

DOI:10.3969/j.issn.1003-5060.2026.03.004

基于拓展矢量组 MPC 的 PMSM 传导干扰抑制研究

樊彦恩¹, 俞凯杰², 薛大伟², 常九健²

(1. 中国科学技术大学 计算机科学与技术学院, 安徽 合肥 230026; 2. 合肥工业大学 汽车与交通工程学院, 安徽 合肥 230009)

摘要:永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)驱动系统是电动汽车中最大的传导干扰来源。在考虑死区的影响后,传统单、双矢量模型预测电流控制在不使用零矢量的情况下依然存在共模电压尖峰,而增加抑制共模电压尖峰的约束会导致输出电流谐波增加。为此,文章提出一种基于拓展非零矢量组的有限集模型预测控制(model predictive control, MPC)方法,使用 6 组相邻的 3 个非零矢量作为备选矢量来扩大矢量合成范围,并合理安排矢量作用顺序,结合无差拍和调制的方法优化矢量作用时间,最后通过约束矢量作用时间和矢量组作用顺序,在消除共模电压尖峰的同时优化输出电流质量。仿真和实验结果证明了文章所提方法的有效性。

关键词:电动汽车;永磁同步电机(PMSM);死区;模型预测电流控制;共模电压;畸变率

中图分类号:U469.72 **文献标志码:**A **文章编号:**1003-5060(2026)03-0309-08

Research on conducted EMI suppression of PMSM based on extended vector set MPC

FAN Yanen¹, YU Kaijie², XUE Dawei², CHANG Jiujian²

(1. School of Computer Science and Technology, University of Science and Technology of China, Hefei 230026, China; 2. School of Automobile and Traffic Engineering, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: The permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive system is the largest source of conducted interference in electric vehicles. After considering the impact of deadband, the traditional single-vector and dual-vector model predictive current control methods still exhibit common-mode voltage spikes when zero vectors are not utilized. Moreover, imposing constraints to suppress these spikes results in increased output current harmonics. To address this challenge, a finite set model predictive control (MPC) method based on extended vector groups is proposed. This method employs six groups of adjacent three non-zero vectors as alternative options to widen the range of vector synthesis. Additionally, it involves the rational arrangement of vector action sequences, the optimization of vector action times using space vector modulation and pulse width modulation techniques, and ultimately, the constraint of vector action times and vector group action sequences. This approach aims to eliminate common-mode voltage spikes while optimizing output current quality. Both simulation and experimental results validate the effectiveness of the proposed method.

Key words: electric vehicle; permanent magnet synchronous motor (PMSM); deadband; model predictive current control; common-mode voltage; total harmonic distortion (THD)

随着汽车向智能化与电气化发展,越来越多的敏感电子器件被应用于汽车中。永磁同步电机驱动系统中高速跳变的电流和电压,会在电路寄

收稿日期:2024-02-28;修回日期:2024-04-21

基金项目:安徽省重点研究与开发计划资助项目(202304a05020076)

作者简介:樊彦恩(1985—),女,河北石家庄人,中国科学技术大学高级工程师;

常九健(1984—),男,河北张家口人,博士,合肥工业大学副研究员,硕士生导师,通信作者, E-mail: changjiujian@hfut.edu.cn.

生参数作用下产生严重的电磁干扰,并耦合作用至各个电子器件,影响汽车系统的通讯与控制^[1-2]。目前,为缓解电动汽车的里程焦虑并提升电机驱动效率,800 V 高压平台已成为新的发展趋势,而高压平台下的传导干扰抑制也成为当前研究的热点^[3]。

对 PMSM 驱动系统电磁干扰的抑制通常从切断干扰耦合途径和抑制干扰源本身两方面入手。无源滤波器是切断干扰耦合途径的常用手段,可以通过对干扰源阻抗的提取和噪声的频域分析来设计滤波器的参数结构^[4-5]。无论是滤波还是寄生参数消除,都高度依赖于电路参数,且这类方法本身的引入也可能带来新的寄生参数问题。

在高压、高功率平台下,从干扰源抑制传导干扰是一种适应性强且有效的方法。三电平逆变器可以通过改进拓扑结构来抑制干扰源,其能提供额外的零电平以减小共模电压的跳变,具有较高的设计自由度;但由于存在冗余的电压矢量,其控制更为复杂,同时需要对外围电路进行重新设计和调试^[6-7]。

优化调制策略是另一种从干扰源抑制干扰的简易高效方法。在三相逆变器中,零矢量对应的共模电压幅值最大,通常可通过非零矢量合成零矢量,以消除调制过程中的零矢量,从而降低共模电压的平均幅值^[8]。模型预测控制(model predictive control, MPC)因其响应快速、控制简单,已成为电机控制的研究热点^[9-10]。文献[11]改进了矢量预选方法,通过增加第 7 扇区来避免因电流方向误判导致的共模电压尖峰消除失效,但由于每个周期仅使用 1 个矢量,在控制小电感电机时输出电流的畸变率(total harmonic distortion, THD)较大;文献[12-14]研究了在 1 个周期内使用 2 个非零矢量来扩展矢量范围,通过约束矢量作用顺序与时间,降低了共模电压幅值并改善了输出电流质量,但仅使用 2 个有效矢量且基于 q 轴无差拍控制,其矢量选择仍有进一步优化的空间;文献[15]在每个周期中使用相反的非零矢量替代零矢量,理论上可合成任意大小与方向的矢量,但由于每个周期需经历 4 个开关状态,限制了该方法在高开关频率场合的应用。

目前,在考虑死区效应的应用于 PMSM 的 MPC 研究中,能够同时兼顾共模电压尖峰抑制与输出电流质量的研究较为有限。鉴于此,本文提出了一种基于拓展三矢量组的 MPC 方法,通过

优化矢量预选和时间计算来实现上述目标。最后通过仿真和实验分析验证该方法的有效性。

1 PMSM 共模电压和死区效应分析

1.1 三相两电平逆变器共模电压

电动汽车电驱动系统输出侧共模电压一般定义为电机中性点对地电压 U_{NO} ,三相三桥臂逆变器拓扑如图 1 所示。

根据基尔霍夫定律可得:

$$U_{cm} = U_{NO} = \frac{1}{3}(U_{UO} + U_{VO} + U_{WO}) \quad (1)$$

其中: U_{UO} 、 U_{VO} 、 U_{WO} 为各桥臂中点的对地电压; U_{NO} 为负载中性点对地电压。由于电机中性点对地电压不易测量,可选择测量逆变器三相相电压,再根据式(1)计算得到。

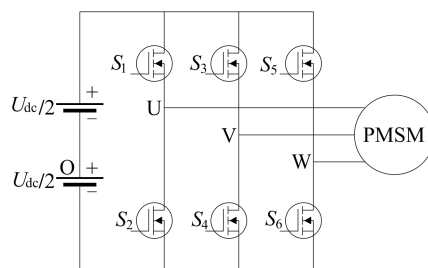


图 1 三相三桥臂逆变器拓扑结构

每个桥臂开关采用互补开关方式:上桥臂开关导通、下桥臂关断则为状态 1,其对应的桥臂中点电压为 $U_{dc}/2$;反之则为状态 0,其对应的桥臂中点电压为 $-U_{dc}/2$ 。定义开关状态函数 S_i 为:

$$S_i = \begin{cases} 1, \\ 0 \end{cases} \quad (2)$$

$$U_{iO} = \frac{U_{dc}}{2}(2S_i - 1) \quad (3)$$

其中, i 代表 U、V、W。

根据开关状态函数可知,三相逆变器一共有 8 种开关状态,根据式(1)、式(3)可以得到各开关状态(电压矢量)对应的共模电压值,见表 1 所列。

表 1 各电压矢量对应的共模电压

电压矢量	共模电压/V	电压矢量	共模电压/V
000	$-U_{dc}/2$	011	$U_{dc}/6$
100	$-U_{dc}/6$	001	$-U_{dc}/6$
110	$U_{dc}/6$	101	$U_{dc}/6$
010	$-U_{dc}/6$	111	$U_{dc}/2$

从表 1 可以看出,当选择非零电压矢量时共模电压仅为 $\pm U_{dc}/6$,即在控制中不选择零矢量可以有效减小共模电压的幅值。

1.2 死区效应

理想和实际的开关信号及对应电压如图 2 所示。理想逆变器任一桥臂的上、下开关信号互补，而由于非理想开关器件在门极收到关断信号后不能立刻进入关断状态，为了避免上、下桥臂同时导通造成短路，在每个桥臂的开关时刻加入死区，即当任一桥臂的一个开关关断时，另一开关等待死区时间结束后再开启。

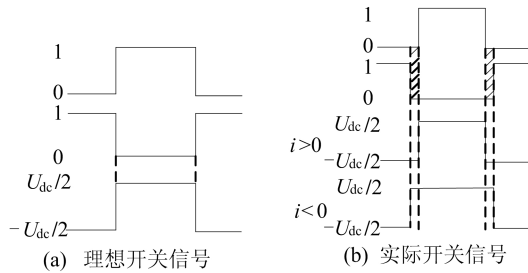


图 2 理想和实际的开关信号及对应电压

死区时的电流流向如图 3 所示。由图 2、图 3 可知处于死区时电流通过二极管续流：① 当电流 $i > 0$ 时，电流通过下桥臂续流二极管，此时输出相电压为 $-U_{dc}/2$ ；② $i < 0$ 时，电流通过上桥臂续流二极管，输出相电压为 $U_{dc}/2$ 。即在死区时间内桥臂输出电压大小与桥臂开关状态无关，而是由电流流向决定。

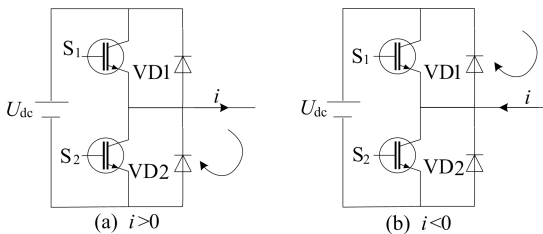


图 3 死区时的电流流向分析

因此，即使避免使用零矢量，由于死区效应，依然可能会出现 $\pm U_{dc}/2$ 的共模电压尖峰情况。

第 1 种情况如图 4 所示，发生在同一时刻有大于 1 相的开关动作时。以从 010 状态切换至 001 状态为例，当 $i_a < 0, i_b > 0, i_c > 0$ 时，由于死区效应，三相相电压均为 $-U_{dc}/2$ ，根据式(1)，共模电压为 $-U_{dc}/6$ 。

第 2 种情况如图 5 所示，由于有效矢量作用时间过短，即使在同一时刻仅有 1 相开关闭作时也可能发生。以 101 状态转换至 100 状态再转至 110 状态为例，当 $i_b < 0, i_c < 0$ 且 100 状态的作用时间小于 2 倍的死区时间，101 状态转换至 100 状态时，W 相的相电压因为死区效应输出为

$U_{dc}/2$ 且会持续至 V 相开关闭作，而 V 相也因死区效应被上桥臂续流二极管钳位至 $U_{dc}/2$ ，U 相一直保持高电平，输出相电压保持为 $U_{dc}/2$ ，故由式(1)可知，此时出现了 $U_{dc}/2$ 的共模电压尖峰。

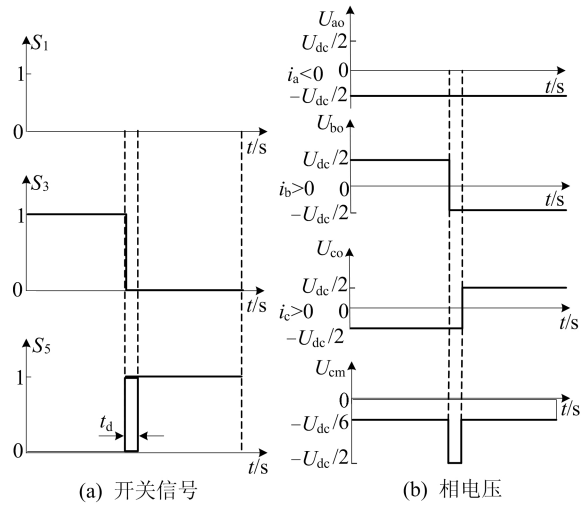


图 4 多相开关闭作分析

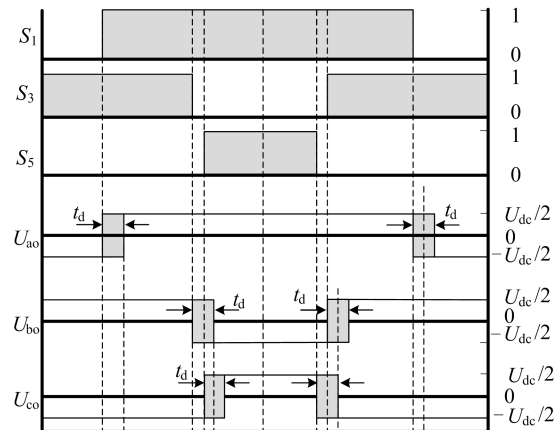


图 5 矢量时间过短分析

2 传统有限集 MPC

2.1 单矢量 MPC

传统的单矢量模型预测在每个控制周期选择 1 个令代价函数最小的非零电压矢量，具体方法如下：

1) 首先以负载电流为状态变量建立内置式永磁同步电机在 $d-q$ 轴上的状态方程，即

$$U_d = Ri_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_e L_q i_q \quad (4)$$

$$U_q = Ri_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \quad (5)$$

其中： U_d, U_q 为电机定子三相电压在 $d-q$ 坐标系下的分量； i_d, i_q 为电机定子三相电流在 $d-q$ 坐标系下的分量； R 为定子的电阻； ω_e 为电机的电角

速度; L_d 、 L_q 为 d 、 q 轴的电感值; ψ_f 为永磁体的磁链。使用前向欧拉法离散状态方程, 得到 d - q 轴电流的预测方程, 即

$$i_d^p(k+1) = \left(1 - \frac{T_s R}{L_d}\right) i_d(k) + T_s \omega_c \frac{L_q}{L_d} i_q(k) + \frac{T_s}{L_d} U_d(k) \quad (6)$$

$$i_q^p(k+1) = \left(1 - \frac{T_s R}{L_q}\right) i_q(k) - \frac{T_s \omega_c L_d i_d(k) - T_s \omega_c \psi_f + T_s U_q(k)}{L_q} \quad (7)$$

其中, T_s 为预测周期。

2) 将上一时刻根据本方法选定的最佳开关矢量 $\mathbf{S}(k)$ 应用在 k 时刻, 根据电流预测方程计算出 $k+1$ 时刻的 d - q 轴电流值。

3) 以 $k+1$ 时刻的 d - q 轴电流的预测值作为 $k+1$ 时刻的电流采集值, 结合 6 个非零电压矢量 $U_{d,q}(k+1)$ 通过电流预测方程分别得到相应的电流预测值 $i_{d,q}^p(k+2)$, 为了提高预测模型的精度, 预测模型中的电角速度 $\omega_c(k+1)$ 通过下式插值得到, 即

$$\omega_c(k) = 4\omega_c(k-1) - 6\omega_c(k-2) + 4\omega_c(k-3) - \omega_c(k-4) \quad (8)$$

4) MPC 通过代价函数评价误差, 本文通过欧式范数形式的代价函数 $g(k+2)$ 来评价负载电流的误差, 即

$$g(k+2) = [i_d^{\text{ref}}(k+2) - i_d(k+2)]^2 + [i_q^{\text{ref}}(k+2) - i_q(k+2)]^2 \quad (9)$$

其中, $i_d^{\text{ref}}(k+2)$ 、 $i_q^{\text{ref}}(k+2)$ 为 $k+2$ 时刻的 d 、 q 轴负载电流的参考值, $i_d^{\text{ref}}(k+2)$ 为 0, $i_q^{\text{ref}}(k+2)$ 通过 PI 调节得到。

将步骤 3) 中 $k+2$ 时刻的负载电流的预测值和对应的开关状态代入上述的代价函数中, 输出使得代价函数最小的电流预测值对应的开关状态。

从上述步骤可知, 虽然传统单矢量模型预测控制没有选择零矢量, 但是没有对候选矢量做出约束, 因此存在大量的多相开关切换的时刻, 根据上述的死区效应, 依然会出现大量的共模电压尖峰。同时, 因为每个周期仅选用 1 个非零矢量, 所以会严重恶化输出电流质量。

2.2 传统双矢量 MPC

传统的双矢量 MPC 取除完全相反之外的任意 2 个基本矢量作为 1 组备选矢量, 共 12 组, 与单矢量 MPC 不同的是, 双矢量模型预测需要计算 1 个周期内的 2 个非零矢量的作用时间, 因为

只有 2 个自变量, 所以只采用 q 轴无差拍法, 即

$$i_q^{\text{ref}} = i_q + k_{q1} T_1 + k_{q2} T_2, \\ T_1 + T_2 = T_s \quad (10)$$

其中: k_{q1} 、 k_{q2} 分别为对应电压矢量作用下的下一个周期 q 轴电流变化的近似斜率; T_1 、 T_2 分别为 2 个有效矢量的作用时间; T_s 为控制周期。

由式(5)可得:

$$k_0 = \frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_q} [-\omega_c(L_d i_d + \psi_f) - R i_q] \quad (11)$$

$$k_q = \frac{U_q}{L_q} + k_0 \quad (12)$$

其中, k_0 为 $U_q=0$ 时的 q 轴电流变化的近似斜率。联立式(10)、式(11)、式(12)可得:

$$T_1 = \frac{L_q(i_q^{\text{ref}} - i_q) - U_{q2} T_s - L_q k_0 T_s}{U_{q1} - U_{q2}}, \\ T_2 = T_s - T_1 \quad (13)$$

计算出作用时间后可根据式(14)得到每个双矢量组对应的 d - q 轴电压值, 然后重复上述单矢量模型预测的步骤 2)~步骤 4) 遍历 12 个双矢量组, 得到使 $g(k+2)$ 最小的电压矢量组, 将其与对应的作用时间输入至 $k+1$ 时刻的电驱动系统。

$$U_x = \frac{1}{T_s} (T_1 U_{x1} + T_2 U_{x2}) \quad (14)$$

其中: x 表示 d 轴或 q 轴; U_{x1} 、 U_{x2} 为 2 个基础矢量对应的 d 、 q 轴电压。

上述双矢量模型预测虽然没有使用零矢量, 仍会出现多相开关作用的情况, 还会出现有效矢量作用时间小于 2 倍死区时间的情况, 导致出现共模电压尖峰。因此有了一种带约束的双矢量模型预测: 仅使用相邻的 2 个基础矢量组合, 仅有 6 组, 确保同一时刻仅有一相开关作用, 以此规避共模电压尖峰; 但仅选择相邻的 2 个矢量作为备选矢量, 其合成的电压只局限于六边形矢量图的边缘, 即使选择使价值函数最小的组合, 依然与期望电流有较大的差异, 恶化了电机的控制效果。

3 基于拓展矢量组的 MPC

为了在消除共模电压尖峰的同时, 改善输出电流的质量, 使用拓展矢量组 MPC。三矢量组预选和排序见表 2 所列。

将相邻的 3 个矢量作为 1 个备选矢量组来扩大矢量合成范围, 在边矢量作用时间为 0 时, 降阶为双矢量组, 即覆盖了上述带约束的双矢量 MPC, 并使用中心对称的矢量顺序安排, 在减少输出电流纹波的同时, 确保组内矢量切换时只有

1 相开关动作。

表2 三矢量组预选和排序

矢量组	V_1	V_2	V_3	V_2	V_1
1	100	110	010	110	100
2	110	010	011	010	110
3	010	011	001	011	010
4	011	001	101	001	011
5	001	101	100	101	001
6	101	100	110	100	101

为提高矢量作用时间的准确度,避免出现作用时间大于控制周期或者小于0的情况,采用 d - q 轴无差拍法与价值函数调制法相结合的方式来计算矢量作用时间。首先根据 d - q 轴无差拍法,有:

$$\begin{aligned} i_q^{\text{ref}} &= i_q + k_{q1} T_1 + k_{q2} T_2 + k_{q3} T_3, \\ i_d^{\text{ref}} &= i_d + k_{d1} T_1 + k_{d2} T_2 + k_{d3} T_3, \\ T_1 + T_2 + T_3 &= T_s \end{aligned} \quad (15)$$

其中: k_d 、 k_q 分别为对应电压矢量作用下的下一个周期 d 、 q 轴电流变化的近似斜率; T_1 、 T_2 、 T_3 分别为有效矢量的作用时间; T_s 为控制周期。

由式(4)、式(5)可得:

$$\begin{aligned} k_{q0} &= \frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_q} [-\omega_e (L_d i_d + \psi_f) - R i_q], \\ k_{d0} &= \frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_d} (\omega_e L_q i_q - R i_d) \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{cases} k_q = U_q / L_q + k_{q0}, \\ k_d = U_d / L_d + k_{d0} \end{cases} \quad (17)$$

其中, k_{d0} 、 k_{q0} 分别为 $U_d=0$ 、 $U_q=0$ 时的 d 、 q 轴电流变化的近似斜率。

联立式(15)~(17)可得:

$$\begin{aligned} T_1 &= \\ & (i_q k_{d2} - i_q k_{d3} - i_d k_{q2} + i_d k_{q3} + i_d^{\text{ref}} k_{q2} - i_q^{\text{ref}} k_{d2} - \\ & i_d^{\text{ref}} k_{q3} + i_q^{\text{ref}} k_{d3} + T_s k_{d2} k_{q3} - T_s k_{d3} k_{q2}) / d, \\ T_2 &= \\ & (-i_q k_{d1} + i_q k_{d3} + i_d k_{q1} - i_d k_{q3} - i_d^{\text{ref}} k_{q1} + i_q^{\text{ref}} k_{d1} + \\ & i_d^{\text{ref}} k_{q3} - i_q^{\text{ref}} k_{d3} - T_s k_{d1} k_{q3} + T_s k_{d3} k_{q1}) / d, \\ T_3 &= T_s - T_1 - T_2 \end{aligned} \quad (18)$$

其中

$$d = k_{q1} (k_{d3} - k_{d2}) + k_{q2} (k_{d1} - k_{d3}) + k_{q3} (k_{d2} - k_{d1}).$$

当 T_1 、 T_2 、 T_3 中任一项大于 T_s 或者小于0时,切换至价值函数调制法,即根据式(9)得到该矢量组对应的3个基本矢量 V_1 、 V_2 、 V_3 对应的代价函数值 g_1 、 g_2 、 g_3 ,再以价值函数的反比分配作用时间,在确保时间不超过约束的同时,保证合成

的精确性,即

$$T_x = T_s \frac{1/g_x}{1/g_1 + 1/g_2 + 1/g_3} \quad (19)$$

其中, $x=1,2,3$ 。

为了避免死区效应导致的共模电压尖峰,需要进一步增加约束条件:① 因为没有零矢量过渡,所以在切换矢量组时各个控制周期之间会存在死区,为了避免两相开关同时切换,故只允许切换至当前矢量组前、后矢量组及相对矢量组,以第1矢量组为例,即在下一周期只能切换至第2、第6和第4矢量组;② 当 $T_1 < 2T_d$ 时,令 $T_1 = T_1 + 2T_d$, T_2 与 T_3 中较大者减去 $2T_d$,当 $T_2 < 2T_d$ 时,令 $T_2 = T_1 + 2T_d$, T_1 与 T_3 中较大者减去 $2T_d$,当 $T_3 < 2T_d$ 时,令 $T_3 = 0$, T_1 和 T_3 各增加 $T_3/2$ 。

当计算出各矢量作用时间后,根据式(20)得到每个三矢量组的 d - q 轴电压,然后重复上述单矢量模型预测的步骤2)~步骤4),遍历6个三矢量组得到使 $g(k+2)$ 最小的电压矢量组,将其与对应的作用时间输入至 $k+1$ 时刻的电驱动系统。

$$U_x = \frac{1}{T_s} (T_1 U_{x1} + T_2 U_{x2} + T_3 U_{x3}) \quad (20)$$

其中: x 代表 d 轴或 q 轴; U_{x1} 和 U_{x2} 为对应矢量组的基础矢量的 d - q 轴电压。

4 仿真和实验

4.1 仿真分析

为了验证所提出的基于拓展矢量组的 MPC 方法的有效性,基于 MATLAB/Simulink 平台,搭建算法模型和使用三相两电平逆变器的电驱动闭环控制系统,控制结构如图6所示。

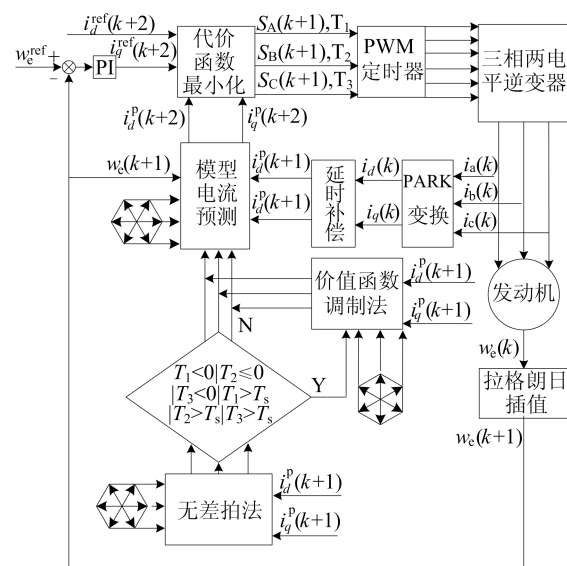


图6 控制结构框图

同时搭建单矢量 MPC 和双矢量 MPC 作为对照组,对比分析相同稳态工况下各算法下的共模电压以及输出电流的 THD 值,并对死区效应进行验证。

仿真使用的永磁同步电机参数见表 3 所列。仿真模型中控制周期为 0.000 1 s,电机参考转速为 1 800 r/min,输出转矩为 60 N·m。

表 3 PMSM 参数

参数	数值	参数	数值
d 轴电感/mH	0.000 31	额定电压/V	320
q 轴电感/mH	0.000 55	额定电流/A	120
定子电阻/ Ω	0.025	转动惯量/($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	0.077
额定功率/kW	30	永磁体磁链/Wb	0.095

仿真结果如图 7~图 10 所示。

由图 7、图 8 可知,在插入死区后,使用单矢量 MPC 和双矢量 MPC 出现了大量幅值为 $\pm U_{dc}/2$ 的共模电压尖峰,且单矢量 MPC 输出电流的畸变率为 50.55%,远大于双矢量 MPC 下的电流畸变率,为 14.03%。

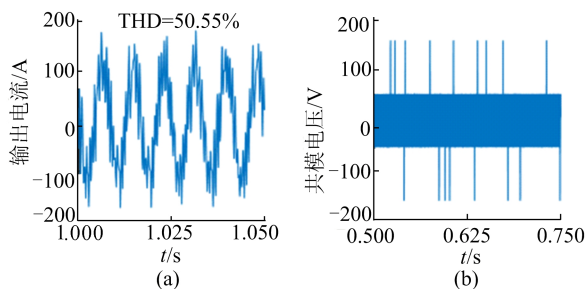


图 7 单矢量 MPC 的输出电流和共模电压

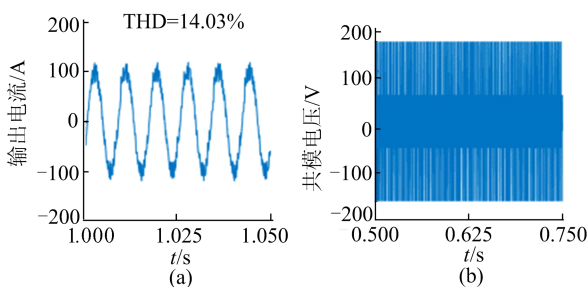


图 8 未约束的双矢量 MPC 的输出电流和共模电压

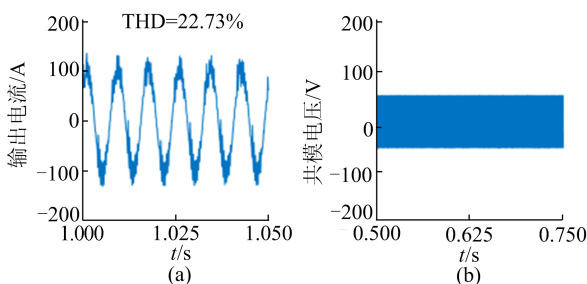


图 9 带约束的双矢量 MPC 的输出电流和共模电压

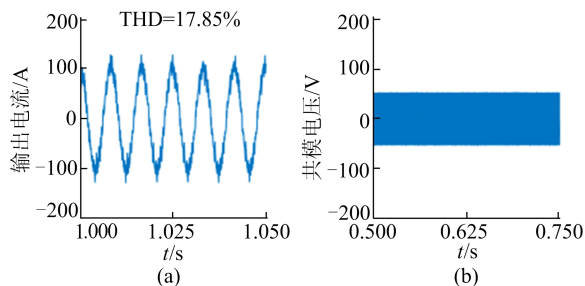


图 10 三矢量组 MPC 的输出电流和共模电压

对比图 8、图 9 可知,使用带约束的双矢量 MPC 消除了共模电压的尖峰,但相较于未带约束的双矢量 MPC,电流畸变率增加至 22.73%,恶化程度达 62%。

由图 10 可知,对比传统单矢量和双矢量 MPC,基于三矢量组的 MPC 在加入死区的情况下,完全消除了 $\pm U_{dc}/2$ 的共模电压尖峰,电流畸变率为 17.85%,比单矢量 MPC 下降了 32.70%,而比未约束的双矢量 MPC 仅增加了 3.82%。相较于同样消除了共模电压尖峰的带约束的双矢量 MPC,优化的三矢量组 MPC 的输出电流的畸变率降低了 4.88%,优化程度达 21.50%。

4.2 实验分析

考虑到实验的安全性以及实验器材的有限性,通过样机实验对本文所提优化方法的有效性进行验证。

实验平台如图 11 所示。搭建了 PMSM 对拖台架,驱动电机和负载电机的具体参数见表 4 所列。

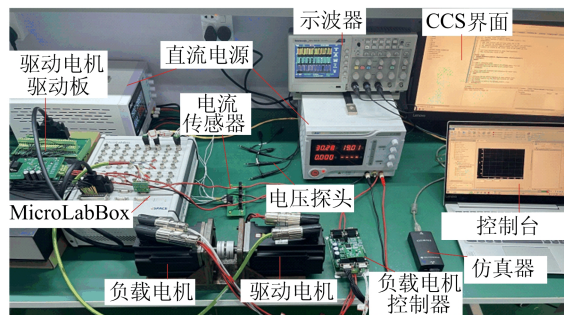


图 11 实验平台

表 4 驱动电机和负载电机参数

驱动电机参数		负载电机参数	
参数	数值	参数	数值
d 轴电感/mH	0.000 22	d 轴电感/mH	0.000 11
q 轴电感/mH	0.000 22	q 轴电感/mH	0.000 11
定子电阻/ Ω	0.035 5	定子电阻/ Ω	0.021
额定功率/kW	1	额定功率/kW	0.47
额定电压/V	48	额定电压/V	24
额定电流/A	29.6	额定电流/A	28.8
转动惯量/($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	0.000 074	转动惯量/($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	0.000 044
永磁体磁链/Wb	0.012	永磁体磁链/Wb	0.006 2

驱动电机采用 Dspace 的 MicroLabBox 进行控制,基于 Dspace 提供的 RTI 工具箱搭建优化算法及对比算法的模型,并生成代码烧录至控制器。实验中直流电压设定为 30 V,控制周期为 0.000 1 s,参考转速为 900 r/min。考虑到模型预测算法的开关频率不固定,软件实现死区插入较为复杂,因此采用硬件死区插入。电机转角通过旋转变压器反馈获取。因为无零矢量的 MPC 不使用 000 矢量,三电阻法失效,所以采用 LEM HO10-P 电流传感器采集电流。

实验分析所需的电机端共模电压不易直接测量,因此使用 TPP0201 电压探头同步采集三相相电压至示波器,再通过示波器配套的上位机软件将数据传至 MATLAB,并利用式(1)计算得到输出端共模电压。实验中的三相电流则通过 Dspace 提供的上位机软件 ControlDesk 进行观测与保存。

负载电机基于空间矢量脉宽调制算法,使用载有 TMS032F28035 芯片的电机控制器进行电流单闭环控制来提供恒定的负载转矩,其中转角使用基于 BISS 协议的机械式多圈绝对值编码器反馈,三相电流通过下桥臂三电阻法采样得到, i_q 期望值给定为 20 A, i_d 期望值给定为 0 A,此时负载转矩为 0.8 N·m。

输出电流和共模电压的实验结果如图 12~图 15 所示。

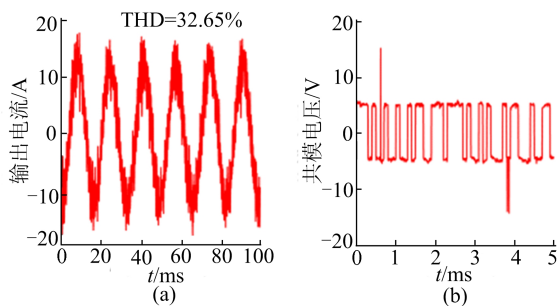


图 12 单矢量 MPC 的实验输出电流和共模电压

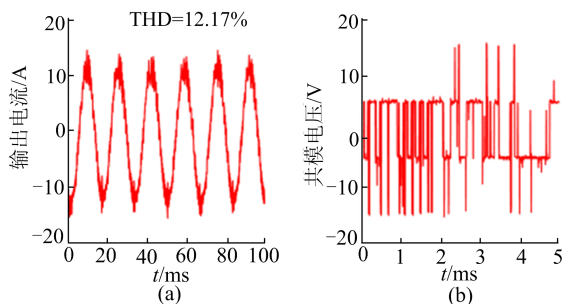


图 13 未约束的双矢量 MPC 的实验输出电流和共模电压

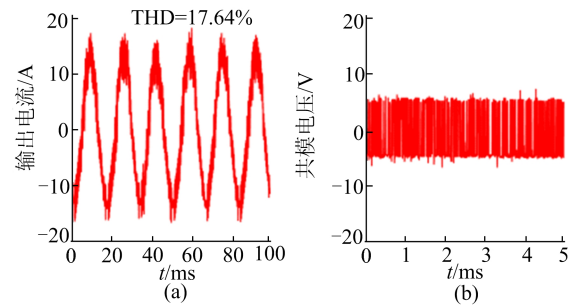


图 14 带约束的双矢量 MPC 的实验输出电流和共模电压

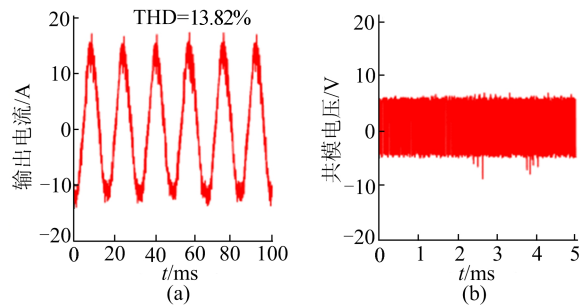


图 15 三矢量组 MPC 的实验输出电流和共模电压

由图 12、图 13 可知,即使不使用零矢量,单矢量 MPC 和双矢量 MPC 由于死区效应仍出现了大量幅值为 $\pm U_{dc}/2$ 的共模电压尖峰,且单矢量 MPC 输出电流的畸变率为 32.65%,远差于双矢量 MPC 下的电流畸变率 12.17%。

由图 13、图 14 可知,使用带约束的双矢量 MPC 消除了共模电压的尖峰,但相较于未带约束的双矢量 MPC,电流畸变率增加至 17.64%,恶化程度达 45%,结果趋势与仿真结果相同。

由图 15 可知,对比传统单矢量 MPC 和双矢量 MPC,基于三矢量组的 MPC 在加入死区的情况下,完全消除了 $\pm U_{dc}/2$ 的共模电压尖峰,电流畸变率为 13.82%,比单矢量 MPC 下降了 18.83%,而比未约束的双矢量 MPC 仅增加了 1.65%。

相较于同样消除了共模电压尖峰的带约束的双矢量 MPC,优化的三矢量组 MPC 的输出电流的畸变率降低了 3.82%,优化程度达 21.70%,结果趋势也与仿真结果相同。

仿真和实验结果表明,相较于未约束的双矢量 MPC,本文所提基于拓展三矢量组的模型预测方法可以完全消除输出端由死区引起的共模电压尖峰,同时降低了输出电流畸变率,优于带约束的双矢量 MPC 和单矢量 MPC。

5 结 论

本文针对传统无零矢量 MPC 无法兼顾共模

电压抑制和降低输出电流畸变率的问题,提出了基于拓展三矢量组的 MPC。经过仿真和实验得到以下结论:

1) 由于死区的插入,同一时刻的多相开关动作和有效矢量作用时间过短均会在不使用零矢量的情况下引起共模电压尖峰。

2) 基于拓展三矢量组的 MPC 通过合理的矢量选择、排列和矢量作用时间的约束,可以有效地消除由死区引起的共模电压尖峰。

3) 相较于带约束的双矢量 MPC,基于拓展三矢量组的 MPC 扩大了矢量选择范围,降低了输出电流的畸变率,改善了电驱动系统的控制效果。

4) 基于拓展三矢量组的 MPC 仍具有 MPC 方法快速响应的效果,同时 1 个周期内只有 2 个或者 3 个矢量作用,相较于传统空间矢量脉宽调制控制方法,还具有开关次数少、开关损耗少的优势。

[参 考 文 献]

- [1] 王子龙, 高峰, 熊禹. 基于模型的电动车低频辐射发射改进技术[J]. 汽车工程, 2020, 42(7): 949-955.
- [2] ZHAI L, YANG S, HU G, et al. Optimal design method of high voltage DC power supply EMI filter considering source impedance of motor controller for electric vehicle[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(1): 367-381.
- [3] RUDDLE A R, MARTIN A J M, EMERY M. Proposals for change in automotive EMC standardization and engineering practices[C]//2021 IEEE International Joint EMC/SI/PI and EMC Europe Symposium, Raleigh; IEEE, 2021: 1-6.
- [4] 周天翔, 陈恒林, 袁文琦, 等. 基于高通滤波测试的逆变器端口共模干扰建模[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(13): 4686-4695.
- [5] KUMAR M, KALAISELVI J. Analysis and measurement of non-intrinsic differential-mode noise in a SiC inverter fed drive and its attenuation using a passive sinusoidal output EMI filter[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2023, 38(1): 428-438.
- [6] 夏帅, 郑京港, 陈瑞成, 等. 低共模电压双三电平变换器中点电位主动控制调制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(24): 6388-6398.
- [7] JIANG W, WANG P, MA M, et al. A novel virtual space vector modulation with reduced common-mode voltage and eliminated neutral point voltage oscillation for neutral point clamped three-level inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(2): 884-894.
- [8] 王顺, 杨淑英, 李一, 等. 基于虚拟空间矢量过调制策略的逆变器共模电压抑制方法[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(3): 76-81, 96.
- [9] CHEN L, XU H, SUN X, et al. Three-vector-based model predictive torque control for a permanent magnet synchronous motor of EVs[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(3): 1454-1465.
- [10] 孙全增, 张志锋. 双三相永磁同步电机低共模电压模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(14): 3708-3722.
- [11] 郭磊磊, 金楠, 许烈. 采用混合电压矢量预选和参考电压预测的逆变器共模电压尖峰消除方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(17): 5167-5176, 5314.
- [12] 郭磊磊, 金楠, 李琰琰, 等. 电压源逆变器虚拟矢量模型预测共模电压抑制方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 839-849.
- [13] LI X Q, XIE M, JI M L, et al. Restraint of common-mode voltage for PMSM-inverter systems with current ripple constraint based on voltage-vector MPC[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2023, 4(2): 688-697.
- [14] 郭磊磊, 晋玉祥, 曹玲芝, 等. 基于混合非零矢量的电压源逆变器 FCS 模型预测共模电压抑制方法[J]. 太阳能学报, 2020, 41(11): 46-55.
- [15] 周童, 李辉, 向学位, 等. 抑制碳化硅电驱系统共模电压的多矢量 MPC 策略[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(4): 10-22.

(责任编辑 胡亚敏)