

永磁同步电机模型预测转矩控制简化控制策略

李耀华[†], 刘子焜, 王孝宇, 陈桂鑫, 任超, 刘东梅

(长安大学 汽车学院, 陕西 西安 710064)

摘要: 传统永磁同步电机(PMSM)模型预测转矩控制(MPTC)遍历逆变器生成的全部7个电压矢量, 计算负担较大。当转矩误差较小时, 零电压矢量利用率较高, 则可当转矩误差位于阈值范围, 电机系统直接输出零电压矢量, 否则, 依然遍历7个电压矢量, 并给出阈值确定方法。基于上述策略, 本文增加了6个定子磁链扇区位置约束, 将转矩误差大于阈值时的备选电压矢量降至4个, 并增加磁链扇区数目至12个和磁链误差约束, 进一步减小备选电压矢量。仿真结果表明, 提出的3种简化策略控制下, 永磁同步电机系统运行正常, 控制性能与传统模型预测转矩控制基本相当, 平均开关频率分别降低至77.48%, 77.09%和76.12%, 平均遍历电压矢量个数分别降低至58.29%, 32.86%和29.14%。实时性实验结果表明运行时间分别减小至57.70%, 32.96%和29.48%。

关键词: 永磁同步电机; 模型预测转矩控制; 约束条件; 计算负担

引用格式: 李耀华, 刘子焜, 王孝宇, 等. 永磁同步电机模型预测转矩控制简化控制策略. 控制理论与应用, 2023, 40(10): 1793 – 1805

DOI: 10.7641/CTA.2022.20026

Simplified control strategies of model predictive torque control for permanent magnet synchronous motor

LI Yao-hua[†], LIU Zi-kun, WANG Xiao-yu, CHEN Gui-xin, REN Chao, LIU Dong-mei

(School of Automobile, Chang'an University, Xi'an Shaanxi 710064, China)

Abstract: The conventional permanent magnet synchronous motor (PMSM) model predictive torque control (MPTC) traverses all 7 voltage vectors generated by the inverter and results in large calculation burden. When torque error is small, zero voltage vector is used primarily. When torque error is less than the threshold, zero voltage vector is outputted directly, otherwise the MPTC still uses 7 voltage vectors. And the method to determine the threshold is given. Based on the simplified strategy above, the constraint of 6 stator flux sectors is adopted to decrease candidate voltage vectors to 4 when torque ripple is more than the threshold. The number of stator flux sector is increased to 12 and the constraint of stator flux error is also used, which can decrease candidate voltage vectors further. Simulation results show the PMSM works properly under the control of proposed 3 simplified strategies and the control performances are almost the same as conventional MPTC. And the average switching frequency is decreased to 77.48%, 77.09% and 76.12%, the average number of traversal voltage vectors is decreased to 58.29%, 32.86% and 29.14%. Real-time experiment results show the total computation time is reduced to 57.70%, 32.96% and 29.48%.

Key words: permanent magnet synchronous motor; model predictive torque control; constraint; computational burden

Citation: LI Yaohua, LIU Zikun, WANG Xiaoyu, et al. Simplified control strategies of model predictive torque control for permanent magnet synchronous motor. *Control Theory & Applications*, 2023, 40(10): 1793 – 1805

1 引言

随着计算芯片能力和控制理论的发展, 有限状态集模型预测控制(finite control set-model predictive control, FCS-MPC)近年来受到高度关注, 在电力电子、电机驱动等实时性要求较高的领域也有望获得应用^[1-8]。有限状态集模型预测控制遍历变换器的所有

开关状态代入至预测模型, 以成本函数为依据, 输出成本函数最小的开关状态, 成为永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)控制的研究热点^[9-12]。传统永磁同步电机模型预测控制需要遍历逆变器的所有电压矢量, 使得计算量大。因此, 实时性较差是模型预测控制的重要问题。文献[13]提出简

收稿日期: 2022-01-10; 录用日期: 2022-10-21.

[†]通信作者. E-mail: nuaaliyaohua@126.com; Tel.: +86 18792681096.

本文责任编辑: 胡德文.

国家自然科学基金项目(51207012), 陕西省自然科学基金项目(2021JM-163)资助。

Supported by the National Natural Science Foundation of China (51207012) and the National Natural Science Foundation of Shaanxi Province (2021JM-163).

化的预测模型来提高实时性. 文献[14–15]采用现场可编程门阵列(field-programmable gate array, FPGA)或多核处理器等硬件技术来提高实时性. 计算量与遍历变量成正比, 则减少备选电压矢量也是提高实时性的方法之一. 文献[16]从减小开关切换次数角度触发减少备选开关状态. 文献[17]基于直接转矩控制开关表舍弃部分重要程度较低的电压矢量. 文献[18]研究不同备选电压矢量集合下的系统控制性能. 文献[19]采用模糊控制动态调整备选电压矢量集合. 文献[20]基于电压矢量对转矩增减效果对备选电压矢量进行简化. 文献[21]将备选电压矢量精简为直接转矩控制开关表输出的电压矢量和零电压矢量. 舍弃部分电压矢量可提高实时性, 但其将全部电压矢量集合全局最优变为简化电压矢量集合的局部最优, 牺牲了控制性能. 因此, 对电压矢量的简化应尽量舍弃利用率较低的电压矢量以减少对系统控制性能的影响, 通过设定不同约束条件, 分析电压矢量的使用情况, 以设计合理的备选电压矢量简化策略.

本文基于转矩误差、定子磁链位置及磁链误差约束组合下, 永磁同步电机模型预测转矩控制(model predictive torque control, MPTC)的电压矢量利用率, 给出转矩误差阈值确定方法, 提出备选电压矢量简化策略, 并进行仿真和实时性实验验证. 仿真和实验结果表明: 简化策略与传统策略控制性能基本相当, 可有效减少平均遍历矢量个数和计算耗时, 降低系统平均开关频率.

2 传统模型预测转矩控制

定子磁链参考坐标系下, 表面式永磁同步电机(surface PMSM, SPMSM)定子磁链幅值和转矩预测

模型如式(1)–(2)所示, 其中: $\psi_s(k)$ 和 $\psi_s(k+1)$ 分别为当前时刻和下一时刻的定子磁链幅值, $V_s(k)$ 为施加的电压矢量, α 为施加电压矢量与定子磁链的夹角, $T_e(k)$ 和 $T_e(k+1)$ 分别为当前时刻和下一时刻的转矩, $\delta(k)$ 为当前时刻的转矩角, L_d 为定子 d 轴电感, ψ_f 为永磁体磁链, p 为电机极对数, Δt 为系统采样周期^[22].

$$\psi_s(k+1) = \psi_s(k) \sqrt{1+q^2+2q \cos \alpha}, \quad (1)$$

$$T_e(k+1) = \frac{3p\psi_f\psi_s(k)}{2L_d} \sqrt{1+q^2+2q \cos \alpha} \cdot \sin[\delta(k) + \arcsin(\frac{q \sin \alpha}{\sqrt{1+q^2+2q \cos \alpha}})], \quad (2)$$

式中

$$q = \frac{V_s(k) \cdot \Delta t}{\psi_s(k)}. \quad (3)$$

传统有限状态集模型预测转矩控制使用逆变器产生的全部电压矢量, 如式(4)所示, 其中零电压矢量可由111或000两个开关状态产生, 以开关次数最小原则选择^[23].

$$V_s \in \{V_0, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6, V_7\}. \quad (4)$$

模型预测转矩控制成本函数如式(5)所示, 其中 $\psi_s^*(k)$ 和 $T_e^*(k)$ 分别为当前时刻定子磁链和转矩的参考值^[24–25].

$$g = \sqrt{\left[\frac{T_e(k+1) - T_e^*(k)}{T_e^*(k)}\right]^2 + \left[\frac{\psi_s(k+1) - \psi_s^*(k)}{\psi_s^*(k)}\right]^2}. \quad (5)$$

永磁同步电机传统模型预测转矩控制系统如图1所示.

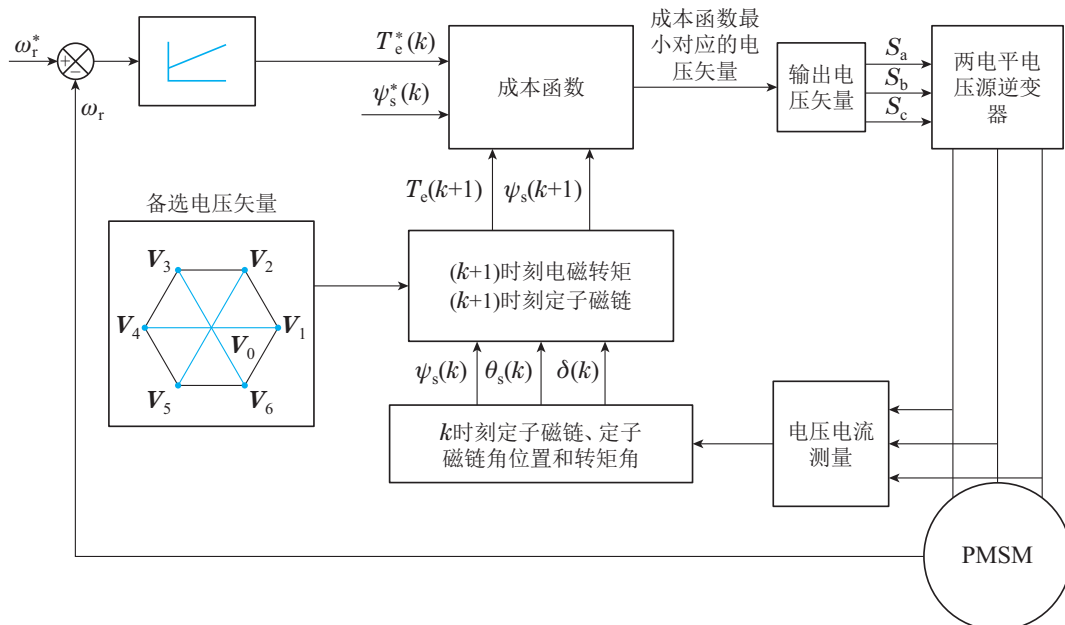


图1 表面式永磁同步电机传统模型预测转矩控制

Fig. 1 Traditional MPTC for SPMSM

3 考虑转矩误差约束的简化策略

由上文可知, 传统模型预测转矩控制在任何时候都需遍历7个电压矢量, 计算负担较大. 在不同的约束条件下, 模型预测转矩控制系统对这7个电压矢量的使用并不均衡. 相较于非零电压矢量, 零电压矢量缓慢改变磁链和转矩, 类似保持磁链和转矩的作用, 适用于转矩误差 ΔT_e 较小的情况^[26].

基于MATLAB/Simulink建立表面式永磁同步电机模型预测转矩控制仿真模型. 仿真模型为离散模型, 采样周期为 5×10^{-5} s; 直流母线电压为312 V; 参考定子磁链幅值为0.3 Wb; 参考转速初始为 $500 \text{ r} \cdot \text{min}$, 2 s时阶跃至 $-500 \text{ r} \cdot \text{min}$; 负载转矩初始为 $10 \text{ N} \cdot \text{m}$, 1 s时阶跃至 $-10 \text{ N} \cdot \text{m}$, 3 s时阶跃至 $10 \text{ N} \cdot \text{m}$; 转速PI调节器参数为 $K_P = 5$, $K_I = 10$, PI调节器输出上下限为 $[-30 \text{ N} \cdot \text{m}, 30 \text{ N} \cdot \text{m}]$. 仿真总时长为4 s, 共80000个采样点, 仿真用表面式永磁同步电机参数如下: 定子电阻 R_s 为 0.2Ω , d 轴电感和 q 轴电感为 0.0085 H , 转子磁链 ψ_f 为 0.175 Wb , 电机极对数 p 为4, 额定转速为 $750 \text{ r} \cdot \text{min}$, 额定转矩为 $12 \text{ N} \cdot \text{m}$.

定义电压矢量利用率如式(6)所示, 其中 N 为采样总个数, N_i 为选择具体某个电压矢量的个数.

$$\eta_{V_i} = \frac{N_i}{N} \times 100\%. \quad (6)$$

不同转矩误差下, 模型预测转矩控制系统对零电压矢量的利用率情况如表1所示.

由表1可知, 当转矩误差较小时, 零电压矢量里利用率较高. 随着转矩误差的增大, 零电压矢量利用率降低. 当转矩误差绝对值小于等于 $0.6 \text{ N} \cdot \text{m}$, 零电压矢量利用率 $\eta_{V_0} = 22101/36874 = 59.94\%$, 接近60%. 因

此, 当转矩误差较小时, 可令控制系统直接输出零电压矢量, 无需模型预测转矩控制计算, 从而减小计算负担, 当误差较大时, 依然遍历7个基本电压矢量.

表1 零电压矢量利用率

Table 1 Zero voltage vector utilization

$\Delta T_e / \text{N} \cdot \text{m}$	N	N_{V_0}	η_{V_0}
$[-0.1, 0.1]$	6018	4509	74.93%
$[-0.2, 0.2]$	12153	8913	73.34%
$[-0.3, 0.3]$	18397	13014	70.74%
$[-0.4, 0.4]$	24714	16669	67.45%
$[-0.5, 0.5]$	30896	19687	63.72%
$[-0.6, 0.6]$	36874	22101	59.94%
$[-0.7, 0.7]$	42757	23942	56.00%
$[-0.8, 0.8]$	48384	25349	52.39%
$[-0.9, 0.9]$	53452	26293	49.19%
$[-1.0, 1.0]$	58233	26962	46.30%
$[-1.1, 1.1]$	62382	27400	43.92%
$[-1.2, 1.2]$	65930	27700	42.01%
$[-1.3, 1.3]$	68792	27889	40.54%
$[-1.4, 1.4]$	71166	28017	39.37%
$[-1.5, 1.5]$	73130	28058	38.37%
> 1.5	80000	28092	35.12%

由此提出考虑转矩误差约束的简化策略(下文简称简化策略一)如下: 当转矩误差位于阈值范围, 直接输出零电压矢量, 当转矩误差超过阈值范围, 依然采用备选电压矢量为7个基本电压矢量的模型预测转矩控制, 磁链和转矩预测模型及成本函数保持不变. 基于简化策略一的永磁同步电机模型预测转矩控制系统及流程图如图2-3所示.

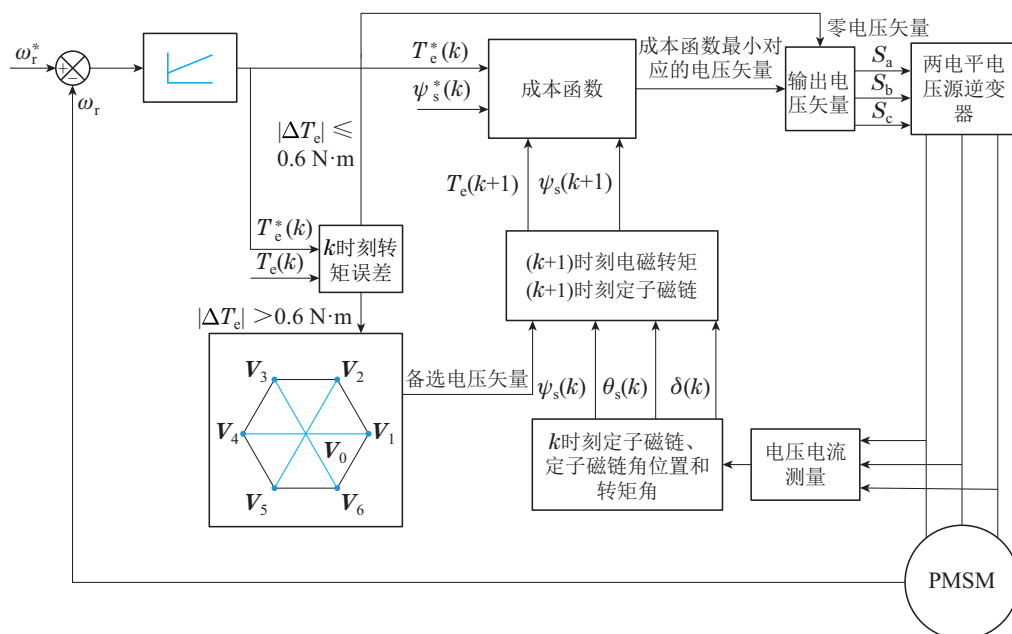


图2 基于简化策略1的模型预测转矩控制系统

Fig. 2 Model predictive torque control system based on simplified Strategy I

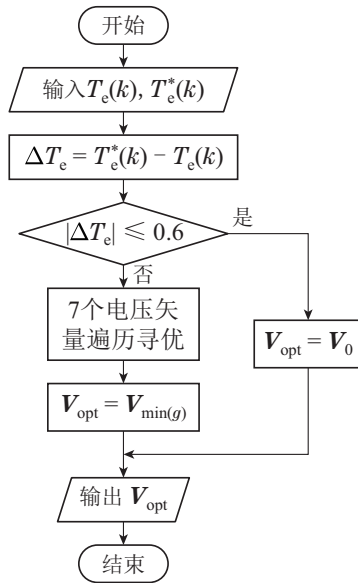


图3 基于简化策略I的模型预测转矩控制流程图

Fig. 3 Flow chart of model predictive torque control based on simplified Strategy I

定义转矩脉动均方根误差(root mean squared error, RMSE)、磁链脉动均方根误差、平均开关频率 f_{ave} 和平均遍历电压矢量个数 Cal_{ave} 分别如式(7)–(10)所示,其中 n 为采样个数, $N_{switching}$ 为逆变器上下桥臂通断总次数, t 为仿真时长, Cal 为模型预测转矩控制遍历电压矢量的总个数。

$$T_{rip_RMSE} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (T_e - T_e^*)^2}{n}}, \quad (7)$$

$$\psi_{rip_RMSE} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\psi_s - \psi_s^*)^2}{n}}, \quad (8)$$

$$f_{ave} = \frac{N_{switching}}{6 \times t}, \quad (9)$$

$$Cal_{ave} = \frac{Cal}{n}. \quad (10)$$

不同转矩误差阈值范围下,电机系统性能如表2所示。

由表2可知,转矩误差阈值设置较小,对系统性能影响较小,但对减小系统计算负担效果不明显。但如果转矩误差设置阈值过大,则会恶化系统控制效果。因此,需要合理设置转矩误差阈值大小。

综合考虑电机系统控制效果、平均开关频率和平均遍历电压矢量个数,本文设置转矩误差阈值为额定转矩的5%,即0.6 N·m。

4 增加定子磁链位置约束的简化策略

由磁链和转矩预测模型可知,施加电压矢量与定子磁链的夹角影响电压矢量对磁链和转矩的作用效果。因此,在简化策略一的基础上,增加定子磁链位置

约束,进一步简化备选电压矢量集合,减少模型预测转矩控制计算量。

在静止坐标系下,将定子磁链圆均分为6个扇区 $\theta_1 - \theta_6$,如式(11)所示。

$$\begin{cases} \theta_1 : [0^\circ, 60^\circ), \\ \vdots \\ \theta_6 : [300^\circ, 360^\circ). \end{cases} \quad (11)$$

由上文仿真结果可知,转矩误差大于0.6 N·m的数据共有23875个,其中位于 θ_1 扇区的采样数据共4510个,位于 θ_2 扇区的数据有4005个,位于 θ_3 扇区的数据有3471个,位于 θ_4 扇区的数据有3460个,位于 θ_5 扇区的数据有3961个,位于 θ_6 扇区的数据有4468个。不同定子磁链扇区内,7个电压矢量的利用率如表3所示。

表2 电机系统性能

Table 2 Motor system performance

$\Delta T_e /$ N·m	$T_{rip_RMSE} /$ N·m	$\psi_{rip_RMSE} /$ Wb	Cal_{ave}	$f_{ave} /$ kHz
[-0.1, 0.1]	0.9613	0.0046	6.49	6.32
[-0.2, 0.2]	0.9644	0.0047	5.97	6.13
[-0.3, 0.3]	0.9733	0.0051	5.42	5.91
[-0.4, 0.4]	0.9762	0.0052	4.85	5.56
[-0.5, 0.5]	0.9851	0.0057	4.38	5.2
[-0.6, 0.6]	1.0037	0.0064	4	4.93
[-0.7, 0.7]	1.0086	0.0088	3.62	4.57
[-0.8, 0.8]	0.9961	0.0086	2.87	3.54
[-0.9, 0.9]	0.9988	0.0099	2.35	2.74
[-1.0, 1.0]	1.0289	0.0128	2.16	2.41
[-1.1, 1.1]	1.076	0.0171	2.06	2.16
[-1.2, 1.2]	1.131	0.0238	1.99	2
[-1.3, 1.3]	1.193	0.0297	1.93	1.88
[-1.4, 1.4]	1.2601	0.0349	1.89	1.8
[-1.5, 1.5]	1.3273	0.0392	1.86	1.73
传统模型				
预测控制	0.9614	0.0045	7	6.45

表3 电压矢量利用率(转矩误差大于0.6 N·m)

Table 3 Voltage vector utilization (torque error greater than 0.6 N·m)

	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
$\eta_{V_0} / \%$	12.39	8.14	4.15	3.24	6.54	11.55
$\eta_{V_1} / \%$	2.22	0.05	0.92	17.57	52.26	21.13
$\eta_{V_2} / \%$	23.48	2.32	0	0.61	17.77	45.39
$\eta_{V_3} / \%$	40.22	22.1	0.86	0	1.46	18.42
$\eta_{V_4} / \%$	19.76	46.14	20.51	0.58	0.05	1.5
$\eta_{V_5} / \%$	1.84	19.43	55.52	19.71	1.36	0.09
$\eta_{V_6} / \%$	0.09	1.82	18.04	58.29	20.55	1.92

由表3可知, 转矩误差大于 $0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$, θ_1 扇区内, 利用率较高的电压矢量有 V_0, V_2, V_3, V_4 , θ_2 扇区内, 利用率较高的电压矢量有 V_0, V_3, V_4, V_5 , θ_3 扇区内, 利用率较高的电压矢量有 V_0, V_4, V_5, V_6 , θ_4 扇区内, 利用率较高的电压矢量有 V_0, V_1, V_5, V_6 , θ_5 扇区内, 利用率较高的电压矢量有 V_0, V_1, V_2, V_6 , θ_6 扇区内, 利用率较高的电压矢量有 V_0, V_1, V_2, V_3 .

转矩误差小于 $-0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的数据共有21889个, 其中位于 θ_1 扇区的采样数据共3194个, 位于 θ_2 扇区的数据有3393个, 位于 θ_3 扇区的数据有3776个, 位于 θ_4 扇区的数据有4038个, 位于 θ_5 扇区的数据有3931个, 位于 θ_6 扇区的数据有3557个. 不同定子磁链扇区内, 7个电压矢量的利用率如表4所示.

表 4 电压矢量利用率(转矩误差小于 $-0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$)

Table 4 Voltage vector utilization (torque error lower than $-0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$)

	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
$\eta_{V_0}/\%$	3.07	6.16	10.59	13.62	11.37	6.02
$\eta_{V_1}/\%$	18.53	49.43	21.05	2.53	0.03	1.8
$\eta_{V_2}/\%$	1.28	20.95	40.15	20.6	1.73	0.03
$\eta_{V_3}/\%$	0.03	2.74	23.15	38.04	19.84	1.57
$\eta_{V_4}/\%$	1.03	0	2.3	23.16	44.52	18.41
$\eta_{V_5}/\%$	19.38	1.5	0.08	2.01	20.2	52.63
$\eta_{V_6}/\%$	56.67	19.22	2.67	0.05	2.31	19.54

由表4可知, 转矩误差小于 $-0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$, θ_1 扇区内, 利用率较高的电压矢量有 V_0, V_1, V_5, V_6 , θ_2 扇区内,

利用率较高的电压矢量有 V_0, V_1, V_2, V_6 , θ_3 扇区内, 利用率较高的电压矢量有 V_0, V_1, V_2, V_3 , θ_4 扇区内, 利用率较高的电压矢量有 V_0, V_2, V_3, V_4 , θ_5 扇区内, 利用率较高的电压矢量有 V_0, V_3, V_4, V_5 , θ_6 扇区内, 利用率较高的电压矢量有 V_0, V_4, V_5, V_6 .

由此, 提出增加磁链位置约束的简化策略(下文简称简化策略2)如下: 当转矩误差在 $[-0.6 \text{ N}\cdot\text{m}, 0.6 \text{ N}\cdot\text{m}]$ 之间, 直接输出零电压矢量, 无需模型预测控制计算. 当转矩误差大于 $0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$, 定子磁链位于 θ_1 , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_2, V_3, V_4\}$, 定子磁链位于 θ_2 , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_3, V_4, V_5\}$, 定子磁链位于 θ_3 , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_4, V_5, V_6\}$, 定子磁链位于 θ_4 , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_1, V_5, V_6\}$, 定子磁链位于 θ_5 , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_1, V_2, V_6\}$, 定子磁链位于 θ_6 , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_1, V_2, V_3\}$. 当转矩误差小于 $-0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$, 定子磁链位于 θ_1 , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_1, V_5, V_6\}$, 定子磁链位于 θ_2 , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_1, V_2, V_6\}$, 定子磁链位于 θ_3 , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_1, V_2, V_3\}$, 定子磁链位于 θ_4 , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_2, V_3, V_4\}$, 定子磁链位于 θ_5 , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_3, V_4, V_5\}$, 定子磁链位于 θ_6 , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_4, V_5, V_6\}$, 磁链和转矩预测模型及成本函数保持不变.

基于简化策略2的永磁同步电机模型预测转矩控制系统及流程图如图4~5所示.

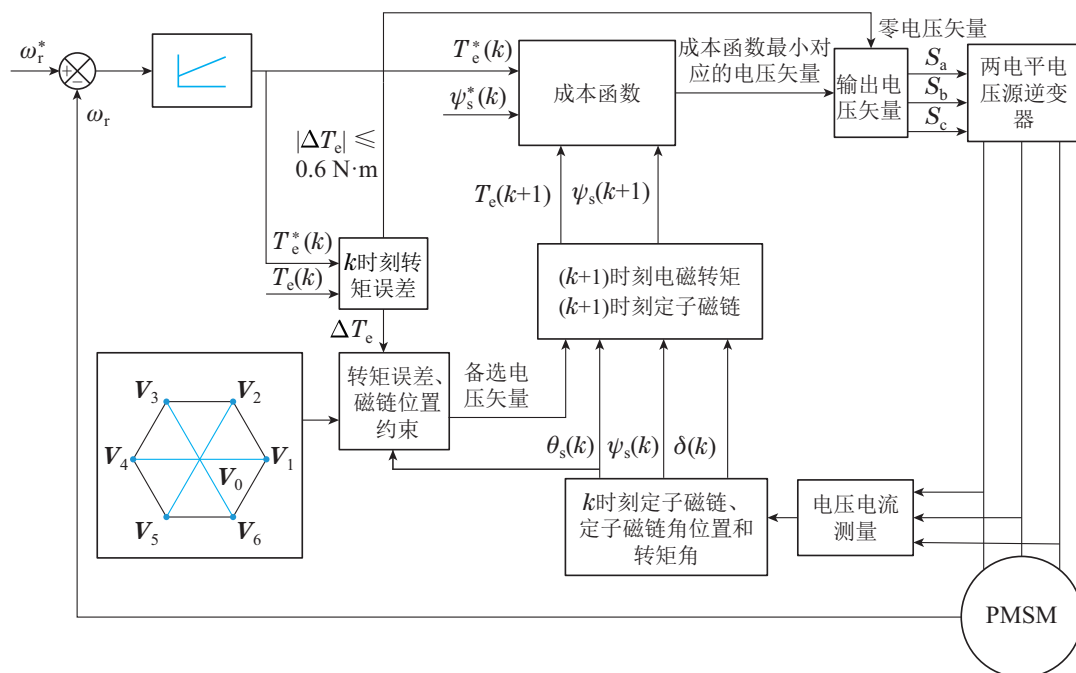


图 4 基于简化策略2的模型预测转矩控制系统

Fig. 4 Model predictive torque control system based on simplified Strategy II

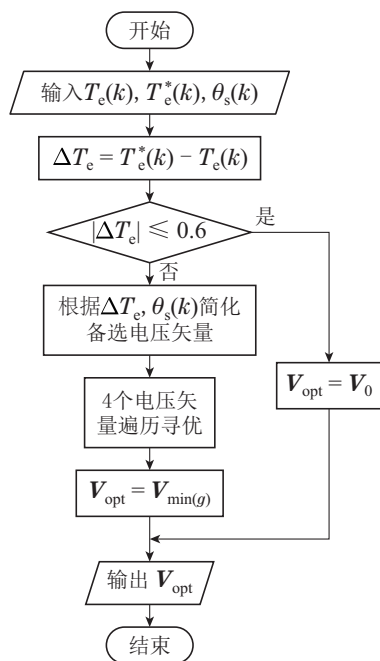


图5 基于简化策略2的模型预测转矩控制流程

Fig. 5 Flow chart of model predictive torque control based on simplified Strategy II

5 增加磁链误差约束的简化策略

与转矩误差类似, 磁链误差 $\Delta\psi_s$ 同样影响电压矢量利用率, 也可作为备选电压矢量集合的判断约束条件. 因此, 在简化策略2的基础上, 增加磁链误差约束来简化备选电压矢量集合.

静止坐标系下, 将定子磁链圆均分为12个扇区 $\theta_1 - \theta_{12}$, 如式(12)所示.

$$\begin{cases} \theta_1 : [0^\circ, 30^\circ), \\ \vdots \\ \theta_{12} : [330^\circ, 360^\circ). \end{cases} \quad (12)$$

由上文仿真结果可知, 转矩误差大于 $0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ 且磁链误差为正的数据共有14063个, 其中位于 θ_1 扇区的采样数据共1243个, 位于 θ_2 扇区的数据有1239个, 位于 θ_3 扇区的数据有1136个, 位于 θ_4 扇区的数据有1095个, 位于 θ_5 扇区的数据有939个, 位于 θ_6 扇区的数据有1101个, 位于 θ_7 扇区的采样数据共928个, 位于 θ_8 扇区的数据有1183个, 位于 θ_9 扇区的数据有1142个, 位于 θ_{10} 扇区的数据有1331个, 位于 θ_{11} 扇区的数据有1279个, 位于 θ_{12} 扇区的数据有1447个. 不同定子磁链扇区内, 7个电压矢量的利用率如表5所示.

表5 电压矢量利用率(转矩误差大于 $0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ 且磁链误差为正)Table 5 Voltage vector utilization (torque error greater than $0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ and flux linkage error is positive)

	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
$\eta_{V_0}/\%$	16.65	9.44	8.8	6.21	3.62	3.45	4.85	4.65	12.96	9.17	18.22	12.37
$\eta_{V_1}/\%$	0	0	0	0	0	0	1.83	13.52	43.96	60.18	42.14	24.33
$\eta_{V_2}/\%$	46.1	24.21	0	0	0	0	0	0	2.1	11.12	38.31	49.97
$\eta_{V_3}/\%$	34.84	50.61	48.15	17.72	0	0	0	0	0	0	1.33	13.34
$\eta_{V_4}/\%$	2.41	15.74	40.05	62.19	18.41	13.62	0	0	0	0	0	0
$\eta_{V_5}/\%$	0	0	2.99	13.88	52.63	69.39	43	17.16	0	0	0	0
$\eta_{V_6}/\%$	0	0	0	0	19.54	13.53	50.32	64.67	40.98	19.53	0	0

由表5可知, 不同扇区电压矢量利用率较高的电压矢量数目并不相同.

以 θ_{12} 和 θ_1 扇区为例, θ_{12} 扇区内, 增加转矩角的电压矢量为 V_1, V_2, V_3 , 增加定子磁链幅值的电压矢量有 V_1, V_2, V_6 . 由于转矩误差较大, 以转矩控制优先, 利用率较高的电压矢量有4个, 分别为 V_0, V_1, V_2, V_3 . θ_1 扇区内, 增加转矩角的电压矢量为 V_2, V_3, V_4 , 增加定子磁链幅值的电压矢量有 V_1, V_2, V_6 . 由于转矩误差较大, 以转矩控制优先. θ_1 扇区内, 电压矢量 V_3 与定子磁链夹角为 $[120^\circ, 90^\circ]$, 电压矢量 V_4 与定子磁链夹角为 $[180^\circ, 150^\circ]$. 此时, 电压矢量 V_3 和 V_4 均为增大转矩角, 减小定子磁链幅值, 但电压矢量 V_3 增大转矩角效果要强于 V_4 , 减小磁链效果要弱于 V_4 . 因此, 在转矩误差和磁链误差均为正的条件下, 电压矢量 V_4 的利用率较低. 此时, 利用率较高的电压矢量仅

有3个, 分别为 V_0, V_2, V_3 . 转矩误差大于 $0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ 且磁链误差为负、转矩误差小于 $-0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ 且磁链误差为正和转矩误差小于 $-0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ 且磁链误差为负条件下, 不同定子磁链扇区内, 7个电压矢量的利用率如表6~8所示.

由表5~8可提出增加磁链误差约束的简化策略(下文简称简化策略3)如下: 当转矩误差在 $[-0.6 \text{ N}\cdot\text{m}, 0.6 \text{ N}\cdot\text{m}]$ 之间, 模型预测转矩控制系统直接输出零电压矢量, 无需模型预测控制计算, 预测计算次数为0次. 当转矩误差大于 $0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$, 磁链误差为正, 定子磁链位于 θ_1 , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_2, V_3\}$, 定子磁链位于 θ_2 , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_2, V_3, V_4\}$, 定子磁链位于 θ_3 , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_3, V_4\}$, 定子磁链位于 θ_4 , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_3, V_4, V_5\}$, 定子磁链位于 θ_5 , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_4, V_5\}$, 定

子磁链位于 θ_6 , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_4, V_5, V_6\}$, 定子磁链位于 θ_7 , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_5, V_6\}$, 定子磁链位于 θ_8 , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_1, V_5, V_6\}$, 定子磁链位于 θ_9 , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_1, V_6\}$, 定子磁链位于 θ_{10} , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_1, V_2, V_6\}$, 定子磁链位于 θ_{11} , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_1, V_2\}$, 定子磁链位于 θ_{12} , 备选电压矢量集合为 $\{V_0, V_1, V_2, V_3\}$. 当转矩误差大于 $0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$, 磁链误差为负; 当转矩误差小于 $-0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$, 磁链误差为正及当转矩误差小于 $-0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$, 磁链误差为负, 可得到类似的备选电压矢量集合. 磁链和转矩预测模型及成本函数保持不变.

表6 电压矢量利用率(转矩误差大于 $0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ 且磁链误差为负)Table 6 Voltage vector utilization (torque error greater than $0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ and flux linkage error is negative)

	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
$\eta_{V_0}/\%$	12.38	18.37	9.53	11.68	3.27	6.33	3.41	8.9	8.34	17.34	12.11	21.9
$\eta_{V_1}/\%$	0	0	0	0	0	0	14.82	43.48	68.57	36.48	8	1.31
$\eta_{V_2}/\%$	8.21	1.43	0	0	0	0	0	0	14.97	45.1	57.67	30.83
$\eta_{V_3}/\%$	54.22	31.57	8.91	1.48	0	0	0	0	0	0	22.22	45.97
$\eta_{V_4}/\%$	25.19	48.62	58.04	40	11.32	0.97	0	0	0	0	0	0
$\eta_{V_5}/\%$	0	0	23.51	46.85	69.3	47.4	9.89	1.03	0%	0	0	0
$\eta_{V_6}/\%$	0	0	0	0	16.1	45.29	71.88	46.58	8.11	1.08	0	0

表7 电压矢量利用率(转矩误差小于 $-0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ 且磁链误差为正)Table 7 Voltage vector utilization (torque error lower than $-0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ and flux linkage error is positive)

	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
$\eta_{V_0}/\%$	2.54	6.39	7.09	13.28	14.37	14.1	12.29	16.92	9.03	13.39	4.31	8.18
$\eta_{V_1}/\%$	15.9	44.47	58.25	30.32	13.99	2.46	0	0	0	0	0	0
$\eta_{V_2}/\%$	0	0	20.39	53.22	42.63	31.48	13.56	2.9	0	0	0	0
$\eta_{V_3}/\%$	0	0	0	0	29.01	51.96	46.86	37.65	12.47	2.46	0	0
$\eta_{V_4}/\%$	0	0	0	0	0	0	27.29	42.53	57.45	45.18	14.15	2.34
$\eta_{V_5}/\%$	15.8	2.05	0	0	0	0	0	0	21.05	38.98	63.82	50.8
$\eta_{V_6}/\%$	65.76	47.09	14.27	3.18	0	0	0	0	0	0	17.71	38.68

表8 电压矢量利用率(转矩误差小于 $-0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ 且磁链误差为负)Table 8 Voltage vector utilization (torque error lower than $-0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ and flux linkage error is negative)

	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
$\eta_{V_0}/\%$	8.46	4.26	17.18	9.01	22.86	10.94	24.01	10.44	19.02	9.13	15.22	6.43
$\eta_{V_1}/\%$	1.21	13.19	37.29	50	44.44	38.68	0	0	0	0	0	0
$\eta_{V_2}/\%$	0	0	0.98	8.76	30.69	41.86	45.1	24.24	0	0	0	0
$\eta_{V_3}/\%$	0	0	0	0	2.01	8.52	29.84	56.57	41.6	18.5	0	0
$\eta_{V_4}/\%$	0	0	0	0	0	0	1.05	8.75	38.65	65.34	43.23	13.12
$\eta_{V_5}/\%$	45.42	16.62	0	0	0	0	0	0	0.74	7.03	40.33	72.97
$\eta_{V_6}/\%$	44.91	65.93	44.55	32.23	0	0	0	0	0	0	1.22	7.48

基于简化策略3的永磁同步电机模型预测转矩控制系统及流程图如图6-7所示.

6 仿真实证

为了验证提出的简化策略的有效性, 对一款内置式永磁同步电机模型预测转矩系统进行仿真验证, 电机的参数如下: 定子电阻 R_s 为 0.25Ω , d 轴电感为 0.0033 H 和 q 轴电感为 0.0073 H , 转子磁链 ψ_f 为 0.2264 Wb , 电机极对数 p 为 3, 额定转速为

$1000 \text{ r}\cdot\text{min}$, 额定转矩为 $15 \text{ N}\cdot\text{m}$, 采用上文转矩误差阈值确定方法, 确定转矩误差阈值为 $15 \text{ N}\cdot\text{m} \times 0.05 = 0.75 \text{ N}\cdot\text{m}$.

仿真验证条件设置为参考转速初始为 $1000 \text{ r}\cdot\text{min}$, 1 s 时阶跃至 $-1000 \text{ r}\cdot\text{min}$, 负载转矩初始为 $15 \text{ N}\cdot\text{m}$, 0.5 s 时阶跃至 $-15 \text{ N}\cdot\text{m}$, 1.5 s 时阶跃至 $15 \text{ N}\cdot\text{m}$, 仿真总时长为 2 s . 基于传统策略、简化策略1、简化策略2和简化策略3的永磁同步电机仿真波形如图8-23所示.

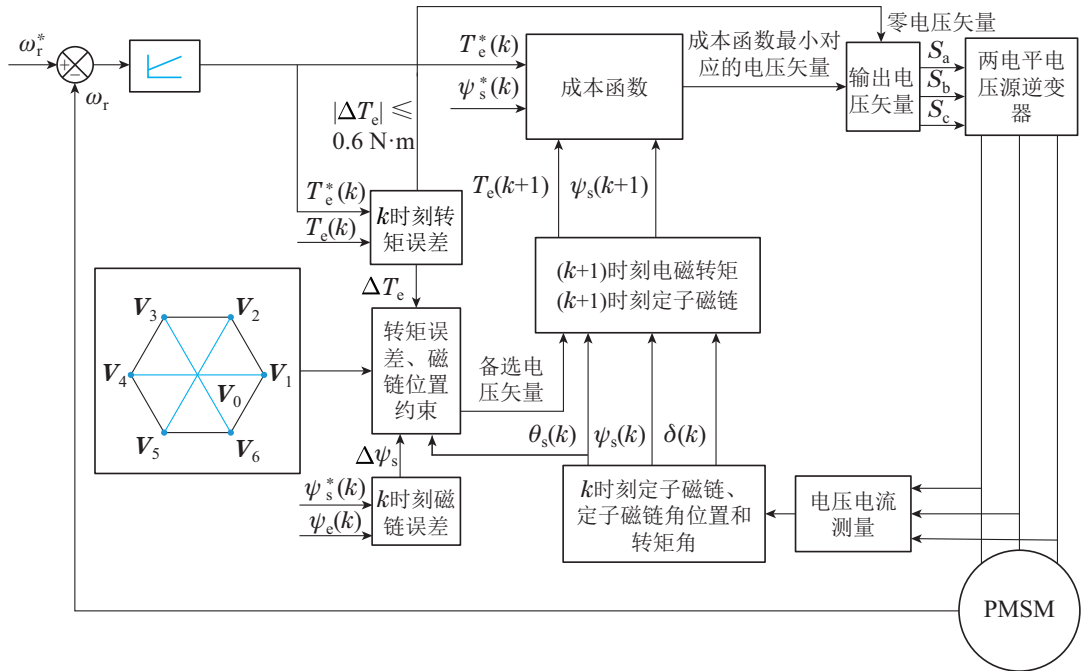


图 6 基于简化策略3的模型预测转矩控制系统

Fig. 6 Model predictive torque control system based on simplified Strategy III

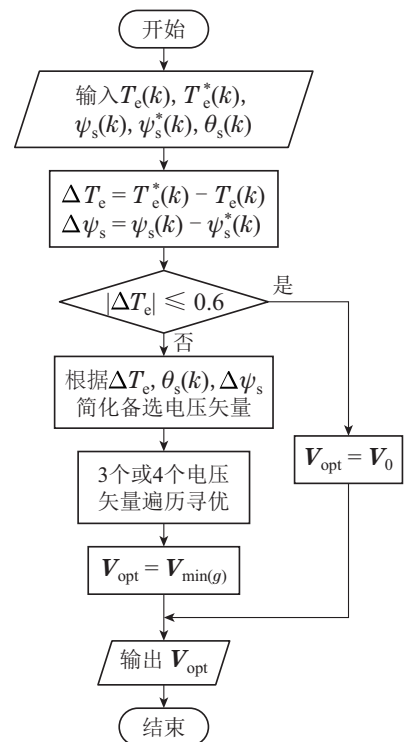


图 7 基于简化策略3的模型预测转矩控制流程图

Fig. 7 Flow chart of model predictive torque control based on simplified Strategy III

不同控制策略下, 电机转矩脉动 RMSE、磁链脉动 RMSE、定子 a 相电流总谐波含量 (total harmonic distortion, THD)、平均开关频率 f_{ave}/kHz 和平均遍历电压矢量个数 Cal_{ave} 如表 9 所示。

由表 9 可知, 与传统模型预测转矩控制相比, 3 种简化策略控制性能基本相当, 由于减小部分备选电压矢

量, 转矩脉动有一定增大。经统计, 传统模型预测转矩控制零电压矢量使用率为 34.42%, 简化策略 1, 2, 3 的零电压矢量使用率分别 45.65%, 46.00% 和 46.02%, 从而平均开关频率分别为传统模型预测转矩控制的 77.48%, 77.09% 和 76.12%。经统计, 简化策略 1 需 23324 次遍历计算, 每次遍历 7 个电压矢量, 平均遍历电压矢量个数为 4.08, 简化策略 2 需 22981 次遍历计算次数, 每次遍历 4 个电压矢量, 平均遍历电压矢量个数为 2.30, 简化策略 3 需 12209 次遍历计算, 其中 12209 次遍历 3 个电压矢量, 11194 次遍历 4 个电压矢量, 平均遍历电压矢量个数为 2.04。简化策略 1, 2, 3 的平均遍历电压矢量个数分别为传统模型预测转矩控制的 58.29%, 32.86% 和 29.14%。

表 9 电机系统性能

Table 9 Motor system performance

控制策略	$T_{rip}/$ $\text{N}\cdot\text{m}$	$\psi_{rip}/$ Wb	THD/ %	Cal_{ave}	$f_{ave}/$ kHz
传统	1.2668	0.0043	6.8	7	5.15
简化1	1.3894	0.0053	6.78	4.08	3.99
简化2	1.3793	0.0051	6.95	2.3	3.97
简化3	1.3953	0.0056	6.86	2.04	3.92

7 实时性验证

为进一步验证简化策略对计算负担的减小效果, 针对表面式永磁同步电机, 基于 STM32H743 单片机平台对以上 4 种控制策略进行单步运算执行时间测试, 从而得到不同控制策略下仿真实例的运算时间, 其中测试用例具体数值如表 10 所示。传统模型预测转矩控

制、简化策略1, 2及备选电压矢量数目为4个时的简化策略3采用测试用例1. 备选电压矢量数目为3个时的简化策略3采用测试用例2.

根据表面式永磁同步电机的仿真数据可知, 传统模型预测控制进行80000次遍历7个电压矢量预测控制运算. 简化策略1有34236次输出零电压矢量运算和45764次遍历7个电压矢量预测控制运算. 简化策略2有34115次输出零电压矢量运算和45885次遍历4个电压矢量预测控制运算. 简化策略3有32421次输出零电压矢量运算, 22456次遍历3个电压矢量预测控制运算和25123次遍历4个电压矢量预测控制运算. 由于输入数据的类型相同, 数据具体数值对计算耗时

的影响可忽略, 不同策略的模型预测控制计算耗时如表11所示, 其中输出零电压矢量耗时为执行相应次数输出零电压矢量总耗时, 转矩约束耗时为执行相应次数当前转矩计算、转矩误差计算和转矩误差判断的总耗时, 扇区约束耗时为执行相应次数扇区位置判断及根据扇区位置和转矩误差输出备选电压矢量的总耗时, 扇区和磁链约束耗时为执行相应次数磁链误差计算、扇区位置判断及根据扇区位置、转矩误差和磁链误差输出备选电压矢量的总耗时, 模型预测遍历计算总耗时为执行相应次数模型预测遍历计算的总耗时. 为了减少误差, 表11中的计算耗时均为10次计算数据的平均值.

表 10 测试用例具体数值

Table 10 Specific values of test cases

	参考转矩/ N·m	定子磁链 幅值 /Wb	转矩角/ (°)	参考定子 磁链 /Wb	定子磁链矢量 角位置 /(°)	定子 α 轴 电流 /A	定子 β 轴 电流 /A	α 轴定子 磁链 /Wb	β 轴定子 磁链 /Wb
测试用 例1	10.6808	0.2938	14.9862	0.3	26.9239	10.9404	11.2489	0.262	0.133
测试用 例2	10.8181	0.2971	14.5787	0.3	15.7717	13.4175	8.9217	0.2859	0.0808

表 11 不同控制策略的计算耗时

Table 11 Time-consuming calculation of different control strategies

控制策略	传统MPTC	简化策略1	简化策略2	简化策略3
直接输出零电压矢量次数/次	0	34236	34115	32421
输出零电压矢量计算总耗时/ms	0	1.4	1.4	1.3
转矩约束计算次数/次	0	80000	80000	80000
转矩约束计算总耗时/ms	0	11.2	11.2	11.2
扇区约束计算次数/次	0	0	45885	0
扇区约束计算总耗时/ms	0	0	4.2	0
扇区和磁链约束计算次数/次	0	0	0	47579
扇区和磁链约束计算总耗时/ms	0	0	0	6.7
约束计算及输出零电压矢量总耗时/ms	0	12.6	16.8	19.2
模型预测转矩控制计算次数/次	80000	45764	45885	22456 25123
模型预测遍历电压矢量个数/个	7	7	4	3 4
模型预测遍历计算总耗时/ms	2592.4	1483.1	837.7	286.4 458.6
计算总耗时/ms	2592.4	1495.7	854.5	764.2

由表11可知, 传统模型预测控制进行80000次遍历7个电压矢量预测控制运算, 总耗时为2592.4 ms. 简化策略1增加34236次输出零电压矢量运算, 耗时1.4 ms, 增加80000次转矩约束运算, 耗时11.2 ms, 共增加12.6 ms耗时, 但仅需45764次遍历7个电压矢量预测控制运算, 模型预测遍历计算耗时1483.1 ms, 总耗时为1495.7 ms. 简化策略2增加34115次输出零电压矢量运算, 耗时1.4 ms, 增加80000次转矩约束运算, 耗时11.2 ms, 增加45885次扇区约束运算, 耗时

4.2 ms, 共增加16.8 ms耗时, 但仅需45885次遍历4个电压矢量预测控制运算, 模型预测遍历计算耗时837.7 ms, 总耗时为854.5 ms. 简化策略3增加32421次输出零电压矢量运算, 耗时1.3 ms, 增加80000次转矩约束运算, 耗时11.2 ms, 增加47579次扇区和磁链约束运算, 耗时6.7 ms, 共增加19.2 ms耗时, 但仅需22456次遍历3个电压矢量预测控制运算, 耗时286.4 ms和25123次遍历4个电压矢量预测控制运算, 耗时458.6 ms, 模型预测遍历计算总耗时745 ms, 总

耗时为764.2 ms.

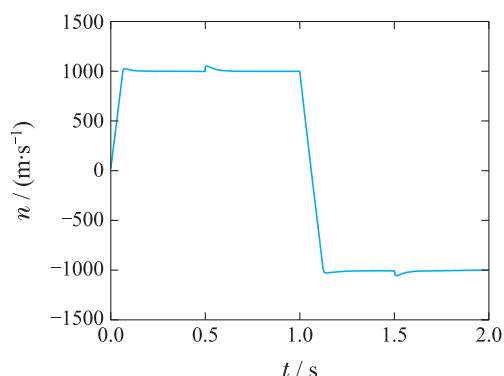


图8 基于传统模型预测转矩控制策略的电机转速

Fig. 8 Motor speed based on traditional model predicting torque control strategy

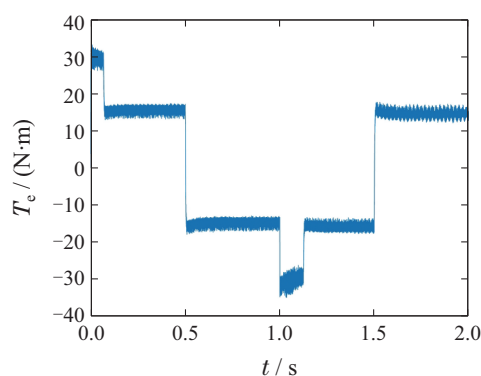


图9 基于传统模型预测转矩控制策略的电机转矩

Fig. 9 Motor torque based on traditional model predicting torque control strategy

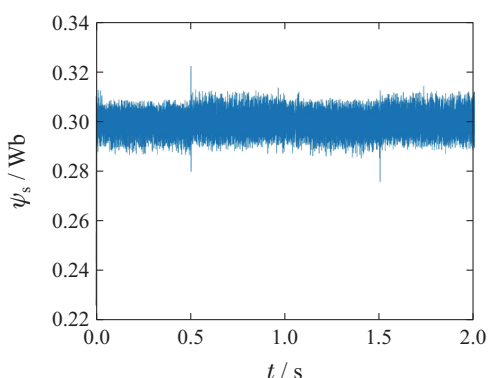
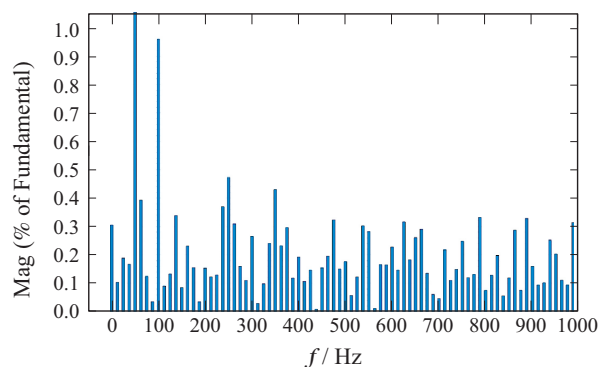
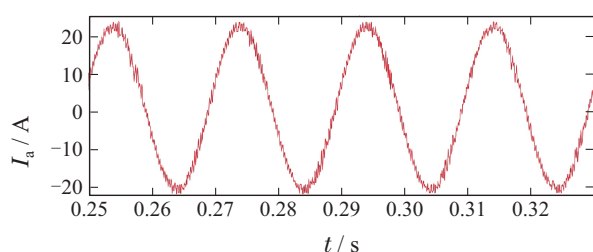


图10 基于传统模型预测转矩控制策略的定子磁链

Fig. 10 Stator flux based on traditional model predicting torque control strategy



Fundamental (50 Hz) = 22.46, THD = 6.80%

图11 基于传统模型预测转矩控制策略的定子电流FFT

Fig. 11 FFT of the a-phase stator current based on traditional model predicting torque control strategy

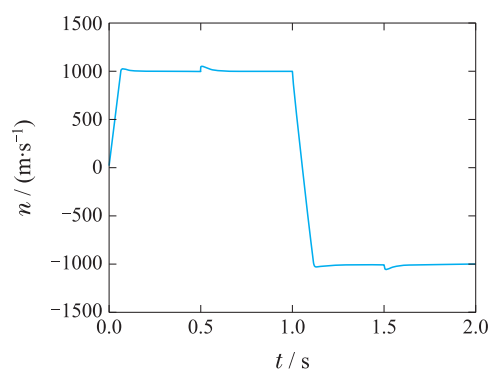


图12 基于简化策略I的电机转速

Fig. 12 Motor speed based on simplified Strategy I

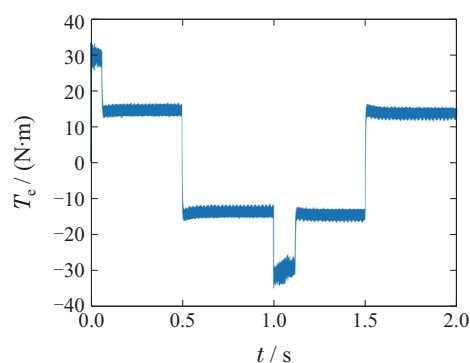


图13 基于简化策略I的电机转矩

Fig. 13 Motor torque based on simplified Strategy I

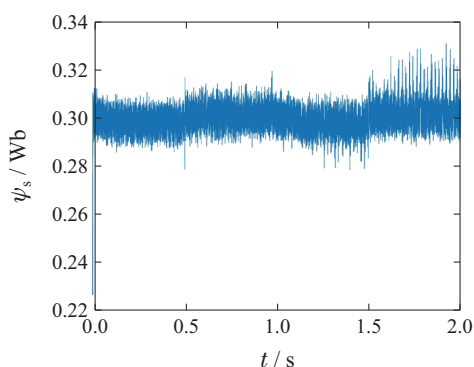


图14 基于简化策略I的定子磁链

Fig. 14 Stator flux based on simplified Strategy I

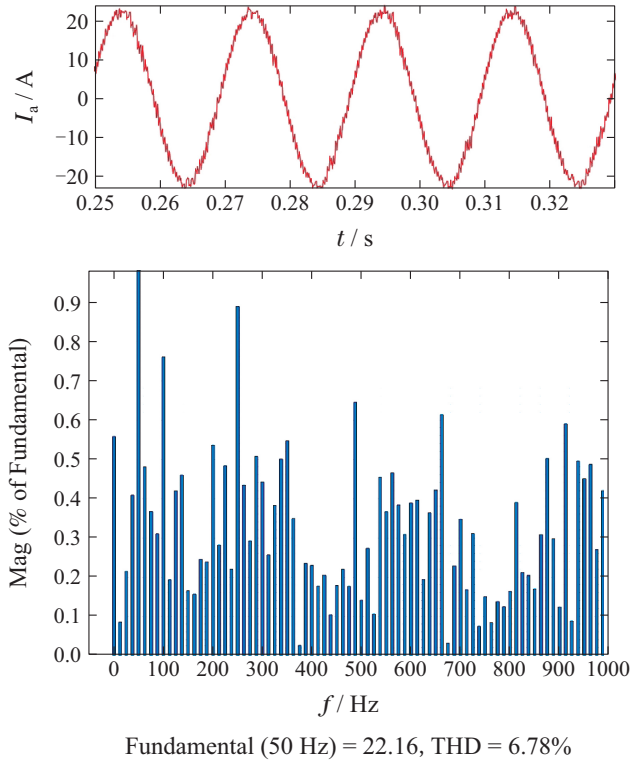


图 15 基于简化策略1的定子电流FFT

Fig. 15 FFT of the a-phase stator current based on simplified Strategy I

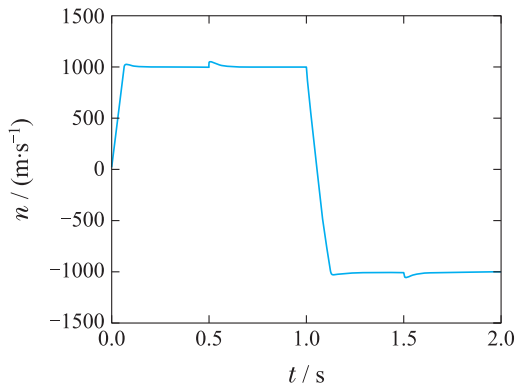


图 16 基于简化策略2的电机转速

Fig. 16 Motor speed based on simplified Strategy II

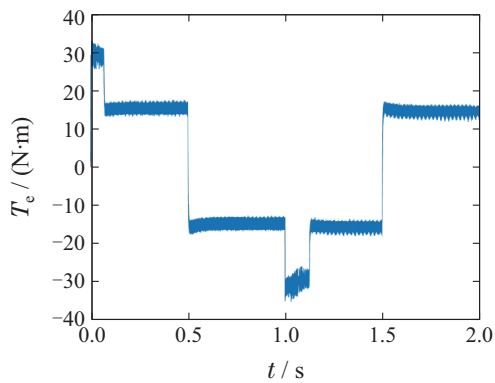


图 17 基于简化策略2的电机转矩

Fig. 17 Motor torque based on simplified Strategy II

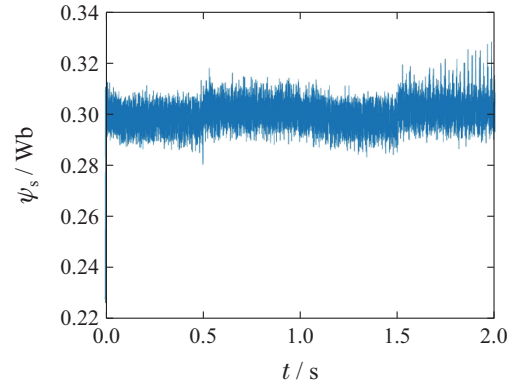


图 18 基于简化策略2的定子磁链

Fig. 18 stator flux based on simplified Strategy II

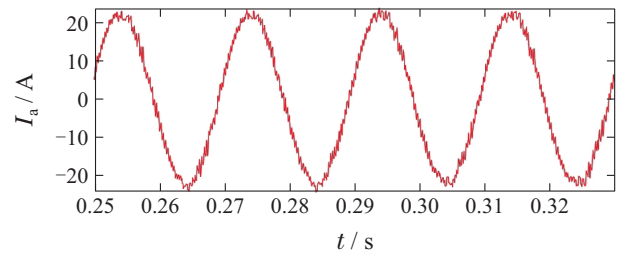


图 19 基于简化策略2的定子电流FFT

Fig. 19 FFT of the a-phase stator current based on simplified Strategy II

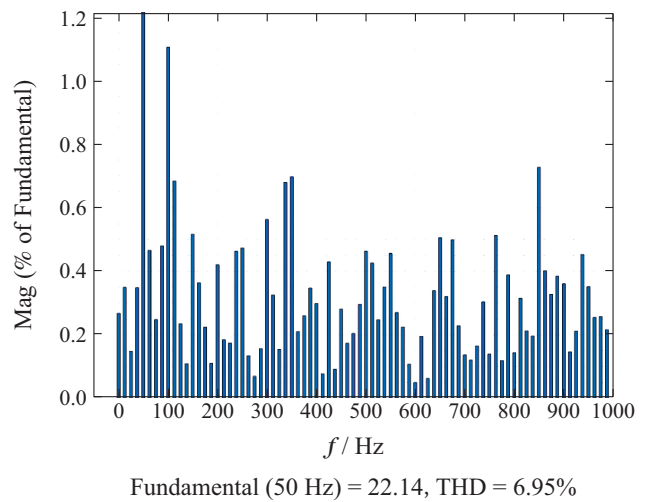


图 20 基于简化策略3的电机转速

Fig. 20 Motor speed based on simplified Strategy III

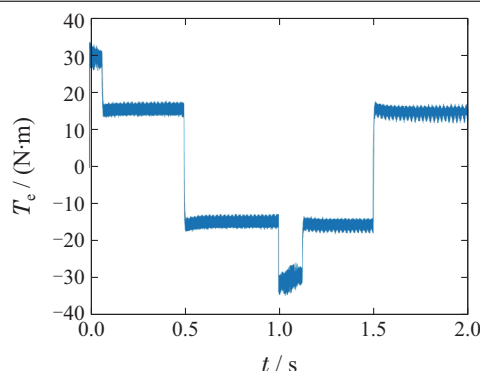


图 21 基于简化策略3的电机转矩

Fig. 21 Motor torque based on simplified Strategy III

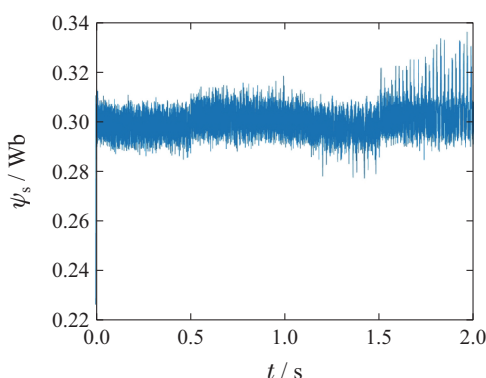


图 22 基于简化策略3的定子磁链

Fig. 22 Stator flux based on simplified Strategy III

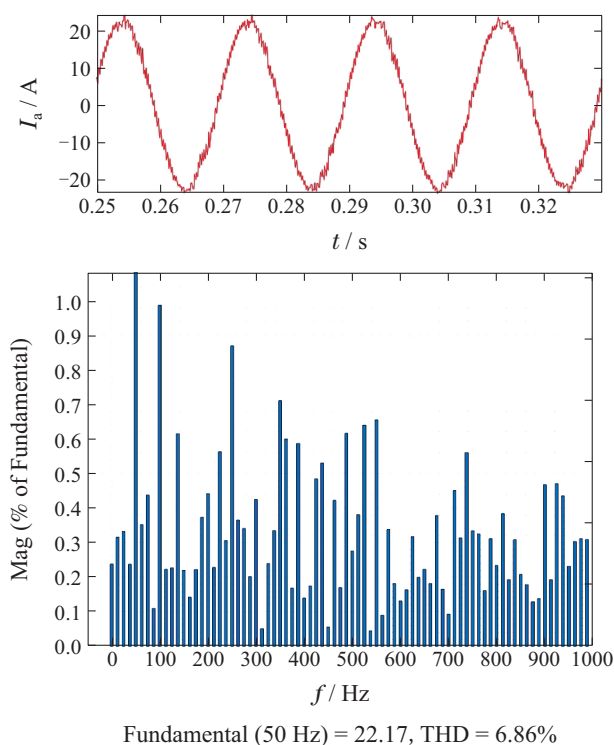


图 23 基于简化策略3的定子电流FFT

Fig. 23 FFT of the a-phase stator current based on simplified Strategy III

因此由实时性实验结果可知, 简化策略1, 2, 3虽然额外增加零电压矢量输出及约束运算, 但仅增加耗

时12.6 ms, 16.8 ms和19.2 ms, 并且有效减小模型预测转矩控制运算次数和遍历电压矢量个数, 减少模型预测遍历计算耗时. 与传统模型预测转矩控制相比, 模型预测遍历计算耗时分别减小1109.3 ms, 1754.7 ms和1847.4 ms. 因此, 简化策略可显著减小计算总耗时. 简化策略1, 2, 3的计算总耗时分别为传统模型预测转矩控制的57.70%, 32.96%和29.48%, 从而提高模型预测转矩控制系统实时性能.

8 结论

本文基于不同约束下永磁同步电机模型预测转矩控制的电压矢量利用率, 提出通过适当增加约束精简备选电压矢量集合的简化策略, 通过对比传统策略与简化策略的控制效果与实时性能, 得出结论如下:

1) 传统模型预测转矩控制需要遍历7个电压矢量, 计算负担较大, 但在不同的约束条件下, 某些电压矢量实际使用率较低, 对提高控制效果作用有限, 可进行舍弃.

2) 基于转矩误差、定子磁链位置和磁链误差约束下电压矢量利用率, 提出简化策略, 减小模型预测转矩控制运算次数和遍历电压矢量个数. 转矩误差阈值可设定为5%的额定转矩值.

3) 在增加约束条件下, 舍弃利用率较低的电压矢量, 简化策略控制性能与传统模型预测转矩控制基本相当, 转矩脉动和磁链脉动有一定增大. 由于更多使用零电压矢量, 系统平均开关频率有所降低. 由于减小模型预测遍历计算次数和遍历电压矢量个数, 平均遍历电压矢量个数显著减小.

4) 简化策略虽然额外增加约束条件的相关运算, 但其计算量小, 所增加的运算耗时远不及简化策略通过减小遍历次数和遍历个数所减小的运算耗时. 因此, 整体而言, 简化策略可显著减小计算总耗时, 减小计算负担.

5) 根据电机系统实际需求给出3种简化策略具体选择方法及对简化策略进行物理台架实验验证将是下一步研究方向.

参考文献:

- [1] ELMORSHEDY M F, XU W, EL-SOUSY F F M, et al. Recent achievements in model predictive control techniques for industrial motor: A comprehensive state-of-the-art. *IEEE Access*, 2021, 9: 58170 – 58191.
- [2] KARAMANAKOS P, GEYER T. Guidelines for the design of finite control set model predictive controllers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(7): 7434 – 7450.
- [3] BORDONS C, MONTERO C. Basic principles of MPC for power converters: Bridging the gap between theory and practice. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2015, 9(3): 31 – 43.
- [4] VAZQUEZ S, RODRIGUEZ J, RIVERA M, et al. Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(2): 935 – 947.

- [5] LIU Zhifei, DU Guiping, Du Fada. Research status and development trend of finite control set model predictive control in power electronics. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(22): 58 – 69.
(柳志飞, 杜贵平, 杜发达. 有限集模型预测控制在电力电子系统中的研究现状和发展趋势. 电工技术学报, 2017, 32(22): 58 – 69.)
- [6] RODRIGUEZ J, KENNEL R M, ESPINOZA J R, et al. High-performance control strategies for electrical drives: An experimental assessment. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(2): 812 – 820.
- [7] RODRIGUEZ J, KAZMIERKOWSKI M P, ESPINOZA J R, et al. State of the art of finite control set model predictive control in power electronic. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2013, 9(2): 1003 – 1026.
- [8] KOURO S, PEREZ M A, RODRIGUEZ J, et al. Model predictive control: MPC's role in the evolution of power electronics. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 9(4): 8 – 21.
- [9] SANDRE-HERNANDEZ O, RANGEL-MAGDALENO J, MORALES-CAPORAL R. A comparison on finite-set model predictive torque control schemes for PMSMs. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(10): 8838 – 8847.
- [10] WANG F, LI S, MEI X, et al. Model-based predictive direct control strategies for electrical drives: an experimental evaluation of PTC and PCC methods. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2015, 11(3): 671 – 681.
- [11] NIU F, WANG B, BABBLE A S, et al. Comparative evaluation of direct torque control strategies for permanent magnet synchronous machines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(2): 1408 – 1424.
- [12] LI Yaohua, SU Jinshi, QIN Hui, et al. Finite control set model predictive torque control of permanent magnet synchronous motor system. *Electric Machines and Control Application*, 2019, 46(12): 8 – 15.
(李耀华, 苏锦仕, 秦辉, 等. 永磁同步电机有限状态集模型预测转矩控制系统研究. 电机与控制应用, 2019, 46(12): 8 – 15.)
- [13] LI Yaohua, SHI Haohao, MENG Xiangzhen. Simplified predictive control for direct torque control of surface permanent magnet synchronous motor. *Electric Machines and Control*, 2020, 24(4): 96 – 103.
(李耀华, 师浩浩, 孟祥臻. 表面式永磁同步电机直接转矩控制系统简化预测控制策略. 电机与控制学报, 2020, 24(4): 96 – 103.)
- [14] GULBUDAK O, SANTI E. FPGA-based model predictive controller for direct matrix converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(7): 4560 – 4570.
- [15] LIU Tao, XI Jinsheng, SONG Zhanfeng, et al. Finite control set model predictive control of permanent magnet synchronous motor based on multi-core parallel computing. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2021, 36(1): 107 – 119.
(刘涛, 习金生, 宋战锋, 等. 基于多核并行计算的永磁同步电机有限集模型预测控制策略. 电工技术学报, 2021, 36(1): 107 – 119.)
- [16] WANG Weiguang, LI Wei. Model predictive torque control method of permanent magnet synchronous motor based on MTPA. *Electric Drive*, 2014, 44(11): 3 – 6.
(王伟光, 李伟. 基于MTPA的永磁同步电机模型预测转矩控制. 电气传动, 2014, 44(11): 3 – 6.)
- [17] NIU Feng, LI Kui, WANG Yao. Model predictive direct torque control for permanent magnet synchronous machines. *Electric Machines and Control*, 2015, 19(12): 60 – 67.
(牛峰, 李奎, 王尧. 永磁同步电机模型预测直接转矩控制. 电机与控制学报, 2015, 19(12): 60 – 67.)
- [18] LI Yaohua, YANG Qidong, LIU Yang, et al. Candidate voltage vectors set in MP-DTC of surface PMSM. *Electric Machines and Control*, 2020, 24(10): 87 – 99.
(李耀华, 杨启东, 刘洋, 等. 表面式永磁同步电机模型预测直接转矩控制备选电压矢量集合研究. 电机与控制学报, 2020, 24(10): 87 – 99.)
- [19] LI Yaohua, YANG Qidong, QIN Yugui, et al. Model predictive torque control for permanent magnet synchronous motor based on dynamic finite-control-set using fuzzy control. *Electric Machines and Control*, 2021, 25(9): 94 – 103.
(李耀华, 杨启东, 秦玉贵, 等. 基于模糊控制的永磁同步电机动态有限状态集模型预测转矩控制. 电机与控制学报, 2021, 25(9): 94 – 103.)
- [20] HABIBULLAH M, LU D D, XIAO D, et al. A simplified finite-state predictive direct torque control for induction motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(6): 3964 – 3975.
- [21] LI Yaohua, ZHAO Chenghui, QIN Yugui, et al. Control strategy of adaptive switching between DTC and MPTC for surface permanent magnet synchronous motor. *Electric Machines and Control Application*, 2020, 47(2): 9 – 13.
(李耀华, 赵承辉, 秦玉贵, 等. DTC与MPTC自适应切换的表面式永磁同步电机控制策略. 电机与控制应用, 2020, 47(2): 9 – 13.)
- [22] LI Yaohua, LIU Yang, MENG Xiangzhen. Finite control set model predictive direct torque control of surface permanent magnet synchronous motor. *Electric Machines and Control*, 2020, 24(8): 33 – 43.
(李耀华, 刘洋, 孟祥臻. 一种表面式永磁同步电机有限状态集模型预测直接转矩控制. 电机与控制学报, 2020, 24(8): 33 – 43.)
- [23] LI Yaohua, YANG Qidong, QU Yafei. Adaptive variable voltage vectors switching table in direct torque control for PMSM. *Electric Machines and Control*, 2019, 23(9): 75 – 83.
(李耀华, 杨启东, 曲亚飞. 自适应变电压矢量PMSM直接转矩控制开关表. 电机与控制学报, 2019, 23(9): 75 – 83.)
- [24] LI Yaohua, QIN Hui, SU Jinshi, et al. Cost function of finite control set model predictive torque control of surface permanent magnet synchronous motor. *Electric Machines and Control Application*, 2019, 46(9): 12 – 18.
(李耀华, 秦辉, 苏锦仕, 等. 表面式永磁同步电机有限状态集模型预测转矩控制成本函数研究. 电机与控制应用, 2019, 46(9): 12 – 18.)
- [25] LI Yaohua, QIN Hui, SU Jinshi, et al. Model predictive torque control of permanent magnet synchronous motor based on adaptive dynamic weight coefficient using fuzzy control. *Electric Machines and Control*, 2021, 25(2): 102 – 112.
(李耀华, 秦辉, 苏锦仕, 等. 永磁同步电机模糊自适应变开关次数权重系数模型预测转矩控制. 电机与控制学报, 2021, 25(2): 102 – 112.)
- [26] LI Yaohua, LIU Weiguo. Study of the use of zero voltage vectors in the PMSM DTC system. *Power Electronics*, 2010, 44(9): 50 – 51.
(李耀华, 刘卫国. 零电压矢量在PMSM直接转矩控制系统中的应用. 电力电子技术, 2010, 44(9): 50 – 51.)

作者简介:

李耀华 博士, 副教授, 目前研究方向为电机电控与新能源汽车技术, E-mail: nuaaliyaohua@126.com;

刘子焜 硕士研究生, 目前研究方向为电机电控与新能源汽车技术, E-mail: 740216858@qq.com;

王孝宇 硕士研究生, 目前研究方向为电机电控与新能源汽车技术, E-mail: 552108047@qq.com;

陈桂鑫 硕士研究生, 目前研究方向为电机电控与新能源汽车技术, E-mail: 531686990@qq.com;

任超 硕士研究生, 目前研究方向为电机电控与新能源汽车技术, E-mail: 1371159043@qq.com;

刘东梅 硕士研究生, 目前研究方向为电机电控与新能源汽车技术, E-mail: 1416406975@qq.com.