

基于转矩误差带的表贴式永磁同步电机 MPTC 系统精简策略*

李耀华¹, 曲亚飞², 刘子焜¹, 杨启东¹

(1. 长安大学 汽车学院, 陕西 西安 710064; 2. 苏州汇川技术有限公司, 江苏 苏州 215104)

摘要: 传统表贴式永磁同步电机 (SPMSM) 模型预测转矩控制 (MPTC) 需要遍历逆变器生成的全部 7 个电压矢量, 计算量较大。由于零电压矢量使得磁链和转矩缓慢变化, 常在转矩误差较小时, 被用于保持磁链和转矩。分析了不同转矩误差带下, 传统 MPTC 对零电压矢量使用情况, 提出通过转矩误差带动态调整备选电压矢量。当转矩误差位于误差带之内时, 电机系统直接输出零电压矢量, 无需 MPTC, 否则, 采用逆变器生成的 6 个非零电压矢量。仿真结果表明: 基于转矩误差带的精简控制策略的 SPMSM 系统运行正常。与传统 MPTC 相比, 控制性能基本相当, 平均开关频率降低至 20%, 平均遍历次数降低至 12.43%, 有效减少了系统计算负担。

关键词: 表贴式永磁同步电机; 模型预测转矩控制; 零电压矢量; 转矩误差带; 计算负担

中图分类号: TM 341 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)12-0025-07

doi: 10.12177/emca.2020.160

Simplified Control Strategy for SPMSM MPTC System Based on Band of Torque Error*

LI Yaohua¹, QU Yafei², LIU Zikun¹, YANG Qidong¹

(1. School of Automobile, Chang'an University, Xi'an 710064, China;

2. Suzhou Inovance Technology Co., Ltd., Suzhou 215104, China)

Abstract: The conventional surface permanent magnet synchronous motor (SPMSM) model predictive torque control (MPTC) system uses all 7 voltage vectors generated by voltage source inverter (VSI), which causes large calculation burden. As zero voltage vector changes stator flux and torque very slowly, it is often used to maintain stator flux and torque when the torque error is small. The utilization rates of zero voltage vector in SPMSM MPTC system at different bands of torque error are analyzed. A simplified control strategy for SPMSM MPTC system based on band of torque error is proposed. When the torque error is within the band, the system outputs zero voltage vector directly without the MPTC calculation, otherwise 6 non-zero voltage vectors are used as candidate voltage vectors for MPTC. Simulation results show that the proposed SPMSM MDTC system works properly. Compared with the conventional MPTC, the control performance of the proposed system is almost the same, but the average switching frequency and the average MPTC calculation time decrease to 20% and 12.43% of those of the conventional one, respectively. Therefore, the simplified control strategy reduces the calculation burden dramatically.

Key words: surface permanent magnet synchronous motor (SPMSM); model predictive torque control (MPTC); zero voltage vector; band of torque error; calculation burden

收稿日期: 2020-09-15; 收到修改稿日期: 2020-10-10

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51207012); 陕西省工业科技攻关项目(2016GY-069); 陕西省微特电机及驱动技术重点实验室开放基金项目(2013SSJ2002); 中央高校基本科研业务费专项资金项目(300102228201)

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。

0 引言

有限状态集模型预测控制利用变换器开关状态有限的特点,基于控制系统预测模型,遍历得到所有开关状态下的系统输出,通过设计控制目标的成本函数,量化不同开关状态的预测控制效果,并选择控制效果最优的开关状态作为输出,实现全局最优控制,因而受到普遍关注^[1-6]。但同样由于模型预测控制需要遍历所有可能的开关状态,也带来计算量大,实时性差的问题。

两电平电压源逆变器可产生 6 个非零电压矢量和 1 个零电压矢量。模型预测控制每个采样周期需进行 7 次预测计算和遍历寻优,计算量较大。文献[7-8]从减小开关次数的角度出发,减少了部分开关次数较大的备选电压矢量,但并未考虑对系统性能的影响。文献[9-10]舍弃部分预测价值较小的电压矢量。文献[11]通过定子磁链扇区和转矩增减信号,舍弃不满足转矩控制的电压矢量。文献[12]在扩展电压矢量的基础上,通过定子磁链扇区、转矩和磁链增减信号对备选电压矢量进行精简。文献[13]统计不同定子磁链扇区、转矩和磁链增减信号及转矩角下电压矢量利用率的情况,舍弃利用率较低的电压矢量。文献[14]基于永磁同步电机(PMSM)直接转矩控制,将备选电压矢量集合精简为直接转矩控制开关表选择的电压矢量和零电压矢量。

零电压矢量对磁链和转矩影响缓慢,在 PMSM 直接转矩系统中用于保持磁链和转矩,适用于误差较小的情况。本文基于定子磁链坐标系下表贴式永磁同步电机(SPMSM)模型预测转矩控制(MPTC)模型,通过分析零电压矢量的作用和不同转矩误差带内的零电压矢量利用率情况,提出基于转矩误差带精简模型预测控制备选电压矢量的策略。仿真结果表明本文提出的精简控制策略控制性能与传统 MPTC 基本相当,可有效减轻运算负担和开关频率。

1 定子磁链坐标系下的 MPTC

定子磁链坐标系下,SPMSM 定子磁链和转矩如式(1)和式(2)所示:

$$\psi_s = \int (U_s - i_s R_s) dt \quad (1)$$

$$T_e = \frac{3p\hat{\psi}_s\psi_f}{2L_d} \sin \delta \quad (2)$$

式中: ψ_s 、 U_s 、 i_s 分别为定子磁链矢量、施加定子电压矢量和定子电流矢量; R_s 为定子电阻; L_d 为定子 d 轴电感; ψ_f 为转子永磁体磁链; δ 为转矩角,即定子磁链与转子磁链的夹角。

忽略定子电阻压降,施加电压矢量一个采样周期后,定子磁链的变化如图 1 所示。

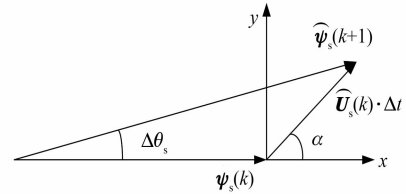


图 1 定子磁链变化

图 1 中, $\hat{\psi}_s(k)$ 和 $\hat{U}_s(k)$ 为当前时刻的定子磁链和施加的电压矢量, α 为施加电压矢量与定子磁链的夹角, $\Delta\theta_s$ 为施加电压矢量引起的定子磁链角度变化。

由图 1 可知,下一时刻定子磁链幅值如下:

$$\hat{\psi}_s(k+1) = \sqrt{\hat{\psi}_s^2(k) + (\hat{U}_s(k) \cdot \Delta t)^2 + 2\hat{\psi}_s(k) \cdot \hat{U}_s(k) \cdot \Delta t \cdot \cos \alpha} \quad (3)$$

为了简化式(3),定义 q :

$$q = \frac{\hat{U}_s(k) \cdot \Delta t}{\hat{\psi}_s(k)} \quad (4)$$

将式(4)代入式(3)中,可得:

$$\hat{\psi}_s(k+1) = \hat{\psi}_s(k) \sqrt{1 + q^2 + 2q \cos \alpha} \quad (5)$$

因为采样时间极小,所以忽略机械运动引起的转子磁链角位置变化。由图 1 可知,下一时刻的转矩角为

$$\delta(k+1) \approx \delta(k) + \Delta\theta_s = \delta(k) + \arcsin \frac{q \sin \alpha}{\sqrt{1 + q^2 + 2q \cos \alpha}} \quad (6)$$

下一时刻的电机转矩为

$$T_e(k+1) = \frac{3p\hat{\psi}_s(k+1)\psi_f}{2L_d} \sin \delta(k+1) \quad (7)$$

将式(5)和式(6)代入式(7),可得:

$$T_e(k+1) = \frac{3p\psi_f\hat{\psi}_s(k)}{2L_d} \sqrt{1 + q^2 + 2q \cos \alpha} \cdot$$

$$\sin \left[\delta(k) + \arcsin \frac{q \sin \alpha}{\sqrt{1 + q^2 + 2q \cos \alpha}} \right] \quad (8)$$

由式(5)和式(8)的定子磁链坐标系下对电机磁链和转矩预测模型,则可求解不同电压矢量作用的磁链和转矩预测值^[15-16]。

两电平电压源逆变器共有 8 个开关状态,对应 6 个非零电压矢量和 1 个零电压矢量。因此, MPTC 备选电压矢量为

$$U_s \in \{U_0, U_1, U_2, U_3, U_4, U_5, U_6\} \quad (9)$$

其中,零电压矢量可由 2 个开关状态生成(111 或 000),具体选择由开关次数最小原则来确定^[17]。

综合考虑磁链控制和转矩控制,定义成本函数 g 为

$$g = \sqrt{\left(\frac{T_e(k+1) - T_e^*}{T_e^*} \right)^2 + \left(\frac{\hat{\psi}_s(k+1) - \hat{\psi}_s^*}{\hat{\psi}_s^*} \right)^2} \quad (10)$$

式中: $T_e(k+1)$ 、 $\hat{\psi}_s(k+1)$ 分别为下一时刻转矩和定子磁链的预测值; T_e^* 、 $\hat{\psi}_s^*$ 分别为当前时刻转矩和定子磁链的参考值^[18]。

将备选电压矢量代入 SPMSM 磁链和转矩模型,则可得到施加不同电压矢量定子磁链幅值和转矩的预测值,并将其代入式(10),则可得到表征施加电压矢量控制效果的成本函数值。MPTC 系统最终选取成本函数最小值所对应的电压矢量作为下一时刻施加的电压矢量,系统控制框图如图 2 所示。

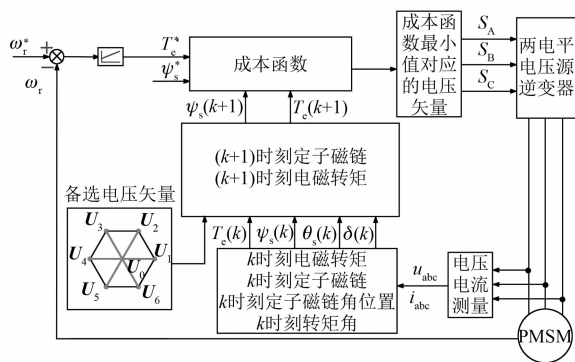


图 2 SPMSM MPTC 系统框图

基于 MATLAB/Simulink 建立 SPMSM MPTC 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 100 r/min, 2 s 时阶跃至 -100 r/min。负载转矩初始为 10 N·m, 1 s

时阶跃至 -10 N·m, 3 s 时阶跃至 10 N·m。转速 PI 调节器 $K_p = 5, K_i = 10$, 输出上下限为 $[-35 \text{ N}\cdot\text{m}, 35 \text{ N}\cdot\text{m}]$ 。仿真总时长为 4 s。仿真用 SPMSM 参数如表 1 所示。

表 1 仿真用 SPMSM 参数

参数名称	参数值
定子电阻/ Ω	0.2
d 轴电感/H	0.008 5
q 轴电感/H	0.008 5
转子磁链/Wb	0.175
极对数	4
转动惯量/($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	0.089
黏滞阻尼/($\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$)	0.005

仿真用逆变器为 IGBT 两电平三相电压源逆变器,逆变器参数如下:缓冲电阻 0.01 Ω , 缓冲电容 1×10^{-8} F, 开通电阻 0.001 Ω , IGBT 正向压降 1.2 V, 反并联二极管正向压降 1.2 V, 下降时间 1 μs , 拖尾时间 2 μs 。

在传统 MPTC 下, SPMSM 转速、转矩、a 相定子电流、定子磁链幅值及定子磁链轨迹分别如图 3~图 7 所示。

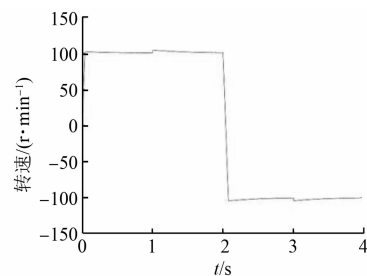


图 3 传统 MPTC 下电机转速

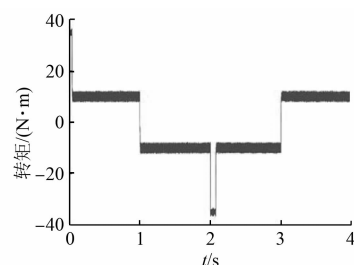


图 4 传统 MPTC 下电机转矩

仿真结果表明: SPMSM MPTC 系统运行良好。但是, MPTC 需要通过穷举遍历 7 个电压矢量进行预测运算, 计算负担较大。

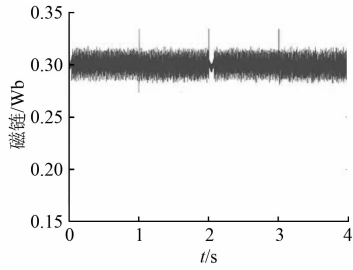


图5 传统MPTC下定子磁链幅值

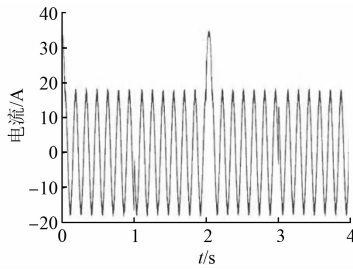


图6 传统MPTC下电机a相定子电流

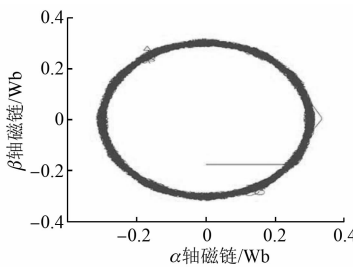


图7 传统MPTC下定子磁链轨迹

2 基于转矩误差带的精简控制策略

由式(1)可知,施加零电压矢量,定子磁链矢量改变量即为定子电阻压降:

$$\Delta\psi_s = -i_s R_s \Delta t \quad (11)$$

由式(2)可知,施加零电压矢量,转子磁链运动和定子电阻压降将影响转矩变化。由于采样周期很短,零电压矢量对磁链和转矩的作用较小。因此,直接转矩控制系统将零电压矢量用于保持磁链和转矩^[19-20]。当误差较小时,系统适合使用零电压矢量,但当误差较大时,系统更适合采用非零电压矢量。

定义转矩误差带如下:

$$\Delta T_e = |T_e^* - T_e| \quad (12)$$

式(12)即为转矩参考值与转矩实际值之差

的绝对值。

采用上文仿真模型和仿真条件,统计不同转矩误差带下零电压矢量使用情况。定义电压矢量利用率:

$$\eta_{U_i} = \frac{N_i}{N} \times 100\%, \quad i = 0 \sim 6 \quad (13)$$

式中: N 为采样总个数,共80 000采样点; N_i 为选择具体某个电压矢量的个数^[13]。

不同转矩误差范围下,零电压矢量利用率情况如表2所示。

表2 零电压矢量利用率

$\Delta T_e / (\text{N}\cdot\text{m})$	N	N_{U0}	$\eta_{U0} / \%$
[0, 0.1]	5 903	4 759	80.62
[0.1, 0.2]	6 000	4 722	78.70
[0.2, 0.3]	5 930	4 442	74.91
[0.3, 0.4]	5 951	3 941	66.22
[0.4, 0.5]	4 687	2 859	61.00
[0.5, 0.6]	3 802	1 964	51.66
[0.6, 0.7]	4 040	1 393	34.48
[0.7, 0.8]	4 237	998	23.55
[0.8, 0.9]	4 122	641	15.55
[0.9, 1.0]	3 964	329	8.30
[1.0, 1.1]	3 831	136	3.55
[1.1, 1.2]	4 215	46	1.09
[1.2, 1.3]	4 206	23	0.55
[1.3, 1.4]	4 086	8	0.20
[1.4, 1.5]	3 584	2	0.06
>1.5	11 442	0	0

传统MPTC系统的零电压矢量整体利用率为32.83%。表2表明,当转矩误差带较小时,零电压矢量利用率较高,说明MPTC大多数情况下使用零电压矢量。随着转矩误差范围的增大,零电压矢量利用率逐渐减小至零。因此,提出一种基于转矩误差带的精简控制策略,简称精简策略1。当转矩误差位于误差带之内,由于零电压矢量利用率较高,直接输出零电压矢量,无需模型预测控制计算,当转矩误差位于误差带之外,依然采用遍历7个电压矢量的MPTC。

由表2还可知转矩误差带越小,零电压矢量利用率越高,精简控制策略对系统性能的影响越

小,但此时精简控制的范围也越小,减少系统计算负担的效果也越不明显。因此,需要合理定义转矩误差带的大小。

定义转矩脉动均方根误差(RMSE)、磁链脉动 RMSE、平均开关频率 f_{ave} 、平均遍历次数 Cal_{ave} 和评价函数均值 m_{ave} 如下:

$$T_{rip_RMSE} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (T_e - T_e^*)^2}{n}} \quad (14)$$

$$\psi_{rip_RMSE} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\psi_s - \psi_s^*)^2}{n}} \quad (15)$$

$$f_{ave} = \frac{N_{switching}}{6 \cdot t} \quad (16)$$

$$Cal_{ave} = \frac{Cal}{n} \quad (17)$$

$$m_{ave} = \frac{\sum_{i=1}^n \sqrt{\left(\frac{T_e - T_e^*}{T_e^*}\right)^2 + \left(\frac{\psi_s - \psi_s^*}{\psi_s^*}\right)^2}}{n} \quad (18)$$

式中: 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 MPPTC 遍历计算总次数^[21-22]。

不同转矩误差带下,电机系统性能如表 3 所示。

表 3 电机系统性能

$\Delta T_e /$ (N·m)	$T_{rip-RMSE} /$ (N·m)	$\psi_{rip-RMSE} /$ Wb	$f_{ave} /$ kHz	$Cal_{ave} /$ 次	m_{ave}
0.1	1.131 7	0.005 5	6.54	6.50	0.088 8
0.2	1.138 0	0.005 5	6.39	6.00	0.128 6
0.3	1.135 4	0.005 7	6.18	5.48	0.088 5
0.4	1.149 1	0.005 8	5.95	5.02	0.089 9
0.5	1.130 7	0.005 8	5.27	4.30	0.089 9
0.6	1.120 8	0.006 0	4.82	3.85	0.085 9
0.7	1.070 6	0.006 4	4.13	3.22	0.084 6
0.8	1.025 9	0.007 1	3.34	2.55	0.0795
0.9	0.932 3	0.007 6	2.11	1.59	0.070 5
1.0	0.876 3	0.008 7	1.33	1.01	0.068 3
1.1	0.847 3	0.013 0	0.78	0.61	0.073 4
1.2	0.851 5	0.034 9	0.51	0.44	0.120 4
1.3	0.874 8	0.042 8	0.48	0.42	0.141 9
1.4	0.909 9	0.521 8	0.45	0.40	0.165 3
1.5	0.953 2	0.060 7	0.42	0.39	0.189 9

由表 3 可知,随着转矩误差带的增大,零电压矢量使用频率增加,平均开关频率和平均遍历次数减小。综合考虑系统控制效果和简化计算负担效果,定义转矩误差带为 1 N·m,此时评价函数均值最小。

基于转矩误差带的精简策略 1 控制下,电机转速、转矩、a 相定子电流、定子磁链幅值及定子磁链轨迹分别如图 8~图 12 所示。仿真结果表明:精简策略 1 控制下,电机系统运行正常。经统计,转矩误差位于误差带内的数据共计 68 470 个,位于误差带外的数据共计 11 530 个,即仅有 14.41% 的情况需要遍历 7 个电压矢量,从而较大程度减小计算负担。

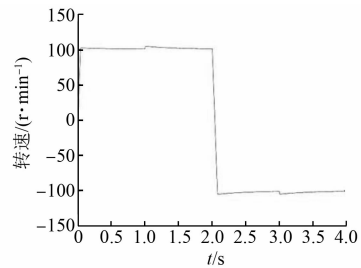


图 8 基于转矩误差带精简策略 1 控制下电机转速

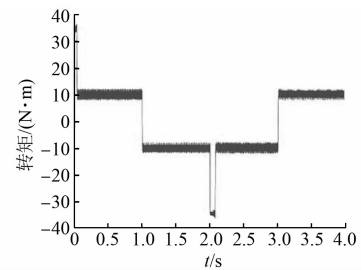


图 9 基于转矩误差带精简策略 1 控制下电机转矩

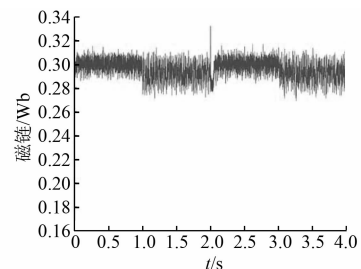


图 10 基于转矩误差带精简策略 1 控制下定子磁链幅值

精简策略 1 控制下,转矩误差绝对值大于 1 N·m 的数据共计 11 530 个,但其中零电压矢量

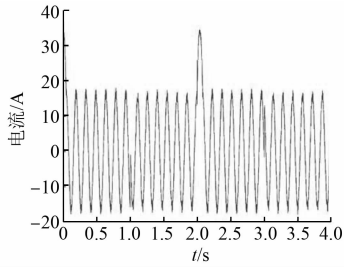


图 11 基于转矩误差带精简策略 1 控制下 a 相定子电流

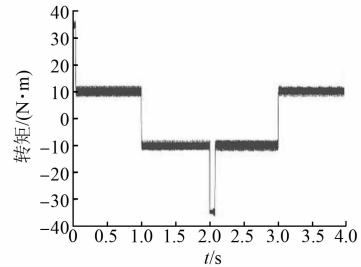


图 14 基于转矩误差带精简策略 2 控制下电机转矩

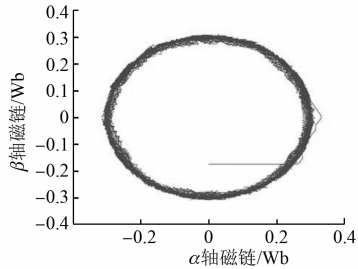


图 12 基于转矩误差带精简策略 1 控制下定子磁链轨迹

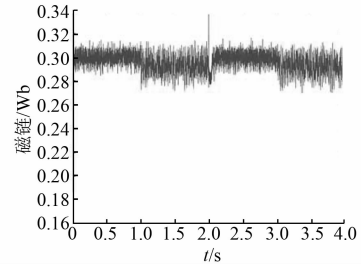


图 15 基于转矩误差带精简策略 2 控制下定子磁链幅值

只有 14 个,占比仅为 0.12%。因此,可将精简策略 1 进一步优化。当转矩误差位于误差带之外,将备选电压矢量集合精简为 6 个非零电压矢量,从而减少遍历计算次数至 6 次。下文将该策略简称为精简策略 2。

基于转矩误差带的精简策略 2 控制下,电机转速、转矩、a 相定子电流、定子磁链幅值及定子磁链轨迹分别如图 13~图 17 所示。仿真结果表明,在精简策略 2 控制下,电机系统运行正常。经统计,转矩误差位于误差带内的数据共计 68 449 个,位于误差带外的数据共计 11 551 个,即仅有 14.44% 的情况遍历 6 个电压矢量,从而进一步减小计算负担。

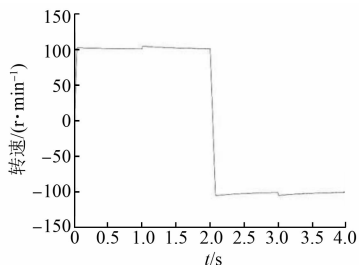


图 13 基于转矩误差带精简策略 2 控制下电机转速

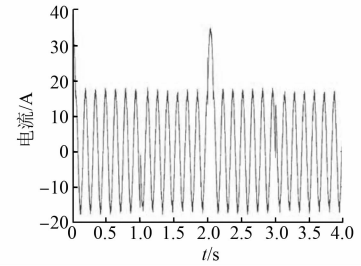


图 16 基于转矩误差带精简策略 2 控制下 a 相定子电流

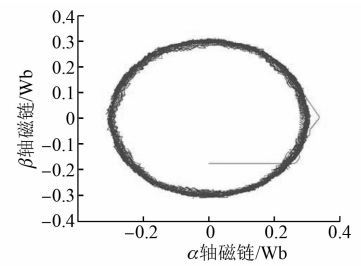


图 17 基于转矩误差带精简策略 2 控制下定子磁链轨迹

在传统 MPTC、精简策略 1 和精简策略 2 控制下,电机系统性能如表 4 所示。

表 4 电机系统性能

控制策略	$T_{rip-RMSE} / (N \cdot m)$	$\psi_{rip-RMSE} / Wb$	f_{ave} / kHz	$Cal_{ave} / 次$	m_{ave}
传统 MPTC	1.122 4	0.005 4	6.62	7.00	0.086 4
精简策略 1	0.876 3	0.008 7	1.33	1.01	0.068 3
精简策略 2	0.880 4	0.008 6	1.33	0.87	0.067 8

表 4 表明,与传统 MPTC 相比,精简策略控制下转矩脉动有所减小,磁链脉动有一定增大,平均开关频率和平均遍历次数均有效减小。精简策略 1 和精简策略 2 控制效果基本相当,精简策略 2 的平均遍历次数进一步降低。与传统 MPTC 相比,精简策略 1 和精简策略 2 控制下,平均开关频率降低至 20%,平均遍历次数分别降低至 14.43% 和 12.43%,有效减少系统计算负担。

为了进一步验证精简策略对计算负担的减小效果,采用单片机 STM32H7 对不同控制策略进行单步运算试验,每种策略验证 10 次,得到不同控制策略的运算平均耗时如表 5 所示。

表 5 不同控制策略运算耗时

名称	传统 MPTC	精简策略 1	精简策略 2
转矩误差带计算判断次数	0	80 000	80 000
转矩误差带计算判断总耗时/ms	0	13.6	13.6
模型预测控制运算次数	80 000	11 530	11 551
模型预测控制遍历电压矢量个数	7	7	6
MPTC 总耗时/ms	2 809.0	404.3	354.9
控制策略总耗时/ms	2 809.0	417.9	368.5

由表 5 可知,精简策略虽然额外增加 80 000 次误差转矩带计算判断的运算,但仅增加 13.6 ms 计算耗时。与传统模型预测控制相比,精简策略 1 减小 MPTC 运算次数至 11 560 次,将 MPTC 运算的总耗时由 2 809.0 ms 减小至 404.3 ms,精简策略 2 MPTC 运算次数减小至 11 551 次,并将 MPTC 遍历电压矢量的个数减小至 6 个,从而将 MPTC 运算总耗时进一步减小至 354.9 ms。与传统模型预测控制相比,精简策略 1 的总耗时降低至 14.88%,精简策略 2 的总耗时降低至 13.12%。

3 结 语

本文基于定子磁链坐标系下 SPMSM MPTC,分析了不同转矩误差带下零电压矢量利用率的情况,并由此提出基于转矩误差带的 MPTC 精简策略,并给出合理设计转矩误差带的方法。仿真结果表明,基于转矩误差带的精简控制策略的 SPMSM 系统运行正常。与传统 MPTC 相比,转矩脉动有所减小,磁链脉动有一定增大,平均开关频率降低至 20%,平均遍历次数降低至 12.43%,有

效减少了系统计算负担。

【参考文献】

- [1] CORTES P, KAZMIERKOWSKI M P, KENNEL R M, et al. Predictive control in power electronics and drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(12): 4312.
- [2] RODRIGUEZ J, KENNEL R M, ESPINOZA J R, et al. High-performance control strategies for electrical drives: an experimental assessment [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 812.
- [3] 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.
- [4] KOURO S, PEREZ M A, RODRIGUEZ J, et al. Model predictive control: MPC's role in the evolution of power electronics [J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2015, 9(4): 8.
- [5] KOURO S, CORTES P, VARGAS R, et al. Model predictive control: a simple and powerful method to control power converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1826.
- [6] 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.
- [7] 王伟光,李伟.基于 MTPA 的永磁同步电机模型预测转矩控制[J].电气传动,2014,44(11): 3.
- [8] 周雅夫,张霖,王翰涛,等.车用永磁同步电机 FCS-MPC 方法研究[J].电力电子技术,2019,53(1): 42.
- [8] 牛峰,李奎,王尧.永磁同步电机模型预测直接转矩控制[J].电机与控制学报,2015,19(12): 60.
- [10] 牛峰,柳子栋,李云龙,等.基于变控制周期的永磁同步电机模型预测转矩控制方法[J].微电机,2020,53(2): 50.
- [11] HABIBULLAH M, LU D D, XIAO D, et al. A simplified finite-state predictive direct torque control for induction motor drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3964.
- [12] WANG T S, LIU C C, LEI G, et al. Model predictive direct torque control of permanent magnet synchronous motors with extended set of voltage space vectors [J]. IET Electric Power Applications, 2017, 11(8): 1376. (下转第 64 页)

刀盘传动系统,当一台或两台电机被负载拖动时,母线上的电压会稍有增加,但增加的值不影响系统安全运行。同时,随着转速的升高,系统需要的功率越大,母线电压逐渐下降,且当母线电压降低到约 $1.35U$ (U 为电源线电压) 时维持稳定。

5 结 语

多传动结构的变频器系统,可以容许更高的 PMSM 反电动势。因此,在设计 PMSM 时,必须充分分析传动系统负载性质、调速范围以及传动系统结构,选择合理的 PMSM 反电动势,在保证反电动势不损坏变频器的前提下,尽可能提高电机的空载反电动势值,从而提高 PMSM 的功率因数和传动系统效能。

【参考文献】

[1] 龚文忠. 永磁同步电机在全断面隧道掘进机上的应用[J]. 自动化博览,2014(增刊1): 50.

[2] 龚文忠,年晓红. 基于永磁同步电机的全断面隧道

(上接第 31 页)

[13] 李耀华,杨启东,苏锦仕,等. 基于电压矢量利用率的永磁同步电机模型预测转矩控制备选电压矢量集合[J]. 电机与控制应用,2020,47(4): 10.

[14] 李耀华,赵承辉,秦玉贵,等. DTC 与 MPTC 自适应切换的表贴式永磁同步电机控制策略[J]. 电机与控制应用,2020,47(2): 9.

[15] 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.

[16] 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[J]. 电机与控制应用,2019,46(12): 8.

[17] 李耀华,杨启东,曲亚飞,等. 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.

(上接第 53 页)

【参考文献】

[1] 赵佳奇. 永磁同步发电机无速度传感器控制[J]. 控制工程,2016,23(11): 1752.

[2] 刘雨石,乔鸣忠,朱鹏. 基于 SVPWM 过调制的超前角弱磁控制永磁同步电机的研究[J]. 电机与控制

掘进机刀盘驱动系统的研究[J]. 科技与创新,2016(12): 14.

[3] 陈瑜. 永磁同步电动机功率因数及其设计原则[J]. 机电技术,2007,30(3): 55.

[4] 王兵,何孝祖,陈瀚,等. 永磁同步电机再生能量回馈分析研究[J]. 电工电气,2019(7): 9.

[5] 赵瑞林. 共用直流母线变频器方案的设计[J]. 自动化技术与应用,2013,32(11): 75.

[6] 谢仕宏,孟彦京,高钰淇,等. 小电容变频器及感应电机回馈能量分析[J]. 电工技术学报,2020,35(4): 734.

[7] 王家校. 基于共直流母线的变频器对拖试验系统设计[J]. 电力电子技术,2014,48(7): 10.

[8] 胥良,宋立伟,李子健,等. 节能型能量回馈式电动车用电动机对拖试验系统[J]. 电工技术学报,2007,22(8): 161.

[9] 侯黎平. 对拖测试平台回馈能量利用研究[D]. 株洲: 湖南工业大学,2018.

[10] 王兆安,刘进军. 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社,2009.

[18] 李耀华,秦辉,苏锦仕,等. 表贴式永磁同步电机有限集模型预测转矩控制成本函数研究[J]. 电机与控制应用,2019,46(9): 12.

[19] 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[J]. 电力电子技术,2010,44(9): 50.

[20] 胡育文,高瑾,杨建飞,等. 永磁同步电机直接转矩控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社,2015.

[21] 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.

[22] 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.

应用,2018,45(2): 28.

[3] 魏海峰,韦汉培,张懿,等. 一种永磁同步电机恒功率区运行的弱磁控制方法[P]. CN201510644129.0, 2015-10-08.

[4] 廉晨龙,姜泽,魏君燕. 一种无传感一体式高效变频电机系统设计[J]. 微电机,2015,48(9): 54.