、$T_5'=T_5-t_d$、$T_6'=T_6+2t_d$。序列 M 中的其他序列修正方式以此类推。修正前后合成电压矢量方向和大小保持不变，故不会影响电流预测控制效果。

3.3　所提算法的实现

所提算法实现的流程如图 7 所示，包括以下步骤。

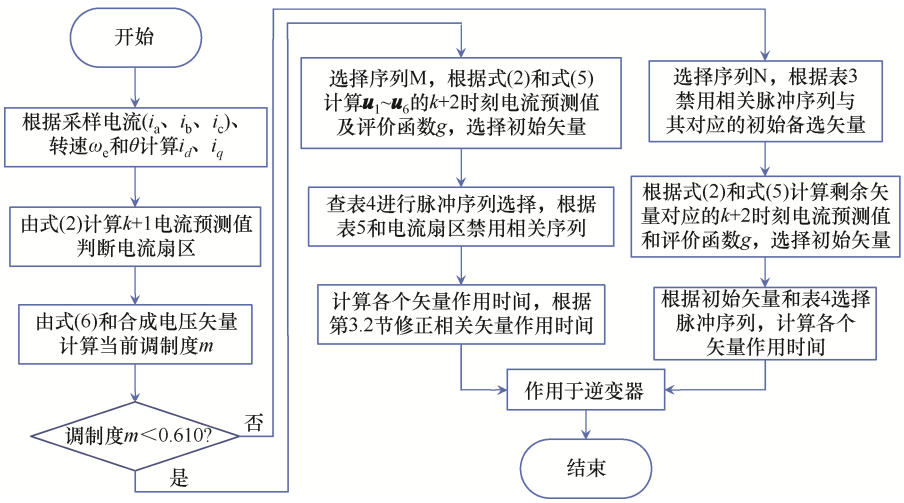


图 7　所提算法流程

Fig. 7 Flow chart of proposed algorithm

(1)根据采样三相电流(i_a、i_b、i_c)、转速 ω_e 及转子位置角 θ 计算 i_d、i_q。

(2)根据当前电流大小和式(2)预测下一时刻电流方向确定当前电流扇区，由式(6)和上一个控制周期作用的合成电压矢量计算调制度 m。

(3)调制度 m<0.610 时，选取序列 M，根据式(2)和式(5)计算 $\boldsymbol{u}_1$~$\boldsymbol{u}_6$ 对应的 k+2 时刻电流预测值及评价函数 g 选择初始矢量。查表 4 进行脉冲序列选择，同时根据表 5 和当前电流扇区禁用会产生共模电压尖峰的序列。基于电流无差拍原则计算各个矢量作用时间，根据第 3.2 节修正措施对相关矢量作用时间进行修正。

(4)调制度 m>0.610 时，选取序列 N，根据表 3 禁用会产生共模电压尖峰序列对应的初始备选矢量，根据式(2)和式(5)计算剩余矢量对应的 k+2 时刻电流预测值及评价函数 g，选取初始矢量。基于电流无差拍原则计算初始矢量对应脉冲序列中各个矢量的作用时间。

4 实验结果及分析

基于 TMS320F28335 和三相 PMSM 实验平台，分别对 RCMV-MPC、MP^{3}C 及所提算法进行了实验对比分析，3 种算法都将 k+1 时刻的电流预测值作为初始值预测 k+2 时刻的电流值，实现模型预测控制一拍延时误差的补偿。实验平台参数见表 6，δ 设为 0.8 A、控制频率为 8 kHz。

表 6 实验平台参数

Tab. 6 Parameters of experimental platform

参数	数值
直流侧电压 U_{dc}/V	260
d 轴电感 L_d/mH	6.24
q 轴电感 L_q/mH	6.24
定子电阻 R_s/Ω	0.71
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.421
额定功率 P_e/kW	3.6
极对数 n_p	4
转子惯量 J/(kg·m^2)	0.008

图 8 给出了 RCMV-MPC、MP^{3}C 和所提算法的实验波形，并给出了稳态 500 r/min 和 800 r/min 下的电流放大图。转速给定为 0~2 s 斜坡上升到 500 r/min；2~5 s 保持不变；5~7 s 斜坡上升到 800 r/min；7~10 s 保持不变，负载转矩为 7 N·m。其中转速为 0~500 r/min 对应调制度 m<0.610，对于 MP^{3}C 和所提算法，选择序列 M；转速为 500~800 r/min 对应调制度 m>0.610，对于 MP^{3}C 和所提算法，选择序列 N。从图 8 可以看出，RCMV- MPC 算法转矩脉动最大，所提算法在低速阶段相对于 MP^{3}C 算法转矩脉动和电流 THD 略有增加、在高速阶段和 MP^{3}C 算法接近。为了验证所提算法的共模电压抑制效果，图 9~

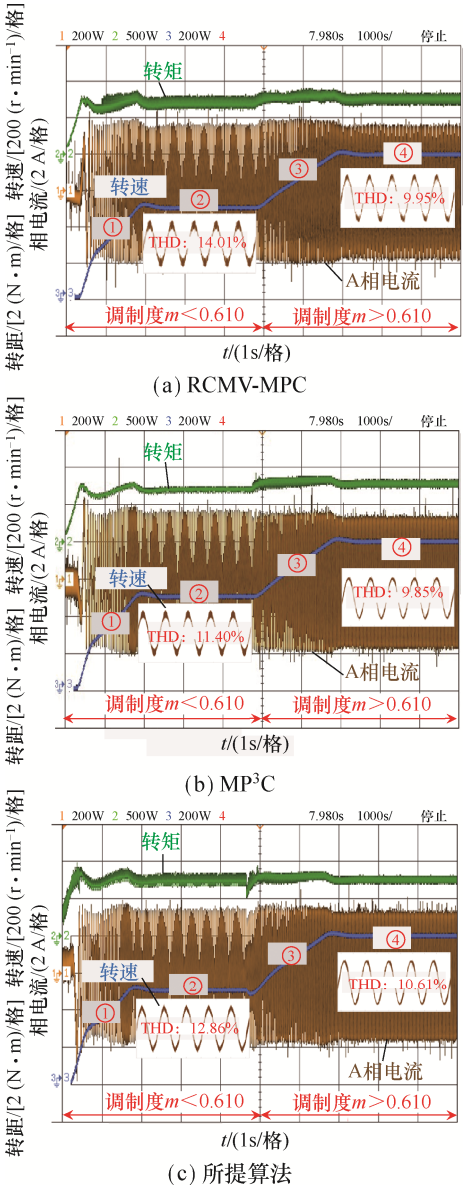
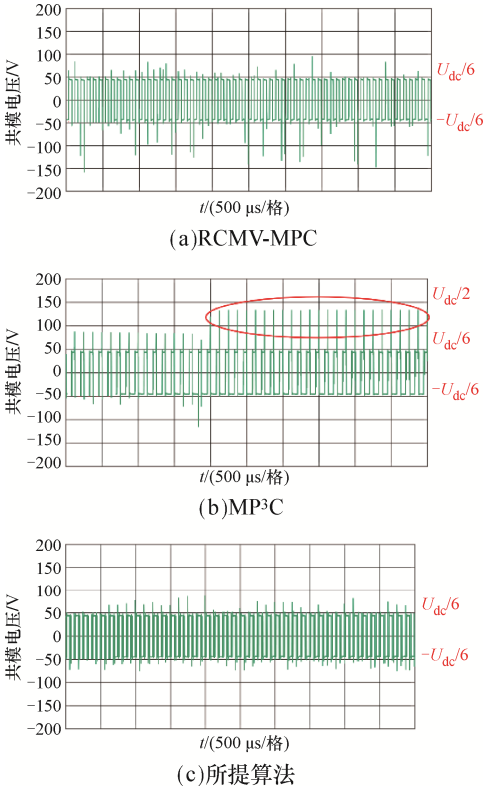


图 8 3 种算法的实验波形

Fig. 8 Experimental waveforms of three algorithms

图 12 给出了图 8 中 4 处标记附近的共模电压波形。由于所提算法是对 MP^{3}C 算法进行的改进，所以分别对优化前后序列 M 和序列 N 在动态和稳态情况下共模电压的抑制效果进行分析。从图 9~图 12 可以看出，MP^{3}C 算法共模电压幅值最大为$\pm U_{dc}/2$，这是因为 MP^{3}C 算法中，序列 M 由于序列之间的边界矢量和序列内部存在非相邻且非相反矢量之间的切换，在某些的电流扇区下，动态和稳态工况下均会出现共模电压尖峰；而序列 N 在动态时由于序列之间的边界矢量存在非相邻且非相反矢量之间的切换也会出现共模电压尖峰。所提算法考虑了死区的影响，将共模电压幅值抑制到$\pm U_{dc}/6$，在动态和稳态情况下消除了共模电压尖峰。



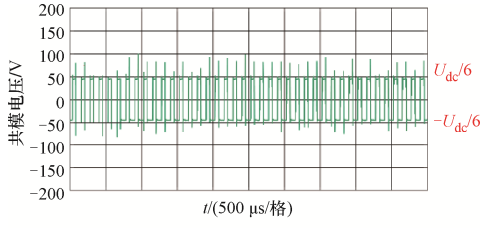
(a)RCMV-MPC

(b)MP^{3}C

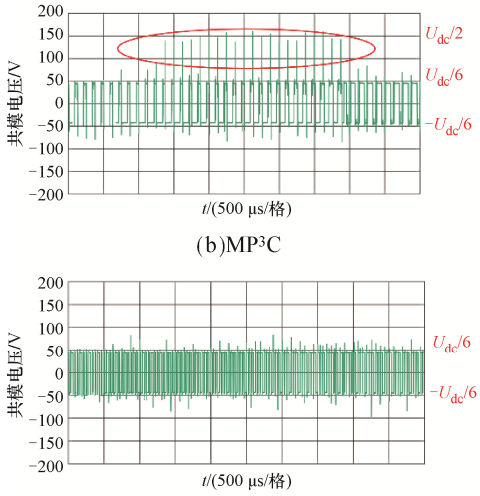
(c)所提算法

图 9　标记①处的共模电压波形

Fig. 9 Common-mode voltage waveforms at mark①



(a)RCMV-MPC

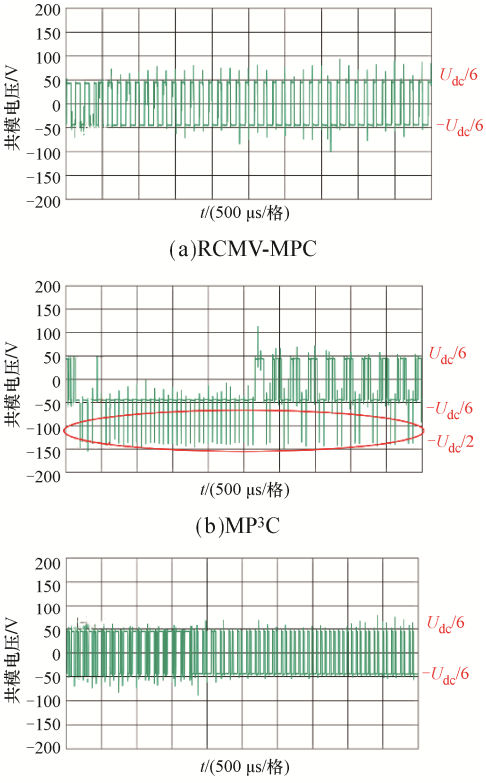


(b)MP^{3}C

(c)所提算法

图 10　标记②处的共模电压波形

Fig. 10 Common-mode voltage waveforms at mark②



(a)RCMV-MPC

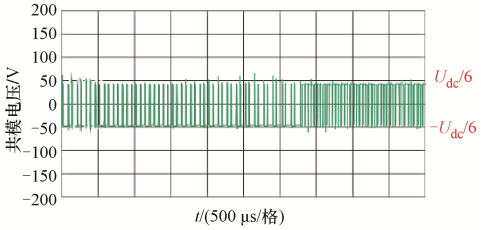
(b)MP^{3}C

(c)所提算法

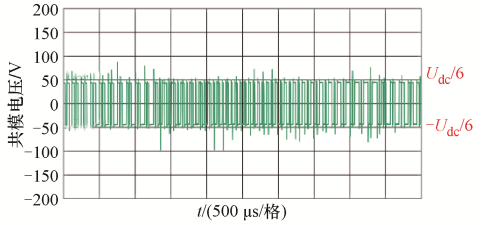
图 11　标记③处的共模电压波形

Fig. 11 Common-mode voltage waveforms at mark③

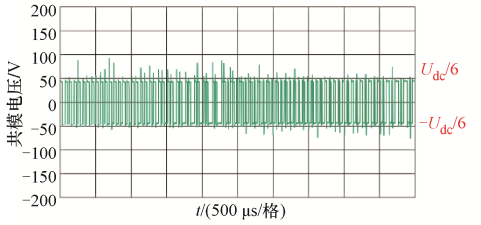
图 13 给出了在不同的转速下 RCMV-MPC、MP^{3}C 和所提算法的 A 相电流 THD 和转矩脉动随转速变化的曲线，3 种算法的综合性能对比见表 7。上述实验结果表明，所提算法在消除共模电压尖峰的同时，电流 THD 和转矩脉动变化不明显，介于



(a)RCMV-MPC



(b)MP³C

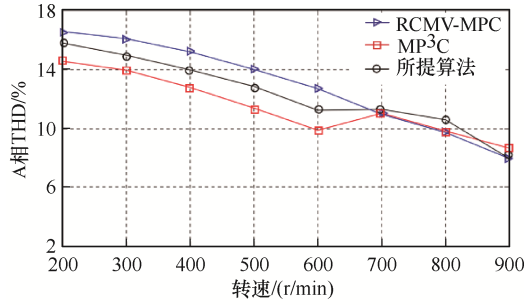


(c)所提算法

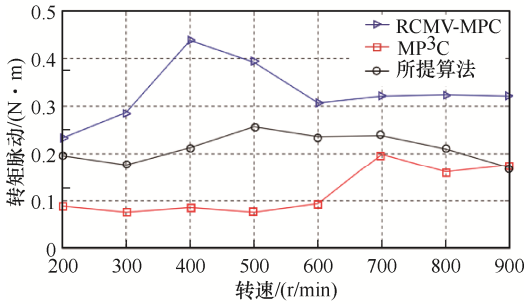
图 12 标记④处的共模电压波形

Fig. 12 Common-mode voltage waveforms at mark④

RCMV-MPC 和 MP³C 算法之间。



(a)电流THD



(b)转矩脉动

图 13 电流 THD 和转矩脉动随转速变化曲线

Fig. 13 Curvesof current THD and torque ripple varying with speed

表 7 3 种算法综合性能对比

Tab. 7 Comparison of comprehensive performance among three algorithms

算法	控制频率/kHz	电流 THD/%		转矩脉动/(N·m)		死区时间内的共模电压尖峰
		500 r/min	800 r/min	500 r/min	800 r/min	
RCMV-MPC	8	14.01	9.80	0.392	0.324	无
MP³C	8	11.40	9.85	0.076	0.161	有
所提算法	8	12.86	10.61	0.257	0.210	无

5 结论

针对传统 MP³C 算法因死区效应产生共模电压尖峰的问题，提出了 1 种改进的模型预测脉冲序列控制算法，其通过电流扇区对序列切换进行限制，同时限制相关矢量的最小作用时间，从而抑制了共模电压尖峰；并对 RCMV-MPC、MP³C 和所提算法进行了实验对比。实验结果证明了所提方法的有效性，并得出以下结论。

(1)所提算法消除了死区时间造成的共模电压尖峰，在线性调制度范围内能够将共模电压幅值抑制在±U_{dc}/6。

(2)在某些电流扇区下由于禁用了会产生共模电压尖峰的序列，可能会选择非最优脉冲序列，对电流 THD 和转矩脉动有一定影响。所提算法电流 THD 和转矩脉动介于 RCMV-MPC 和 MP³C 算法之间，在高速情况下性能和 MP³C 几乎持平。在综合考虑转矩脉动、电流 THD 和共模电压尖峰时，所提算法是 1 个很好的折中方案。

参考文献：

[1] Gulez K, Adam A A. High-frequency common-mode modeling of permanent magnet synchronous motors [J].

IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2008, 50(2): 423-426.

[2] 姚骏, 刘瑞阔, 尹潇. 永磁同步电机三矢量低开关频率模型预测控制研究[J]. 电工技术学报, 2018, 33(13): 2935-2945.
Yao Jun, Liu Ruikuo, Yin Xiao. Research on 3-vector model predictive control with low switching frequency of permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(13): 2935-2945. (in Chinese)

[3] Han Yaofei, Gong Chao, Yan Liming, et al. Multi-objective finite control set model predictive control using novel delay compensation technique for PMSM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 11193-11204.

[4] 吕帅帅, 林辉, 马冬麒. 基于最优占空比调制的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(S1): 35-42.
Lü Shuaishuai, Lin Hui, Ma Dongqi. Direct torque control for permanent magnet synchronous motor with optimal duty cycle control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(S1): 35-42. (in Chinese)

[5] Zhang Yongchang, Yang Haitao. Two-vector-based model predictive torque control without weighting factors for induction motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1381-1390.

[6] Kang S W, Soh J H, Kim R Y. Symmetrical three-vector-based model predictive control with deadbeat solution for IPMSM in rotating reference frame [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(1): 159-168.

[7] 尹靖元, 金新民, 杨捷, 等. 开绕组电机驱动用双三电平逆变器的共模电压差抑制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(15): 178-186.
Yin Jingyuan, Jin Xinmin, Yang Jie, et al. The differential common mode voltage elimination of dual three-level converter for open-end winding motor drives [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(15): 178-186. (in Chinese)

[8] Costello M J. Shaft voltages and rotating machinery [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1993, 29(2): 419-426.

[9] MacDonald D, Gray W. PWM drive related bearing film [J]. IEEE Industry Applications Magazine, 1999, 5(4): 41-47.

[10] 裴雪军, 张凯, 康勇, 等. PWM 逆变器共模干扰电流的衰减和抑制[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 80-84.
Pei Xuejun, Zhang Kai, Kang Yong, et al. Damping and suppression of common mode interference currents in PWM inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(11): 80-84. (in Chinese)

[11] 高强, 徐殿国. PWM 逆变器输出端共模与差模电压 d*v*/d*t* 滤波器设计[J]. 电工技术学报, 2007, 22(1): 79-84.
Gao Qiang, Xu Dianguo. Design of common-mode and differential-mode voltage d*v*/d*t* filter at PWM inverter output terminals [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(1): 79-84. (in Chinese)

[12] Vargas R, Rodriguez J, Rojas C A, et al. Predictive control of an induction machine fed by a matrix converter with increased efficiency and reduced common-mode voltage[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(2): 473-485.

[13] Guo Leilei, Jin Nan, Gan Chun, et al. An improved model predictive control strategy to reduce common-mode voltage for two-level voltage source inverters considering dead-time effects [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5): 3561-3572.

[14] Kwak S, Mun S K. Model predictive control methods to reduce common-mode voltage for three-phase voltage source inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 5019-5035.

[15] 李佳耀, 宋文胜, 刘碧, 等. 低转矩脉动和共模电压的永磁同步电机模型预测脉冲序列控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(11): 4189-4199.

Li Jiayao, Song Wensheng, Liu Bi, et al. Model predictive pulse pattern control of permanent magnet synchronous motor with low torque ripple and common mode voltage [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(11): 4189-4199. (in Chinese)

[16] Huang Jin, Li Kaicheng. Eliminating common-mode voltage spikes caused by dead-time effect in three-phase inverters through symmetrical rotation reverse carriers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 6056-6067.

[17] 姚景昆, 齐山成, 柴世俊. 中压电机驱动系统前端并网MMC共模电压抑制[J]. 电源学报, 2024,22(6):280-287.
Yao Jingkun, Qi Shancheng, Chai Shijun. Grid-connected MMC common-mode voltage suppression at front end of medium-voltage motor driving system [J]. Journal of Power Supply, 2024,22(6):280-287. (in Chinese)



王德顺

作者简介：

王德顺(1982—)，男，博士，教授级高工。研究方向：新能源储能技术，新能源轨道机车。E-mail：wangdeshun@epri.sgcc.com.cn。

吴运强(1999—)，男，通信作者，硕士。研究方向：永磁同步电机控制技术。E-mail：yunqiangwu@my.swjtu.edu.cn。

王开毅(1985—)，男，学士，中级工程师。研究方向：新能源移动装备关键技术的研究与开发。E-mail：wangkaiyi@epri.sgcc.com.cn。

李佳耀(1994—)，男，博士。研究方向：永磁同步电机控制技术。E-mail：lijiayao@my.swjtu.edu.cn。

戴正洲(1996—)，男，学士，助理工程师。研究方向：新能源储能技术研究，嵌入式软件开发。E-mail：daizhengzhou@epri.sgcc.com.cn。

李晓亮(1996—)，男，学士。研究方向：新能源储能电气设备研究与开发。E-mail：lixiaoliang@epri.sgcc.com.cn。

(责任编辑：孙美菊)



公益广告来源：央视网