

永磁同步电机低共模电压和低复杂度无差拍预测控制

李耀华*, 邓益志, 童瑞齐, 张鑫泉
(长安大学汽车学院, 陕西 西安 710064)

Deadbeat Predictive Control with Low Common-Mode Voltage and Low Complexity for PMSM

LI Yaohua*, DENG Yizhi, TONG Ruiqi, ZHANG Xinquan
(School of Automobile, Chang'an University, Xi'an 710064, China)

Abstract: To address the problem of high common-mode voltage in deadbeat predictive control for permanent magnet synchronous motor (PMSM), this paper proposed the use of opposite-phases basic voltage vectors within one control cycle to generate a virtual zero voltage vector, which suppressed the common-mode voltage. A dynamic selection method for generating virtual voltage vectors was adopted to decrease switching frequency. To further improve the performances of deadbeat predictive control, 12 virtual non-zero voltage vectors were introduced to expand candidate voltage vector set. Simulation results showed that, compared to using 7 basic candidate voltage vectors, the deadbeat predictive control based on 19 candidate voltage vectors reduced torque ripple by 6.89%, decreased flux linkage ripple by 13.33% and effectively suppressed common-mode voltage. The dynamic selection method for virtual voltage vector generation reduced the switching frequency by 25.89% compared to the fixed generation method. Although this method significantly improved system performance, it increased the number of iterations, leading to a substantial increase in computation burden. To enhance the real-time performance of the algorithm, a simplified method was proposed, which determined the optimal voltage vector by identifying the region where the ideal voltage vector resided, eliminating the need for exhaustive calculations and reducing the computation burden. Real-time experiments based on the STM32H743IIT6 microcontroller showed that compared with using 7 voltage

vectors, deadbeat predictive control using 19 voltage vectors increased execution time by 273.40%, while the optimal voltage vector simplified determination method reduced execution time by 88.09%.

Key words: permanent magnet synchronous motor; model predictive control; deadbeat control; common-mode voltage; virtual voltage vector; computation burden

摘 要: 针对永磁同步电机无差拍预测控制共模电压较大的问题,在一个控制周期内采用相位相反的基本电压矢量来生成虚拟零电压矢量抑制共模电压,并采用动态选择虚拟电压矢量生成方式来减小开关频率。为了提升无差拍预测控制性能,构造 12 个虚拟非零电压矢量来增加备选电压矢量。仿真结果表明:与 7 个基本备选电压矢量相比,基于 19 个备选电压矢量的无差拍预测控制降低转矩脉动 6.89%,降低磁链脉动 13.33%,同时共模电压也得到有效抑制。相较固定生成方式,动态选择虚拟电压矢量生成方式可降低开关频率 25.89%。虽然该方法可有效提升系统性能,但增加遍历次数,极大增大计算量。为提高算法实时性,提出一种通过判断理想电压矢量所在区域来确定最优电压矢量简化确定方法,无需遍历计算,减小运算负担。基于 STM32H743IIT6 单片机实时性试验表明:相较于 7 个基本电压矢量,采用 19 个电压矢量算法执行时间增大 273.40%,最优电压矢量简化确定方法执行时间减小 88.09%。

关键词: 永磁同步电机; 模型预测控制; 无差拍控制; 共模电压; 虚拟电压矢量; 运算负担

基金项目: 长安大学 2024 年研究生科研创新实践项目
(300103724044)

Scientific Innovation Practice Project of Postgraduates of Chang'an University (300103724044)

0 引言

模型预测转矩控制因其原理清晰、结构简单、

性能优良以及适应性强等特点,成为永磁同步电机控制领域的研究热点,但也存在需要设计权重系数的问题^[1-4]。文献[5-6]将模型预测控制(Model Predictive Control, MPC)引入无差拍预测控制中,设计成本函数,选择与理想电压矢量最近的备选电压矢量作用于电机,从而避免模型预测控制中的权重系数设计。

电机控制系统中会产生较大的共模电压,损坏绕组绝缘和电机轴承,减少电机使用寿命,并且会产生高频振荡的共模电流,带来共模电磁干扰问题,一般采用加装共模滤波器和改进脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation, PWM)策略等方法加以抑制^[7]。模型预测控制具有较强的柔性,可在实现电机控制的同时兼顾共模电压抑制。文献[8-9]在模型预测控制的成本函数中加入共模电压项来抑制共模电压,但这会带来权重系数的设计与调整问题。文献[10]采用变异系数法在线调节成本函数中的权重,但计算较为复杂。由于零电压矢量对应的共模电压较大,文献[11-12]采用不含零电压矢量的备选电压矢量集合来抑制共模电压。研究表明,当转矩误差较小时,模型预测控制选择零电压矢量的概率较高,此时减小零电压会带来较大的转矩脉动^[13]。为了消除舍弃零电压矢量的影响,文献[14]采用对称非零电压矢量来构造虚拟零电压矢量,并给出不同的构造方案,但并未对其进行比较。

由于逆变器开关状态有限,对应的电压矢量数目较少,导致模型预测控制性能不佳。通过构造虚拟非零电压矢量增加备选电压矢量数量,可提升模型预测控制性能。文献[15-16]额外构造6个虚拟非零电压矢量来增加备选电压矢量,但并未考虑共模电压抑制。但增加备选电压矢量在提升控制性能的同时,增加遍历次数,使得计算量也同时增加。文献[17]采用现场可编程门阵列(Field-Programmable Gate Array, FPGA)并行计算方法来提高实时性,但增加了硬件成本。因此,不增加硬件成本的前提下,低共模电压和低复杂度的永磁同步电机无差拍预测控制就是本文的研究重点。

本文建立表贴式永磁同步电机无差拍预测控制模型,采用虚拟零电压矢量抑制共模电压,构造12个虚拟非零电压矢量,得到19个备选电压矢量提升控制性能。为了减少遍历计算复杂度,提

出一种最优电压矢量简化确定方法,判断理想电压矢量所在区域,确定最优电压矢量,无需遍历计算。仿真和实时性试验结果表明:本文提出的控制方案可抑制共模电压矢量,减小转矩和磁链脉动,提高控制性能,并有效减小计算复杂度,提高系统实时性。

1 永磁同步电机无差拍预测控制

忽略定子电阻压降,在施加电压矢量一个采样周期后,永磁同步电机定子磁链幅值和角度变化量如式(1)所示^[18]:

$$\begin{cases} \psi_s(k+1) = \psi_s(k) \sqrt{1+q^2+2q\cos\alpha} \\ q = \frac{\mathbf{V}_s(k) \cdot \Delta t}{\psi_s(k)} \\ \Delta\theta_s = \arcsin \frac{q\sin\alpha}{\sqrt{1+q^2+2q\cos\alpha}} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\psi_s(k)$ 、 $\psi_s(k+1)$ 分别为 k 时刻、 $(k+1)$ 时刻的定子磁链矢量; $\mathbf{V}_s(k)$ 为施加电压矢量; α 为施加电压矢量与定子磁链夹角; Δt 为采样周期; $\Delta\theta_s$ 为施加电压矢量引起的定子磁链角度变化量。

由于采样周期较小,可忽略转子对转矩角的影响, $(k+1)$ 时刻转矩角 $\delta(k+1)$ 如式(2)所示,其中 $\delta(k)$ 为 k 时刻的转矩角。

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

由表贴式永磁同步电机转矩方程可知, $(k+1)$ 时刻的电机转矩 $T_e(k+1)$ 为

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

式中: p 为电机极对数; ψ_f 为永磁体磁链; L_d 为 d 轴电感。

根据无差拍控制思想, $(k+1)$ 时刻理想的转矩和磁链值应与 $(k+1)$ 时刻转矩和磁链参考值相同,如式(4)所示:

$$\begin{cases} \psi_s(k+1) = \psi_s^*(k+1) \\ T_e(k+1) = T_e^*(k+1) \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\psi_s^*(k+1)$ 、 $T_e^*(k+1)$ 分别为 $(k+1)$ 时刻磁链、转矩的参考值。

由于采样周期较小,下一时刻磁链和转矩参考值可近似等于当前时刻的磁链和转矩参考值。根据磁链和转矩预测模型,可得到施加电压矢量后的表贴式永磁同步电机磁链和转矩的预测值。令预测值与参考值相等,则可求得实现无差拍预测控制的理想电压矢量^[19]。

在获得理想电压矢量后,基于模型预测控制构造如式(5)所示的表征备选电压矢量与理想电压矢量误差的成本函数,遍历备选电压矢量集合内的所有电压矢量,输出令成本函数最小的电压矢量。由于成本函数的两个分项具有相同量纲,无需设置权重系数。

$$g = (V_{s\alpha} - V_{s\alpha}^*)^2 + (V_{s\beta} - V_{s\beta}^*)^2 \quad (5)$$

式中: $V_{s\alpha}^*$ 、 $V_{s\beta}^*$ 分别为静止坐标系下理想电压矢量的 α 、 β 轴分量; $V_{s\alpha}$ 、 $V_{s\beta}$ 分别为备选电压矢量的 α 、 β 轴分量。

MPC 遍历 7 个电压矢量的流程图如图 1 所示。永磁同步电机无差拍预测控制系统如图 2 所示。

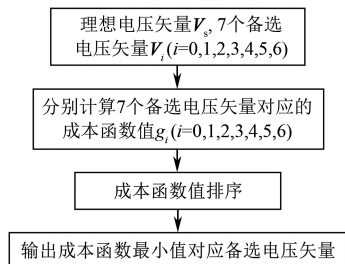


图 1 MPC 遍历 7 个电压矢量的流程图

Fig. 1 Flowchart of MPC for traversing 7 voltage vectors

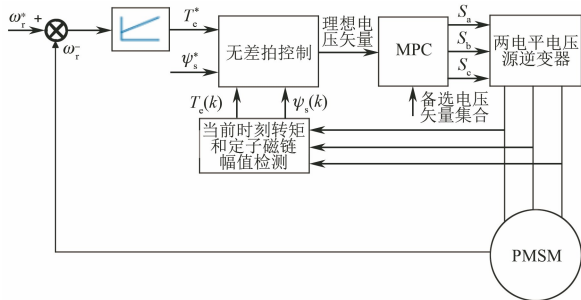


图 2 永磁同步电机无差拍预测控制系统

Fig. 2 Deadbeat control system for PMSM

2 共模电压抑制

两电平三相电压源逆变器共有 8 种不同的开

关状态,不同的开关状态对应的电压矢量和共模电压幅值 U_{com} 如表 1 所示。

表 1 不同开关状态对应的共模电压幅值

Tab. 1 Common-mode voltage amplitude corresponding to different switching states

开关状态	电压矢量	U_{com}
000	V_0	$-V_{dc}/2$
100	V_1	$-V_{dc}/6$
110	V_2	$V_{dc}/6$
010	V_3	$-V_{dc}/6$
011	V_4	$V_{dc}/6$
001	V_5	$-V_{dc}/6$
101	V_6	$V_{dc}/6$
111	V_7	$V_{dc}/2$

由表 1 可知,逆变器自身可产生 7 个基本电压矢量,如式(6)所示。其中,基于最小开关次数选择零电压矢量开关状态^[20]。

$$V_s \in \{V_0, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6\} \quad (6)$$

基于 Matlab/Simulink 建立永磁同步电机无差拍预测控制仿真模型。仿真模型为离散模型,直流母线电压为 312 V。参考转速初始为 60 rpm,1 s 阶跃至 -60 rpm;负载转矩初始为 15 N·m,0.5 s 阶跃至 -15 N·m,1.5 s 阶跃至 15 N·m。仿真时间为 2 s,采样周期为 50 μ s。电机系统仿真参数如表 2 所示,仿真结果如图 3~图 6 所示。

表 2 电机系统仿真参数

Tab. 2 Parameters of motor system

参数名称	参数值
额定转速 $n/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	750
额定转矩 $T/(\text{N}\cdot\text{m})$	18
额定功率 P/kW	0.94
定子电阻 R_s/Ω	0.2
转子磁链 ψ_f/Wb	0.175
d 轴电感 L_d/H	0.008 5
q 轴电感 L_q/H	0.008 5
极对数 p	4
转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.089
黏滞阻尼 $F/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s})$	0.005
转速环 PI 调节器 K_p	5
转速环 PI 调节器 K_i	100
参考转矩上下限 $/(\text{N}\cdot\text{m})$	$[-30, 30]$

由仿真结果可知,由于采用零电压矢量,共模电压幅值范围为 ± 156 V。由于零电压矢量对应的共模电压幅值较大,直接舍弃零电压矢量可以抑

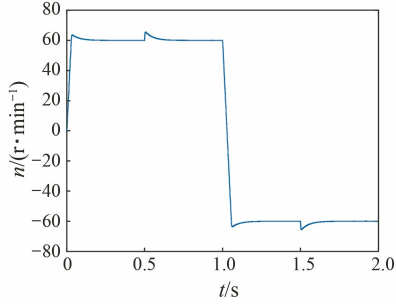


图3 传统 MPC 下电机转速

Fig.3 Motor speed using conventional MPC

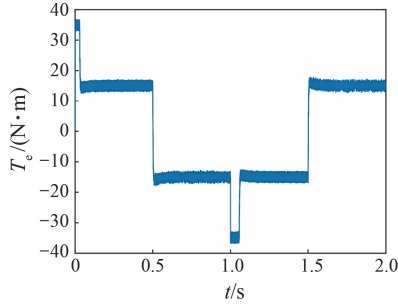


图4 传统 MPC 下电磁转矩

Fig.4 Electromagnetic torque using conventional MPC

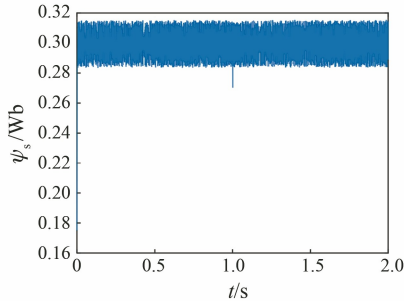


图5 传统 MPC 下定子磁链幅值

Fig.5 Stator flux amplitude using conventional MPC

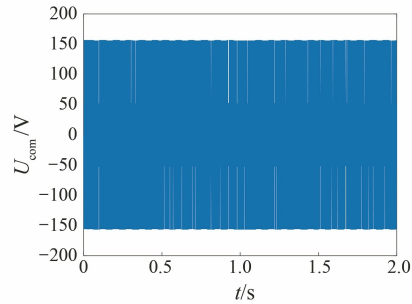


图6 传统 MPC 下共模电压

Fig.6 Common-mode voltage using conventional MPC

制共模电压。但零电压矢量缓慢减小磁链和转矩,当转矩脉动较小时,使用率较高^[21-22]。因此,可采用对称电压矢量构造虚拟零电压矢量的方法实现

抑制共模电压、减小转矩脉动,如式(7)所示:

$$T_s \cdot V_0 = V_1 \cdot T_s/2 + V_2 \cdot T_s/2 \quad (7)$$

因此,共有 6 种构造零电压矢量的组合,即 V_1-V_4 、 V_4-V_1 、 V_2-V_5 、 V_5-V_2 、 V_3-V_6 和 V_6-V_3 。为减小开关次数,可基于上一时刻电压矢量 $V_s(k-1)$,动态选择虚拟零电压生成方式。举例来说,如上一时刻电压矢量为 V_1 ,则选择 V_1-V_4 组合来合成虚拟零电压矢量。

采用动态选择虚拟零电压矢量的无差拍预测控制仿真结果如图 7~图 10 所示。

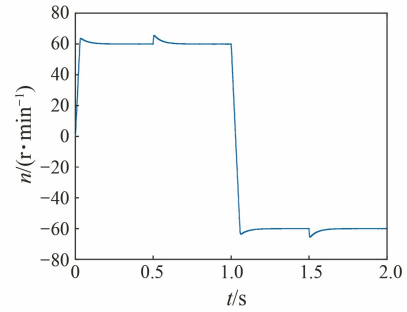


图7 动态虚拟零电压矢量下电机转速

Fig.7 Motor speed using dynamic virtual zero voltage vector

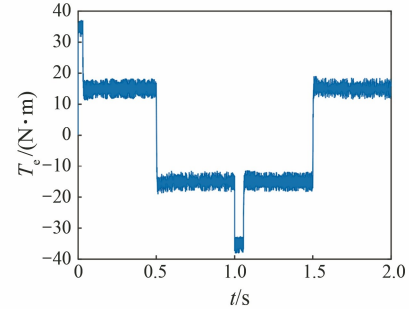


图8 动态虚拟零电压矢量下电磁转矩

Fig.8 Electromagnetic torque using dynamic virtual zero voltage vector

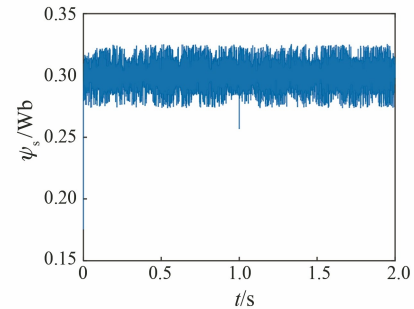


图9 动态虚拟零电压矢下定子磁链幅值

Fig.9 Stator flux amplitude using dynamic virtual zero voltage vector

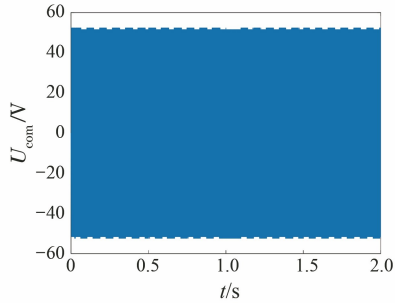


图 10 动态虚拟零电压矢量下共模电压

Fig. 10 Common-mode voltage using dynamic virtual zero voltage vector

定义转矩和磁链脉动均方根误差、平均开关频率、共模电压有效值和零电压矢量选择率如式(8)~式(12)所示。其中, n 为采样个数, t 为仿真时间, $N_{\text{switching}}$ 为逆变器桥臂开关总次数, n_{V_0} 为选择零电压矢量个数。

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

$$\psi_{\text{rip_RMSE}} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\psi_s - \psi_s^*)^2} \quad (9)$$

$$f_{\text{ave}} = \frac{N_{\text{switching}}}{6 \times t} \quad (10)$$

$$U_{\text{com_rms}} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n U_{\text{com}}^2} \quad (11)$$

$$\eta_{V_0} = \frac{n_{V_0}}{n} \quad (12)$$

基于不同备选电压矢量集合的永磁同步电机无差拍预测控制性能如表 3 所示。其中, V_0-V_6 (真实) 使用真实零电压矢量, V_1-V_6 不使用零电压矢量, V_0-V_6 (固定) 采用 V_1-V_4 生成虚拟零电压矢量, V_0-V_6 (动态) 采用动态选择虚拟零电压矢量。

表 3 基于不同备选电压集合的控制系统性能

Tab. 3 Control system performance based on different candidate voltage sets

	V_0-V_6 (真实)	V_1-V_6	V_0-V_6 (固定)	V_0-V_6 (动态)
$T_{\text{rip_RMSE}} / (\text{N} \cdot \text{m})$	1.121 4	1.142 9	1.116 2	1.305 7
$\psi_{\text{rip_RMSE}} / \text{Wb}$	0.007 5	0.008 1	0.007 4	0.008 8
$f_{\text{ave}} / \text{kHz}$	6.34	6.58	11.47	11.04
$U_{\text{com_rms}} / \text{V}$	85.63	52.00	52.00	52.00
$\eta_{V_0} / \%$	21.39	0	22.53	16.14

由仿真结果可知: 模型预测控制不使用零电

压矢量可抑制共模电压, 但零电压矢量可减小转矩和磁链脉动, 降低开关频率, 选择率大于平均概率 $1/7$, 不宜直接舍弃。构造虚拟零电压矢量可在保持性能基本不变的同时抑制共模电压, 但一个周期需要作用两个非零电压矢量, 增大开关次数。采用动态选择虚拟零电压生成方式可减小开关频率, 但增大了电压矢量连续作用时间, 减少零电压矢量选择率, 增大转矩和磁链脉动。

3 扩展虚拟非零电压矢量

为了提升无差拍预测控制性能, 可构造虚拟非零电压矢量来增加备选电压矢量。令两个非零电压矢量各自作用一半采样周期, 可构造得到 12 个虚拟非零电压矢量, 从而得到 19 个备选电压矢量, 如图 11 所示。其中, V_7-V_{18} 为虚拟非零电压矢量, 其合成方式、角度与幅值如表 4 所示。由于采用非零电压矢量来合成 V_7-V_{18} , 共模电压得到有效抑制。

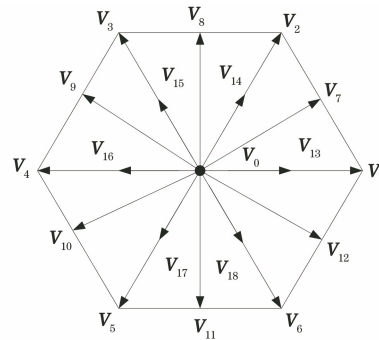


图 11 备选电压矢量

Fig. 11 Candidate voltage vectors

表 4 虚拟非零电压矢量

Tab. 4 Virtual non-zero voltage vectors

虚拟非零 电压矢量	合成方式	角度/(°)	幅值
V_7	V_1-V_2, V_2-V_1	30	$\sqrt{3} V_{\text{dc}}/3$
V_8	V_2-V_3, V_3-V_2	90	$\sqrt{3} V_{\text{dc}}/3$
V_9	V_3-V_4, V_4-V_3	150	$\sqrt{3} V_{\text{dc}}/3$
V_{10}	V_4-V_5, V_5-V_4	210	$\sqrt{3} V_{\text{dc}}/3$
V_{11}	V_5-V_6, V_6-V_5	270	$\sqrt{3} V_{\text{dc}}/3$
V_{12}	V_6-V_1, V_1-V_6	330	$\sqrt{3} V_{\text{dc}}/3$
V_{13}	V_6-V_2, V_2-V_6	0	$V_{\text{dc}}/3$
V_{14}	V_1-V_3, V_3-V_1	60	$V_{\text{dc}}/3$
V_{15}	V_2-V_4, V_4-V_2	120	$V_{\text{dc}}/3$
V_{16}	V_3-V_5, V_5-V_3	180	$V_{\text{dc}}/3$
V_{17}	V_4-V_6, V_6-V_4	240	$V_{\text{dc}}/3$
V_{18}	V_5-V_1, V_1-V_5	300	$V_{\text{dc}}/3$

由表 4 可知,虚拟非零电压矢量有 2 种合成方式。根据开关切换次数最小原则,基于上一时刻开关状态开关切换次数最少的虚拟非零电压矢量合成方式如表 5 所示,其中 Switching state ($k-1$) 表示上一时刻开关状态。

表 5 虚拟非零电压矢量切换开关次数最少组合

Tab. 5 Combinations of virtual non-zero voltage vectors with minimum switching times

Switching state($k-1$)	V_7	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}	V_{12}
100	V_1-V_2	V_2-V_3	V_3-V_4	V_5-V_4	V_6-V_5	V_1-V_6
110	V_2-V_1	V_2-V_3	V_3-V_4	V_4-V_5	V_6-V_5	V_1-V_6
010	V_2-V_1	V_3-V_2	V_3-V_4	V_4-V_5	V_5-V_6	V_1-V_6
011	V_2-V_1	V_3-V_2	V_4-V_3	V_4-V_5	V_5-V_6	V_6-V_1
001	V_1-V_2	V_3-V_2	V_4-V_3	V_5-V_4	V_5-V_6	V_6-V_1
101	V_1-V_2	V_2-V_3	V_4-V_3	V_5-V_4	V_6-V_5	V_6-V_1
Switching state($k-1$)	V_{13}	V_{14}	V_{15}	V_{16}	V_{17}	V_{18}
100	V_6-V_2	V_1-V_3	V_2-V_4	V_5-V_3	V_6-V_4	V_1-V_5
110	V_2-V_6	V_1-V_3	V_2-V_4	V_3-V_5	V_6-V_4	V_1-V_5
010	V_2-V_6	V_3-V_1	V_2-V_4	V_3-V_5	V_4-V_6	V_1-V_5
011	V_2-V_6	V_3-V_1	V_4-V_2	V_3-V_5	V_4-V_6	V_5-V_1
001	V_6-V_2	V_3-V_1	V_4-V_2	V_5-V_3	V_4-V_6	V_5-V_1
101	V_6-V_2	V_1-V_3	V_4-V_2	V_5-V_3	V_6-V_4	V_5-V_1

仿真参数与传统模型预测转矩控制相同,基于 19 个备选电压矢量且虚拟电压矢量采用动态选择合成方式的无差拍预测控制仿真结果如图 12~图 15 所示。

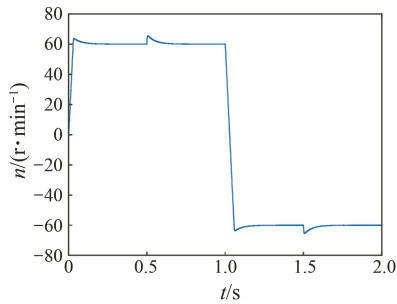


图 12 扩展虚拟非零电压矢量下电机转速

Fig. 12 Motor speed using extended virtual non-zero voltage vectors

定义虚拟电压矢量选择率如式 (13) 所示,其中, $n_{v_{\text{virtual}}}$ 为选择虚拟电压矢量个数。

$$\eta_{v_{\text{virtual}}} = \frac{n_{v_{\text{virtual}}}}{n} \quad (13)$$

基于固定合成方式和动态选择合成方式的无差拍预测控制性能如表 6 所示。其中,固定生成虚拟零电压矢量采用 V_1-V_4 ,固定生成虚拟非零

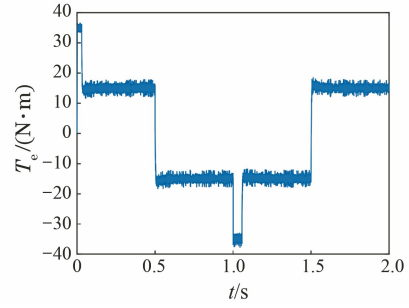


图 13 扩展虚拟非零电压矢量下电磁转矩

Fig. 13 Electromagnetic torque using extended virtual non-zero voltage vectors

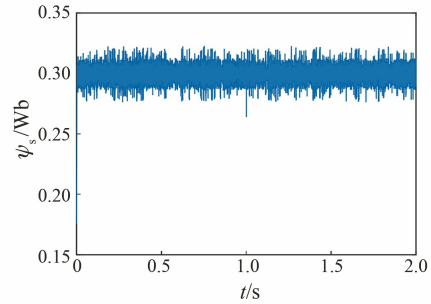


图 14 扩展虚拟非零电压矢量下定子磁链幅值

Fig. 14 Stator flux amplitude using extended virtual non-zero voltage vectors

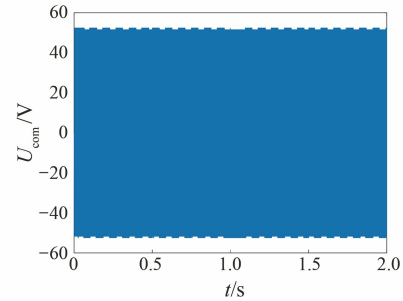


图 15 扩展虚拟非零电压矢量下共模电压

Fig. 15 Common-mode voltage using extended virtual non-zero voltage vectors

零电压矢量 V_7 采用 $V_1-V_2, \dots, V_{18}$ 采用 V_5-V_1 。

表 6 控制系统性能

Tab. 6 Control system performances

	$T_{\text{rip_RMSE}} /$ (N·m)	$\psi_{\text{rip_RMSE}} /$ Wb	$f_{\text{ave}} /$ kHz	$U_{\text{com_rms}} /$ V	$\eta_{v_{\text{virtual}}} /$ %
固定	0.983 8	0.006 0	15.72	52.00	74.48
动态	1.044 1	0.006 5	11.65	52.00	65.87

由仿真结果可知:通过非零电压矢量构造虚拟电压矢量,增大备选电压矢量至 19 个,可有效减小磁链和转矩脉动。相较采用 7 个基本电压矢量,转矩脉动降低 6.89%,磁链脉动降低 13.33%。

但构造虚拟电压矢量需要在一个周期作用两个非零电压矢量,增大开关次数,且虚拟电压矢量选择率较高,较大增大开关频率。相较固定生成方式,动态选择虚拟电压矢量生成方式可降低开关频率 25.89%,增大电压矢量连续作用时间对转矩和磁链脉动增大的效果轻微。

4 最优电压矢量简化确定方法

加入 12 个虚拟电压矢量后,无差拍预测控制得到提升,但增加 12 个备选电压矢量,就需要增加 12 次预测计算及寻优计算量,降低算法实时性。为提高算法实时性,本文提出一种最优电压矢量简化确定方法,将电压矢量空间划分为 19 个区域,每个扇区对应一个备选电压矢量。通过判断理想电压矢量所在区域就可确定最优电压矢量,从而无需 MPC 的遍历计算,减小计算负担。电压矢量区域的划分以备选电压矢量与理想电压

矢量之间的距离最短为原则,利用等边三角形的重心和各边上的垂直平分线,规划出 19 个电压矢量区域,如图 16 所示。

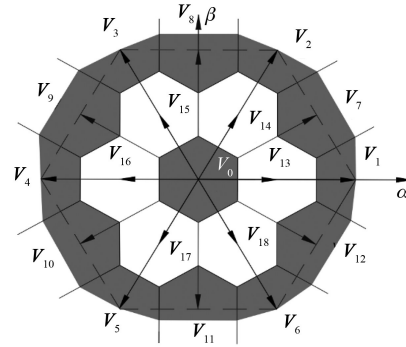


图 16 电压矢量区域划分图

Fig. 16 Voltage vector partition diagram

由图 16 可知,最优电压矢量简化确定判据如式(14)所示。其中, U_α^* 、 U_β^* 分别为理想电压矢量在静止坐标系 $\alpha\beta$ 轴上的分量。

$$\left\{ \begin{array}{l} V_1: U_\alpha^* > \frac{1}{2}U_{dc} \cap U_\beta^* > -\frac{\sqrt{3}}{3}U_\alpha^* + \frac{\sqrt{3}}{9}U_{dc} \cap U_\beta^* < \frac{\sqrt{3}}{3}U_\alpha^* - \frac{\sqrt{3}}{9}U_{dc} \\ V_2: U_\alpha^* > \frac{1}{6}U_{dc} \cap U_\beta^* > -\frac{\sqrt{3}}{3}U_\alpha^* + \frac{\sqrt{3}}{3}U_{dc} \cap U_\beta^* < \frac{\sqrt{3}}{3}U_\alpha^* - \frac{\sqrt{3}}{9}U_{dc} \\ \vdots \\ V_{18}: 0 \leq U_\alpha^* \leq \frac{1}{3}U_{dc} \cap U_\beta^* < -\frac{\sqrt{3}}{3}U_\alpha^* \cap U_\beta^* < \frac{\sqrt{3}}{3}U_\alpha^* - \frac{\sqrt{3}}{9}U_{dc} \cap U_\beta^* \geq \frac{\sqrt{3}}{3}U_\alpha^* - \frac{\sqrt{3}}{3}U_{dc} \cap U_\beta^* \geq -\frac{\sqrt{3}}{3}U_\alpha^* - \frac{2\sqrt{3}}{9}U_{dc} \\ V_0: -\frac{1}{6}U_{dc} \leq U_\alpha^* \leq \frac{1}{6}U_{dc} \cap U_\beta^* \leq -\frac{\sqrt{3}}{3}U_\alpha^* + \frac{\sqrt{3}}{9}U_{dc} \cap U_\beta^* \leq \frac{\sqrt{3}}{3}U_\alpha^* + \frac{\sqrt{3}}{9}U_{dc} \cap U_\beta^* \geq -\frac{\sqrt{3}}{3}U_\alpha^* - \frac{\sqrt{3}}{9}U_{dc} \cap U_\beta^* \geq \frac{\sqrt{3}}{3}U_\alpha^* - \frac{\sqrt{3}}{9}U_{dc} \end{array} \right. \quad (14)$$

相同仿真条件下,采用最优电压矢量简化确定方法所选择的电压矢量和控制效果与完全遍历 19 个电压矢量的 MPC 完全一致,表明两者完全等价。

为验证不同算法的实时性,基于 STM32H743IIT6 单片机平台对 7 个备选电压矢量、19 个备选电压矢量及最优电压矢量简化确定方法编程计算,算法以 C 代码的形式在单片机中运行。简化算法通过判断确定最优电压矢量,计算量大小与输入有关,并不固定。为了验证简化算法最大计算量的时间,选择需要遍历所有可能性的条件作为

输入。根据仿真结果,选择位于区域 18 的理想电压矢量,其静止 $\alpha\beta$ 坐标系角度为 323.342° , α 轴和 β 轴分量为 73.418 1 V 和 -45.385 9 V。对以上三种算法单步循环运行 10 万次,不同算法的运行时长如表 7 所示。

表 7 不同算法运行时长

Tab. 7 Execution time for different algorithms

算法名称	V_0-V_6	V_0-V_{18}	简化算法
运行时长/ms	476.16	1 777.98	56.711 0

由表 7 可以看出,相较于 7 个基本电压矢量,采用 19 个电压矢量算法执行时间增大 273.40%,

最优电压矢量简化确定方法算法执行时间减小 88.09%。因此,最优电压矢量简化确定方法可在控制性能完全一致的前提下,有效减少运算负担,提高实时性。

5 结语

模型预测控制不使用零电压矢量可抑制共模电压,但零电压矢量可减小转矩和磁链脉动,降低开关频率,选择率大于平均概率 1/7,不宜直接舍弃。构造虚拟零电压矢量可在保持性能基本不变同时抑制共模电压,但一个周期需要作用两个非零电压矢量,增大开关次数。采用动态选择虚拟零电压生成方式可减小开关频率,但其增大电压矢量连续作用时间,减少零电压矢量选择率,增大转矩和磁链脉动。

通过非零电压矢量构造虚拟电压矢量,增大备选电压矢量至 19 个,可减小磁链和转矩脉动。相较 7 个基本电压矢量,转矩脉动降低 6.89%,磁链脉动降低 13.33%,开关频率增大 74.13%,且大幅度增加计算时长。采用动态选择虚拟电压矢量生成方式可降低开关频率 25.89%。

判断理想电压矢量所在区域确定最优电压矢量的方法,无需 MPC 的遍历计算,减小计算负担。相较于 7 个基本电压矢量,采用 19 个电压矢量算法执行时间增大 273.40%,最优电压矢量简化确定方法执行时间减小 88.09%。因此,通过最优电压矢量简化确定方法可在保持控制性能完全一致的前提下,提高实时性。

参考文献

- [1] 王治国, 郑泽东, 李永东, 等. 交流电机模型预测控制综述[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(11): 14-30.
WANG Z G, ZHENG Z D, LI Y D, et al. A review of model predictive control for AC motor [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(11): 14-30.
- [2] 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): 6408-6418.
QI X, SU T, ZHOU K, et al. Development of AC motor model predictive control strategy: An overview [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(18): 6408-6418.
- [3] RODRIGUEZ J, GARICA 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.
- [4] RODRIGUEZ J, GARICA 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.
- [5] 张永昌, 杨海涛, 魏香龙. 基于快速矢量选择的永磁同步电机模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(6): 66-73.
ZHANG Y C, YANG H T, WEI X L. Model predictive control of permanent magnet synchronous motors based on fast vector selection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(6): 66-73.
- [6] 张晓光, 张亮, 侯本帅. 永磁同步电机优化模型预测转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(16): 4800-4809.
ZHANG X G, ZHANG L, HOU B S. Improved model predictive torque control of permanent magnet synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(16): 4800-4809.
- [7] 徐晓娜, 王奎, 郑泽东, 等. 三相 PWM 变换器的共模电压抑制方法综述[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(22): 8833-8850.
XU X N, WANG K, ZHENG Z D, et al. A review on common-mode voltage reduction methods for three-phase PWM converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(22): 8833-8850.
- [8] VARGAS R, AMMANN U, RODRIGUEZ J, et al. Predictive control of an induction machine fed by a matrix converter with increased efficiency and reduced common-mode voltage [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(2): 473-485.
- [9] ROJAS C A, AGUIRRE M, KOURO S, et al. Leakage current mitigation in photovoltaic string inverter using predictive control with fixed average switching frequency [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(12): 9344-9354.
- [10] BHOWATE A, AWARE M, SHARMA S, et al. Predictive torque control with online weighting factor computation technique to improve performance of induction motor drive in low speed region [J]. IEEE Access, 2019, 7: 42309-42321.

- [11] HOSEINI S K, ADABI J, SHEIKHOLESAMI A. Predictive modulation schemes reduce common mode voltage in three-phase inverter fed AC drive systems [J]. IET Power Electronics, 2014, 7(4): 840-849.
- [12] MUN S K, KWAK S. Reducing common-mode voltage of three-phase VSIs using the predictive current control method based on reference voltage [J]. Journal of Power Electronics, 2015, 15(3): 712-720.
- [13] 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[J]. 控制理论与应用, 2023, 40(10): 1793-1805.
- LI Y H, LIU Z K, WANG X Y. Simplified control strategies of model predictive torque control for permanent magnet synchronous motor [J]. Control Theory & Applications, 2023, 40(10): 1793-1805.
- [14] 袁佳歆, 潘建兵, 饶斌斌, 等. 三相逆变器的最小共模电压 PWM 控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(8): 42-48.
- YUAN J X, PAN J B, RAO B B, et al. Research on minimum common-mode voltage PWM control strategy for three-phase inverters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(8): 42-48.
- [15] 谢云辉, 郑常宝, 胡存刚, 等. 永磁同步电机模型预测的优化控制策略[J]. 电力电子技术, 2019, 53(7): 39-42.
- XIE Y H, ZHENG C B, HU C G, et al. Optimization of model predictive control for permanent magnet synchronous motor [J]. Power Electronics, 2019, 53(7): 39-42.
- [16] 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): 10-17.
- LIU K, GAO L. Improved model of predictive direct torque control for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(1): 10-17.
- [17] 王从刚, 何凤有, 曹晓东. 基于 FPGA 的三电平逆变器模型预测电流控制策略数字实现[J]. 电机与控制应用, 2013, 40(4): 47-50.
- WANG C G, HE F Y, CAO X D. Digital realization of model predictive current control method for three-level inverter based on FPGA [J]. Electric Machines & Control Application, 2013, 40(4): 47-50.
- [18] 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): 33-43.
- LI Y H, LIU Y, MENG X Z. Finite control set model predictive direct torque control of surface permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(8): 33-43.
- [19] 李耀华, 周逸凡, 赵承辉, 等. 表贴式永磁同步电机磁链和转矩无差拍控制系统[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(1): 1-7.
- LI Y H, ZHOU Y F, ZHAO C H, et al. Deadbeat stator flux and torque control system of surface permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47(1): 1-7.
- [20] 李耀华, 杨启东, 曲亚飞, 等. 自适应电压矢量 PMSM 直接转矩控制开关表[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(9): 75-83.
- LI Y H, YANG Q D, QU Y F, et al. Adaptive variable voltage vectors switching table in direct torque control for PMSM [J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(9): 75-83.
- [21] 赵宏革, 朱景伟, 樊印海. 直接转矩控制系统零电压矢量的调节作用[J]. 大连海事大学学报, 2010, 36(2): 71-74.
- ZHAO H G, ZHU J W, FAN Y H. Regulating effect of zero voltage vectors in a direct torque control system [J]. Journal of Dalian Maritime University, 2010, 36(2): 71-74.
- [22] 李耀华, 曲亚飞, 刘子焜, 等. 基于转矩误差带的表贴式永磁同步电机 MPTC 系统精简策略[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(12): 25-31+64.
- LI Y H, QU Y F, LIU Z K, et al. Simplified control strategy for SPMSM MPTC system based on band of torque error [J]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47(12): 25-31+64.

收稿日期: 2024-05-12

收到修改稿日期: 2024-06-07

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, nuaaliyaohua@126.com;

* 通信作者: 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, nuaaliyaohua@126.com。

Deadbeat Predictive Control with Low Common-Mode Voltage and Low Complexity for PMSM

LI Yaohua^{*}, DENG Yizhi, TONG Ruiqi, ZHANG Xinquan
(School of Automobile, Chang'an University, Xi'an 710064, China)

Key words: permanent magnet synchronous motor; model predictive control; deadbeat control; common-mode voltage; virtual voltage vector; computation burden

Model predictive torque control (MPTC) can decrease common-mode voltage by removing zero voltage vectors from candidate voltage sets. However, zero voltage vectors help reduce flux and torque ripple, decrease switching frequency, and their utilization rate in MPTC exceeds 1/7. Therefore, zero voltage vectors should not be eliminated directly. To address the problem of high common-mode voltage in deadbeat predictive control for permanent magnet synchronous motor, two basic voltage vectors with opposite phases were used to generate a virtual zero voltage vector, which suppressed common-mode voltage while maintaining control performance. However, using two non-zero voltage vectors within one sampling period resulted in a high number of switchings. Adaptive generation of virtual zero voltage vectors could decrease switching frequency, but increased the application time of voltage vectors, leading to increased flux and torque ripple.

To further improve control performance, 12 virtual non-zero voltage vectors were generated to

expand the set of candidate voltage vectors. Simulation results showed that, compared to using 7 basic candidate voltage vectors, the deadbeat predictive control based on 19 candidate voltage vectors reduced torque ripple by 6.89%, reduced flux ripple by 13.33% and effectively suppressed common-mode voltage. Additionally, the dynamic selection of virtual voltage vectors decreased switching frequency by 25.89% compared to the fixed generation method.

Increasing candidate voltage vectors increase computation burden. To mitigate this, a method was proposed to determine the optimal voltage vector without the need to traverse all candidate vectors in modelk predictive control. Real-time experiments conducted on STM32H743IIT6 microcontroller platform showed that, compared to using 7 voltage vectors, deadbeat predictive control with 19 voltage vectors increased computation time by 273.40%. However, the proposed optimal voltage vector determination method decreased computation time by 88.09%.