

基于拓展矢量集的永磁同步电机模型预测控制

王德顺^{1,2}, 王开毅², 吕广宪², 谢宗楚³

(1. 东南大学 自动化学院, 江苏 南京 210096;

2. 国网上海能源互联网研究院有限公司, 上海 201210;

3. 西南交通大学 电气工程学院, 四川 成都 611756)

摘要: 永磁同步电机传统的模型预测控制(MPC)在一个控制周期内只作用一个电压矢量,需要较高的采样频率才能获得较好的控制性能。针对此问题,提出了一种基于拓展矢量集的模型预测控制算法,该算法无需改变采样频率即可实现电机控制性能和开关损耗的动态调节。由于拓展矢量集电压矢量多,为了降低计算量,提出了一种基于相邻矢量的电压矢量优化策略,将控制集候选电压矢量个数限制在11个以内。仿真和试验结果表明,所提基于拓展矢量集的模型预测控制算法不但保留了传统有限集MPC算法的动态性能,且可以在不改变采样频率下,通过调节拓展矢量集的电压矢量数量,实现控制性能和开关损耗的动态调节。

关键词: 永磁同步电机; 模型预测控制; 拓展矢量集; 相邻矢量

中图分类号: TM341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2023)10-0009-08

doi: 10.12177/emca.2023.029

Model Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Extended Vector Set

WANG Deshun^{1,2}, WANG Kaiyi², LÜ Guangxian², XIE Zongchu³

(1. School of Automation, Southeast University, Nanjing 210096, China;

2. State Grid Shanghai Energy Interconnection Research Institute Co., Ltd., Shanghai 201210, China;

3. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, China)

Abstract: The traditional model predictive control(MPC) of permanent magnet synchronous motors(PMSM) only acts on one voltage vector in a control cycle, so a higher sampling frequency is needed to obtain better control performance. Aiming at the problem, a model predictive control algorithm based on extended vector set is proposed, which can realize the dynamic adjustment of motor control performance and switching loss without changing the sampling frequency. Because there are many voltage vectors in the extended vector set, in order to reduce the calculation, an optimization strategy of voltage vectors based on adjacent vectors is proposed, and the number of candidate voltage vectors in the control set is limited to 11. The simulation and experimental results show that the proposed PMSM model predictive control algorithm based on the extended vector set has the same dynamic performance to the traditional finite set model predictive control algorithm, and the control performance and switching loss can be adjusted by adjusting the number of voltage vectors in the extended vector set without changing the sampling frequency.

收稿日期: 2023-01-10; 收到修改稿日期: 2023-02-03

作者简介: 王德顺(1982—),男,博士,教授级高工,研究方向为新能源储能技术,新能源轨道机车。(通信作者)

王开毅(1985—),男,学士,中级工程师,研究方向为新能源移动装备关键技术的研究与开发。

吕广宪(1976—),男,博士,教授级高工,研究方向为态势感知、风险评估及预警技术。

谢宗楚(1997—),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机模型预测控制。

Key words: permanent magnet synchronous motor; model predictive control; extended vector set; adjacent vector

0 引言

与异步电动机相比,永磁同步电机(PMSM)具有质量轻、效率高等优点,使得PMSM广泛应用于各个领域^[1-3]。在PMSM的各种控制方法中,模型预测控制(MPC)因动态响应快及实现简单,吸引了工业界越来越多的关注^[4-7]。MPC的控制策略最重要的特点就是在成本函数中包含非线性性和系统约束。

传统的有限集模型预测电流控制(FCS-MPCC)在实际应用中会面临诸多挑战,如模型参数不匹配恶化控制效果、在线计算量大和需要较高的采样频率才能获得更好的控制性能等^[8]。现有研究表明,在一个控制周期内应用多个电压矢量能有效提高控制性能^[8-13]。在文献[9]中,所选有源电压矢量仅应用于一个控制周期的一部分,其余部分用零电压矢量填充,采用这种方法能显著提高低速性能。为了进一步提高控制性能,可以考虑两个非零电压矢量^[11-12]或者三个电压矢量的组合^[13]。在文献[14]中,证明了可以通过无差拍控制原理统一上述基于多个向量的FCS-MPCC。以上方法是通过改变采样频率调节系统来控制性能,这阻碍了FCS-MPCC的实际应用。

针对上述问题,通过对六个有源矢量进行占空比调制来增强控制集(CS),可以将更多具有占空比的向量作为候选向量。通过应用合成的电压矢量,可以获得更好的控制性能,而且可以通过调节CS的数量,实现在开关损耗和电流失真之间作出妥协,这更有利于FCS-MPCC在实际中的应用。

为方便控制性能和开关损耗的调节,本文提出了一种改进的拓展控制集预测电流控制(ECS-MPCC)算法。为了解决拓展控制集(ESC)数量增加造成的计算负担,本文设计了一种简化的最优电压矢量选择方法,可以将控制集候选电压矢量个数限制在11个以内,有效减小了控制器的计算负担,易于在低成本控制器上实现。

1 数学模型

以表贴式永磁同步电机为例,其在旋转 dq 坐

标系下的数学模型表示如下:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = (u_d - R_s i_d + L_s \omega_e i_q) / L_s \\ \frac{di_q}{dt} = (u_q - R_s i_q - L_s \omega_e i_d - \omega_e \psi_r) / L_s \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_d 、 i_q 、 u_d 、 u_q 分别为 dq 轴电流和电压; R_s 为电子电阻; L_s 为电子电感; ω_e 为电角速度; ψ_r 为转子永磁体磁链。

PMSM由两电平三相电压源逆变器驱动,逆变器共有8种不同的开关状态,其合成电压矢量如图1所示,候选电压矢量可描述为

$$U_j = \frac{2}{3} U_{dc} (S_a + e^{i2\pi/3} S_b + e^{i4\pi/3} S_c) \quad (2)$$

式中: $U_j(j=0, \dots, 7)$ 为8个基本电压矢量; U_{dc} 为直流母线电压; S_a 、 S_b 、 S_c 分别为逆变器三个桥臂的开关状态。

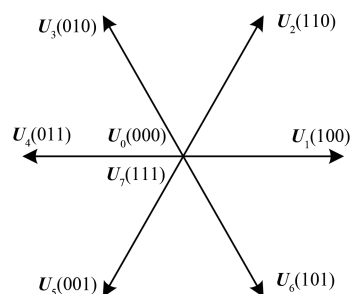


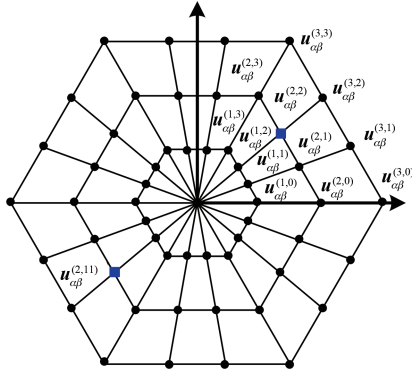
图1 基本电压矢量分布

2 ECS-MPCC 算法

与通过开关状态使用固定电压矢量的传统FCS-MPCC不同,所提出的ECS-MPCC拓展了矢量集,能有效减小电流谐波。所提出ECS策略的虚拟电压矢量可以通过简单方程计算其值,考虑到枚举所有的电压矢量大大增加了实际系统的计算负担,针对该问题,提出了一种基于相邻矢量法缩减候选矢量个数,以降低算法的计算复杂度。

2.1 ECS 电压矢量

所提出的拓展矢量集通过将基本电压矢量 M 等分和扇区矢量角 N 等分来获取,其电压矢量分布如图2所示。为了在没有任何查找表的情况下获得虚拟电压矢量值,所提出的方法通过使用图

图2 所提出 ESC 的空间矢量分布 ($M=3, N=3$)

2 每个电压矢量的坐标值获取,并定义为

$$\begin{cases} V_{\alpha\beta}^{(x,y)} = \frac{2x}{3M} U_{dc} \frac{\sin(\pi/3)}{\sin(2\pi/3 - h\theta)} e^{j\theta} \\ \theta = \frac{\pi}{3N}, h = y/N \end{cases} \quad (3)$$

式中: x, y 分别为电压矢量对应的坐标值。

2.2 基于相邻矢量的候选矢量集

考虑到虚拟电压矢量会显著增加计算量,这将导致过多的硬件执行时间。因此,提出了一种基于相邻矢量的方法减少候选电压矢量。

通过欧拉法对式(1)进行离散化可以得到:

$$\begin{cases} i_d^{k+1} = i_d^k + \frac{T_s}{L_s} (u_d^k - R_s i_d^k + \omega_e^k L_s i_q^k) \\ i_q^{k+1} = i_q^k + \frac{T_s}{L_s} (u_q^k - R_s i_q^k - \omega_e^k L_s i_d^k - \omega_e^k \psi_r) \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} E_d^k = -\omega_e^k L_s i_q^k \\ E_q^k = \omega_e^k L_s i_d^k + \omega_e^k \psi_r \end{cases} \quad (5)$$

式中: i_d^{k+1}, i_q^{k+1} 分别为下一时刻的 d, q 轴电流预测值; i_d^k, i_q^k 分别为当前时刻的 d, q 轴电流采样值; T_s 为采样周期; u_d^k, u_q^k 分别为当前时刻的 d, q 轴电压; ω_e^k 为当前时刻的电角速度; E_d^k, E_q^k 为当前时刻的反电动势。

电流预测值可以用参考电流和电流波动表示:

$$\begin{cases} i_d^k = i_{dref}^k + \Delta i_d^k \\ i_q^k = i_{qref}^k + \Delta i_q^k \end{cases} \quad (6)$$

式中: $\Delta i_d^k, \Delta i_q^k$ 分别为 d, q 轴电流波动量。

考虑到稳态时,实际电流可跟踪参考电流,且在较小范围内波动。对于表贴式 PMSM,一般采

用 $i_d \Delta_{ref} = 0$ 的控制方式。因此,稳态时反电动势主要由 q 轴电流给定和转速决定,反电动势可近似为

$$\begin{cases} E_d^k = -\omega_e^k L_s i_{qref}^k \\ E_q^k = \omega_e^k \psi_r \end{cases} \quad (7)$$

将式(6)和式(7)代入式(4),得到稳态时电压方程:

$$\begin{cases} u_d^k = R_s i_{dref}^k + \frac{L_s}{T_s} (i_d^{k+1} - i_d^k) - \omega_e^k L_s i_{qref}^k \\ u_q^k = R_s i_{qref}^k + \frac{L_s}{T_s} (i_q^{k+1} - i_q^k) + \omega_e^k \psi_r \end{cases} \quad (8)$$

同理, $k+1$ 时刻的电压方程可以表示为

$$\begin{cases} u_d^{k+1} = R_s i_{dref}^{k+1} + \frac{L_s}{T_s} (i_d^{k+2} - i_d^{k+1}) - \omega_e^{k+1} L_s i_{qref}^{k+1} \\ u_q^{k+1} = R_s i_{qref}^{k+1} + \frac{L_s}{T_s} (i_q^{k+2} - i_q^{k+1}) + \omega_e^{k+1} \psi_r \end{cases} \quad (9)$$

由于电机系统的机械时间常数远大于电气时间常数,可以认为电机转速在相邻几个控制周期内保持不变。根据式(8)和式(9),相邻控制周期的电压误差可以表示为

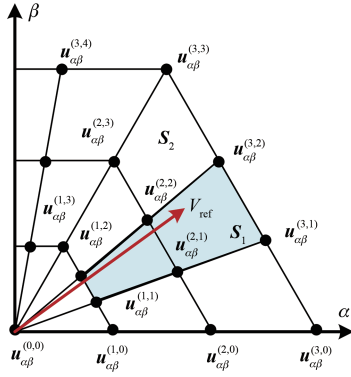
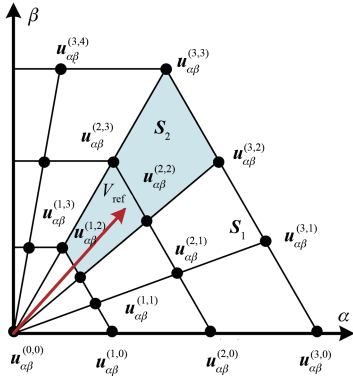
$$\begin{cases} u_d^{k+1} - u_d^k = \frac{L_s}{T_s} (i_d^{k+2} - i_d^{k+1}) \\ u_q^{k+1} - u_q^k = \frac{L_s}{T_s} (i_q^{k+2} - i_q^{k+1}) \end{cases} \quad (10)$$

稳态时, d, q 轴电流在参考值附近波动,所以有:

$$\begin{cases} u_d^{k+1} - u_d^k = 0 \\ u_q^{k+1} - u_q^k = 0 \end{cases} \quad (11)$$

因此,通过选择与上一时刻所发矢量的相邻矢量和零矢量作为控制集,可以减少候选电压矢量的个数。以 $u_{\alpha\beta}^{(2,2)}$ 为例,图3和图4给出了候选电压矢量的示意图。

由上述分析可知,在不考虑零矢量的情况下,当参考电压矢量在区域 S_1 时,选择 $u_{\alpha\beta}^{(2,2)}$ 作为最优电压矢量,此时的相邻矢量为 $u_{\alpha\beta}^{(x,y)}$ ($x=1,2,3; y=1,2$);当参考电压矢量在区域 S_2 时,选择 $u_{\alpha\beta}^{(2,2)}$ 作为最优电压矢量,此时的相邻矢量为 $u_{\alpha\beta}^{(x,y)}$ ($x=1,2,3; y=2,3$)。然而,计算参考电压矢量的位置会增加算法的复杂度,为此控制集需

图3 候选电压矢量分布(区域 S_1)图4 候选电压矢量分布(区域 S_2)

要涵盖上述两种情况。当 k 时刻所发的电压矢量为 $u_{\alpha\beta}^{(2,2)}$ 时,则选择零矢量 $u_{\alpha\beta}^{(0,0)}$ 和 $u_{\alpha\beta}^{(x,y)}$ ($x=1,2,3; y=1,2,3$) 作为 $k+1$ 时刻的控制集。特殊情况,如果 k 时刻所发矢量为零电压矢量,则将最近作用的非零矢量对应的相邻矢量和零矢量作为控制集,直到选择非零矢量后更新控制集。

2.3 ESC-MPCC 算法的候选矢量集

上述分析是基于稳态运行工况,并未考虑动态过程。针对非稳态运行工况,提出通过增加相反方向的待选矢量,以提高系统的动态响应速度。在速度闭环的 FCS-MPCC 算法中,速度外环采用 PI 控制器,PI 控制器的输出作为转矩给定值。

本文采用表贴式 PMSM,一般采用 $i_{d\text{ref}}=0$ 的控制方式,为了方便,通常将 PI 控制器的输出作为 q 轴电流参考值。三相 PMSM 的动态扰动主要来源于两部分:一是速度指令值变化;二是负载转矩变化。对于第一种情况,速度指令值变化只会改变内环 MPC 算法的输入 $i_{q\text{ref}}$ 。对于第二种情况,当负载增大时,输出电磁转矩小于负载转矩,电机转速下降。由于速度指令值不变,给定速度

与实际速度的误差为正,PI 控制器的比例和积分环节输出增大, $i_{q\text{ref}}$ 增大,实际 i_q 跟随 $i_{q\text{ref}}$ 增大,输出电磁转矩增大,直到达到新的稳态。相反,当负载减小时,体现为 $i_{q\text{ref}}$ 减小,实际电流 i_q 跟随 $i_{q\text{ref}}$ 减小,输出电磁转矩减小,直到达到新的稳态。因此,负载的变化对内环 MPC 的影响也是体现在电流给定值 $i_{q\text{ref}}$ 的变化。

通过上述分析可以得知,系统的动态扰动最终体现在电流给定值 $i_{q\text{ref}}$ 的变化。因此,只需要分析 $i_{q\text{ref}}$ 突增或者突减情况下, FCS-MPCC 算法的动态过程。

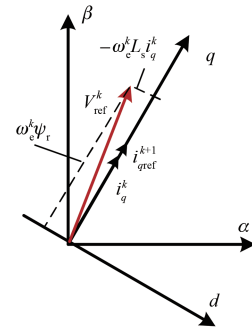


图5 稳态时的相量关系图

稳态时,忽略定子电阻压降,假设实际电流可以准确跟踪参考电流,则 k 时刻参考电压方程如式(12)所示。图5给出了稳态时,三相 PMSM 在 $\alpha\beta$ 坐标系下的矢量关系图。

$$\begin{cases} u_{d\text{ref}}^k = \frac{L_s}{T_s} (i_{d\text{ref}}^{k+1} - i_d^k) - \omega_e^k L_s i_q^k \\ u_{q\text{ref}}^k = \frac{L_s}{T_s} (i_{q\text{ref}}^{k+1} - i_q^k) + \omega_e^k L_s i_d^k + \omega_e^k \psi_r \end{cases} \quad (12)$$

同理,可以得到 $k+1$ 时刻参考电压为

$$\begin{cases} u_{d\text{ref}}^{k+1} = \frac{L_s}{T_s} (i_{d\text{ref}}^{k+2} - i_d^{k+1}) - \omega_e^k L_s i_q^{k+1} \\ u_{q\text{ref}}^{k+1} = \frac{L_s}{T_s} (i_{q\text{ref}}^{k+2} - i_q^{k+1}) + \omega_e^k L_s i_d^{k+1} + \omega_e^k \psi_r \end{cases} \quad (13)$$

动态过程中,若 $i_{q\text{ref}}^{k+2}$ 增大,则 $u_{q\text{ref}}^{k+1}$ 增大,由于 i_q^{k+1} 未发生变化,故 $u_{d\text{ref}}^{k+1}$ 保持不变,图6给出了此时 $\alpha\beta$ 坐标系下的矢量关系图。根据无差拍的思想,在 $i_{q\text{ref}}^{k+2}$ 增大过程中, V_{ref}^{k+1} 和 V_{ref}^k 的相位角接近,所以相邻矢量构成的控制集可满足电流快速增大的要求。

由式(13)可知, q 轴电流增量表达式为

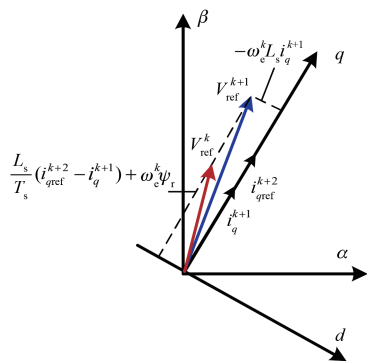


图6 参考电流增大时的相量关系图

$$i_{qref}^{k+2} - i_q^{k+1} = \frac{T_s u_{qref}^{k+1}}{L_s} - \omega_e^k T_s i_d^{k+1} - \frac{\omega_e^k T_s \psi_r}{L_s} \quad (14)$$

由式(14)可知,当 u_{qref}^{k+1} 等于零时, $k+2$ 时刻电流会减小,即零矢量具有减小 q 轴电流的效果;同理,当 u_{qref}^{k+1} 小于零时,其对电流的减小效果更加明显,能提高给定电流突减时的动态响应速度。图7给出了此时 $\alpha\beta$ 坐标系下的矢量关系图。从图7可以看出,此时参考电压矢量的位置几乎反向,因此相邻矢量构成的控制集无法满足快速减小电流的要求。通过在 $k+1$ 时刻的控制集中增加与最近所发非零矢量相反的电压矢量,可以提高系统的动态响应速度。

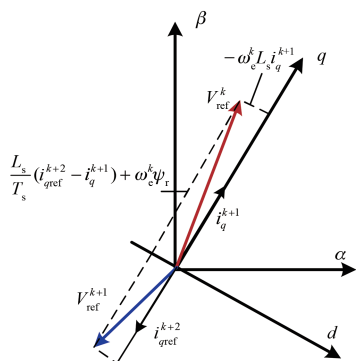


图7 参考电流减小时的相量关系图

一般地,假设 k 时刻所发电压矢量为 $u_{\alpha\beta}^{(x_{old}, y_{old})}$, 其中 $0 < x_{old} \leq M, 0 < y_{old} \leq N$; 则 $k+1$ 时刻的控制集为:零矢量 $u_{\alpha\beta}^{(0,0)}$ 、相邻矢量 $u_{\alpha\beta}^{(x,y)}$ ($x \in \Omega_x, y \in \Omega_y$) 和相反矢量 $u_{\alpha\beta}^{(x_{old}, z)}$ ($z \in \Omega_z$)。其中:

$$\begin{cases} \Omega_y = \{y_{old} - 1, y_{old}, y_{old} + 1\}, 1 < y_{old} < 6N - 1 \\ \Omega_y = y_{old}, y_{old} = 1 \\ \Omega_y = \{0, 6N - 2, 6N - 1\}, y_{old} = 6N - 1 \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} \Omega_z = \{y_{old} + 3N\}, y_{old} + 3N < 6N \\ \Omega_z = \{y_{old} - 3N\}, y_{old} + 3N \geq 6N \end{cases} \quad (16)$$

当 $M \leq 2$ 时:

$$\begin{cases} \Omega_x = \{1\}, M = 1 \\ \Omega_x = \{1, 2\}, M = 2 \end{cases} \quad (17)$$

当 $M > 2$ 时:

$$\begin{cases} \Omega_x = \{x_{old} - 1, x_{old}, x_{old} + 1\}, 1 < x_{old} < M \\ \Omega_x = \{1, 2, 3\}, x_{old} = 1 \\ \Omega_x = \{x_{old} - 2, x_{old} - 1, x_{old}\}, x_{old} = M \end{cases} \quad (18)$$

综上所述,当 $M=1$ 时,控制集候选电压矢量个数为5个;当 $M=2$ 时,控制集候选电压矢量个数为8个;当 $M>3$ 时,控制集候选电压矢量个数为11个。通过相邻矢量的优化策略,可将 ESC-MPCC 算法控制集的候选电压矢量个数限制在11个以内。

3 仿真分析

为了验证本文所提的 ECS-MPCC 算法在不改变采样频率下,通过改变拓展矢量集大小来实现对控制性能和开关频率的调节效果,在 MATLAB/Simulink 搭建了控制系统的仿真模型。仿真所用电机的主要参数如表1所示,所用电机为表贴式永磁同步电机,所以有 $L_s = L_d = L_q$ 。

表1 永磁同步电机参数

参数名称	参数值
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
转子磁链 ψ_r/Wb	0.421
直流母线电压 U_{dc}/V	260
极对数 p	4

为了方便表述,将文献[6]中所提到的传统单矢量 MPCC 方法称为 Method_tra;将文献[9]中所提的基于两矢量占空比 MPCC 方法称为 Method_duty;将文献[15]中所提到的常规无差拍控制方法称为 DPCC。本文所提方法在 $M=u, N=v$ 时称为 MethodMN_uv。

图8和图9分别是不同方法在转速100到600转时对应的相电流 THD 对比和平均开关频

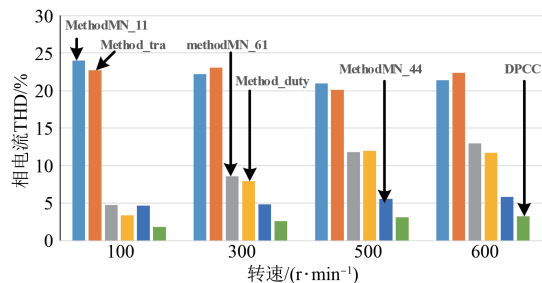


图8 不同方法的相电流 THD 对比

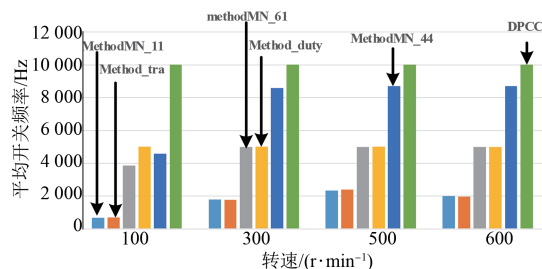


图9 不同方法的平均开关频率对比

率对比。给定负载为 $10 \text{ N} \cdot \text{m}$, 控制频率为 10 kHz 。从图8和图9可知, 当 $M=N=1$ 时, 所提方法 MethodMN_11 和 Method_tra 方法控制性能类似; 当 $M=6, N=1$ 时, 所提方法 MethodMN_61 和 Method_duty 方法控制性能类似; 当 $M=4, N=4$ 时, 所提方法 MethodMN_44 和 Method_duty 相比, 相电流 THD 更低; 与 DPCC 控制性能接近。

综上所述, 仿真结果表明, 与 Method_tra、Method_duty 和 DPCC 方法通过调节采样频率改变控制性能不同, 所提 ESC-MPCC 算法在固定采样频率下, 可通过调节拓展矢量集大小选择不同的控制性能。

4 试验验证

为了验证所提出的 ESC-MPCC 算法的可行性和有效性, 建立了一个试验平台, 如图10所示。试验电机参数如表1所示, 控制算法由

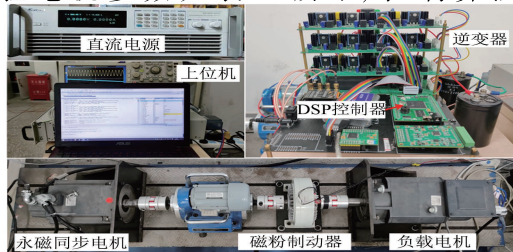


图10 永磁同步电机驱动试验平台

TMS320F28335 数字信号处理器实现。

4.1 稳态性能对比

为了评估所提方法的稳态性能, 将其与 Method_duty 方法在 600 r/min 、 $10 \text{ N} \cdot \text{m}$ 负载和 10 kHz 采样频率下进行了比较。

图11给出了两种算法在稳态运行时, a 相电

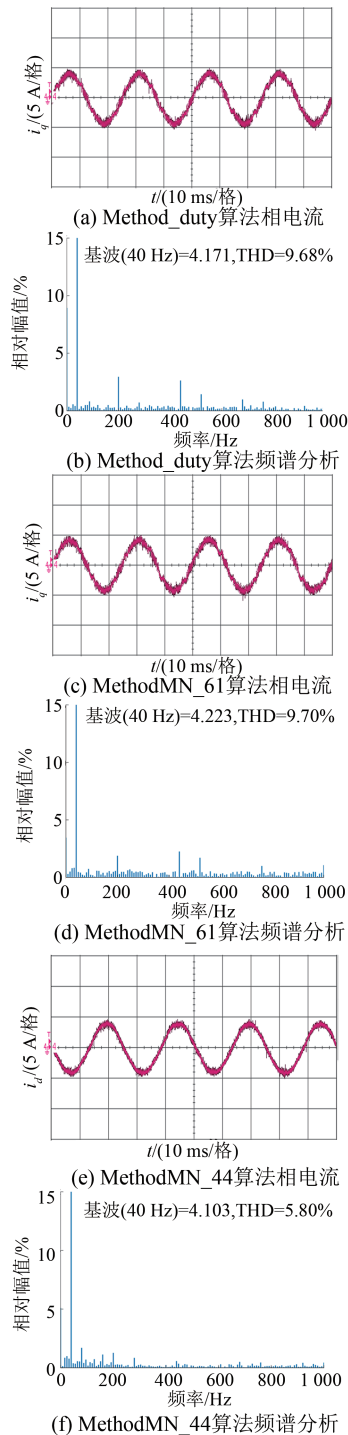


图11 三种算法在稳态运行, a 相电流波形及谐波分析

流波形及谐波分析。从图 11 可知,所提方法可以通过调节拓展矢量集来调节系统的控制性能,这和仿真分析结果一致。

将稳态性能分析拓展到宽速域范围,对几种不同算法在不同速度下进行相电流 THD 和平均开关频率比较,如图 12 和图 13 所示。可以看出,在宽速域范围内,所提算法仅通过调节拓展矢量集大小,实现了系统开关损耗和相电流 THD 的动态调整。相比于传统 MPCC,所提算法更利于在实际系统应用。

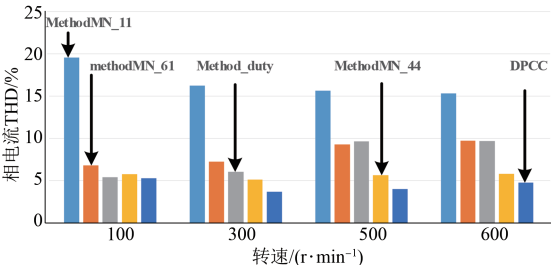


图 12 不同算法在不同转速下,相电流 THD 对比

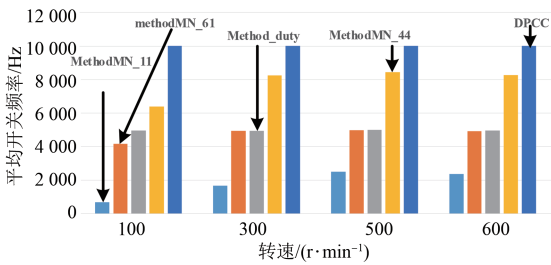


图 13 不同算法在不同转速下,平均开关频率对比

4.2 动态性能对比

为了对比所提方法和 Method_duty 算法的动态响应性能,做了转速反转对比试验,如图 14 和图 15 所示。在转速反转试验中,永磁同步电机在

空载下运行,转速由 - 600 r/min 突变为 600 r/min,1 s 后转速突变为-600 r/min。从图 14 和图 15 可以看出,两种算法都可以快速响应并且有效跟踪参考电流,且响应时间都在 1 ms 左右。

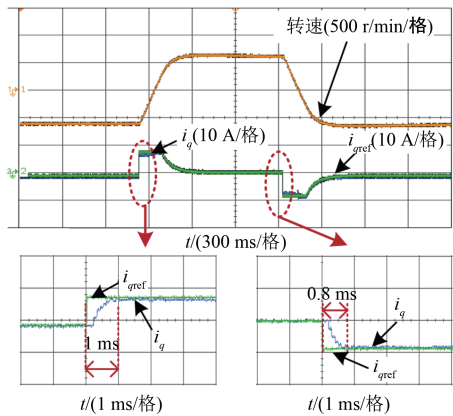


图 15 MethodMN_44 算法转速反转试验波形

5 结 语

针对传统有限集模型预测控制只能通过改变采样频率调节系统控制性能和平均开关损耗的问题。本文提出了一种用于永磁同步电机驱动的通用且简单的 ESC-MPCC 算法。所提算法不需要查找表,仅通过简单方程计算各候选电压矢量的值。为了不枚举所有候选电压矢量,提出了一种基于相邻矢量的方法缩减候选矢量个数,使 ESC-MPCC 算法的控制集候选矢量个数限制在 11 个以内。仿真和试验结果表明,所提算法与传统 MPCC 具有类似的动态性能,且可以在不改变采样频率情况下,仅通过调节拓展矢量集大小,满足控制系统对开关损耗和控制性能的不同要求。

【参考文献】

[1] 冯凌,付建国,廖丽诚,等. 一种改进的永磁同步牵引电机低开关频率模型预测直接转矩控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(21): 7507-7517.

[2] 孙建业,王志强,谷鑫,等. 高速低载波比下永磁同步电机预测电流控制 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(11): 3663-3673.

[3] HUANG W, DU J, HUA W, et al. Current-based open-circuit fault diagnosis for PMSM drives with model predictive control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(9): 10695-10704.

- [4] ZHOU L, JAHNES M, PREINDL M. Modular model predictive control of a 15-kW, kilo-to-mega-hertz variable-frequency critical-soft-switching nonisolated grid-tied inverter with high efficiency [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(10): 12591-12605.
- [5] 齐昕, 苏涛, 周珂, 等. 交流电机模型预测控制策略发展概述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(18): 6408-6419.
- [6] ZHANG X, BAI H, CHENG M. Improved model predictive current control with series structure for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(12): 12437-12446.
- [7] 苏晓杨, 兰志勇, 蔡兵兵. 永磁同步电机模型预测电流控制比较研究[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(10): 7-13.
- [8] LI X, XUE Z, ZHANG L, et al. A low-complexity three-vector-based model predictive torque control for SPMSM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 13002-13012.
- [9] 史婷娜, 张维, 肖萌, 等. 基于矢量作用时间的永磁同步电机预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(19): 1-10.
- [10] SONG Z, MA X, ZHANG R. Enhanced finite-control-set model predictive flux control of permanent magnet synchronous machines with minimum torque ripples [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(9): 7804-7813.
- [11] 徐艳平, 张保程, 周钦. 永磁同步电机双矢量模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(20): 4944-4956.
- [12] ZHANG Y, HUANG L, XU D, et al. Performance evaluation of two-vector-based model predictive current control of PMSM drives [J]. Chinese Journal of Engineering, 2018, 4(2): 65-81.
- [13] 秦艳忠, 阎彦, 陈炜, 等. 永磁同步电机参数误差补偿-三矢量模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(02): 255-265.
- [14] ZHANG Y, BAI Y, YANG H. A Universal multiple-vector-based model predictive control of induction motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 6957-6969.
- [15] ZHANG X, HOU B, MEI Y. Deadbeat predictive current control of permanent-magnet synchronous motors with stator current and disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3818-3834.

(上接第 8 页)

- [36] 季刚. 双水内冷同步调相机定子绕组水路堵塞时温度特征研究[D]. 保定: 华北电力大学, 2020.
- [37] 颜景博. 双水内冷同步调相机水路堵塞时定子发热问题研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2020.
- [38] 张玉良, 马宏忠, 蒋梦瑶, 等. 基于 SSI-MSVM 的调相机轴承故障诊断方法[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(3): 87-93.
- [39] JIANG M, MA H, ZHAO S, et al. Rotor ground-fault diagnosis methods for synchronous condensers based on amplitude and phase-angle of voltage [J]. Journal of Power Electronics, 2020, 20(5): 1184-1194.