

一种通用的永磁同步电机无差拍控制备选电压 矢量扩充及简化电压矢量快速确定方法

李耀华¹, 王钦政¹, 邓益志¹, 马德军², 吴步昊^{2*}

(1. 长安大学汽车学院, 陕西 西安 710064;

2. 青海职业技术大学青海省高原汽车电动化与智能化技术重点实验室, 青海 西宁 810016)

A Universal Method to Expand Candidate Voltage Vectors and Fast Determine Optimal Voltage Vector of Deadbeat Control for PMSM

Li Yaohua¹, Wang Qinzheng¹, Deng Yizhi¹, Ma Dejun², Wu Buhao^{2*}

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

2. Qinghai Plateau Key Laboratory of Automotive Electrification and Intelligentization Technology,
Qinghai Vocational and Technical University, Xining 810016, China)

Abstract: [Objective] In the deadbeat control of surface-mounted permanent magnet synchronous motor (SPMSM), the contradiction between the number of candidate voltage vectors and the computational burden limits performance optimization. This paper aims to propose a solution that balances control accuracy and real-time performance. [Methods] Taking SPMSM as an example, the following methods were proposed: (1) The n -th order subdivision method of the inscribed circle of the voltage vector hexagon was used to generate $6n^2 + 1$ candidate voltage vectors; (2) Simplified determination method 1 was employed, fixing the traversal count to 4 times; (3) Simplified determination method 2 was introduced, directly mapping the ideal voltage vector without traversal. [Results] Simulation and experimental results showed that the 8th order subdivision method (385 candidate vectors) reduced torque ripple by 12.87% and flux linkage ripple by 30.67%; simplified determination method 1 and simplified determination method 2 reduced computational time by 42.86% and 87.94%, respectively. [Conclusion] The proposed method achieves arbitrary expansion of candidate vectors and significant reduction of computational load, providing a reference for optimizing the performance and real-time capability of deadbeat control.

基金项目: 青海职业技术大学青海省高原汽车电动化与智能化技术重点实验室开放基金资助(QZDSZ03-202502)

Open fund of Qinghai Plateau Key Laboratory of Automotive Electrification and Intelligentization Technology (QZDSZ03-202502)

Key words: surface-mounted permanent magnet synchronous motor; deadbeat control; candidate voltage vector; real-time performance

摘要: [目的] 表贴式永磁同步电机(SPMSM)无差拍控制中,备选电压矢量数量与计算负担的矛盾制约了性能优化。本文旨在提出一种兼顾控制精度与实时性的解决方案。【方法】以 SPMSM 为例,提出:(1)电压矢量六边形内切圆 n 阶细分法,生成 $6n^2 + 1$ 个备选电压矢量;(2)简化确定方法一,固定遍历 4 次;(3)简化确定方法二,直接映射理想电压矢量,无需遍历。【结果】仿真与试验表明,8 阶细分法(备选矢量 385 个)使转矩脉动降低 12.87%,磁链脉动降低 30.67%;简化确定方法一、简化确定方法二分别将计算耗时减少 42.86%、87.94%。【结论】本文所提方法实现了备选矢量的任意扩充、计算量显著降低,为无差拍控制的性能与实时性优化提供了参考。

关键词: 表贴式永磁同步电机;无差拍控制;备选电压矢量;实时性

0 引言

无差拍控制基于预测模型计算理想电压矢量,理论上可消除电机转矩和磁链误差^[1-5]。实现方式包括:(1)采用空间矢量调制(Space Vector Modulation, SVM)直接生成,但需要实时计算占空比,计算量较大^[6-8];(2)采用模型预测控制(Model Predictive Control, MPC),从备选电压矢量中选择最接近理想矢量的电压矢量^[9-12]。

MPC 中, 备选电压矢量数量与无差拍控制性能正相关, 但计算负担也会越大^[13]。为解决这一矛盾, 现有研究主要分为三类: (1) 减少备选矢量个数: 文献[14-16]将备选电压矢量个数减少至 2~3 个, 但控制性能并未得到改善; (2) 增加虚拟电压矢量: 文献[17]增加 6 个虚拟电压矢量, 文献[18-19]增加 12 个虚拟电压矢量, 但该方法缺乏通用性且遍历计算量依然较大; (3) 六边形等分法: 文献[20]对电压矢量六边形的六条边进行 $6n$ 等分, 具有一定的通用性, 但未考虑六边形平面; 文献[21]将电压矢量六边形平面进行 n 阶等分, 获得 $3n^2+3n+1$ 个备选电压矢量, 但该等分方法通用性较差, 遍历计算量较大。

本文针对 MPC 无差拍控制中控制性能与实时性能的矛盾, 以表贴式永磁同步电机 (Surface-mounted Permanent Magnet Synchronous Motor, SPMSM) 磁链和转矩无差拍控制为例, 提出一种通用的电压矢量六边形内切圆 n 阶细分方法。首先, 对内切圆角度和半径进行 n 阶等分, 得到 $6n^2+1$ 个备选电压矢量。随着细分阶数增加, 备选电压矢量个数呈平方级增大, 提出通过遍历理想电压矢量所在扇环 4 个点的最优电压矢量简化确定方法, 将最大遍历计算次数减少为 4 次。为了进一步减少计算量, 提出根据理想电压矢量幅值和角度直接确定最优电压矢量的方法。仿真和实时性结果表明, n 阶细分结合两种简化确定方法, 既能提升控制性能, 又能将遍历计算次数减少为 4 次或无需遍历, 减少了计算量, 实现控制性能和实时性能的同时优化。

1 SPMSM 磁链和转矩无差拍控制

忽略定子电阻压降, 在 k 时刻施加电压矢量一个采样周期 Δt 后, SPMSM 定子磁链矢量变化如图 1 所示。图中, $\psi_s(k)$ 和 $\psi_s(k+1)$ 分别为 k 时

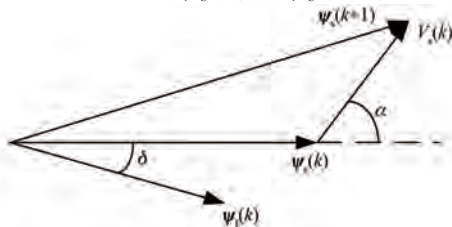


图 1 定子磁链矢量变化

Fig. 1 Stator flux vector variation

刻、 $k+1$ 时刻的定子磁链矢量; $\psi_r(k)$ 为 k 时刻的转子磁链矢量; α 为施加电压矢量与定子磁链的夹角; δ 为转矩角。

由图 1 可知, 施加电压矢量后, SPMSM 定子磁链幅值和转矩变化量如式 (1) 所示^[22]:

$$\begin{cases} \Delta\psi_s = \psi_s(k+1) - \psi_s(k) \approx V_s \cdot \Delta t \cdot \cos \alpha \\ \Delta T_e = T_e(k+1) - T_e(k) \approx \frac{3p\psi_f}{2L_d} \cdot V_s \cdot \Delta t \cdot \sin(\alpha + \delta) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $T_e(k)$ 、 $T_e(k+1)$ 分别为 k 时刻、 $k+1$ 时刻的转矩; V_s 为施加电压矢量幅值; Δt 为采样周期; p 为电机极对数; ψ_f 为永磁体磁链; L_d 为 d 轴电感。

根据磁链和转矩无差拍控制思想, $k+1$ 时刻的理想转矩和磁链应等于其参考值。由于采样频率较高, $k+1$ 时刻的磁链和转矩参考值可近似等于 k 时刻的磁链和转矩参考值, 如式 (2) 所示:

$$\begin{cases} \psi_s(k+1) = \psi_s^*(k) \\ T_e(k+1) = T_e^*(k) \end{cases} \quad (2)$$

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

由式 (1)、(2) 可得:

$$\Delta\psi_s = \psi_s^*(k) - \psi_s(k) = V_s \cdot \Delta t \cdot \cos \alpha \quad (3)$$

$$\Delta T_e = T_e^*(k) - T_e(k) =$$

$$\frac{3p\psi_f}{2L_d} \cdot V_s \cdot \Delta t \cdot \sin(\alpha + \delta) \quad (4)$$

由式 (3)、(4) 可得, 满足磁链和转矩无差拍控制的理想电压矢量角度 α^* 和幅值 V_s^* ^[23-24] 如式 (5)、(6) 所示:

$$\alpha^* = \arctan \frac{\frac{2L_d}{3p\psi_f} \frac{\Delta T_e^*}{\Delta\psi_s^*} - \sin \delta}{\cos \delta} \quad (5)$$

$$V_s^* = \frac{\Delta\psi_s^*}{\cos \alpha^* \cdot \Delta t} \quad (6)$$

在获得理想电压矢量后, 采用 MPC 确定最优电压矢量。构造如式 (7) 所示的成本函数, 用于表征备选电压矢量与理想电压矢量的误差, 遍历所有备选电压矢量, 并输出令成本函数最小的电压矢量。

$$g = (V_{s\alpha} - V_{s\alpha}^*)^2 + (V_{s\beta} - V_{s\beta}^*)^2 \quad (7)$$

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。

三相两电平电压源逆变器可产生 7 个基本电压矢量, 其 α 、 β 轴分量如表 1 所示。其中, 零电压矢量根据开关次数最少原则选择开关状态 000 或 111^[25]。

表 1 备选电压矢量 α 、 β 轴分量

Tab. 1 Candidate voltage vectors α - β components

V_s	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$
V_0	0	0
V_1	$2U_{dc}/3$	0
V_2	$\sqrt{3}U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$
V_3	$-\sqrt{3}U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$
V_4	$-2U_{dc}/3$	0
V_5	$-\sqrt{3}U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$
V_6	$\sqrt{3}U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$

基于 MPC 的 SPMSM 磁链和转矩无差拍控制如图 2 所示。

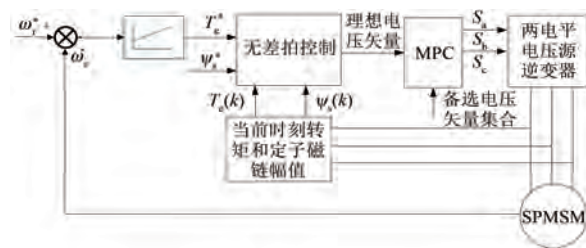


图 2 SPMSM 磁链和转矩无差拍控制系统

Fig. 2 Flux and torque deadbeat control system for SPMSM

基于 Matlab/Simulink 平台, 建立 SPMSM 磁链和转矩无差拍控制仿真模型。该模型为离散模型, 采样周期为 20 kHz。直流母线电压为 312 V, 转速环比例积分 (Proportional-Integral, PI) 控制器 $K_p=5$ 、 $K_i=100$ 。参考转速初始为 60 r/min, 1 s 时阶跃至 -60 r/min; 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, 仿真总时长为 2 s。仿真用 SPMSM 参数如表 2 所示, 仿真结果如图 3~5 所示。

定义转矩和磁链脉动均方根误差 (Root Mean Squared Error, RMSE) 如式 (8)~(9) 所示:

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

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

式中: N 为采样个数。

表 2 仿真用 SPMSM 参数

Tab. 2 Parameters of SPMSM used in simulation

参数名称	参数值
额定转速 $n/(r \cdot \min^{-1})$	750
额定转矩 $T_n/(N \cdot m)$	18
额定功率 P_n/kW	1.41
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 $J/(kg \cdot m^2)$	0.089
粘滞阻尼系数 $B/(N \cdot m \cdot s)$	0.005

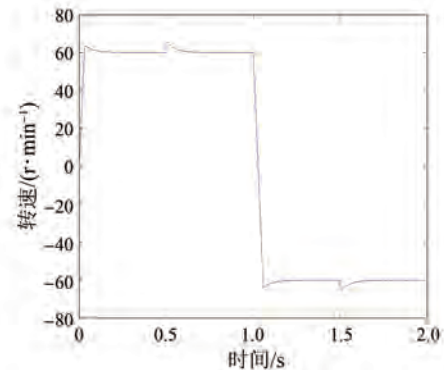


图 3 电机转速波形

Fig. 3 Waveform of motor speed

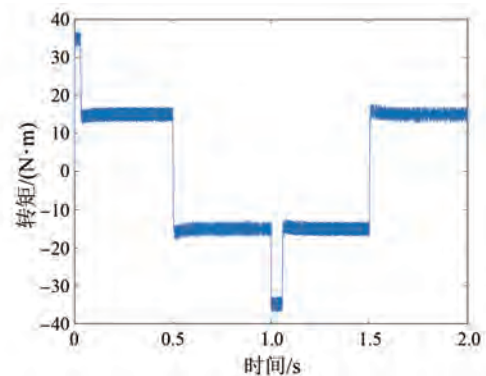


图 4 电机电磁转矩波形

Fig. 4 Waveform of motor electromagnetic torque

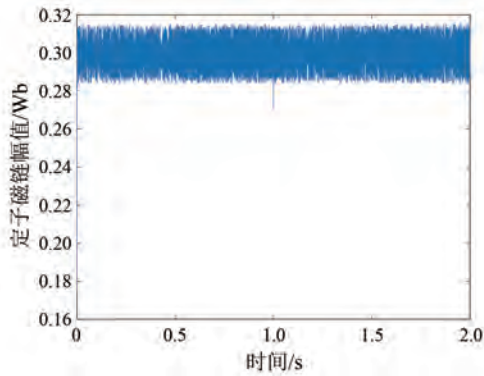


图 5 定子磁链幅值

Fig. 5 The amplitude of stator flux

采用 7 个基本电压矢量的 SPMSM 磁链和转矩无差拍控制性能如表 3 所示。

表 3 采用 7 个基本电压矢量的 SPMSM 无差拍控制性能

Tab. 3 Performances of SPMSM deadbeat control with seven basic voltage vectors

参数名称	$T_e_{\text{RMSE}}/(N \cdot m)$	$\psi_s_{\text{RMSE}}/\text{Wb}$
参数值	1.121 4	0.007 5

2 一种通用备选电压矢量扩充方法

MPC 通过最小化备选电压矢量与理想电压矢量的距离来选择最优电压矢量。备选电压矢量越多, MPC 选择的最优电压矢量越接近理想电压矢量, 无差拍控制性能也越好。因此, 扩充备选电压矢量数量可改善控制性能。

为简化计算, 将理想电压矢量的幅值限制在六边形内切圆半径内, 备选电压矢量集即为六边形内切圆内部的所有点。为扩充备选电压矢量, 本文提出一种通用备选电压矢量控制集扩充方法, 具体流程如下。

第一步: 将六边形内切圆均分为 $[0, 60^\circ]$ 、 $[60, 120^\circ]$... $[300, 360^\circ]$ 6 个扇区。

第二步: 每个扇区进一步按角度等分为 n 个扇形, 共计 $6n$ 个扇形。

第三步: 将每个扇形按半径等分为 n 个扇环, 共计 $6n^2$ 个扇环, 每个扇环由 4 个点形成。圆心处 $6n$ 个扇环, 退化为只有 3 个点的扇形。因此, 通过对电压矢量六边形内切圆 n 阶细分, 可得 $6n^2+1$ 个点, 从而实现备选电压矢量的 n 阶任意扩充。

以 $n=2$ 为例, 2 阶细分可得 25 个备选电压矢

量, 如图 6 所示。

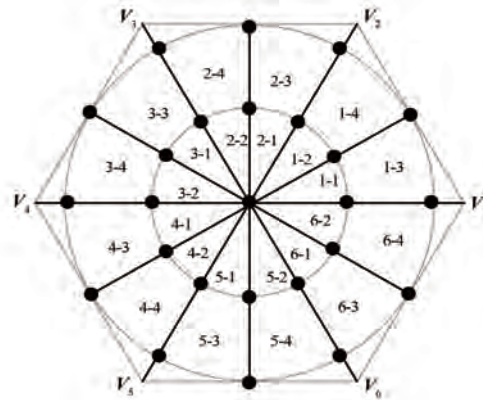


图 6 2 阶细分

Fig. 6 2nd order subdivision

通过 n 阶细分, 备选电压矢量的幅值和角度固定, 可提前确定合成占空比并查表调用, 避免实时计算。细分阶数越高, 备选电压矢量数量越多, MPC 性能越好。

为验证性能, 同时运行两种控制: 采用 7 个基本电压矢量的无差拍控制; 采用 n 阶细分备选电压矢量的无差拍控制, 仅用于与前者比较。相同输入下, 不同控制集下最优电压矢量与理想电压矢量的距离及无差拍控制性能如表 4 所示。其中, N_{V_s} 为备选电压矢量的数量, SVM 的备选电压矢量可视作正无穷。

由表 4 可知, 随着细分阶数增加, 备选电压矢量数量呈平方级增大, 最优电压矢量与理想电压矢量距离减小, 8 阶细分时转矩和磁链脉动分别降低 12.87% 和 30.67%, 控制性能得到优化。但随着细分阶数增加, 控制性能接近饱和, 与 SVM 的控制效果基本相当, 继续扩充备选电压矢量意义不大, 反而会增加计算和内存负担^[26]。因此, 本文选用 8 阶细分方案。

3 最优电压矢量简化确定方法一

n 阶细分虽能优化控制性能, 但其计算量增加。为优化实时性, 本文提出仅遍历理想电压矢量所在扇环的 4 个点, 将最大遍历次数减少为 4 次, 且与细分阶数 n 无关, 如图 6 所示。

根据理想电压矢量角度 α^* 和幅值 V_s^* , 通过式 (10) 确定其所在扇区 θ ($\theta=1-6$)。每个扇区仅需使用基本电压矢量 V_0 、 $V_{\theta+1}$ 和 V_0 生成备选电压矢量, 大幅简化计算。

表 4 不同控制集下最优电压矢量与理想电压矢量的距离及无差拍控制性能

Tab. 4 Distance between optimal voltage vector and ideal voltage vector, and deadbeat control performance under different control sets

控制集	N_{V_s}	距离平均值/V	$T_{e_RMSE}/$ (N·m)	$\psi_{s_RMSE}/$ Wb
7个基本电压矢量	7	77.65	1.121 4	0.007 5
1阶	7	44.85	1.423 8	0.009 5
2阶	25	25.34	1.134 1	0.007 0
3阶	55	17.84	1.034 8	0.006 1
4阶	97	14.01	1.004 6	0.005 8
5阶	151	11.36	1.000 3	0.005 6
6阶	217	9.65	0.982 9	0.005 3
7阶	295	8.22	0.983 3	0.005 4
8阶	385	7.26	0.977 1	0.005 2
9阶	487	6.45	0.985 2	0.005 2
10阶	601	5.76	0.983 5	0.005 0
12阶	865	4.80	0.980 1	0.005 1
15阶	1 351	3.83	0.992 5	0.005 0
20阶	2 401	2.86	0.988 3	0.004 7
30阶	5 401	1.92	0.981 7	0.004 8
60阶	21 601	0.96	0.990 6	0.004 4
SVM	$+\infty$	0	1.009 7	0.004 8

$$\theta = \text{ceil}\left(\frac{\alpha^*}{60}\right) \quad (10)$$

式中:ceil 为向上取整运算。

为简化计算,将理想电压矢量的位置转化到第 1 扇区,转化后的角度为 α ,如式(11)所示:

$$\alpha = \text{mod}(\alpha^*, 60) \quad (11)$$

n 阶细分下,与理想电压矢量角度最接近的备选电压矢量角度如式(12)、(13)所示:

$$\alpha_1 = \frac{60^\circ}{n} \times \text{ceil}\left(\frac{n \times \alpha}{60^\circ}\right) \quad (12)$$

$$\alpha_2 = \frac{60^\circ}{n} \times \text{floor}\left(\frac{n \times \alpha}{60^\circ}\right) \quad (13)$$

式中:floor 为向下取整运算。

同理, n 阶细分下,与理想电压矢量幅值最接近的备选电压矢量幅值如式(14)、(15)所示:

$$\rho_1 = \frac{r}{n} \times \text{ceil}\left(\frac{n \times V_s^*}{r}\right) \quad (14)$$

$$\rho_2 = \frac{r}{n} \times \text{floor}\left(\frac{n \times V_s^*}{r}\right) \quad (15)$$

式中: $r = \sqrt{3}U_{dc}/3$ 为电压矢量六边形内切圆半径。

因此,理想电压矢量所在扇环的 4 个点即为最接近的备选电压矢量,如式(16)所示:

$$V_s \in \{\rho_1 \angle \alpha_1, \rho_1 \angle \alpha_2, \rho_2 \angle \alpha_1, \rho_2 \angle \alpha_2\} \quad (16)$$

基于 n 阶细分无差拍控制中,最优电压矢量简化确定方法一流程图如图 7 所示。由图 7 可知,MPC 仅需遍历 4 个备选电压矢量即可确定最优电压矢量,与细分阶数 n 无关。

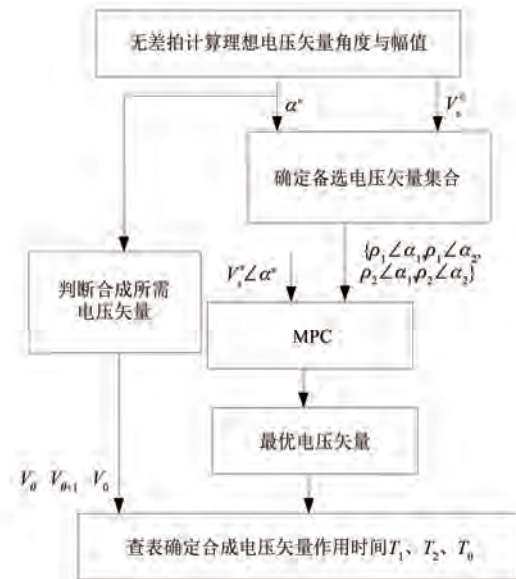


图 7 无差拍控制最优电压矢量简化确定方法一流程图

Fig. 7 Flowchart of simplified determination method 1 for optimal voltage vector in deadbeat control

8 阶细分下,采用简化确定方法一的无差拍控制仿真波形和控制性能如图 8~10 和表 5 所示。

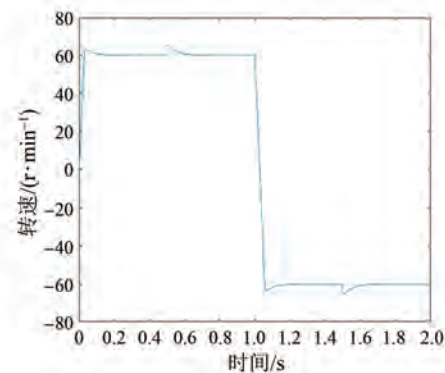


图 8 采用简化确定方法一的电机转速波形

Fig. 8 Waveform of motor speed using simplified determination method 1

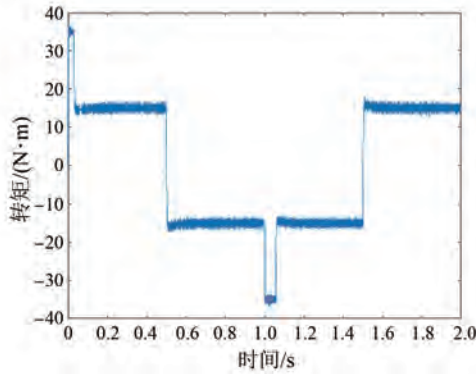


图 9 采用简化确定方法一的电磁转矩波形

Fig. 9 Waveform of electromagnetic torque using simplified determination method 1

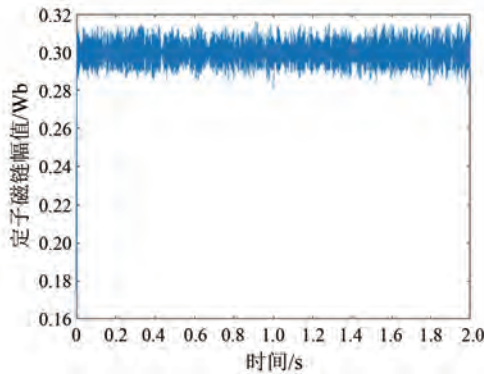


图 10 采用简化确定方法一的定子磁链幅值

Fig. 10 Stator flux amplitude using simplified determination method 1

由表 5 可知,简化确定方法一与遍历 8 阶细分 385 个备选电压矢量的控制性能完全一致,但遍历次数从 385 次减少至 4 次,减小 98.96%。

表 5 采用简化确定方法一的无差拍控制性能

Tab. 5 Performance of deadbeat control using simplified determination method 1

参数名称	$T_e_{RMSE}/(\text{N}\cdot\text{m})$	ψ_s_{RMSE}/Wb
参数值	0.977 1	0.005 2

4 最优电压矢量简化确定方法二

简化确定方法一可将最大遍历次数减少至 4 次,但遍历计算量依然较大。因此,本文提出一种根据理想电压矢量幅值和角度直接得出最优电压矢量的方法。

以电压矢量六边形内切圆 n 阶细分获得的 $6n^2+1$ 个点为中心,将内切圆划分为 $6n^2+1$ 个扇

环,每个扇环的中心为 1 个备选电压矢量。以电压矢量六边形内切圆 2 阶细分为例,备选电压矢量与其所在的扇环如图 11 所示。

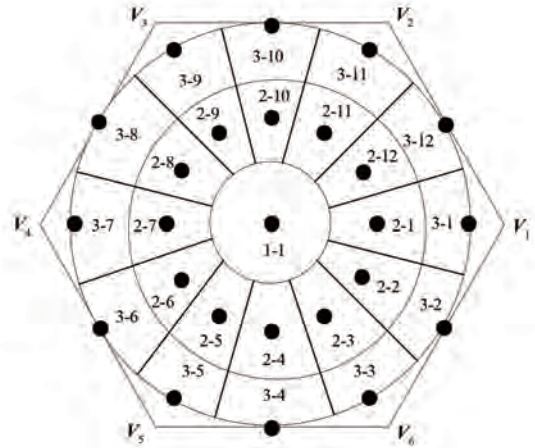


图 11 简化确定方法二示意图

Fig. 11 Simplified determination method 2 schematic

图 11 中,零电压矢量对应半径为 $r/4$ 的圆,即 1-1;中间层对应半径为 $r/2$ 的 12 个备选电压矢量,分布在 $[-15^\circ, 15^\circ]$ 至 $[315^\circ, 345^\circ]$ 的扇环,即 2-1 至 2-12;最外侧对应半径为 $r/4$ 的 12 个备选电压矢量,分布在相同角度的扇环,即 3-1 至 3-12。当理想电压矢量位于某个扇环内,直接输出该备选电压矢量,无需遍历计算。

对于 n 阶细分,最优电压矢量具体选择如下:假设理想电压矢量角度为 α^* ,幅值为 V_s^* 。当理想电压矢量幅值小于 $r/2n$ 时,则输出零电压矢量。否则,基于理想电压矢量角度与幅值直接得出对应备选电压矢量,如式(17)所示:

$$\begin{cases} \alpha = \text{mod} \left\{ \text{floor} \left[\left(\alpha^* + \frac{360^\circ}{6 \times 2n} \right) / \frac{360^\circ}{6n} \right] \times \frac{360^\circ}{6n}, 360^\circ \right\} \\ \rho = \text{floor} \left[\left(V_s^* + \frac{r}{2n} \right) / \frac{r}{n} \right] \times \frac{r}{n} \end{cases} \quad (17)$$

式中: α 为备选电压矢量角度; ρ 为备选电压矢量幅值。

基于 n 阶细分无差拍控制的最优电压矢量简化确定方法二流程图如图 12 所示。

需要说明的是,简化确定方法二与完全遍历备选电压矢量并不完全等价。简化确定方法二为一种近似方法,认为理想电压矢量所在的扇环中心矢量即为最近,但该方法存在一定的偏差。

以电压矢量六边形内切圆 2 阶细分为例,假设

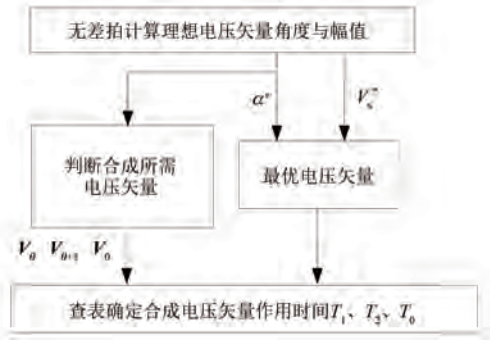


图 12 无差拍控制最优电压矢量简化确定方法二流程图
Fig. 12 Flowchart of simplified determination method 2 for optimal voltage vector in deadbeat control

备选电压矢量为 \$A\$, 则与其相邻的 4 个备选电压矢量 \$A_1, A_2, A_3\$ 和 \$A_4\$ 如图 13 所示。图中, \$B_2-B_3\$ 为 \$A-A_1\$ 的垂直平分线; \$B_5-B_6\$ 为 \$A-A_2\$ 的垂直平分线。

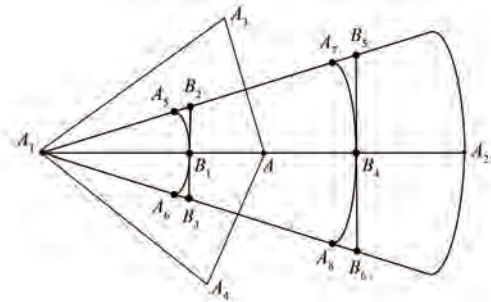


图 13 简化确定方法二偏差示意图
Fig. 13 Simplified determination method 2 deviation schematic

由图 13 可知, 简化确定方法二确定最优电压矢量角度是正确的。但对于 \$A_1\$ 或 \$A_2\$ 点, 理想电压矢量不一定距离 \$A\$ 更近, 存在误差。位于 \$B_2-B_3\$ 左侧区域的点距离 \$A_1\$ 更近, 位于 \$B_5-B_6\$ 左侧区域的点距离 \$A\$ 更近。因此, \$A\$ 所在扇环区域中的 \$A_5-A_6-B_3-B_2\$ 区域实际距离 \$A_1\$ 更近, 即此时 \$A_1\$ 应为最优电压矢量, 但简化确定方法二将 \$A\$ 作为最优电压矢量。同理, \$A_7-A_8-B_6-B_5\$ 区域实际距离 \$A\$ 更近, 但由于该区域对应电压矢量为 \$A_2\$, 简化确定方法二将 \$A_2\$ 作为最优电压矢量。因此, 当备选电压矢量位于以上两个区域内, 简化确定方法二确定的电压矢量并不是距离理想电压矢量最近的备选电压矢量, 而是次优电压矢量。

设 \$A\$ 所在扇环面积为 \$S\$, 内侧电压矢量选择错误区域, 即图 12 中的 \$A_5-A_6-B_3-B_2\$ 区域, 面积为 \$S_a\$; 外侧电压矢量选择错误区域, 即图 13 中的 \$A_7-A_8-B_6-B_5\$ 区域, 面积为 \$S_b\$。定义简化确定方

法二选择错误区域的占比 \$\eta_s\$ 如式 (18) 所示:

$$\eta_s = \frac{S_a + S_b}{S} \times 100\% \quad (18)$$

对于电压矢量六边形内切圆 \$n\$ 阶细分, 扇形区域面积 \$S_m\$ 如式 (19) 所示:

$$\begin{cases} S_1 = \frac{60}{360n} \pi \left(\frac{r}{2n}\right)^2 = \frac{\pi r^2}{24n^3} \\ S_m = \frac{60}{360n} \pi \left[\frac{(2m-1)r}{2n}\right]^2 - \frac{60}{360n} \pi \left[\frac{(2m-3)r}{2n}\right]^2 = \frac{\pi(m-1)r^2}{3n^3}, m = 2, 3, \dots, n-1 \\ S_n = \frac{60}{360n} \pi r^2 - \frac{60}{360n} \pi \left[\frac{(2n-1)r}{2n}\right]^2 = \frac{\pi(4n-1)r^2}{24n^3} \end{cases} \quad (19)$$

式中: \$m=1, 2, \dots, n\$ 为扇环的位置, \$m=1\$ 为最内侧扇环, \$m=n\$ 为最外侧扇环。

对于电压矢量六边形内切圆 \$n\$ 阶细分, 内侧、外侧电压矢量选择错误区域 \$S_{am}, S_{bm}\$ 分别如式 (20)、(21) 所示:

$$\begin{cases} S_{a1} = 0 \\ S_{am} = \left[\tan\left(\frac{30^\circ}{n}\right) - \frac{\pi}{6n} \right] \frac{(2m-3)^2 r^2}{4n^2}, m = 2, 3, \dots, n \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{cases} S_{bm} = \left[\tan\left(\frac{30^\circ}{n}\right) - \frac{\pi}{6n} \right] \frac{(2m-1)^2 r^2}{4n^2}, \\ m = 1, 2, \dots, n-1 \\ S_{bn} = 0 \end{cases} \quad (21)$$

因此, 简化确定方法二的误差率 \$\eta_s\$ 如式 (22)

所示:

$$\begin{cases} \eta_1 = \frac{\left[\tan\left(\frac{30^\circ}{n}\right) - \frac{\pi}{6n} \right] \times 6n}{\pi} \\ \eta_m = \frac{\left[\tan\left(\frac{30^\circ}{n}\right) - \frac{\pi}{6n} \right] \times [(2m-1)^2 + (2m-3)^2] \times 3n}{4\pi(m-1)}, \\ m = 2, 3, \dots, n-1 \\ \eta_n = \left[\tan\left(\frac{30^\circ}{n}\right) - \frac{\pi}{6n} \right] \times \frac{(2n-3)^2 \times 6n}{\pi(4n-1)} \end{cases} \quad (22)$$

由式(22)可知,细分阶数 n 越大,错误区域占比越小;当 $m < n$ 时, m 越大,即越接近外侧,错误区域占比越大;当 $m = n - 1$ 时,错误区域占比最大。

8 阶细分下,简化确定方法二在不同扇环错误区域占比如表 6 所示。

表 6 简化确定方法二在不同扇环错误区域占比
Tab. 6 Proportion of error regions in different sectors for simplified determination method 2

m	$\eta_s/\%$
1	0.14
2	0.18
3	0.30
4	0.44
5	0.58
6	0.72
7	0.86
8	0.78

由表 6 可知,8 阶细分下,简化确定方法二错误区域占比最大仅为 0.86%,占比极小。仿真结果表明,简化确定方法二与 8 阶细分 385 个备选电压矢量的选择结果一致率为 99.70%,表明两者选择的最优电压矢量基本相同。

同时,即使在错误区域选择的电压矢量也为次优电压矢量,对控制性能影响极小。当两者选择不一致的电压矢量时,定义两者选择的电压矢量与理想电压矢量距离的误差率 η_L 如式(23)所示:

$$\eta_L = \left| \frac{L_1 - L_2}{L_1} \right| \times 100\% \quad (23)$$

式中: L_1 为完全遍历 385 个备选电压矢量得到的最优矢量距离; L_2 为采用简化确定方法二得到的最优矢量距离。

经统计,当两者选择不一致电压矢量时,两者的误差率 η_L 最大为 3.13%,平均误差率为 0.97%,影响极小。

综上,简化确定方法二的误差极小,其对无差拍控制性能的影响也极小。

相同仿真条件下,采用简化确定方法二的无差拍控制仿真波形和控制性能如图 14~16 和表 7 所示。

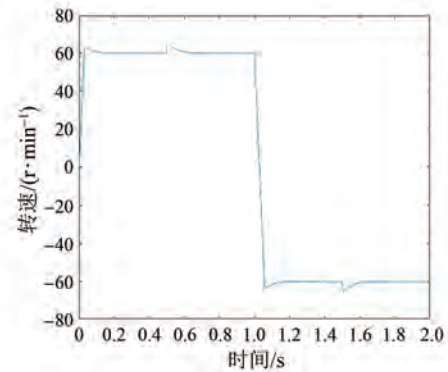


图 14 采用简化确定方法二的电机转速波形

Fig. 14 Waveform of motor speed using simplified determination method 2

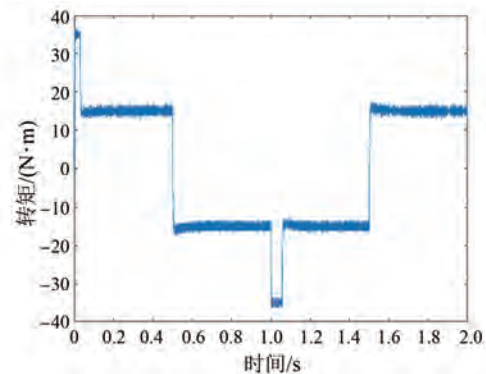


图 15 采用简化确定方法二的电磁转矩波形

Fig. 15 Waveform of electromagnetic torque using simplified determination method 2

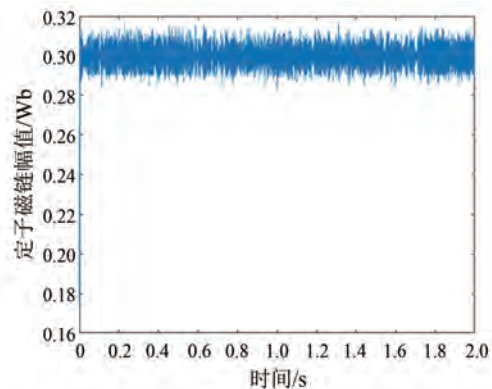


图 16 采用简化确定方法二的定子磁链幅值

Fig. 16 Stator flux amplitude using simplified determination method 2

由表 7 可知,采用简化确定方法二的无差拍控制性能与全部遍历 8 阶细分得到的 385 个备选电压矢量的控制性能基本一致,表明简化确定方法二对无差拍控制性能影响极小。

表7 采用简化确定方法二的无差拍控制性能
Tab.7 Performance of deadbeat control using simplified determination method 2

参数名称	$T_e_{RMSE}/(N \cdot m)$	ψ_s_{RMSE}/Wb
参数值	0.981 2	0.005 2

5 实时性验证

采用 STM32H743IIT6 单片机,对五种算法进行实时性验证:MPC 遍历 7 个基本电压矢量、8 阶细分 385 个电压矢量、简化确定方法一、简化确定方法二及 SVM 生成理想电压矢量。试验设备如图 17 所示,实时性验证输入参数如下:理想电压矢量幅值为 170.126 1 V,静止坐标系下角度为 342.256 3°。



图 17 实时性验证

Fig. 17 Real-time performance verification

对五种算法单步循环运行 10 万次,不同算法的运行总时长如表 8 所示。

表 8 不同算法程序运行时长

Tab. 8 Execution time of different algorithms

控制策略	程序耗时/ms
遍历 7 个基本电压矢量	476.16
遍历 385 个电压矢量	25 618.35
简化确定方法一	272.09
简化确定方法二	57.43
SVM	771.13

由表 8 可知,相较于 MPC 遍历 7 个基本电压矢量,遍历 385 个电压矢量算法程序耗时增加 5 280.20%,简化确定方法一、简化确定方法二算法程序耗时减少 42.86%、87.94%,SVM 算法程序耗时增加 61.95%。简化确定方法一和简化确定方法二显著降低了计算负担,与 SVM 算法相比,实时性较好。

6 结语

(1)通过 n 阶细分方法,将备选电压矢量数量扩充至 $6n^2+1$ 个,8 阶时达到 385 个。与采用 7 个备选电压矢量方法相比,8 阶细分法转矩脉动降低 12.87%,磁链脉动降低 30.67%。扩充备选电压矢量的幅值、角度及占空比可查表获得,无需 SVM 的占空比计算。

(2)细分阶数增加,遍历计算量激增,实时性较差。简化确定方法一可在任意 n 阶细分下,将最大备选电压矢量数量减少至 4 个,且控制性能与全部遍历 8 阶 385 个备选电压矢量相当。

(3)简化确定方法二根据理想电压矢量幅值和角度直接得到最优电压矢量,无需遍历。该方法控制性能与简化确定方法一和 8 阶细分备选 385 个电压矢量的控制性能基本相当。

(4)相较于 MPC 遍历 7 个基本电压矢量,遍历 385 个电压矢量算法程序耗时增加 5 280.20%,简化确定方法一、简化确定方法二算法程序耗时减少 42.86%、87.94%,SVM 算法程序耗时增加 61.95%,表明简化确定方法一、简化确定方法二显著减轻了计算负担,与 SVM 算法相比,实时性较好。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

李耀华进行了方案设计和论文撰写,王钦政、邓益志进行了仿真研究,马德军、吴步昊进行了论文的审核和修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design and paper writing were carried out by Li Yaohua. The simulation was conducted by Wang Qinzheng and Deng Yizhi. The manuscript was revised by Ma Dejun and Wu Buhao. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参考文献

[1] 张兴华,孙振兴,沈捷. 计及逆变器电压输出限

- 制的感应电机无差拍直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(21): 79-85.
- Zhang X H, Sun Z X, Shen J. Deadbeat direct torque control for induction motor drives considering voltage limits of inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(21): 79-85.
- [2] Lee J S, Choi C H, Seok J K, et al. Deadbeat-direct torque and flux control of interior permanent magnet synchronous machines with discrete time stator current and stator flux linkage observer [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(4): 1749-1758.
- [3] Lin X G, Huang W X, Jiang W, et al. Deadbeat direct torque and flux control for permanent magnet synchronous motor based on stator flux oriented [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 5078-5092.
- [4] Wang W S, Liu C H, Zhao H, et al. Improved deadbeat-direct torque and flux control for PMSM with less computation and enhanced robustness [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(3): 2254-2263.
- [5] 马祖阳, 王晓璨, 林晓刚, 等. 直驱式永磁同步电机改进型无差拍直接转矩控制研究[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(8): 14-20.
- Ma Z Y, Wang X C, Lin X G, et al. Research on improved deadbeat direct torque control of direct-drive permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(8): 14-20.
- [6] 吕帅帅, 林辉, 李兵强. 面装式永磁同步电机无差拍直接转矩控制[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(9): 88-95.
- Lyu S S, Lin H, Li B Q. Deadbeat direct torque control for surface permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2017, 21(9): 88-95.
- [7] 刘建强, 郝文瑾, 陈爱峰, 等. 永磁同步电机无差拍预测电流控制策略研究[J]. 铁道学报, 2021, 43(8): 62-72.
- Liu J Q, Hao W J, Chen A F, et al. Research on deadbeat predictive current control of permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of the China Railway Society, 2021, 43(8): 62-72.
- [8] 李洪凤, 徐浩博, 徐越. 扩展卡尔曼滤波参数辨识下永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(9): 19-30.
- Li H F, Xu H B, Xu Y. Model prediction torque control of PMSM based on extended Kalman filter parameter identification [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(9): 19-30.
- [9] Karamanakos P, Geyer T. Guidelines for the design of finite control set model predictive controllers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7): 7434-7450.
- [10] Rodriguez J, Garcia C, Mora A, et al. Latest advances of model predictive control in electrical drives-Part I: Basic concepts and advanced strategies [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 37(4): 3927-3942.
- [11] Rodriguez J, Garcia C, Mora A, et al. Latest advances of model predictive control in electrical drives-Part II: Applications and benchmarking with classical control methods [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 37(5): 5047-5061.
- [12] 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.
- [13] 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[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(9): 94-103.
- Li Y H, Yang Q D, Qin Y G, et al. Model predictive torque control for permanent magnet synchronous motor based on dynamic finite-control-set using fuzzy control [J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(9): 94-103.
- [14] 浦龙梅, 张宏立. 永磁同步电机的无差拍预测转矩控制系统[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(8): 21-25+35.
- Pu L M, Zhang H L. Predictive torque control with dead beat solution for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2016, 43(8): 21-25+35.
- [15] 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.
- [16] 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.
- [17] 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 S, Gao L. Improved model of predictive direct torque control for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(1): 10-17.
- [18] 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): 1376-1382.
- [19] 李耀华, 邓益志, 童瑞齐, 等. 永磁同步电机低共模电压和低复杂度无差拍预测控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(10): 19-28.
Li Y H, Deng Y Z, Tong R Q, et al. Deadbeat predictive control with low common-mode voltage and low complexity for PMSM [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(10): 19-28.
- [20] 汪逸哲, 黄晟, 廖武, 等. 基于新型虚拟矢量调制方法的IPMSM模型预测电流控制方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2422-2433.
Wang Y Z, Huang S, Liao W, et al. IPMSM model predictive current control method based on a novel virtual vector modulation method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2422-2433.
- [21] 杨辰宇, 刘凯, 胡铭颀, 等. 基于FPGA的永磁同步电机零计算延迟扩张控制集模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(增刊1): 264-273.
Yang C Y, Liu K, Hu M J, et al. FPGA-based extended control set model predictive current control with zero computational delay for permanent magnet synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(S1): 264-273.
- [22] 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.
- [23] 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.
- [24] 李耀华, 周逸凡, 赵承辉, 等. 基于拓展电压矢量集合的表贴式永磁同步电机磁链和转矩无差拍控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(10): 7-16.
Li Y H, Zhou Y F, Zhao C H, et al. Dead-beat control of flux and torque in surface permanent magnet synchronous motor based on extended voltage vectors set [J]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47(10): 7-16.
- [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): 75-83.
Li Y H, Yang Q D, Qu Y F. Adaptive variable voltage vectors switching table in direct torque control for PMSM [J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(9): 75-83.
- [26] 李耀华, 刘东梅, 陈桂鑫, 等. 基于神经网络的永磁同步电机模型预测电流控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(10): 109-122.
Li Y H, Liu D M, Chen G X, et al. Neural-network-based model predictive current control for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(10): 109-122.

收稿日期:2025-09-12

收到修改稿日期:2026-02-05

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:吴步昊(1996—),男,博士,助教,研究方向为车辆系统动力学,1207688117@qq.com。