

具有共模电压抑制能力的 PMSM 混合模型 预测转矩控制*

陈致君¹, 王 涛¹, 刘 闯¹, 朱姝姝¹, 张 曦²

(1. 南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 211106;

2. 南京航空航天大学金城学院 机电工程与自动化学院, 江苏 南京 211156)

摘 要: 模型预测控制 (MPC) 动态性能优越、抗扰动能力强, 但零电压矢量的使用可引起较大的共模电压, 产生轴电流、电磁干扰等问题。基于等效零矢量的多矢量合成 MPC 虽可抑制共模电压, 但需在同一周期使用多个有效矢量, 导致开关频率高、系统效率低。因此, 提出一种用于永磁同步电机 (PMSM) 的混合模型预测转矩控制 (MPTC) 策略, 针对不同幅值的参考电压, 分别使用虚拟矢量和多矢量合成 2 种电压矢量生成方式, 可用较低的平均开关频率实现共模电压抑制, 并保证良好的动、静态转矩控制性能。此外, 通过改变控制模式的切换条件, 可实现开关频率和转矩脉动的灵活切换。最后, 仿真验证了所提方法的有效性。

关键词: 永磁同步电机; 模型预测转矩控制; 共模电压; 等效零矢量; 虚拟矢量

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)09-0008-09

doi: 10.12177/emca.2022.091

Hybrid Model Predictive Torque Control for PMSM with Common-Mode Voltage Suppression Capability*

CHEN Zhijun¹, WANG Tao¹, LIU Chuang¹, ZHU Shushu¹, ZHANG Xi²

(1. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China;

2. School of Mechanical Engineering and Automation, Nanhang Jincheng College, Nanjing 211156, China)

Abstract: Model predictive control (MPC) has excellent dynamic performance and strong disturbance rejection capability, but zero voltage vector can cause large common mode voltage, resulting in axis current, electromagnetic interference and other problems. Although the existed multi-vector MPC based on the equivalent of zero vector can suppress common-mode voltage, it needs to use multiple effective vectors in a period, resulting in high switching frequency and low system efficiency. A hybrid model predictive torque control (MPTC) strategy for permanent magnet synchronous motor (PMSM) is proposed, which uses two ways, the virtual vector or multi-vector synthesis way, to generate the voltage vector for different amplitudes of the reference voltage. This method can achieve common mode voltage suppression with low average switching frequency and ensure good performance of dynamic and static torque control. In addition, flexible compromise between switching frequency and torque ripple can be achieved by changing the switching condition of control mode. Finally, the effectiveness of the proposed method is verified by simulation.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); model predictive torque control (MPTC); common mode voltage; equivalent of zero vector; virtual vector

收稿日期: 2022-06-27; 收到修改稿日期: 2022-08-01

* 基金项目: 中央高校基本科研业务费项目 (NS2021020); 江苏省“双创博士”项目 (JSSCBS20210178)

作者简介: 陈致君 (1997—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

王 涛 (1990—), 男, 博士, 副研究员, 研究方向为电机控制、新能源发电。

刘 闯 (1973—), 男, 博士, 教授, 研究方向为现代交流调速、航空航天电源系统、新能源发电。

0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有较高的功率密度、效率和可靠性,在航空航天、电动汽车、精密伺服等领域应用广泛^[1]。针对PMSM的高性能转矩控制,在多种工业应用场合具有重要意义,如汽车电动助力转向系统^[2]、工业机器人关节电机^[3]、飞机主动驾驶杆^[4]等。

模型预测控制(MPC)动态响应快、抗扰能力强,且能处理带约束的多目标优化控制问题,近年来在PMSM驱动领域获得了快速发展^[5]。文献[6-7]针对PMSM转矩控制,在6个非零电压矢量和2个零电压矢量组成的电压矢量有限控制集中,通过价值函数最小化筛选出最优电压矢量,施加于电机系统,从而获得较快的转矩响应速度,但该类方法存在较大的转矩波动。对此,文献[8]采用非零电压矢量和零电压矢量合成虚拟电压矢量,并将其加入原有控制集,获得了较好的转矩稳态性能;同样为降低转矩脉动,文献[9]提出一种三矢量模型预测转矩控制(MPTC),在一个采样周期中作用2个有效矢量和1个零矢量,其电压矢量合成的灵活性优于文献[8]所提虚拟电压矢量法,故可更好地抑制转矩脉动。

然而,上述MPTC均需使用零电压矢量,存在幅值为 $U_{dc}/2$ 的较大共模电压,可能引起电机轴电流,造成电机轴承和绕组绝缘损坏^[10-11],并产生电磁干扰,影响附近电子设备正常运行,尤其在航空、汽车等领域中,电磁干扰可能造成较严重的安全问题^[12-13]。因此,共模电压抑制是PMSM MPC需要考虑的重要问题。目前,国内外学者已围绕MPC的共模电压抑制问题开展了较丰富的研究,文献[14]在MPC的价值函数中加入共模电压抑制项,但这种电压矢量的软性筛选机制无法完全抑制共模电压尖峰,且因其价值函数考虑了共模电压抑制项,造成了主要控制目标对共模电压抑制目标的妥协,降低了电流和转矩性能。文献[15-16]在MPC中,只使用6个非零基本矢量,而摒弃零矢量,从而抑制共模电压,但与常规MPC相比,其电流和转矩波动有所增加。为此,文献[17]中将非零矢量合成的虚拟矢量加入矢量控制集,在规避零矢量的同时,减小了电流和转矩波动。文献[18]提出在控制周期内使用2个

非零电压矢量,计算各自的作用时间合成作用矢量,以获得比文献[17]更好的电流和转矩性能,但由于摒弃了零矢量,其仅能合成幅值较大的虚拟矢量(大于 $U_{dc}/3$),电流和转矩性能提升较为有限。为在更大范围内灵活合成电压矢量,文献[19]采用2个方向相反的有效矢量作为等效零矢量,替换常规三矢量合成法^[9]中的零矢量,可较好地抑制电流和转矩脉动,但其实质是采用4个有效矢量合成目标电压矢量,导致逆变器开关频率高、损耗大、散热困难,因此这种方法在许多实际应用场景中受到限制。综上所述,现有具备共模电压抑制能力的MPC方法难以兼顾开关频率和转矩性能2个重要指标。

本文结合文献[17]中虚拟矢量法和文献[19]中基于等效零矢量的多矢量合成法(下文简称多矢量合成法)的优点,提出一种混合MPTC策略,通过无差拍控制思想计算出参考电压矢量,根据参考电压矢量的不同幅值切换不同的电压矢量生成方法:(1)当参考电压矢量>预先设定的切换阈值时,采用基于非零矢量合成的虚拟矢量法,以实现较好转矩性能的同时降低平均开关频率;(2)当参考电压<阈值时,可供选择的虚拟电压矢量均与参考电压矢量相差较大,虚拟矢量法将产生较大的转矩波动,已不宜使用,故切换为多矢量合成法,以较高的开关频率为代价获得较好的转矩控制性能。从全工况范围来看,本文所提混合MPTC只需较低的平均开关频率即可实现共模电压抑制,有利于减小开关损耗,提高电机控制效率,并可兼顾保证良好的转矩静、动态控制性能,十分适合于航空航天、汽车、工业机器人等对转矩控制性能要求较高,同时对共模电压十分敏感的应用场合。

1 共模电压产生原理

本节对PMSM驱动系统的共模电压进行分析,两电平三相电压源逆变器(2L-VSI)驱动系统结构如图1所示,其中, U_{dc} 为直流母线电压, n 为电机定子绕组中性点, U_{no} 为中性点和直流侧中点之间的电压。

共模电压定义为电机定子绕组中性点 n 和接地点 g 之间的电压差 U_{ng} ,表达式如下:

$$U_{ng} \approx U_{no} = \frac{(S_a + S_b + S_c) U_{dc}}{6} \quad (1)$$

图 1 中 S_a, S_b, S_c 为驱动 PMSM 的三相两电平逆变器开关状态, 值为 1 或 0, “1”表示逆变器上桥臂导通, 下桥臂关断; “0”表示逆变器的上桥臂关断, 下桥臂导通。对于两电平逆变器, 共有 8 种逆变器开关状态, 对应电压矢量 $U_0 \sim U_7$ 。表 1 为各电压矢量与其对应的共模电压幅值, 可见零电压矢量的使用是造成较大共模电压的原因, 为抑制共模电压, 应避免使用 U_0 和 U_7 这 2 个零电压矢量。

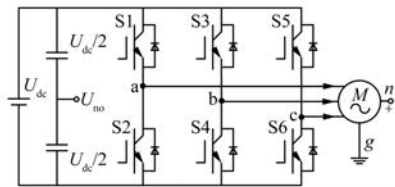


图 1 2L-VSI 驱动系统结构

表 1 各电压矢量对应的共模电压幅值

电压矢量	共模电压幅值
$U_0(000)$	$-U_{dc}/2$
$U_7(111)$	$U_{dc}/2$
$U_1(100), U_3(010), U_5(001)$	$-U_{dc}/6$
$U_2(110), U_4(011), U_6(101)$	$U_{dc}/6$

2 PMSM 转矩预测模型

在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下, 表贴式 PMSM 的电压方程表示如下:

$$\begin{cases} u_\alpha = Ri_\alpha + \frac{d\psi_\alpha}{dt} \\ u_\beta = Ri_\beta + \frac{d\psi_\beta}{dt} \end{cases} \quad (2)$$

式中: u_α, u_β 为定子电压 u_s 的 $\alpha\beta$ 轴分量; R 为定子电阻; i_α, i_β 为定子电流的 $\alpha\beta$ 轴分量; ψ_α, ψ_β 为定子磁链 ψ_s 的 $\alpha\beta$ 轴分量。

采用前向欧拉法对定子磁链导数进行离散化, 整理可得:

$$\begin{cases} \psi_\alpha^{k+1} = \psi_\alpha^k + T_s \cdot [u_\alpha^k - Ri_\alpha^k] \\ \psi_\beta^{k+1} = \psi_\beta^k + T_s \cdot [u_\beta^k - Ri_\beta^k] \end{cases} \quad (3)$$

式中: T_s 为控制周期; k 为当前时刻; $k+1$ 为下一时刻。

则电磁转矩的预测值为

$$\psi_s^{k+1} = \sqrt{(\psi_\alpha^{k+1})^2 + (\psi_\beta^{k+1})^2} \quad (4)$$

根据定子磁链和定子电流的关系, 可得定子电流的预测值表达式如下:

$$\begin{cases} i_\alpha^{k+1} = \frac{1}{L_s} [\psi_\alpha^{k+1} - |\psi_r| \cos\theta_r] \\ i_\beta^{k+1} = \frac{1}{L_s} [\psi_\beta^{k+1} - |\psi_r| \sin\theta_r] \end{cases} \quad (5)$$

式中: ψ_r 为永磁磁链; L_s 为定子电感; θ_r 为电机转子位置角, 即永磁磁链与 α 轴之间的夹角。

电磁转矩 T_e 的方程如下:

$$T_e = 1.5p(\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \quad (6)$$

式中: p 为电机极对数。

根据式 (7) 可得电机电磁转矩的预测值, 表达式如下:

$$T_e^{k+1} = 1.5p(\psi_\alpha^{k+1} i_\beta^{k+1} - \psi_\beta^{k+1} i_\alpha^{k+1}) \quad (7)$$

3 混合 MPTC 策略

本文针对共模电压抑制方法难以兼顾开关频率和转矩性能的问题, 提出一种混合 MPTC 策略, 通过切换使用虚拟矢量和多矢量合成 2 种电压矢量生成方式, 只需较低的平均开关频率即可抑制共模电压, 同时实现较好的转矩静、动态控制性能。

3.1 参考电压矢量计算

无差拍控制是一种在一个控制周期内使被控量达到期望值的离散控制技术^[20], 本节以表贴式 PMSM 为例, 基于无差拍控制思想计算参考电压矢量, 在此基础上实现 MPTC。PMSM 的定子磁链表达式如下:

$$\begin{cases} \psi_\alpha = \psi_s \cos\theta_s \\ \psi_\beta = \psi_s \sin\theta_s \end{cases} \quad (8)$$

式中: θ_s 为定子磁链位置角。

静止坐标系下的角度关系如图 2 所示, 有角度关系为

$$\theta_s = \theta_r + \delta \quad (9)$$

式中: δ 为转矩角, 即定子磁链和转子磁链之间的夹角。

根据式 (2) 以及式 (8)、式 (9), 可得定子电压 $u_s^k [u_\alpha^k \ u_\beta^k]$ 的离散方程为

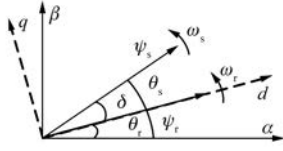


图2 静止坐标系下的角度关系

$$\begin{cases} u_{\alpha}^k = R i_{\alpha}^k + \frac{|\psi_s^{k+1}| \cos[\theta_r^{k+1} + \delta^{k+1}] - |\psi_s^k| \cos \theta_s^k}{T_s} \\ u_{\beta}^k = R i_{\beta}^k + \frac{|\psi_s^{k+1}| \sin[\theta_r^{k+1} + \delta^{k+1}] - |\psi_s^k| \sin \theta_s^k}{T_s} \end{cases} \quad (10)$$

表贴式 PMSM 的电磁转矩可表示为

$$T_e = \frac{1.5p |\psi_r| |\psi_s| \sin \delta}{L_s} \quad (11)$$

根据无差拍控制思想,将给定的电磁转矩参考值 T_e^{ref} 和定子磁链参考值 ψ_s^{ref} 作为下一时刻的预测值,即:

$$\begin{cases} T_e^{\text{ref}} = T_e^{k+1} \\ \psi_s^{\text{ref}} = \psi_s^{k+1} \end{cases} \quad (12)$$

又因电磁转矩、定子磁链幅值和转矩角 δ 之间满足式(11)的关系,从而可得给定转矩角 δ^{ref} 表达式:

$$\delta^{\text{ref}} = \arcsin\left(\frac{T_e^{\text{ref}} L_s}{1.5p |\psi_r| |\psi_s^{\text{ref}}|}\right) \quad (13)$$

将式(12)和式(13)代入式(10)可得参考电压矢量 $\mathbf{u}_s^{\text{ref}} [u_{\alpha}^{\text{ref}} \ u_{\beta}^{\text{ref}}]$ 表达式如下:

$$\begin{cases} u_{\alpha}^{\text{ref}} = R i_{\alpha}^k + \frac{\psi_s^{\text{ref}} \cos[\theta_r^{k+1} + \delta^{\text{ref}}] - |\psi_s^k| \cos \theta_s^k}{T_s} \\ u_{\beta}^{\text{ref}} = R i_{\beta}^k + \frac{\psi_s^{\text{ref}} \sin[\theta_r^{k+1} + \delta^{\text{ref}}] - |\psi_s^k| \sin \theta_s^k}{T_s} \end{cases} \quad (14)$$

3.2 电压矢量生成方式对比分析

根据无差拍原理计算出参考电压矢量后,本文采用2种方法生成作用的电压矢量:基于等效零矢量的多矢量合成法和基于非零矢量合成的虚拟矢量法。常规的矢量合成法使用与参考电压矢量相邻的2个非零电压矢量以及零矢量来合成 $\mathbf{u}_s^{\text{ref}}$,如图3所示。但需要消除零矢量产生的较大共模电压,因而选用与参考电压矢量所在扇区相邻的2个方向相反的非零电压矢量来等效零矢量,即选择4个非零电压矢量来合成参考电压矢

量,以扇区 I 为例,矢量 $\mathbf{U}_6$ 和 $\mathbf{U}_3$ 作为等效零矢量,其他扇区同理。

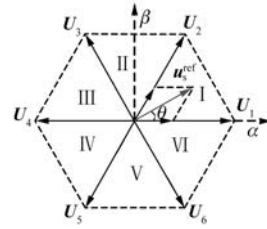


图3 参考电压矢量合成

同样以扇区 I 为例介绍各矢量作用时间表达式。定义矢量 $\mathbf{U}_1$ 的作用时间为 T_1 , 矢量 $\mathbf{U}_2$ 的作用时间为 T_2 , 矢量 $\mathbf{U}_6$ 和 $\mathbf{U}_3$ 用作等效零矢量, 两者的作用时间 T_3, T_4 相等, 为零矢量作用时间 T_0 的一半。由几何关系可得:

$$\begin{cases} T_1 |\mathbf{U}_1| \sin \theta = T_2 |\mathbf{U}_2| \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_2 |\mathbf{U}_2| \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) = |\mathbf{u}_s^{\text{ref}}| \sin \theta \end{cases} \quad (15)$$

式中: θ 为参考电压矢量和 α 轴之间的夹角。

$|\mathbf{U}_1| = |\mathbf{U}_2| = 2U_{dc}/3$, 代入式(15)整理可得作用时间如下:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{\sqrt{3} |\mathbf{u}_s^{\text{ref}}|}{U_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_2 = \frac{\sqrt{3} |\mathbf{u}_s^{\text{ref}}|}{U_{dc}} \sin \theta \\ T_3 = T_4 = T_0/2 \\ T_0 = T_s - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (16)$$

基于等效零矢量的多矢量合成法在有效抑制共模电压的同时,也具有较好的转矩性能,但是此法在单个控制周期内开关次数均为3次,其开关频率较高。

为降低开关频率,可选用虚拟矢量法作为电压矢量的生成方式,其原理如下:

摒弃使用零电压矢量后,采用6个非零基本电压矢量合成虚拟矢量加入控制集,得到矢量分布如图4所示。

控制集包括6个非零基本电压矢量 $\mathbf{U}_{1-6}$ 和6个虚拟矢量 $\mathbf{U}_{12}, \mathbf{U}_{23}, \dots, \mathbf{U}_{61}$, 其中虚拟矢量由每个扇区的2个边界有效矢量各作用0.5个控制周期来合成,表达式如下:

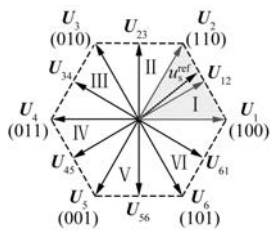


图4 包含虚拟矢量的控制集

$T_s U_{ij} = 0.5 T_s (U_i + U_j), i, j = 1, 2, \dots, 6 \quad (17)$

合成的6个虚拟矢量的幅值均为 $U_{dc}/\sqrt{3}$ ，产生的共模电压幅值均为较小的 $U_{dc}/6$ 。

在上述控制集中通过价值函数 J 筛选出最优的作用矢量。价值函数定义为如下形式：

$J = |T_e^{ref} - T_e^{k+1}| + \lambda \|\psi_s^{ref} - \psi_s^{k+1}\| \quad (18)$

式中： λ 为权重系数。

为了降低运算量，根据参考电压矢量所处的扇区，将该扇区的3个电压矢量作为预选集进行最优矢量 U_{opt} 筛选，以 u_s^{ref} 处于扇区 I 为例，预选集的矢量就为 U_1 、 U_7 和 U_2 ，如图4所示。将预选集中的电压矢量代入预测方程，得到各自的预测值后代入到价值函数中，得到对应的3个价值函数值，然后对这些价值函数值进行排序，最小值对应的电压矢量即为最优电压矢量。

使用上述的虚拟矢量法，在单个控制周期内开关次数均为1次，开关频率比前述四矢量合成法明显降低，但其本质上只是参考电压矢量的近似，而无法精确地合成参考电压矢量，故其转矩性能有所降低。

3.3 电压矢量生成方式的切换规则

考虑上述2种电压矢量生成方法的特点，本文提出的混合MPTC方法中加入一个切换阈值 U_{sh} ，根据不同的参考电压矢量幅值大小，切换使用2种电压矢量生成方式。在图5中对参考电压矢量 u_s^{ref} 不同幅值的情况下，2种方法的适用性进行分析，上述虚拟矢量法控制集中的电压矢量的顶点均在图5的正六边形边上，虚拟矢量和多矢量合成方法所对应的参考电压矢量分别为 $u_{s,1}^{ref}$ 和 $u_{s,2}^{ref}$ 。因而当参考电压矢量 u_s^{ref} 的幅值较大时，其与控制集中矢量更为接近，转矩性能会保持较好，而当 u_s^{ref} 的幅值较小，尤其是接近0时，为了抑制共模电压而摒弃使用零矢量， u_s^{ref} 与控制集中矢量相差较大，故其转矩脉动较大，而多矢量合成法在线准确合成参考

矢量，始终具有较小的转矩脉动，但相应地其开关频率也会很高，表2为2种电压矢量生成方法的对比。由上可见，虚拟矢量法平均开关频率低，但仅适合参考电压矢量幅值较大的情况；多矢量合成法对所有电压矢量幅值均适用，但开关频率很高。

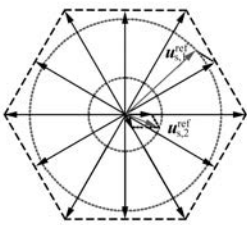


图5 不同参考矢量幅值时生成方法对比

表2 2种电压矢量生成方法对比

生成方式	参考矢量幅值	转矩脉动	开关频率
多矢量合成	大	小	高
	小	小	高
虚拟矢量	大	较大	低
	小	较小	低

综上，提出混合MPTC方法的结构框图，如图6所示。

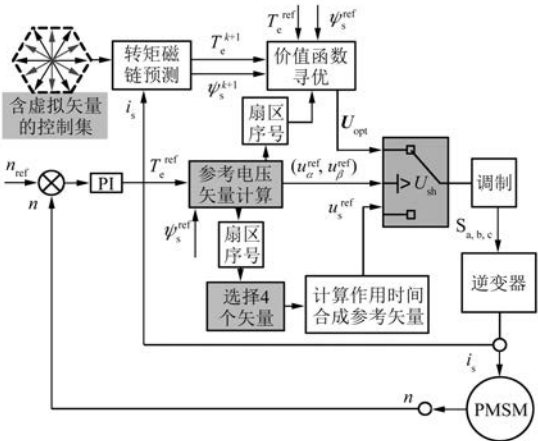


图6 混合MPTC结构框图

当参考电压矢量的幅值 $>$ 切换阈值 U_{sh} 时，采用虚拟矢量法生成作用矢量；当参考电压矢量的幅值 $< U_{sh}$ 时，此时电压矢量的生成方式切换为多矢量合成法。由上述空间矢量分布可知，合成的参考电压矢量 u_s^{ref} 的幅值最大为 $U_{dc}/\sqrt{3}$ ，因而切换阈值 U_{sh} 范围为 $0 \sim U_{dc}/\sqrt{3}$ 。

3.4 矢量作用顺序

为了减小控制周内逆变器的开关频率，降低

开关损耗,需对混合 MPTC 的矢量作用顺序进行合理的安排,遵循的原则为每次改变开关状态时,只改变一相的状态。2 种电压矢量生成方式的矢量作用顺序如图 7 所示。

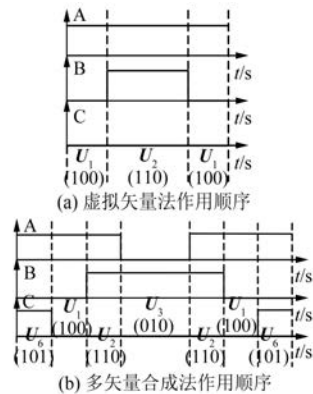


图 7 矢量作用顺序

对于虚拟矢量法,虚拟矢量由相邻的 2 个非零基本电压矢量各作用一半的控制周期来合成,作用顺序按照对称三段式,即 $U_i-U_{i+1}-U_i$ 的顺序,以虚拟矢量 U_{12} 为例,矢量 U_1 和 U_2 的作用顺序如图 7(a)所示。对于多矢量合成法,采用 4 个非零电压矢量合成参考矢量,因而作用顺序为对称七段式,即 $U_{i-1}-U_i-U_{i+1}-U_{i+2}$ 的顺序,以扇区 I 为例,矢量 U_6 、 U_1 、 U_2 和 U_3 的作用顺序如图 7(b)所示。

4 仿真验证

基于 MATLAB/Simulink 平台搭建了表贴式 PMSM MPTC 模型,对本文方法的共模电压抑制能力、转矩性能、开关频率和对其的折中能力,以及参数鲁棒性进行仿真验证。采用离散仿真模型,控制周期 $50\ \mu\text{s}$,直流母线电压 $24\ \text{V}$,仿真时长 $1\ \text{s}$,表 3 为仿真用电机的主要参数。

表 3 表贴式 PMSM 主要参数

电机参数	参数值
定子电阻/ Ω	1.3
定子电感/mH	1.175
永磁体磁链/Wb	0.033 3
极对数	20
转子惯量/ $(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.000 231
额定转矩/ $(\text{N}\cdot\text{m})$	3
额定转速/ $(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	140

为验证混合 MPTC 的共模电压抑制能力,对本文方法与传统 MPTC 进行对比仿真。为了更好地表现本文方法切换的性质,根据基本电压矢量的幅值 $2U_{\text{dc}}/3$,设定切换阈值 U_{sh} 为 $U_{\text{dc}}/3$,即 $8\ \text{V}$,令电机转速在 $1\ \text{s}$ 内从 0 匀速增长到 $140\ \text{r/min}$,负载转矩为 $1\ \text{N}\cdot\text{m}$,共模电压对比如图 8 所示,其中图 8(a)为传统 MPTC 的共模电压及其在 $0.050\sim 0.051\ \text{s}$ 之间的放大图,由于传统方法使用了零电压矢量,因而存在幅值为 $\pm U_{\text{dc}}/2$ 的共模电压,即 $\pm 12\ \text{V}$,与仿真结果对应。图 8(b)为本文方法的共模电压及其放大图,图 8(b)左侧为多矢量合成法的运行阶段,而图 8(b)右侧为虚拟矢量法的运行阶段,可见共模电压幅值最高为 $\pm U_{\text{dc}}/6$,即 $\pm 4\ \text{V}$,故验证了本文方法能够有效地抑制共模电压。

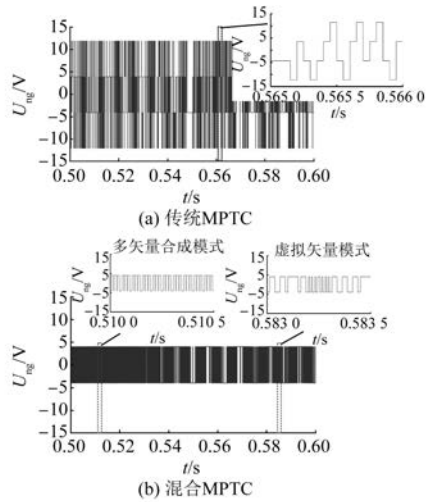


图 8 共模电压对比

为验证混合 MPTC 的转矩性能,进行单转环的转矩阶跃仿真。切换阈值 U_{sh} 仍设为 $8\ \text{V}$,令电机转速保持为 $90\ \text{r/min}$,给定转矩在 $0\sim 0.5\ \text{s}$ 内为 $1\ \text{N}\cdot\text{m}$, $0.5\ \text{s}$ 时刻转矩阶跃为 $3\ \text{N}\cdot\text{m}$ 。当转矩为 $1\ \text{N}\cdot\text{m}$ 时,参考电压矢量 u_s^{ref} 的幅值小于 $8\ \text{V}$,此时采用多矢量合成法的电压矢量生成方式,当转矩为 $3\ \text{N}\cdot\text{m}$ 时, u_s^{ref} 的幅值大于 $8\ \text{V}$,此时切换为虚拟矢量法。图 9(a)为传统 MPTC 的转矩阶跃及其在 $0.499\sim 0.501\ \text{s}$ 的瞬态放大波形,图 9(b)为本文方法的转矩阶跃及在 $0.499\sim 0.501\ \text{s}$ 的瞬态放大波形。计算转矩脉动均方根误差为

$$T_{\text{rip}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n [T_e(i) - T_e^*]^2}{m}} \quad (19)$$

式中: m 为系样点的个数。

由图 9 可见,当混合 MPTC 切换为多矢量合成法时,稳态转矩脉动为 $0.0327 \text{ N}\cdot\text{m}$,当切换为虚拟矢量法时,稳态转矩脉动为 $0.0595 \text{ N}\cdot\text{m}$,均小于传统 MPTC $0.107 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的转矩脉动,稳态转矩性能良好。并且本文方法在约 0.5 ms 后达到给定转矩值,与传统 MPTC 相等,转矩阶跃动态响应快,且无超调。

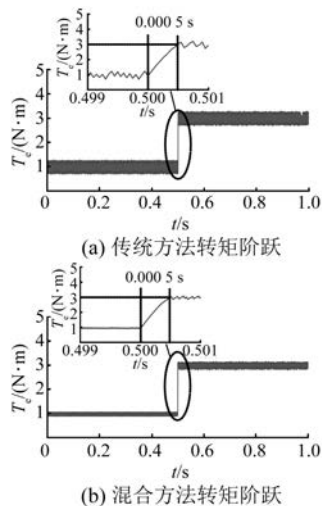


图 9 转矩阶跃仿真对比

为验证混合 MPTC 降低开关频率的能力,对本文方法和文献[19]中的多矢量合成法进行对比。切换阈值 U_{sh} 仍设为 8 V ,负载转矩为 $2 \text{ N}\cdot\text{m}$,给定正弦变化的转速,周期为 0.1 s ,幅值从 $0 \sim 140 \text{ r/min}$,图 10 为多矢量合成法和本文方法的电磁转矩对比图,多矢量合成法的转矩脉动为 $0.0286 \text{ N}\cdot\text{m}$,而本文方法的转矩脉动为 $0.0432 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。图 11 为两者开关频率对比图,多矢量合成法的平均开关频率为 20 kHz ,而本文方法的平均开关频率为 14.69 kHz 。综上,与多矢量合成法相比,本文方法的转矩脉动有所增大,但平均开关频率明显降低。

为验证混合 MPTC 对开关频率和转矩脉动灵活折中的的能力,改变切换阈值 U_{sh} 的大小,仿真平均转矩脉动和开关频率的变化,为了更好地体现 U_{sh} 带来的影响,给定的电机转速在 $0 \sim 0.5 \text{ s}$ 内匀加速到 140 r/min , $0.5 \sim 1.0 \text{ s}$ 内匀减速到 0 ,负载转矩保持为 $2 \text{ N}\cdot\text{m}$,由前文可知切换阈值 U_{sh} 的取值范围为 $0 \sim U_{dc}/\sqrt{3}$,据此 U_{sh} 取 8 个点(0 ,

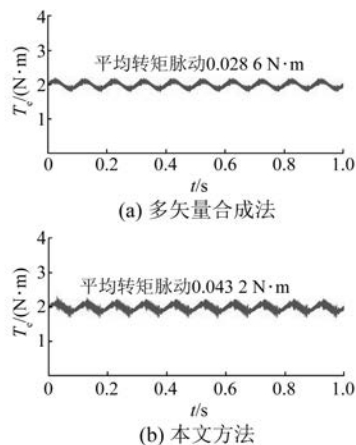


图 10 电磁转矩对比

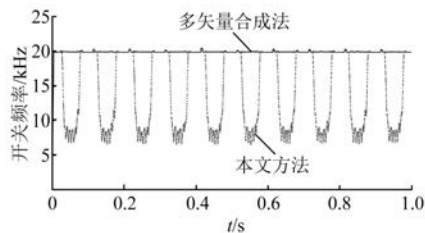


图 11 开关频率对比

$2, 4, 6, 8, 10, 12, 14$),为直观表现,图 12 给出了各点的转矩脉动和开关频率变化规律,可见, U_{sh} 越大,转矩脉动越低,开关频率越高,也即本文方法中多矢量合成法的占比就越大,但转矩脉动和开关频率随 U_{sh} 的变化规律不是完全线性的,这是因为参考电压矢量 u_s^{ref} 幅值在每一段时间内均是在一定范围内不断变化的,在 u_s^{ref} 幅值接近 U_{sh} 的一段时间内,2 种方法会多次切换,因而呈现的规律不是完全线性的。

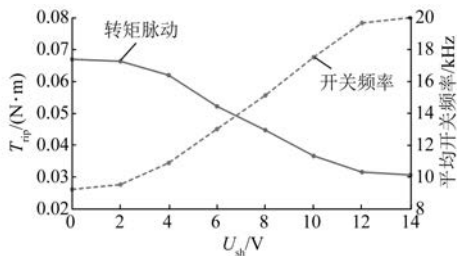


图 12 转矩脉动和开关频率变化规律

此外,由于 MPTC 依赖被控对象准确的模型和参数,对其鲁棒性的研究也非常重要,对于 PMSM, MPTC 所需的主要参数为电机的定子电

阻、定子电感以及永磁磁链,文献[21]对常用 MPC 策略的参数鲁棒性进行了较细致的研究,由于篇幅限制,不再赘述,在此只对本文方法的参数鲁棒性进行验证。令上述主要参数存在 10% 的误差,仿真工况同图 12,切换阈值 U_{sh} 仍设为 8 V,得到电磁转矩波形,并与无参数误差的波形进行对比,如图 13 所示。可见无参数误差时,平均转矩脉动为 $0.0447 \text{ N}\cdot\text{m}$,而存在 10% 参数误差时,平均转矩脉动增大为 $0.128 \text{ N}\cdot\text{m}$,虽然性能有所下降,但系统仍能够正常运行,参数鲁棒性得以验证。

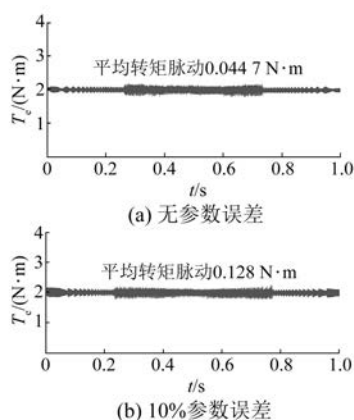


图 13 存在参数误差时电磁转矩对比

5 结 语

本文提出了一种具有共模电压抑制能力的混合 MPTC 策略,针对不同幅值的参考电压,混合使用虚拟矢量和多矢量合成 2 种电压矢量生成方式,摒弃零矢量以抑制共模电压,在保证转矩控制性能的同时降低平均开关频率。通过改变矢量生成方式的切换条件实现开关频率和转矩脉动的灵活折中。仿真结果表明,所提方法可有效抑制共模电压,保留了常规 MPC 的动态性能优势,并兼顾保证了较低的开关频率和转矩脉动。

【参考文献】

[1] 吴茂刚. 矢量控制永磁同步电动机交流伺服系统的研究[D]. 杭州:浙江大学, 2006.
[2] 章曾. 永磁同步电机电助力转向控制系统研究[D]. 淄博:山东理工大学, 2019.
[3] 杨茂林. 基于模型预测的协作机器人关节电机控制[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2021.

[4] 陈悦. 飞机主动侧杆高精度杆力控制研究[D]. 南京:南京航空航天大学, 2020.
[5] 周湛清. 永磁同步电机系统模型预测控制[D]. 天津:天津大学, 2017.
[6] 张晓光, 张亮, 侯本帅. 永磁同步电机优化模型预测转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(16): 4800.
[7] 牛峰, 李奎, 王尧. 永磁同步电机模型预测直接转矩控制[J]. 电机与控制学报, 2015, 19(12): 60.
[8] 刘坤, 高琳. 永磁同步电机的改进模型预测直接转矩控制[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(1): 10.
[9] WANG X, SUN D. Three-vector-based low-complexity model predictive direct power control strategy for doubly fed induction generators [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 773.
[10] 姜艳姝, 徐殿国, 赵洪, 等. 多电平 SPWM 变频器中共模电压抑制技术的研究[J]. 中国电机工程学报, 2005(3): 20.
[11] DURAN M J, RIVEROS J A, BARRERO F, et al. Reduction of common-mode voltage in five-phase induction motor drives using predictive control techniques [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(6): 2059.
[12] VARGAS R, AMMANN U, RODRIGUEZ J, et al. Predictive strategy to control common-mode voltage in loads fed by matrix converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(12): 4372.
[13] REHPADE R, PABLE S D, KHARATE G K. Design issues & challenges with EMI/EMC in system on packages (SOPs) [C] // 2017 International Conference of Electronics, Communication and Aerospace Technology (ICECA), 2017.
[14] ROJAS C A, AGUIRRE M, KOURO S, et al. Leakage current mitigation in photovoltaic string inverter using predictive control with fixed average switching frequency [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(12): 9344.
[15] GUO L, ZHANG X, YANG S, et al. A MPC based common-mode voltage suppression strategy for PMSG used in high power wind generation system[C] // 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), 2016.
[16] MUN S K, KWAK S. Reducing common-mode voltage of three-phase VSIs using the predictive

- current control method based on reference voltage [J]. Journal of Power Electronics, 2015, 15(3): 712.
- [17] 杨宇. 两电平逆变器共模电压抑制策略研究[D]. 徐州:中国矿业大学, 2016.
- [18] KWAK S, MUN S. 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.
- [19] HOSEINI S K, ADABI J, SHEIKHOLESAMI A. Predictive modulation schemes to reduce common-mode voltage in three-phase inverters-fed AC drive systems [J]. IET Power Electronics, 2014, 7(4): 840.
- [20] 吕帅帅, 林辉, 李兵强. 面装式永磁同步电机无差拍直接转矩控制[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(9): 88.
- [21] WANG T, ZHU Z Q, FREIRE N M A, et al. Comparative study of parameter mismatch on different model predictive controls for PMSM drives[C]//2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia), 2020.

[期刊简介]

《电机与控制应用》(原《中小型电机》)创刊于1959年,是经国家新闻出版总署批准注册,由上海电器科学研究所(集团)有限公司主办的具有专业权威的电工技术类科技期刊。

期刊定位于电机、控制和应用三大板块,以中小型电机为基础,拓展新型的高效节能和微特电机技术,以新能源技术和智能控制技术引领和提升传统的电机制造技术为方向,以电机系统节能为目标开拓电机相关应用,全面报道国内外的最新技术、产品研发、检测、标准及相

关的行业信息。

本刊每月10日出版,国内外公开发行人,邮发代号4-199。在半个多世纪的岁月中,本刊为我国中小型电机行业的技术进步与发展做出了巨大的贡献,在中国电机及其应用领域享有很高的声誉。

依托集团公司雄厚的技术实力和广泛的行业资源,《电机与控制应用》正朝着专业化品牌媒体的方向不断开拓创新,得到了业内人士的普遍认可,备受广大读者的推崇和信赖,多次被评为中文核心期刊、中国科技核心期刊、全国优秀科技期刊。

声 明

本刊已许可万方数据、重庆维普、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、北京世纪超星信息技术发展有限责任公司在其网站及其系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行、信息网

络传播本刊全文。该社著作权使用费与本刊相关费用抵消。如作者不同意文章被收录,请在来稿时向本刊声明,本刊将做适当处理。

《电机与控制应用》编辑部