

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2024.05.009

基于拓展控制集的 PMSM 有限控制集无模型预测电流控制策略

刘兴, 阳辉, 王逸飞, 陈涛, 全相军
(东南大学电气工程学院, 江苏 南京 210096)

摘要:永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有高效率、高功率密度与高可靠性等优势,已在工业界得到广泛应用。文中针对 PMSM 驱动系统,提出基于拓展控制集的有限控制集无模型预测电流控制(finite-control-set model-free predictive current control, FCS-MFPCC)。首先,分析 PMSM 系统的数学模型并详述有限控制集模型预测电流控制(finite-control-set model predictive current control, FCS-MPCC)的原理。其次,介绍基于线性扩张状态观测器(linear extended state observer, LESO)的传统 FCS-MFPCC。针对传统 FCS-MFPCC 稳态性能不足的问题,采用基于离散空间矢量调制(discrete space vector modulation, DSVM)的控制集拓展方案,将控制集的电压矢量数目拓展至 25。然后,为解决拓展控制集带来的高计算量问题,提出一种快速寻优策略,阐述该策略的实施原理与流程。最后,基于一台 500 W PMSM 实验平台,对比传统 FCS-MFPCC 与所提 FCS-MFPCC 的控制性能,验证所提算法的有效性与优越性。实验结果表明,所提算法能够有效提升系统稳态性能,且定子绕组电流总谐波畸变率由 10.07% 降低至 6.48%。

关键词:永磁同步电机(PMSM);模型预测控制;有限控制集无模型预测电流控制(FCS-MFPCC);有限控制集模型预测电流控制(FCS-MPCC);线性扩张状态观测器(LESO);离散空间矢量调制(D SVM)

中图分类号:TM341

文献标志码:A

文章编号:2096-3203(2024)05-0091-09

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有高效率、高功率密度与高可靠性等优势,被广泛应用于电动汽车、航天航空等重点领域^[1-3]。磁场定向控制(flux-oriented control, FOC)与直接转矩控制(direct torque control, DTC)是目前 PMSM 驱动的 2 类典型控制算法^[4-8]。FOC 一般基于比例积分(proportional integral, PI)控制器设计,但线性控制器带宽有限,动态性能较差;DTC 通常采用转矩、磁链双滞环结构,通过查表法选出电压矢量直接控制转矩与磁链,具有结构简单、转矩响应快等优势,但稳态性能较差。

随着数字控制器与半导体技术的发展,以模型预测控制为代表的高性能非线性控制算法得到了国内外学者的广泛研究与关注^[9-10]。在诸多模型预测控制策略中,有限控制集模型预测电流控制(finite-control-set model predictive current control, FCS-MPCC)契合了逆变器开关的离散特性,具有动态性能优异、易于实现多目标优化、适用于非线性系统、无需调制单元等优点,得到了电机驱动与电力电子等领域专家学者的青睐。国内外著名学术期刊也报道了大量 FCS-MPCC 的研究成果^[11-13]。

作为一类基于模型的控制算法, FCS-MPCC 的

最主要缺点是其对被控系统模型参数的依赖性^[14],模型参数失配将显著降低算法的动稳态性能,甚至导致系统不稳定^[15]。然而,在 PMSM 系统中,电感、电阻等参数极易受运行工况与工作环境等因素影响。诸多文献针对 FCS-MPCC 鲁棒性不足的问题进行了研究。文献[16]针对并网逆变器提出电感参数在线校正技术,将电感参数校正至实际值,从而解决参数失配问题。文献[17]将参数辨识技术集成至 FCS-MPCC 算法,实现 PMSM 电感参数的在线辨识。然而,额外加入参数辨识技术不仅会加重控制器的运算负担,还可能给系统稳定性造成影响。

为从根本上解决参数依赖性问题,国内外学者根据超局部模型理念提出一类有限控制集无模型预测电流控制(finite-control-set model-free predictive current control, FCS-MFPCC)^[18]。该类算法使用超局部模型替换原有数学模型,将数学模型中的含参部分整体视作扰动变量,然后利用观测器对其进行观测与估计,最后根据 FCS-MPCC 的基本思路进行寻优与控制。为实现总扰动估计,现有相关工作采用了龙伯格观测器(Luenberger observer, LO)^[19]、滑模观测器(sliding mode observer, SMO)^[20]、线性扩张状态观测器(linear extended state observer, LESO)^[21]等。相较之下, LO 系数矩阵待整定参数较多,设计难度较大,且需要初始电机参数信息; SMO 本质上是从状态观测误差的极性变化中提取状态变量信息,存在抖振等问题; LESO 待整定参数

收稿日期:2024-02-11;修回日期:2024-04-26

基金项目:国家自然科学基金资助项目(52077033)

更少且有理论支持^[22]。因此,文中将基于 LESO 研究 FCS-MFPCC 策略。

与 FCS-MPCC 相同,FCS-MFPCC 也存在稳态性能差的缺陷,本质原因是每个控制周期只应用单个电压矢量。该问题的解决思路可分为 2 类,一是占空比优化,二是控制集拓展。占空比优化方案通常在一个控制周期前挑选出多个电压矢量并分配占空比,最典型的矢量组合方式为“非零矢量+零矢量”^[23],即通过插入零矢量调整非零矢量幅值。然而,在线计算矢量占空比必然极大增加算法计算量。控制集拓展方案则是利用离散空间矢量调制 (discrete space vector modulation, DSVM) 构造若干虚拟电压矢量,增加控制集中可选矢量的数目^[24-30],本质上仍然是将 2 个或多个矢量进行组合,不同之处在于矢量的占空比固定。理论上,若缺乏高效的寻优策略,控制集拓展方案也将成倍增加算法计算负担。

文中针对 PMSM 系统提出一种基于拓展控制集的 FCS-MFPCC,所提算法采用 LESO 实现总扰动估计。为提升系统稳态性能,文中采用控制集拓展方案,通过 DSVM 构造 18 个虚拟电压矢量,增加可选电压矢量范围。文中针对拓展控制集带来的高计算量问题,提出一种快速寻优策略,将评估电压矢量数目由 25 降低至 7,显著提升算法寻优效率。最后,通过实验对所提 FCS-MFPCC 进行验证。

1 PMSM 数学模型与 FCS-MPCC 原理

1.1 PMSM 数学模型

在同步旋转坐标系下,PMSM 数学模型对应的状态空间方程为:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{C} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \mathbf{x} = [i_d & i_q]^T \\ \mathbf{u} = [u_d & u_q]^T \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega_e L_q}{L_d} \\ \frac{\omega_e L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \\ \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_e \psi_f}{L_q} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3)$$

式中:变量上方的“·”表示微分运算; i_d 、 i_q 分别为定子绕组电流的 d 轴与 q 轴分量; u_d 、 u_q 分别为逆变器输出电压的 d 轴与 q 轴分量; R_s 为定子绕组内阻; L_d 、 L_q 分别为电机的 d 轴与 q 轴电感; ω_e 为电机转子电角速度; ψ_f 为永磁磁链。

此外,电磁转矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2}n_p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (4)$$

式中: n_p 为电机极对数; ψ_d 、 ψ_q 分别为 d 轴与 q 轴磁链,可以表示为式(5)。

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

式(1)中的输入状态变量 $\mathbf{u} = [u_d \ u_q]^T$ 受逆变器开关状态的控制,可以表示为:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{abc/dq} \begin{bmatrix} u_{aN} \\ u_{bN} \\ u_{cN} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{abc/dq} \cdot \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2S_a - S_b - S_c \\ 2S_b - S_a - S_c \\ 2S_c - S_a - S_b \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: u_{aN} 、 u_{bN} 、 u_{cN} 分别为逆变器三相桥臂中点与电机三相绕组中性点之间的电位差; S_a 、 S_b 、 S_c 分别为逆变器三相桥臂的开关状态, $S_x = 1$ ($x = a, b, c$) 表示 x 相上桥臂开关导通, $S_x = 0$ 表示 x 相下桥臂开关导通; V_{dc} 为直流母线电压; $\mathbf{T}_{abc/dq}$ 为 Park 变换,可表达为式(7)。

$$\mathbf{T}_{abc/dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin \theta_e & -\sin\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中: θ_e 为电机转子电角度。

此外,三相两电平逆变器共有 8 种开关状态,不同开关状态对应不同的电压矢量, $\alpha\beta$ 坐标系下的电压矢量空间分布如图 1 所示。6 个非零电压矢量将空间分为 6 个扇区,即扇区 I—扇区 VI。

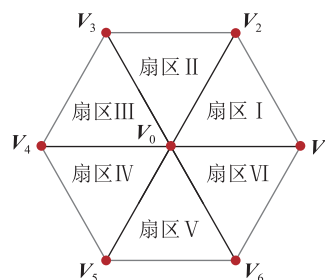


图 1 电压矢量空间分布

Fig.1 Spatial distribution of voltage vectors

1.2 FCS-MPCC 原理

FCS-MPCC 主要包括 3 个步骤:(1) 利用预测模型,对所有可能电压矢量对应的未来电流值进行预测;(2) 通过价值函数评估电压矢量的作用效果;(3) 比较价值函数,挑选出最优电压矢量。可见,预测模型与价值函数是 FCS-MPCC 中的两大关键要素。

文中采用一阶欧拉法对式(1)所示数学模型进行离散化,可得预测模型为:

$$\mathbf{x}(k+1) = e^{T_s A} \mathbf{x}(k) + T_s (\mathbf{B} \mathbf{u}(k) + \mathbf{C}) \approx (1 + T_s A) \mathbf{x}(k) + T_s (\mathbf{B} \mathbf{u}(k) + \mathbf{C}) \quad (8)$$

式中: $k, k+1$ 分别为当前时刻与下一时刻; T_s 为采样周期。

价值函数一般表示为状态变量给定值与状态变量预测值误差的二范数,即:

$$g = \|\mathbf{x}^* - \mathbf{x}(k+1)\|_2^2 \quad (9)$$

式中: $\mathbf{x}^* = [i_d^* \ i_q^*]^T$ 为状态变量给定值。据此,最优电压矢量可以通过最小化价值函数得到,即有:

$$\mathbf{V}_{\text{opt}} = \underset{\mathbf{V}_i \in \mathbf{v}}{\text{argmin}} g(\mathbf{V}_i) \quad (10)$$

式中: \mathbf{V}_{opt} 为最优电压矢量; $\mathbf{v} = \{\mathbf{V}_0, \mathbf{V}_1, \dots, \mathbf{V}_6\}$ 为控制集,该集合中的元素即为图 1 所示空间电压矢量; $i=0, 1, \dots, 6$ 。

2 基于拓展控制集的 FCS-MFPCC

2.1 传统 FCS-MFPCC 原理

传统 FCS-MFPCC 算法使用超局部模型取代原有的数学模型。根据式(1),PMSM 的超局部模型可以表示为:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{F} + \alpha \mathbf{u} \quad (11)$$

式中: $\mathbf{F} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{C} = [F_d \ F_q]^T$, 为数学模型中与输入状态变量 \mathbf{u} 无关的含参、未知与不确定项,如磁路饱和导致的电感偏差、温度上升导致的电阻偏差等; α 为系数矩阵,理论上 $\alpha = \mathbf{B}$,实际上观测得到的总扰动 \mathbf{F} 中也包含了系数矩阵 α 与 \mathbf{B} 不匹配导致的模型偏差,设计系数矩阵 α 时,仅考虑 L_d 与 L_q 的大致范围即可^[19]。

根据式(11),利用一阶欧拉法得到传统 FCS-MFPCC 的电流预测模型,即:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{x}(k) + T_s (\alpha \mathbf{u}(k) + \mathbf{F}) \quad (12)$$

传统 FCS-MFPCC 利用式(12)所示预测模型实现电流预测,控制集、价值函数以及最优矢量的选择均与 FCS-MPCC 一致。实现 FCS-MPCC 算法的关键是如何获得 \mathbf{F} ,文中设计 LESO 对 \mathbf{F} 进行估计^[19]。构建的 LESO 为:

$$\begin{cases} \mathbf{e}_{\text{rr}} = \mathbf{z}_1 - \mathbf{x} \\ \dot{\mathbf{z}}_1 = \mathbf{z}_2 + \alpha \mathbf{u} - \beta_1 \mathbf{e}_{\text{rr}} \\ \dot{\mathbf{z}}_2 = -\beta_2 \mathbf{e}_{\text{rr}} \end{cases} \quad (13)$$

式中: \mathbf{z}_1 为状态变量 \mathbf{x} 的估计值; \mathbf{e}_{rr} 为状态变量 \mathbf{x} 估计值与实际值的误差; \mathbf{z}_2 为 \mathbf{F} 估计值; β_1, β_2 为反馈系数。相较于 LO 与 SMO,LESO 一大优势在于待整定参数少且有理论支持,根据文献[22],反馈系数 β_1 与 β_2 可以设计为:

$$\begin{cases} \beta_1 = 2\omega_0 \\ \beta_2 = \omega_0^2 \end{cases} \quad (14)$$

式中: ω_0 为观测器带宽,须根据观测效果进行适当调整,一般地, ω_0 取值过小会极大降低观测器动态性能, ω_0 取值过大则可能导致观测器无法收敛至稳态。

2.2 基于 DSVM 的控制集拓展方案

传统 FCS-MFPCC 的控制逻辑与 FCS-MPCC 一致,即在每个控制周期挑选与应用单个电压矢量,因此,该算法也存在稳态性能差的缺陷。文中基于 DSVM 将控制集中元素数目由原有的 7 个拓展至 25 个。拓展控制集中电压矢量的空间分布如图 2 所示,包括原有的 7 个电压矢量(\mathbf{V}_0 — \mathbf{V}_6 ,图 2 中以红点标记)与 18 个虚拟电压矢量(\mathbf{V}_7 — \mathbf{V}_{24} ,图 2 中以蓝点标记),则拓展控制集可以表示为 $\mathbf{v}_e = \{\mathbf{V}_0, \mathbf{V}_1, \dots, \mathbf{V}_{24}\}$ 。

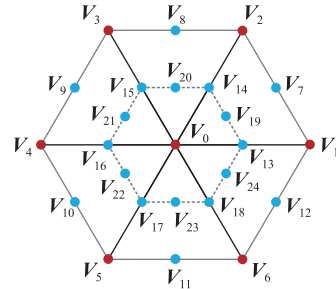


图 2 拓展控制集电压矢量空间分布

Fig.2 Spatial distribution of voltage vectors of the extended control set

根据幅值可将 25 个电压矢量分为 5 组。具体地,幅值为 0 的分组中矢量为 \mathbf{V}_0 ;幅值为 $2V_{\text{dc}}/3$ 的分组中电压矢量为 \mathbf{V}_1 — \mathbf{V}_6 ;幅值为 $\sqrt{3}V_{\text{dc}}/3$ 的分组中矢量均由 2 个相邻非零电压矢量合成得到,例如 $\mathbf{V}_8 = \mathbf{V}_2/2 + \mathbf{V}_3/2$;幅值为 $V_{\text{dc}}/3$ 的分组中矢量均由单个非零电压与零矢量合成得到,例如 $\mathbf{V}_{14} = \mathbf{V}_2/2 + \mathbf{V}_0/2$;幅值为 $\sqrt{3}V_{\text{dc}}/6$ 的分组中矢量由 2 个相邻非零电压矢量与零矢量合成得到,例如 $\mathbf{V}_{20} = \mathbf{V}_2/4 + \mathbf{V}_3/4 + \mathbf{V}_0/2$,后 3 组电压矢量如表 1 所示。

表 1 拓展控制集电压矢量

Table 1 Voltage vectors of the extended control set

幅值	矢量	合成方式
$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$	V_7	$V_1/2 + V_2/2$
	V_8	$V_2/2 + V_3/2$
	V_9	$V_3/2 + V_4/2$
	V_{10}	$V_4/2 + V_5/2$
	V_{11}	$V_5/2 + V_6/2$
	V_{12}	$V_6/2 + V_1/2$
$\frac{1}{3}V_{dc}$	V_{13}	$V_1/2 + V_0/2$
	V_{14}	$V_2/2 + V_0/2$
	V_{15}	$V_3/2 + V_0/2$
	V_{16}	$V_4/2 + V_0/2$
	V_{17}	$V_5/2 + V_0/2$
	V_{18}	$V_6/2 + V_0/2$
$\frac{\sqrt{3}}{6}V_{dc}$	V_{19}	$(V_1 + V_2)/4 + V_0/2$
	V_{20}	$(V_2 + V_3)/4 + V_0/2$
	V_{21}	$(V_3 + V_4)/4 + V_0/2$
	V_{22}	$(V_4 + V_5)/4 + V_0/2$
	V_{23}	$(V_5 + V_6)/4 + V_0/2$
	V_{24}	$(V_6 + V_1)/4 + V_0/2$

2.3 快速寻优策略

传统 FCS-MFPC 采用枚举法寻优,算法执行效率低下。若针对前述拓展控制集仍然采用枚举法寻优,则电流预测与价值函数须反复计算 25 次,极大增加了算法计算负担。为此,文中提出一种快速寻优策略,将电流预测与价值函数的运算次数由 25 降低至 7,显著提升算法执行效率。

枚举法寻优策略的原理十分直观,这里针对原控制集即 $v = \{V_0, V_1, \dots, V_6\}$,并考虑 V_1 为最优电压矢量的 2 种情况以说明枚举法寻优策略的实施原理,见图 3。图 3 中,矢量 V_{db} 为无差拍电压矢量,该矢量对应的价值函数值为 0。在图 3(a) 中,无差拍电压矢量 V_{db} 落于 V_1 与 V_2 之间且更接近 V_1 ,这种情况下,价值函数的大小关系为 $g(V_1) < g(V_2) < g(V_6) < g(V_3) < g(V_5) < g(V_4)$;在图 3(b) 中, V_{db} 落于 V_1 与 V_6 之间且更接近 V_1 ,此时价值函数的大小关系为 $g(V_1) < g(V_6) < g(V_2) < g(V_5) < g(V_3) < g(V_4)$ 。

对比图 3 所示 2 种情况可以发现,矢量 V_1 、 V_3 与 V_5 价值函数大小的排序决定了最优电压矢量的扇区,如表 2 所示。根据该原理,通过比较同扇区内电压矢量价值函数可以进一步缩小最优矢量的选择范围。这里针对拓展控制集 $v_e = \{V_0, V_1, \dots, V_{24}\}$,并以 V_{db} 落于扇区 I 的 4 种情况为例进行说明,如图 4 所示,详述如下。

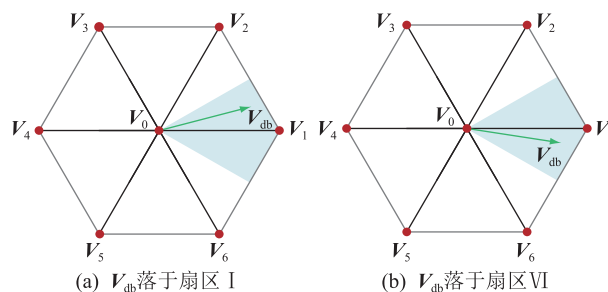


图 3 最优电压矢量为 V_1 的 2 种情况

Fig.3 Two cases when the optimal voltage vector is V_1

表 2 最优电压矢量的扇区确定

Table 2 Sector determination of the optimal voltage vector

价值函数排序	扇区
$g(V_1) < g(V_3) < g(V_5)$	I
$g(V_3) < g(V_1) < g(V_5)$	II
$g(V_3) < g(V_5) < g(V_1)$	III
$g(V_5) < g(V_3) < g(V_1)$	IV
$g(V_5) < g(V_1) < g(V_3)$	V
$g(V_1) < g(V_5) < g(V_3)$	VI

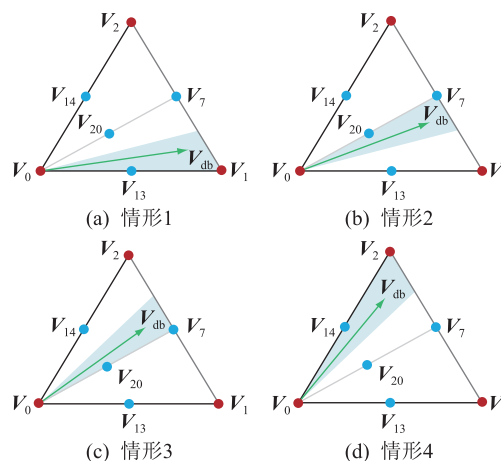


图 4 V_{db} 落于扇区 I 的 4 种情况

Fig.4 Four cases when V_{db} locates at sector I

情况 1: V_{db} 落于 V_1 与 V_7 之间且更接近 V_1 。比较 $g(V_1)$ 与 $g(V_2)$, 应有 $g(V_1) < g(V_2)$, 可以将最优矢量范围缩小至 V_1 与 V_7 之间, 进一步比较 $g(V_1)$ 与 $g(V_7)$, 应有 $g(V_1) < g(V_7)$, 据此, 最优电压矢量应在 $\{V_0, V_1, V_{13}\}$ 之中取得。

情况 2: V_{db} 落于 V_1 与 V_7 之间且更接近 V_7 。比较 $g(V_1)$ 与 $g(V_2)$, 应有 $g(V_1) < g(V_2)$, 可以将最优矢量范围缩小至 V_1 与 V_7 之间, 进一步比较 $g(V_1)$ 与 $g(V_7)$, 应有 $g(V_7) < g(V_1)$, 据此, 最优电压矢量应在 $\{V_0, V_7, V_{20}\}$ 之中取得。

情况 3: V_{db} 落于 V_7 与 V_2 之间且更接近 V_7 。比较 $g(V_1)$ 与 $g(V_2)$, 应有 $g(V_2) < g(V_1)$, 可以将最

优矢量范围缩小至 V_7 与 V_2 之间,进一步比较 $g(V_2)$ 与 $g(V_7)$,应有 $g(V_7) < g(V_2)$,据此,最优电压矢量应在 $\{V_0, V_7, V_{20}\}$ 之中取得。

情况 4: V_{db} 落于 V_7 与 V_2 之间且更接近 V_2 。比较 $g(V_1)$ 与 $g(V_2)$,应有 $g(V_2) < g(V_1)$,可以将最优矢量范围缩小至 V_7 与 V_2 之间,进一步比较 $g(V_2)$ 与 $g(V_7)$,应有 $g(V_2) < g(V_7)$,据此,最优电压矢量应在 $\{V_0, V_2, V_{14}\}$ 之中取得。

文中所提快速寻优策略共须计算 7 个电压矢量的价值函数,可分为以下 3 个步骤实现。

(1) 比较电压矢量 V_1 、 V_3 与 V_5 对应的价值函数值,确定最优矢量所在扇区,共须进行 3 次价值函数运算;

(2) 根据所确定扇区,比较落于六边形边上的 3 个电压矢量对应的价值函数,将最终的备选矢量数目减少至 3,共须进行 2 次价值函数运算,如扇区 I 情况下须计算 $g(V_2)$ 与 $g(V_7)$;

(3) 比较 3 个备选电压矢量的价值函数,最终确定最优电压矢量,共须进行 2 次价值函数运算,图 4(a) 所示情况下须计算 $g(V_0)$ 与 $g(V_{13})$ 。

2.4 数字延时补偿

在数字控制器中,计算与实施控制信号之间存在一拍延时,该延时对预测控制策略的性能有着较大影响,须考虑对此延时进行补偿。文中首先根据采样状态值与前一周期挑选的最优电压矢量进行一步预测,得到下一控制周期开始时刻的状态值,即:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{x}(k) + T_s(\alpha \mathbf{V}_{opt}(k-1) + \mathbf{F}) \quad (15)$$

式中: $\mathbf{V}_{opt}(k-1)$ 为前一周期挑选的最优电压矢量。在此基础上进行第 2 步预测,即:

$$\mathbf{x}(k+2) = \mathbf{x}(k+1) + T_s(\alpha \mathbf{u}(k) + \mathbf{F}) \quad (16)$$

相应地,价值函数应表示为:

$$g_d = \|\mathbf{x}^* - \mathbf{x}(k+2)\|_2^2 \quad (17)$$

须指出,在进行第 2 步预测时,应假设 \mathbf{x}^* 与 \mathbf{F} 保持不变。

2.5 所提 FCS-MFPCC 实施流程

文中所提基于拓展控制集的 FCS-MFPCC 算法控制框图如图 5 所示。图 5 中, n^* 为给定转速; n 为实际转速; i_s^* 为电流给定值; i_a, i_b, i_c 为定子绕组三相电流; i_d^*, i_q^* 分别为 i_d, i_q 的给定值; θ_m 为转子机械角度。所提 FCS-MFPCC 实施流程主要包括如下步骤。

(1) 采样绕组电流、母线电压、转子位置与转速等信息,并计算绕组电流的 d 轴、 q 轴分量;

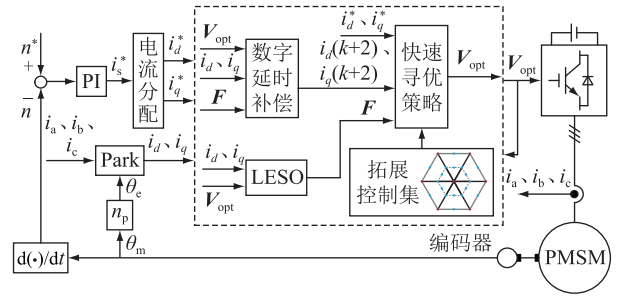


图 5 所提 FCS-MFPCC 控制框图

Fig.5 Control diagram of the proposed FCS-MFPCC

(2) 利用转速环得到电流给定值,然后利用电流分配器得到 d 轴、 q 轴电流给定值,实现如最大转矩电流比、弱磁控制、 $i_d=0$ 控制等^[17],文中采用 $i_d=0$ 控制方式,即 $i_d^*=0, i_q^*=i_s^*$;

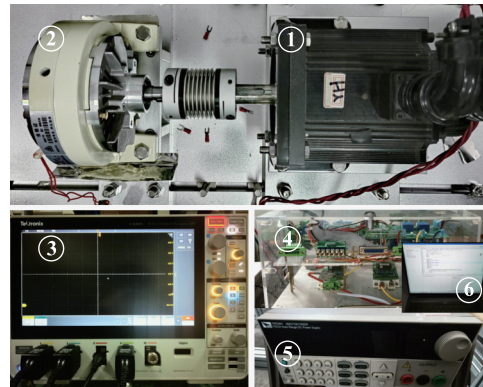
(3) 利用式(15)对数字延时进行补偿,利用 LESO 对系统扰动进行估计,得到 \mathbf{F} ;

(4) 利用所提快速寻优策略挑选最优电压矢量,预测模型与价值函数分别如式(16)与式(17)所示;

(5) 应用最优电压矢量驱动逆变器。

3 实验验证

为验证所提基于拓展控制集的 FCS-MFPCC 算法的有效性,基于一台 500 W PMSM 搭建如图 6 所示的实验平台,电机主要参数如表 3 所示。通过联轴器将一台磁粉制动器连接至被测电机提供负载,逆变器直流侧选用一台 100 V/10 A 可控电源与电解电容并联供电,逆变器开关器件选用功率绝缘栅双极晶体管(insulated-gate bipolar transistor, IGBT)模块。控制器选用主频为 150 MHz 的数字信号处理器,控制频率与采样频率均设置为 10 kHz。



①—PMSM; ②—磁粉制动器; ③—示波器;
④—逆变器; ⑤—直流电源; ⑥—上位机。

图 6 实验平台

Fig.6 Experimental platform

此外,为验证所提算法的优越性,选用传统

表 3 电机主要参数
Table 3 Main parameters of the motor

参数	数值
直流侧电压/V	100
额定功率/W	500
额定转速/(r·min ⁻¹)	800
极对数	2
额定电流/A	7.5
定子绕组内阻/ Ω	1.3
d 轴、 q 轴电感/mH	20, 39
永磁磁链/Wb	0.26

FCS-MFPCC 算法进行实验对比。传统 FCS-MFPCC 算法与所提算法均考虑数字延时补偿, LESO 系数矩阵 $\alpha = \begin{bmatrix} 30 & 0 \\ 0 & 30 \end{bmatrix}$, 带宽 $\omega_0 = 6\ 000$ rad/s。2 种算法仅在控制集与寻优策略方面存在差异, 控制集分别为 $v = \{V_0, V_1, \dots, V_6\}$ 与 $v_e = \{V_0, V_1, \dots, V_{24}\}$, 寻优策略分别为枚举法与所提快速寻优策略。

3.1 稳态性能

首先, 实验对比了传统与所提 FCS-MFPCC 的稳态性能, 实验条件为转速 200 r/min、负载转矩 5 N·m, 实验结果分别如图 7、图 8 所示。

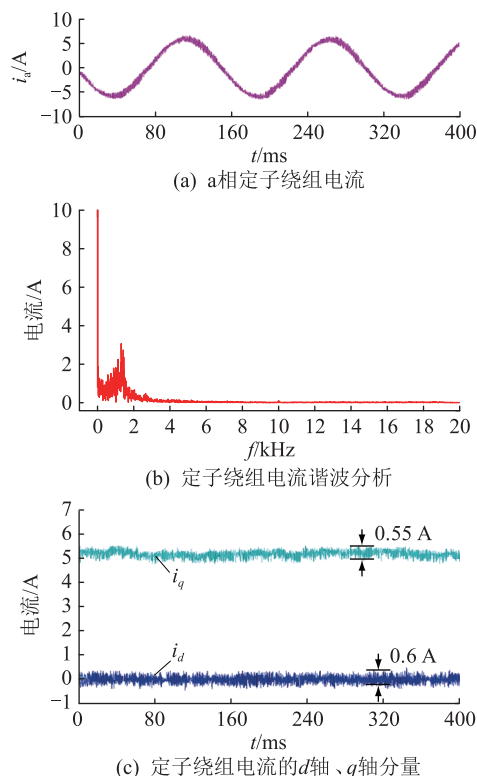


图 7 传统 FCS-MFPCC 稳态实验结果

Fig.7 Experimental results of the traditional FCS-MFPCC under steady-state operation

由图 7(a)与图 8(a)可见, 2 种方法均能控制定子绕组电流呈正弦变化。图 7(b)与图 8(b)给出了

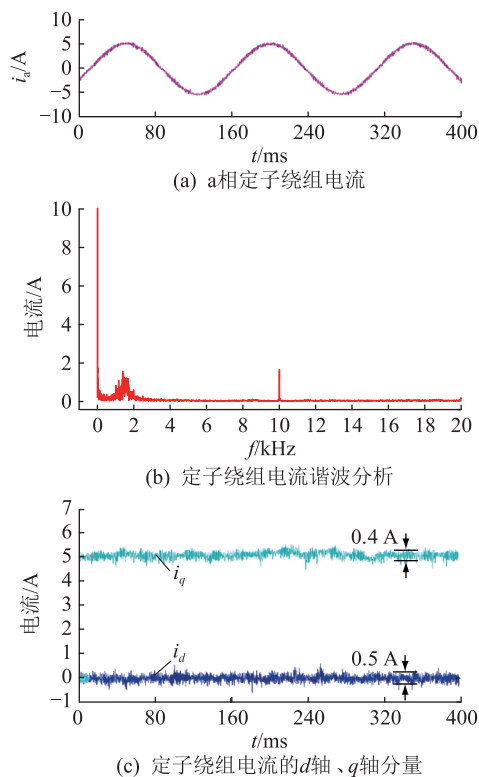


图 8 所提 FCS-MFPCC 稳态实验结果

Fig.8 Experimental results of the proposed FCS-MFPCC under steady-state operation

定子绕组电流谐波分析结果, 2 种算法对应的电流谐波总畸变率 (total harmonic distortion, THD) 分别为 10.07%、6.48%。分析发现, 所提 FCS-MFPCC 显著减少了低频谐波电流, 同时高频谐波含量集中于控制频率 (即 10 kHz) 处, 这得益于虚拟矢量的使用。图 7(c)与图 8(c)给出了定子绕组电流的 d 轴、 q 轴分量, 可以看出, 传统 FCS-MFPCC 定子绕组电流 d 轴、 q 轴分量纹波分别为 0.55、0.6 A, 所提 FCS-MFPCC 定子绕组电流 d 轴、 q 轴分量纹波分别为 0.4、0.5 A。可见, 所提算法控制下的电流纹波更低, 进一步验证了其稳态性能的优越性。

3.2 动态性能

对 2 种算法的动态性能进行测试, 实验结果分别如图 9、图 10 所示。变给定转速条件 (转速给定值由 500 r/min 阶跃变化为 100 r/min, 负载转矩为 5 N·m) 下的实验结果如图 9 所示。可以看出, 2 种算法均能控制电机转速迅速跟踪给定值, 转速超调约 100 r/min、动态过程持续时间约 0.4 s。变负载转矩条件 (负载转矩由 2 N·m 突增至 5 N·m, 转速给定值为 500 r/min) 下的实验结果如图 10 所示。可以看出, 2 种算法同样能够很好地应对变负载工况, 转速跌落约 40 r/min、动态过程持续时间约 1 s。实际上, 由于采用了一致的转速外环, 2 种算法在转速超调与跌落、动态调节时间等方面表现几乎相同。

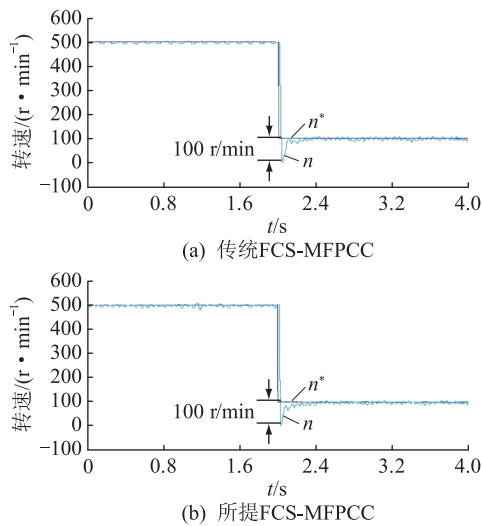


图9 变给定转速实验结果

Fig.9 Experimental results under operation of changing the speed reference

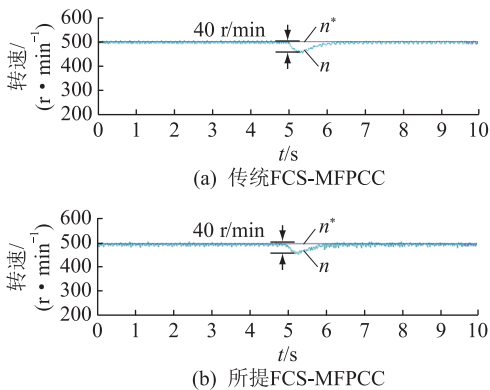


图10 变负载转矩实验结果

Fig.10 Experimental results under operation of changing the load torque

3.3 计算负担

为验证所提快速寻优策略的有效性,测试并比较了传统 FCS-MFPCC、基于拓展控制集与枚举法的 FCS-MFPCC 以及所提 FCS-MFPCC 3 种算法的总执行时间。测试方式是在算法代码段入口与出口设置断点,计数断点之间的时钟周期数目。所用控制器主频为 150 MHz,在 10 kHz 控制频率条件下,单个控制周期内总可用时钟周期数为 15 000。计算 3 种算法所需时钟周期数及其对应的运算时间,如表 4 所示。由表 4 可知,相较于传统 FCS-MFPCC,所提算法运算时间仅增加了 1.68 μs 。理论上,传统 FCS-MFPCC 算法采用枚举法从控制集 $\mathbf{v} = \{\mathbf{V}_0, \mathbf{V}_1, \dots, \mathbf{V}_6\}$ 中挑选最优电压矢量,电流预测与价值函数的运算次数为 7;而文中所提 FCS-MFPCC 从拓展控制集 $\mathbf{v}_e = \{\mathbf{V}_0, \mathbf{V}_1, \dots, \mathbf{V}_{24}\}$ 中挑选最优者,由于采用了所提快速寻优策略,电流预测与价值函数的运算次数同样为 7。须指出的是,虽然 2 种算法评估的矢

量数目一致,但所提 FCS-MFPCC 需要额外执行逻辑判断等相关运算,因此总运算时间略高。相较于基于拓展控制集与枚举法的 FCS-MFPCC(运算时间约 67.95 μs),文中所提 FCS-MFPCC 的运算时间仅 30.80 μs ,显著提升了算法执行效率。

表4 计算负担对比

Table 4 Comparison on computation burden

算法	备选矢量数	时钟周期数	运算时间/ μs
传统 FCS-MFPCC	7	4 368	29.12
基于拓展控制集与枚举法的 FCS-MFPCC	25	10 193	67.95
所提 FCS-MFPCC	25	4 620	30.80

4 结论

文中针对 PMSM 驱动系统提出一种基于拓展控制集的 FCS-MFPCC 算法。一方面,构造了 18 个虚拟电压矢量增加可选电压矢量范围,从而解决传统 FCS-MFPCC 算法稳态性能差的问题。另一方面,提出了一种快速寻优策略,成功将评估电压矢量数目由 25 降低至 7,有效避免了拓展控制集带来的高计算量问题。最后,通过对比实验验证了所提算法的有效性,具体结论如下。

(1) 相比传统 FCS-MFPCC,所提算法有效提升了系统稳态性能,定子绕组电流 THD 由 10.07% 降低至 6.48%,削弱低频谐波的同时,改善了高频谐波分布。

(2) 所提算法与传统 FCS-MFPCC 具有一致的动态性能,能够很好地应对变给定转速与变负载转矩 2 种运行工况,在转速超调与跌落、动态调节时间等方面表现几乎相同。

(3) 所提快速寻优策略有效提升了算法执行效率,而所提算法的总运算时间仅比传统 FCS-MFPCC 高出 1.68 μs 。

致谢

本文得到国网江苏省电力有限公司科技项目“面向电动汽车密集充放电的车-库-网多级协调控制技术”(J2022088)资助,谨此致谢!

参考文献:

- [1] 徐萌,王艳阳,高洁,等. 基于双锁相环的永磁同步电机转子初始位置估算方法[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(19):49-57.
XU Meng, WANG Yanyang, GAO Jie, et al. Rotor initial position estimation method of PMSM based on a double phase-locked loop[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(19): 49-57.
- [2] 许观达,肖飞,连传强,等. 三相永磁同步电机单电流传感器

- 矢量控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(23): 104-111.
- XU Guanda, XIAO Fei, LIAN Chuanqiang, et al. A vector control strategy using a single current sensor for a three-phase permanent magnet synchronous motor[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(23): 104-111.
- [3] 孙玉华, 赵文祥, 吉敬华, 等. 高转矩性能多相组永磁电机及其关键技术综述[J]. 电工技术学报, 2023, 38(6): 1403-1420.
- SUN Yuhua, ZHAO Wenxiang, JI Jinghua, et al. Overview of multi-star multi-phase permanent magnet machines with high torque performance and its key technologies[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(6): 1403-1420.
- [4] CASADEI D, PROFUMO F, SERRA G, et al. FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(5): 779-787.
- [5] LASCU C, BOLDEA I, BLAABJERG F. Direct torque control of sensorless induction motor drives: a sliding-mode approach[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 40(2): 582-590.
- [6] 周长攀, 刘海峰, 景国秀, 等. 双三相永磁同步电机缺相容错运行虚拟矢量间接修正方法及其在直接转矩控制中应用[J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 451-464.
- ZHOU Changpan, LIU Haifeng, JING Guoxiu, et al. The indirect correction method of virtual vectors for dual three-phase permanent magnet synchronous motors under the open-phase fault and its application in the direct torque control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(2): 451-464.
- [7] 刘凡, 王凯, 李健, 等. 交流励磁混合励磁电机的调磁稳压控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(13): 4955-4963.
- LIU Fan, WANG Kai, LI Jian, et al. Control strategy of flux regulation and voltage stabilization of AC-excited hybrid excitation generator[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(13): 4955-4963.
- [8] 李珍国, 王鹏磊, 孙启航, 等. 基于逐相旋转坐标变换的无刷直流电机转子磁场定向瞬时转矩控制技术[J]. 电工技术学报, 2022, 37(22): 5788-5798.
- LI Zhenguo, WANG Penglei, SUN Qihang, et al. Rotor field oriented instantaneous torque control technology of brushless DC motor based on per-phase rotating coordinate transformation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(22): 5788-5798.
- [9] 周立, 李京明, 周越鹏, 等. 基于 GPIO 的永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(6): 145-153.
- ZHOU Li, LI Jingming, ZHOU Yuepeng, et al. Model predictive torque control of permanent magnet synchronous motor based on GPIO[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(6): 145-153.
- [10] 周立, 尚治博, 周越鹏, 等. 永磁同步电机低复杂度双矢量预测电流控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(6): 63-72.
- ZHOU Li, SHANG Zhibo, ZHOU Yuepeng, et al. Low complexity dual-vector predictive current control for permanent magnet synchronous motor[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(6): 63-72.
- [11] RODRIGUEZ J, GARCIA C, MORA A, et al. Latest advances of model predictive control in electrical drives: Part I: basic concepts and advanced strategies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 3927-3942.
- [12] RODRIGUEZ J, GARCIA C, MORA A, et al. Latest advances of model predictive control in electrical drives: Part II: applications and benchmarking with classical control methods[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 5047-5061.
- [13] VAZQUEZ S, RODRIGUEZ J, RIVERA M, et al. Model predictive control for power converters and drives: advances and trends[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2): 935-947.
- [14] RODRÍGUEZ J, HEYDARI R, RAFIEE Z, et al. Model-free predictive current control of a voltage source inverter[J]. IEEE Access, 2020, 8: 211104-211114.
- [15] ZHANG Y C, XIA B, YANG H T, et al. Overview of model predictive control for induction motor drives[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2016, 2(1): 62-76.
- [16] GUO L L, XU Z Y, LI Y Y, et al. An inductance online identification-based model predictive control method for grid-connected inverters with an improved phase-locked loop[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(2): 2695-2709.
- [17] CHEN Z Y, QIU J Q, JIN M J. Adaptive finite-control-set model predictive current control for IPMSM drives with inductance variation[J]. IET Electric Power Applications, 2017, 11(5): 874-884.
- [18] 张永昌, 屈祈延, 杨海涛. 基于空间矢量调制的 Vienna 整流器无模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(21): 5541-5547.
- ZHANG Yongchang, QU Qiyang, YANG Haitao. Model free predictive current control of Vienna rectifier based on space vector modulation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(21): 5541-5547.
- [19] ZHANG Y C, JIN J L, HUANG L L. Model-free predictive current control of PMSM drives based on extended state observer using ultralocal model[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(2): 993-1003.
- [20] SUN Z, DENG Y T, WANG J L, et al. Finite control set model-free predictive current control of PMSM with two voltage vectors based on ultralocal model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(1): 776-788.
- [21] YANG N, ZHANG S, LI X P, et al. A new model-free deadbeat predictive current control for PMSM using parameter-free luenberger disturbance observer[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(1): 407-417.

- [22] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//Proceedings of the 2003 American Control Conference. Denver, CO, USA. IEEE, 2003:4989-4996.
- [23] 陈荣, 翟凯森, 舒胡平. 永磁同步电机双矢量固定开关频率模型预测控制研究[J]. 电工技术学报, 2023, 38(14): 3812-3823.
CHEN Rong, ZHAI Kaimiao, SHU Huping. Predictive control of dual vector fixed switching frequency model for permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(14): 3812-3823.
- [24] OSMAN I, XIAO D, RAHMAN M F, et al. An optimal reduced-control-set model predictive flux control for 3L-NPC fed induction motor drive[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(4): 2967-2976.
- [25] SUN X D, LI T, YAO M, et al. Improved finite-control-set model predictive control with virtual vectors for PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022, 37(3): 1885-1894.
- [26] GU M X, YANG Y, FAN M D, et al. Finite control set model predictive torque control with reduced computation burden for PMSM based on discrete space vector modulation[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2023, 38(1): 703-712.
- [27] LI J Q, LIU J, CHEN Y T. A fault warning for inter-turn short circuit of excitation winding of synchronous generator based on GRU-CNN[J]. Global Energy Interconnection, 2022, 5(2): 236-248.
- [28] 龙丹, 唐润忠, 吴公平, 等. 考虑参数失配的PMSM鲁棒无差拍预测电流控制[J]. 电力科学与技术学报, 2023, 38(4): 113-122, 168.
LONG Dan, TANG Runzhong, WU Gongping, et al. Robust deadbeat predictive current control for PMSM considering parameter mismatch[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2023, 38(4): 113-122, 168.
- [29] 王鑫, 杨德健, 金恩淑, 等. 双馈风电机的虚拟惯性控制优化策略[J]. 智慧电力, 2022, 50(8): 1-6, 81.
WANG Xin, YANG Dejian, JIN Enshu, et al. Improved virtual inertial control strategy of doubly-fed induction generator[J]. Smart Power, 2022, 50(8): 1-6, 81.
- [30] LIU G W, YU W B, WANG X D, et al. Analysis of electromagnetic characteristics of typical faults in permanent magnet wind generators[J]. Global Energy Interconnection, 2023, 6(1): 103-114.

作者简介:



刘兴

刘兴(1995),男,博士在读,研究方向为电动汽车永磁电机驱动控制与集成车载充电系统(E-mail:lyousying1996@163.com);

阳辉(1988),男,博士,副教授,研究方向为永磁电机电磁设计与驱动控制技术;

王逸飞(1988),男,博士,副教授,研究方向为电力系统调度运行。

Finite-control-set model-free predictive current control strategy based on extended control set of PMSM

LIU Xing, YANG Hui, WANG Yifei, CHEN Tao, QUAN Xiangjun

(School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: Permanent magnet synchronous motor (PMSM) has been widely used in industry due to the advantages of high efficiency, high power density and high reliability. In this paper, a finite-control-set model-free predictive current control (FCS-MFPCC) based on extended control set is proposed for permanent magnet synchronous motor drives. At first, the mathematical model of PMSM is analyzed and the principle of finite-control-set model predictive current control (FCS-MPCC) is elaborated. Then, the traditional FCS-MFPCC based on linear extended state observer (LESO) is introduced. In order to tackle the issue of dissatisfactory steady-state performance of the traditional FCS-MFPCC, a control-set extension method based on the discrete space vector modulation (DSVM) is utilized, by which, the number of voltage vectors can be increased to 25. Following this, a fast optimization strategy is proposed to solve the problem of high computation burden caused by the extended control set. The principle and procedure of implementation of the strategy is explained in detail. Finally, the effectiveness and superiority of the proposed control strategy are verified by comparing the traditional and the proposed FCS-MFPCC methods based on a 500 W PMSM experimental test rig. The results show that the proposed control strategy can significantly enhance the steady-state performance of the system. The total harmonic distortion of stator current can be reduced from 10.07% to 6.48%.

Keywords: permanent magnet synchronous motor (PMSM); model predictive control; finite-control-set model-free predictive current control (FCS-MFPCC); finite-control-set model predictive current control (FCS-MPCC); linear extended state observer (LESO); discrete space vector modulation (DSVM)

(编辑 吴楠)