

永磁同步电机并联法模型预测转矩控制^{*}

李耀华, 张鑫泉, 董国庆, 邓益志, 李茂盟, 童瑞齐, 丁红, Rajibul Islam
(长安大学汽车学院, 陕西 西安 710064)

摘要: 针对永磁同步电机(PMSM)模型预测转矩控制(MPTC)权重系数设计和调节的问题,采用并联法MPTC将多目标成本函数加权求和转换为单目标成本函数电压矢量集合求交集,从而消除权重系数。建立PMSM并联法MPTC,分析磁链控制电压矢量集合和转矩控制电压矢量集合中电压矢量个数对系统控制性能的影响。进一步建立考虑开关次数控制的并联法MPTC,并采用模糊控制器动态调节开关次数,控制电压矢量集合的电压矢量个数。仿真结果表明,PMSM并联法MPTC无需权重系数设计和调节。模糊并联法MPTC可根据系统实时运行状态动态调整控制目标集合电压矢量的个数,从而优化系统控制性能。

关键词: 永磁同步电机; 模型预测转矩控制; 并联法; 开关频率; 模糊控制

中图分类号: TM351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2023)02-0041-08

doi: 10.12177/emca.2022.161

Parallel Model Predictive Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor^{*}

LI Yaohua, ZHANG Xinquan, DONG Guoqing, DENG Yizhi, LI Maomeng, TONG Ruiqi,
DING Hong, RAJIBUL Islam

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

Abstract: Aiming at the the problem of designing and adjusting the weight factors of model predictive torque control (MPTC) for permanent magnet synchronous motor (PMSM), the parallel MPTC is used to intersect voltage vector sets for single-object cost function instead of weighted summing of multi-object cost function, thus eliminating the weight factors. The parallel MPTC for PMSM is built, and the effects of the number of voltage vectors in flux control voltage vector sets and torque control voltage vector sets on the system control performance are studied. The parallel MPTC with the switching times control is further established, and the fuzzy controller is used to dynamically adjust the switching times to control the number of voltage vectors in voltage vector sets. The simulation results show parallel MPTC for PMSM does not require weight factors design and adjustment. The fuzzy parallel MPTC can dynamically adjust the number of voltage vectors in control object sets according to the real-time operation state of the system, so as to optimize the system control performances.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); model predictive torque control (MPTC); parallel method; switching frequency; fuzzy control

0 引言

永磁同步电机(PMSM)有限状态集模型预测转矩控制(FCS-MPTC)将电机与逆变器视为一

体,根据两者的离散模型和电机当前控制变量的状态,遍历逆变器所有电压矢量,对未来时刻的电机控制变量进行预测,通过体现控制目标的成本函数评估电压矢量,从而选择最优电压矢量作用

收稿日期: 2022-09-16; 收到修改稿日期: 2022-10-31

^{*} 基金项目: 陕西省自然科学基金(2021JM-163); 西安市碑林区科技计划项目(GX2252)

作者简介: 李耀华(1980—),男,博士,副教授,研究方向为电机电控与新能源汽车技术。(通信作者)

于电机。由于 MPTC 概念清晰、控制直观,具有较强的柔性,可实现多变量协同控制和非线性约束,其近年来受到广泛关注^[1-5]。MPTC 的控制变量为不同量纲的磁链和转矩,需要设置和调整权重系数来平衡磁链控制和转矩控制。但目前暂无权重系数设计和调节的理论解决方法,大多采用试验法,其过程繁琐^[6-7]。为了解决权重系数设计和调整问题,文献[8-11]采用模糊控制动态调节权重系数,但模糊控制规则的设计较为复杂。文献[12-14]采用粒子群算法和神经网络算法实现权重系数的调整,但需要构造大量训练数据集且算法自身计算量较大。

设计无权重系数的 MPTC 也是解决方案之一。文献[15-16]利用无差拍控制计算得到下一时刻的期望电压矢量或定子磁链矢量,将磁链和转矩转换为同量纲的控制变量,但无差拍控制计算较为复杂。文献[17]将磁链和转矩转换为相对误差率,但如果存在含控制目标的参考值,如开关次数不确定,仍需设计权重系数。文献[18-20]对各控制变量独立排序,成本函数为无量纲的排序位置,但排序计算量较大。

改变成本函数结构形式是无权重系数路径之一。文献[21-22]将多目标成本函数加权求和形式转换为单目标成本函数级联形式,从而消除权重系数。文献[23-24]将其转换为单目标成本函数电压矢量集合求交集形式。

本文建立 PMSM 并联法 MPTC,研究磁链控制电压矢量集合和转矩控制电压矢量集合的电压矢量个数对系统控制性能的影响,进一步建立考虑开关次数控制的并联法 MPTC,并采用模糊控制器动态调节开关次数,控制电压矢量集合的电压矢量个数。仿真结果验证了 PMSM 并联法 MPTC 可实现无权重系数,并可根据系统实时运行状态动态调整控制目标集合电压矢量的个数,优化系统控制性能。

1 PMSM MPTC

定子坐标系下,表面式 PMSM 磁链和转矩预测模型如下所示:

$$\begin{aligned} \psi_s(k+1) &= \psi_s(k) \sqrt{1+q^2+2q\cos\alpha} \quad (1) \\ T_e(k+1) &= \frac{3p\psi_s(k)}{2L_d} \sqrt{1+q^2+2q\cos\alpha} \times \end{aligned}$$

$$\sin\left[\delta(k) + \arcsin \frac{q\sin\alpha}{\sqrt{1+q^2+2q\cos\alpha}}\right] \quad (2)$$

式中: $q = \frac{V_s(k) \cdot \Delta t}{\psi_s(k)}$, $V_s(k)$ 为施加电压矢量幅值, Δt 为采样周期; $\psi_s(k)$ 和 $\delta(k)$ 分别为当前 k 时刻的定子磁链幅值和转矩角; α 为施加电压矢量与定子磁链矢量的夹角; $\psi_s(k+1)$ 和 $T_e(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻的定子磁链幅值和转矩; p 、 ψ_f 和 L_d 分别为电机极对数、永磁体磁链和电机 d 轴电感。

两电平电压源逆变器可产生 8 个开关状态,对应备选电压矢量集合如下所示:

$$V_s \in \{V_0, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6\} \quad (3)$$

式中:零电压矢量 V_0 可由开关状态 000 或 111 生成,具体以开关次数最小原则选择^[24]。

PMSM MPTC 成本函数如下所示:

$$g = |\psi_s(k+1) - \psi_s^*(k)| + \lambda \cdot |T_e(k+1) - T_e^*(k)| \quad (4)$$

式中: T_e^* 和 ψ_s^* 分别为当前时刻转矩和磁链的参考值; λ 为权重系数。

PMSM MPTC 系统将 7 个电压矢量遍历代入磁链和转矩预测模型,得到下一时刻磁链和转矩的预测值,再基于成本函数得到 7 个电压矢量的控制效果,并选择令成本函数最小的电压矢量输出,系统框图如图 1 所示。

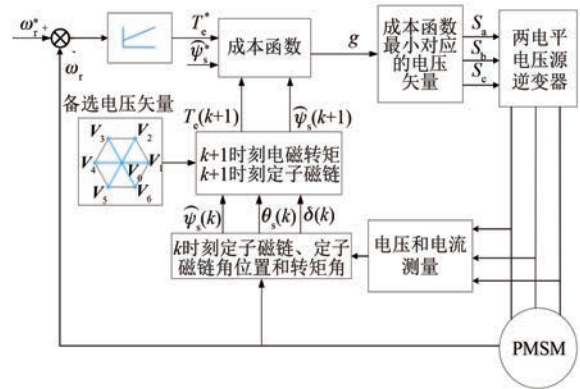


图 1 PMSM MPTC 系统

2 PMSM 并联法 MPTC

由上文可知,由于磁链和转矩的量纲不同,传统 PMSM 需要设计和调整权重系数,而权重系数的设计与调整较为复杂。因此,将多控制目标成本函数加权求和形式转换为独立的成本函数电压矢量

集合求交集形式,可避免成本函数的设计与调整。

定义转矩控制成本函数和磁链控制成本函数分别如下所示:

$$g_T = |T_e(k+1) - T_e^*(k)| \quad (5)$$

$$g_F = |\psi_s(k+1) - \psi_s^*(k)| \quad (6)$$

将 7 个电压矢量遍历代入转矩模型和磁链模型,可得到下一时刻转矩和磁链的预测值,再将其代入式(5)和式(6),可分别得到 7 个转矩控制成本函数和磁链控制成本函数。设转矩控制电压矢量集合 V_T 有 m 个电压矢量($1 \leq m \leq 7$),磁链电压矢量集合 V_F 有 n 个电压矢量($1 \leq n \leq 7$)。根据转矩控制和磁链控制成本函数,从小到大依次对 V_T 和 V_F 分别输出 m 个和 n 个电压矢量。对 V_T 与 V_F 求交集,根据交集的情况输出电压矢量。如果 V_T 和 V_F 交集为空集,则输出 V_T 中磁链控制成本函数最小的电压矢量。如果 V_T 和 V_F 交集非空集,则输出交集中转矩控制成本函数最小的电压矢量。

PMSM 并联法 MPTC 算法流程图和系统框图分别如图 2 和图 3 所示。

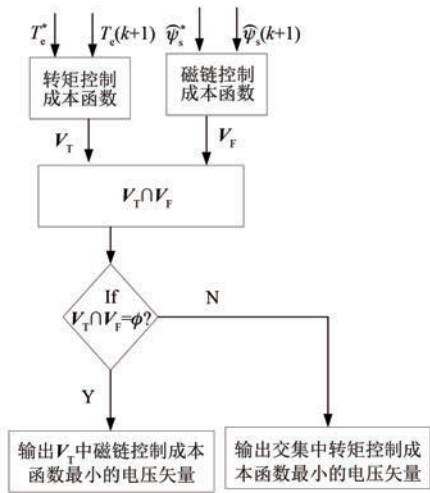


图2 PMSM 并联法 MPTC 算法流程图

基于 MATLAB/Simulink 建立 PMSM 并联法 MPTC 系统仿真模型。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,转速 PI 调节器参数为 $K_p = 50, K_i = 10$,PI 调节器输出区间为 $[-30 \text{ N} \cdot \text{m}, 30 \text{ N} \cdot \text{m}]$ 。电机参考转速初始为 500 r/min,2 s 时阶跃至 -500 r/min;负载转矩初始为 10 N·m,1 s 阶跃至 -10 N·m,3 s 阶跃至 10 N·m。仿真总时长为 4 s。参考定子磁链幅值为

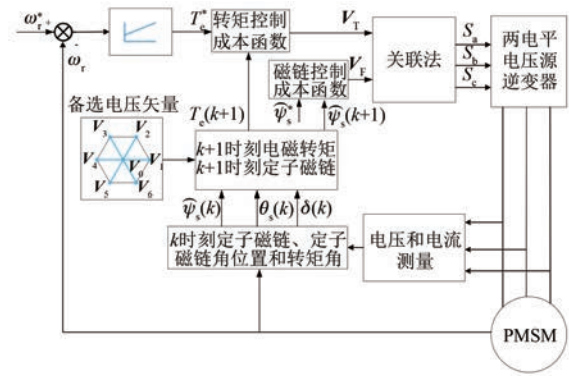


图3 PMSM 并联法 MPTC 系统

0.3 Wb。仿真用 PMSM 参数如下:定子电阻 $R_s = 0.2 \Omega$,定子电感 $L_d = L_q = 0.0085 \text{ H}$,永磁体磁链 $\psi_f = 0.175 \text{ Wb}$,电机极对数 $p = 4$,额定转速 750 r/min,额定转矩 12 N·m,额定功率 0.94 kW。

以 $m=n=3$ 为例,PMSM 并联法 MPTC 仿真波形如图 4~图 6 所示。

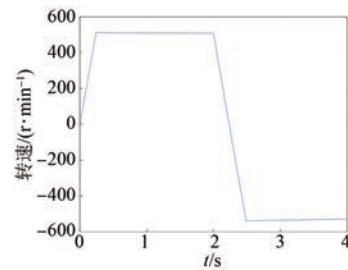


图4 PMSM 并联法 MPTC 仿真的电机转速

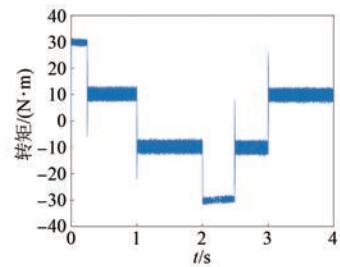


图5 PMSM 并联法 MPTC 仿真的电机转矩

定义转矩脉动均方根误差(RMSE)和磁链脉动 RMSE 如下所示:

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

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

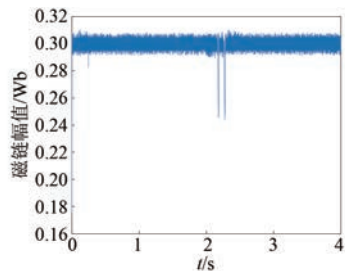


图6 PMSM 并联法 MPTC 仿真的定子磁链幅值

式中: n 为采样个数。

$m=1,2,3\cdots,7,n=1,2,3\cdots,7$,PMSM 并联法 MPTC 系统控制性能如表 1 所示。

表 1 并联法 MPTC 性能

m	n	$T_{rip_RMSE}/(N\cdot m)$	ψ_{rip_RMSE}/Wb
1	1	磁链失控	
2		2.061 9	0.004 5
3		2.009 2	0.002 9
4~7		转矩失控	
1	2	磁链失控	
2		2.009 1	0.004 5
3		2.092 5	0.002 9
4~7		转矩失控	
1	3	磁链失控	
2		1.940 5	0.004 4
3		2.017 4	0.004 2
4		1.980 4	0.003 7
5~7		2.195 0	0.003 0
1	4	磁链失控	
2		1.797 9	0.005 9
3		1.847 2	0.005 4
4~7		2.071 6	0.004 9
1	5	磁链失控	
2		1.590 4	0.009 9
3~7		1.782 5	0.009 4
1	6	磁链失控	
2~7		1.583 4	0.050 6
1~7	7	磁链失控	

基于式(4)建立传统 MPTC 系统,相同权重系数下,经试验法确定权重系数 $\lambda=50$,此时电机系统控制性能如表 2 所示。

表 2 传统 MPTC 性能

$T_{rip_RMSE}/(N\cdot m)$	ψ_{rip_RMSE}/Wb
2.095 9	0.004 6

由仿真结果对比分析可知:

(1) 随着磁链集合电压矢量个数的增加,转矩脉动减小,磁链脉动增大;随着转矩集合电压矢量个数的增加,转矩脉动增大,磁链脉动减小。对于并联法,增加某一控制目标集合电压矢量的个数,则弱化对该控制目标的控制,该目标的控制性能变差。

(2) 当 $m+n>7$,则 V_T 与 V_F 必定有交集,输出交集中转矩控制成本函数最小的电压矢量,此时增加 m 对输出的电压矢量没有影响。

(3) 当 $m=n=3$,PMSM 并联法 MPTC 与权重系数等于 50 的传统 MPTC 性能基本相当。

3 考虑开关次数的并联法 MPTC

对于 PMSM MPTC,可将开关次数控制也作为其控制目标之一。如上文分析,当控制目标较多时,并联法需确定各控制目标输出电压矢量集合并对电压矢量求并集,计算量较大,故控制目标不宜过多。因此,本文将磁链和转矩控制统一为性能控制,同时考虑开关次数控制,性能控制成本函数和开关次数控制成本函数分别如下所示:

$$g_c = \left| \frac{T_e(k+1) - T_e^*}{T_e^*} \right| + \left| \frac{\hat{\psi}_s(k+1) - \hat{\psi}_s^*}{\hat{\psi}_s^*} \right| \tag{9}$$

$$g_s = 2 \times [|S_a(k) - S_a(k-1)| + |S_b(k) - S_b(k-1)| + |S_c(k) - S_c(k-1)|] \tag{10}$$

式中: $S_a(k)$ 、 $S_b(k)$ 和 $S_c(k)$ 为备选施加电压矢量对应开关状态; $S_a(k-1)$ 、 $S_b(k-1)$ 和 $S_c(k-1)$ 为上一时刻开关状态。

由式(10)可知,开关次数与备选电压矢量、上一时刻开关状态有关。备选电压矢量集合如下所示:

$$V_s \in \{V_0, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6, V_7\} \tag{11}$$

式中: V_0 和 V_7 为零电压矢量,分别对应开关状态 000 和 111。

由于两电平逆变器开关状态确定且有限,基于上一时刻的电压矢量,备选电压矢量的开关切换次数是已知确定的,如表 3 所示。因此,可根据上一时刻的电压矢量,直接查表获取 8 个电压矢量对应的开关次数,无需计算。

表3 开关次数控制成本函数表

上一时刻 电压矢量	备选施加电压矢量							
	V_0	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7
V_0	0	2	4	2	4	2	4	6
V_1	2	0	2	4	6	4	2	4
V_2	4	2	0	2	4	6	4	2
V_3	2	4	2	0	2	4	6	4
V_4	4	6	4	2	0	2	4	2
V_5	2	4	6	4	2	0	2	4
V_6	4	2	4	6	4	2	0	2
V_7	6	4	2	4	2	4	2	0

将 8 个电压矢量代入式(9)可得到 8 个性能控制成本函数,基于上一时刻的电压矢量和表 3,可得到 8 个开关次数成本函数。根据性能控制成本函数和开关次数成本函数大小,从小到大对性能控制电压矢量集合 V_c 和开关次数电压矢量集合 V_s 分别输出 m 个和 n 个电压矢量,其中 $1 \leq m \leq 7, 1 \leq n \leq 7$ 。由表 3 可知, V_s 存在开关次数相同的情况,因此 n 取值只有 1、4、7、8 四种情况。将 V_c 与 V_s 求交集,根据交集的情况输出电压矢量。如果 V_c 和 V_s 交集为空集,则输出 V_c 中性能控制成本函数最小的电压矢量。如果交集非空集,则输出交集中性能控制成本函数最小的电压矢量。考虑开关次数的 PMSM 并联法 MPTC 系统如图 7 所示。

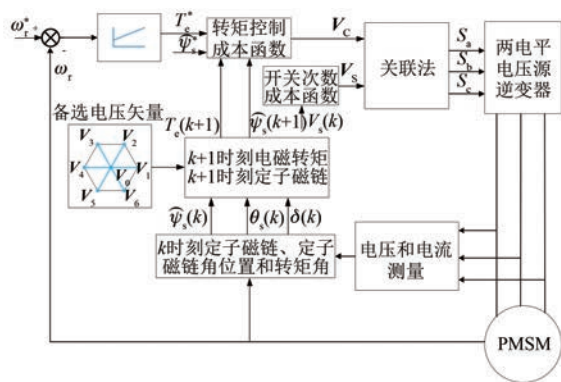


图7 考虑开关次数的PMSM并联法MPTC系统

上文相同仿真条件下,以 $m=3, n=4$ 为例,考虑开关次数的 PMSM 并联法 MPTC 仿真波形如图 8~图 10 所示。

定义平均开关频率如下所示:

$$f_{\text{ave}} = \frac{N_{\text{switching}}}{6 \times t} \quad (12)$$

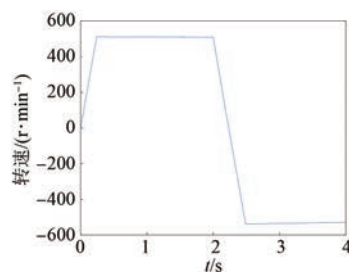


图 8 考虑开关次数后仿真的电机转速

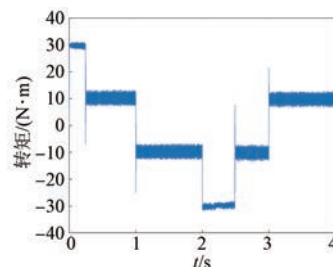


图9 考虑开关次数后仿真的电机转矩

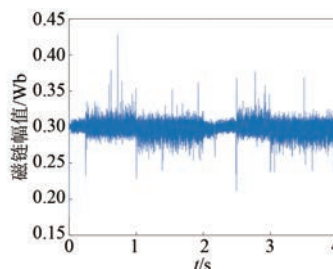


图 10 考虑开关次数后仿真的定子磁链幅值

式中: $N_{\text{switching}}$ 为开关次数; t 为仿真时间。

$m=1,2,3,\cdots,8, n=1,4,7,8$, 考虑开关次数的 PMSM 并联法 MPTC 系统性能如表 4 所示。

表 4 考虑开关次数的 PMSM 并联法 MPTC 性能

m	n	$T_{\text{rip_RMSE}}/(\text{N}\cdot\text{m})$	$\psi_{\text{rip_RMSE}}/\text{Wb}$	$f_{\text{ave}}/\text{kHz}$
1		1.680 2	0.006 2	5.67
2	1	1.668 8	0.010 1	4.13
3~8		系统失控		
1		1.680 2	0.006 2	5.67
2		1.662 4	0.008 8	4.26
3	4	1.812 2	0.008 7	3.82
4		1.854 4	0.008 8	3.73
5~8		1.963 4	0.009 1	3.73
1		1.680 2	0.006 2	5.67
2~8	7	1.687 2	0.007 0	5.50
1~8	8	1.680 2	0.006 2	5.67

基于下式建立传统 MPTC 系统,相同权重系数下,经试验法确定权重系数 $\lambda = 0.005$,此时电机系统控制性能如表 5 所示。

$$g_c = g_c + \lambda \cdot g_s \tag{13}$$

表 5 传统 MPTC 性能

$T_{rip_RMSE}/(N \cdot m)$	ψ_{rip_RMSE}/Wb	f_{ave}/kHz
1.900 8	0.008 7	4.41

由仿真结果对比分析可知:

- (1) 随着 m 的增加,开关频率减小,控制性能变差;随着 n 的增加,开关频率增大,控制性能变好。
- (2) 当 $m+n>7$,则 V_c 与 V_s 必定有交集,输出交集中性能控制成本函数最小的电压矢量,此时增加 m 对输出的电压矢量没有影响。

4 模糊并联法 MPTC

由上文可知, m 和 n 的个数影响系统性能,可利用这一特征根据电机实时状态动态调节 m 或 n 的大小,在磁链和转矩脉动较大时,使系统侧重提升控制性能,磁链和转矩脉动较小时,使系统侧重减小开关频率,从而适应动态变化的电机运行状态。

对于考虑开关次数的并联法 MPTC, V_s 的电压矢量个数 n 只有 1、4、7、8 四种选择,较为简单,故选择 n 作为动态调整变量。随着 n 的增加,开关频率增大,控制性能变好,采用模糊控制器动态调整 n 的大小,优化系统控制性能。由上文可知, $m=3$ 时,系统整体性能较好。因此,令 $m=3$,由模糊控制器调节 n 。模糊控制器的输入为转矩误差绝对值和磁链误差绝对值,输出为 V_s 的 n 。转矩误差绝对值论域为 $[0\text{ N}\cdot\text{m}, 2\text{ N}\cdot\text{m}]$,分为 3 个模糊子集 $\{T_s, T_m, T_b\}$,隶属度函数 $\mu(T)$ 如图 11 所示。磁链误差绝对值论域为 $[0\text{ Wb}, 0.02\text{ Wb}]$,分为 3 个模糊子集 $\{F_s, F_m, F_b\}$,隶属度函数 $\mu(F)$ 如图 12 所示。 n 的输出论域为 $[0, 9]$,分为 4 个模糊子集 $\{n_1, n_2, n_3, n_4\}$,隶属度函数 $\mu(n)$ 如图 13 所示。

模糊控制规则如表 6 所示。经过 Mamdani 模糊推理规则后,采用最大隶属度去大法解模糊并输出;再采用最大隶属度平均法解模糊并输出。PMSM 模糊并联法 MPTC 系统如图 14 所示。相同仿真条件下,PMSM 模糊并联法 MPTC 系统仿

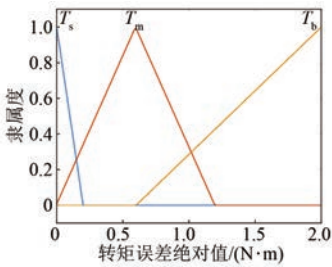


图 11 转矩误差绝对值隶属度函数

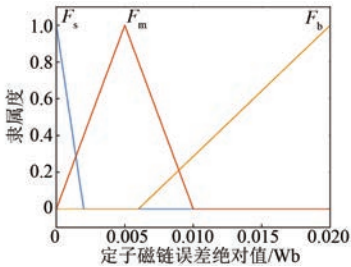


图 12 磁链误差绝对值隶属度函数

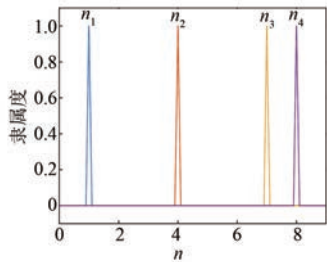


图 13 V_s 电压矢量个数 n 隶属度函数

真结果如图 15~图 18 所示。

表 6 模糊控制规则表

$\mu(F)$	$\mu(T)$		
	T_s	T_m	T_b
F_s	n_1	n_2	n_2
F_m	n_2	n_2	n_3
F_b	n_2	n_3	n_4

当 $m=3, n=1, 4, 7, 8$ 和模糊调节 n 时,PMSM 并联法 MPTC 系统性能如表 7 所示。

表 7 模糊并联法 MPTC 系统性能

n	$T_{rip_RMSE}/(N \cdot m)$	ψ_{rip_RMSE}/Wb	f_{ave}/kHz
1	系统失控		
4	1.812 2	0.008 7	3.82
7	1.687 2	0.007 0	5.50
8	1.680 2	0.006 2	5.67
模糊调节	1.775 2	0.007 6	4.10

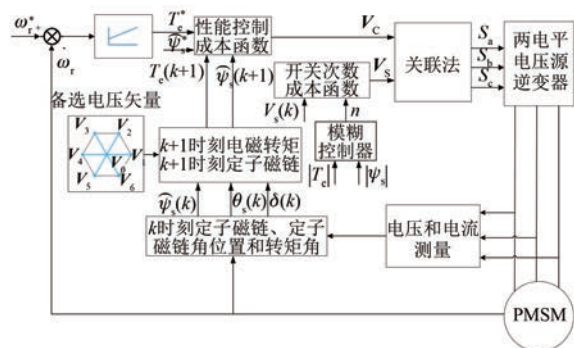


图 14 PMSM 模糊并联法 MPTC 系统

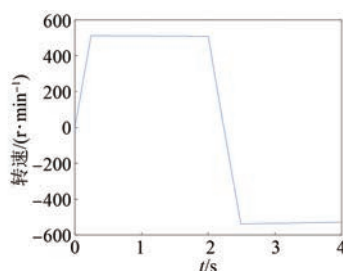


图 15 模糊并联法仿真的电机转速

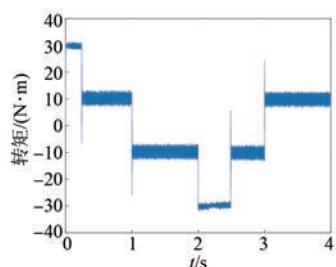


图 16 模糊并联法仿真的电机转矩

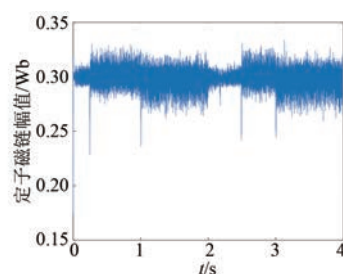
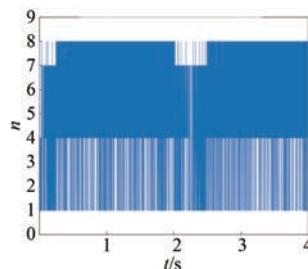


图 17 模糊并联法仿真的定子磁链幅值

由仿真结果可知,模糊控制可根据转矩和磁链误差,动态调节开关次数电压矢量集合个数,在误差较大时, n 较大,侧重减小脉动;误差较小时, n 较小,侧重减小开关频率。和 $m=3$ 、 $n=4$ 相比,模糊控制性能较好,且可以减小定子磁链误差峰值,开关频率略有增大;与 $m=3$ 、 $n=7$ 和 8 相比,转矩和磁链脉动有所增大,开关频率较小。与权

图 18 模糊控制器输出 n

重系数等于 0.005 的传统 MPTC 相比,转矩、磁链脉动及开关频率均有所降低。

5 结 语

(1) PMSM 并联法 MPTC 将多目标成本函数加权求和转换为单目标成本函数电压矢量集合交集,从而消除权重系数。

(2) 对于并联法,增大某一控制目标集合的电压矢量个数,则弱化对该控制目标的控制,该目标的控制性能变差。

(3) 通过模糊控制动态调整控制目标集合的电压矢量个数,可根据系统实时运行状态,优化系统控制性能。相对于连续变化的权重系数,由于电压矢量个数离散有限,模糊控制器设计简单易行。

【参考文献】

- [1] RODRIGUEZ J, KAZMIERKOWSKI M P, ESPINOZA J R, et al. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 1003.
- [2] 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.
- [3] 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[J]. 电工技术学报, 2017, 32(22): 58.
- [4] 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[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(4): 96.
- [5] 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[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(10): 87.

- [6] CORTES P, KOURO S, ROCCA B L, et al. Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives [C] //2009 IEEE International Conference on Industrial Technology, 2009.
- [7] 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.
- [8] JUSTO J J, MWASILU F, KIM E K, et al. Fuzzy model predictive direct torque control of IPMSMs for electric vehicle applications [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2017, 22(4): 1542.
- [9] 涂文聪, 骆光照, 刘卫国. 基于模糊动态代价函数的永磁同步电机有限控制集模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(16): 89.
- [10] 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[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(2): 102.
- [11] 史涔澈, 马红如, 陈卓易, 等. 永磁同步电机模糊代价函数预测转矩控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(1): 1.
- [12] TOMISLAV D, MATEJA N. Weighting factor design in model predictive control of power electronic converters: an artificial neural network approach[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(11): 8870.
- [13] 李家祥, 汪凤翔, 柯栋梁, 等. 基于粒子群算法的永磁同步电机模型预测控制权权重系数设计[J]. 电工技术学报, 2021, 36(1): 50.
- [14] 李程, 廖丽诚, 冯凌, 等. 神经网络在永磁同步电机模型预测控制参数寻优中的应用[J]. 电源学报, 2021, 19(4): 86.
- [15] 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.
- [16] 朱晨光, 於锋, 罗潇, 等. 计及开关频率分区优化的PMSM 三电平模型预测控制[J]. 电源学报, 2022, 20(3): 133.
- [17] 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[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(8): 33.
- [18] ROJAS C A, RODRIGUEZ J, VILLARROEL F, et al. Predictive torque and flux control without weighting factors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 681.
- [19] ESWAR K M R, KUMAR K V P, KUMAR T V. Modified predictive torque and flux control for open end winding induction motor drive based on ranking method[J]. IET Electric Power Applications, 2018, 12(4): 463.
- [20] 李耀华, 秦辉, 苏锦仕, 等. 基于排序法的表贴式永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(11): 6.
- [21] NORAMBUENA M, RODRIGUEZ J, ZHANG Z, et al. A very simple strategy for high-quality performance of AC machines using model predictive control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 794.
- [22] ZHANG Y, ZHANG B, YANG H, et al. Generalized sequential model predictive control of IM drives with field-weakening ability [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(9): 8944.
- [23] WANG F, XIE H, CHEN Q, et al. Parallel predictive torque control for induction machines without weighting factors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(2): 1779.
- [24] 谢昊天, 汪凤翔, 柯栋梁, 等. 基于集成优化的感应电机无权重系数预测转矩控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(12): 2992.
- [25] 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[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(9): 75.

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