

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^{*}

李耀华，周逸凡，赵承辉，秦玉贵，秦辉，苏锦仕
(长安大学 汽车学院, 陕西 西安 710064)

摘要：建立了定子磁链坐标系下表贴式永磁同步电机(PMSM)磁链与转矩变化量简化计算模型, 针对直接转矩控制(DTC)转矩脉动较大的问题, 提出磁链和转矩无差拍(DB)控制。基于简化计算模型, 推导出DB控制的理想电压矢量, 并采用模型预测控制(MPC)技术实现DB控制。为了提升系统性能, 提出一种基于角度拓展电压矢量的方法, 将备选电压矢量数目增加到37个, 并通过判断理想电压角度减少了计算负担。采用查表方式直接生成电压矢量, 无需空间矢量调制(SVM)计算, 提高系统实时性能。仿真结果表明: 拓展电压矢量集合可降低转矩脉动。为了进一步减低磁链与转矩脉动, 提出一种基于角度与幅值的电压矢量拓展方法, 仅需判断电压矢量角度和幅值是否接近理想状态, 查表即可产生幅值任意的电压矢量。仿真结果表明: 该方法可进一步显著减小磁链和转矩脉动。

关键词：永磁同步电机; 直接转矩控制; 无差拍控制; 模型预测控制; 拓展电压矢量集合

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)10-0007-10

doi: 10.12177/emca.2020.099

Dead-Beat Control of Flux and Torque in Surface Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Extended Voltage Vectors Set^{*}

LI Yaohua, ZHOU Yifan, ZHAO Chenghui, QIN Yugui, QIN Hui, SU Jinshi
(School of Automobile, Chang'an University, Xi'an 710064, China)

Abstract: Simplified models to calculate the change of torque and flux of surface permanent magnet synchronous motor (PMSM) on stator flux coordinate system are proposed. In order to solve the problem of high torque ripple in direct torque control (DTC) system, dead-beat (DB) control of flux and torque is proposed. The calculation of ideal voltage vector for the DB control of flux and torque using simplified models is given and model predictive control (MPC) is used to implement the DB control. In order to improve the control performance of the system, the method to extend voltage vectors set is proposed, which can increase the number of candidate voltage vectors from 7 to 37. According to the angle of ideal voltage vectors, extended voltage vectors set does not add calculation burden. Look-up table is used to output voltage vector instead of space vector modulation (SVM) to improve the real-time performance. Simulation results show that extended voltage vectors set can decrease torque ripple. In order to further suppress flux and torque ripple, a novel method to expand voltage vectors is proposed. The angle and amplitude of ideal voltage vector are used to evaluate the angle and amplitude of the output voltage vector and look-up table is still used to output voltage vector with arbitrary value. Simulation results show that the novel method can effectively decrease flux and torque ripple.

收稿日期: 2020-05-31; 收到修改稿日期: 2020-07-09

* 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); 陕西省自然科学基金项目(2020JQ-385); 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, 研究方向为机电电控与新能源汽车技术。

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); direct torque control (DTC); dead-beat (DB) control; model predictive control (MPC); extended voltage vectors set

0 引言

永磁同步电机(PMSM)直接转矩控制(DTC)根据滞环比较器得到转矩与磁链增减信号,通过查表方式确定输出唯一电压矢量,具有控制简单、响应速度快等优点。但由于开关表电压矢量数量的限制且存在一定缺陷,每个采样周期只作用一个基本电压矢量,会造成较大的转矩与磁链脉动^[1-5]。

基于系统离散模型的无差拍(DB)控制通过令下一时刻的转矩和磁链的预测值与参考值相等,理论上可以使系统在一个控制周期内的转矩误差与磁链误差为零^[6-8]。文献[9-11]通过模型预测控制(MPC),输出与DB控制理想电压矢量最接近的基本电压矢量,并将实际参与成本函数计算的基本电压矢量进行精简。文献[12]提出一种无需MPC,仅通过理想电压矢量幅值判断确定施加电压矢量的方法。文献[13-14]通过改变占空比,将备选电压矢量数目进行拓展,以减少理想电压矢量与实际施加电压矢量之间的误差。

本文建立了基于定子磁链坐标系的表贴式PMSM磁链与转矩变化量简化计算模型,验证了简化模型的可行性,推导出实现磁链和转矩DB控制的理想输出电压矢量,并采用无差拍-MPC预测控制(DB-MPC)技术实现DB控制。仿真结果表明DB-MPC控制下系统能够稳定运行。为了改善控制效果,提出一种基于角度拓展电压矢量的方法,通过判断理想电压矢量角度省却MPC计算,计算负担较小。由于备选电压矢量角度固定已知,采用查表方式直代替空间矢量调制计算输出三相开关占空比。在此基础上,提出一种基于角度与幅值的电压矢量拓展方法,仅需判断角度和计算伸缩比,依然可以通过查表生成电压矢量对应的三相开关占空比,计算负担进一步减小。仿真结果验证了其有效性。

1 表贴式 PMSM 磁链和转矩变化量简化计算模型

忽略定子电阻压降,施加电压矢量 \mathbf{U}_s 一个采

样周期 Δt 后,PMSM 定子磁链运动如图 1 所示。其中, α 为施加电压矢量与定子磁链夹角, $\Delta\theta_s$ 为施加电压矢量引起的定子磁链角位置的变化。

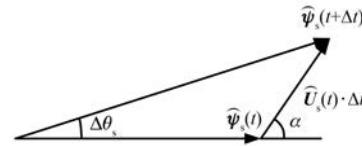


图 1 定子磁链运动

由图 1 可知, $(t + \Delta t)$ 时刻的定子磁链幅值如下:

$$\begin{aligned}\hat{\psi}_s(t + \Delta t) &= \hat{\psi}_s(t) \sqrt{1 + q^2 + 2q\cos\alpha}, \\ q &= \frac{\hat{\mathbf{U}}_s(t) \cdot \Delta t}{\hat{\psi}_s(t)}\end{aligned}\quad (1)$$

式中: $\hat{\psi}_s(t + \Delta t)$ 和 $\hat{\psi}_s(t)$ 分别为 $(t + \Delta t)$ 时刻和 t 时刻的定子磁链幅值。

在采样周期很小的情况下,可忽略转子磁链运动,则转矩角的变化近似等于定子磁链角位置的变化。由图 1 可知,施加电压矢量引起的转矩角变化 $\Delta\delta$ 为

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

由式(2)可知, $(t + \Delta t)$ 时刻的转矩角为

$$\delta(t + \Delta t) = \delta(t) + \arcsin \frac{q\sin\alpha}{\sqrt{1 + q^2 + 2q\cos\alpha}} \quad (3)$$

表贴式 PMSM 转矩方程如下:

$$T_e = \frac{3p\psi_f \hat{\psi}_s}{2L_d} \sin\delta \quad (4)$$

式中: p 、 ψ_f 和 L_d 分别为电机极对数、永磁体磁链和 d 轴电感。

由式(1)~式(4)可得, $(t + \Delta t)$ 时刻的 PMSM 转矩方程如下:

$$T_e(t + \Delta t) = \frac{3p\psi_f \hat{\psi}_s(t + \Delta t)}{2L_d} \sin\delta(t + \Delta t) \quad (5)$$

将式(1)和式(3)代入式(5),可得 $(t + \Delta t)$ 时刻的 PMSM 转矩表达式:

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

$$\sin\left[\delta(t) + \arcsin\frac{q\sin\alpha}{\sqrt{1+q^2+2q\cos\alpha}}\right] \quad (6)$$

由式(1)和式(6)可得,施加电压矢量引起的定子磁链幅值和转矩变化量如下:

$$\begin{aligned} \Delta\hat{\psi}_s &= \hat{\psi}_s(t + \Delta t) - \hat{\psi}_s(t) = \\ &\hat{\psi}_s(t)(\sqrt{1+q^2+2q\cos\alpha} - 1) \quad (7) \\ \Delta T_e &= T_e(t + \Delta t) - T_e(t) = \\ &\frac{3p\psi_f}{2L_d}\hat{\psi}_s(t)\left\{\sqrt{1+q^2+2q\cos\alpha} \cdot \right. \\ &\left.\sin\left[\delta(t) + \arcsin\frac{q\sin\alpha}{\sqrt{1+q^2+2q\cos\alpha}}\right] - \sin\delta(t)\right\} \quad (8) \end{aligned}$$

为了减少 DB 控制的计算量,对式(1)和式(6)进行简化,可得表贴式 PMSM 第($t+\Delta t$)时刻磁链与转矩简化计算模型^[15-17]:

$$\begin{aligned} \hat{\psi}_s(t + \Delta t)_{\text{sim}} &= \hat{\psi}_s(t)(1 + q\cos\alpha) \quad (9) \\ T_e(t + \Delta t)_{\text{sim}} &= \end{aligned}$$

$$\frac{3p\psi_f\hat{\psi}_s(t)}{2L_d}\{\sin\delta(t) + q\sin[\alpha + \delta(t)]\} \quad (10)$$

由式(9)、式(10)可得,简化计算模型中施加电压矢量引起的定子磁链幅值和转矩变化量:

$$\Delta\hat{\psi}_{s,\text{sim}} = \hat{\psi}_s(t + \Delta t)_{\text{sim}} - \hat{\psi}_s(t) = \hat{\psi}_s(t)q\cos\alpha \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \Delta T_{e,\text{sim}} &= T_e(t + \Delta t)_{\text{sim}} - T_e(t) = \\ &\frac{3p\psi_f\hat{\psi}_s(t)}{2L_d}q\sin[\alpha + \delta(t)] \quad (12) \end{aligned}$$

为了验证定子磁链幅值和转矩变化量简化计算模型的有效性,定义施加电压矢量引起的定子磁链幅值和转矩变化量简化模型与常规模型的相对误差率绝对值:

$$\eta_{\Delta\hat{\psi}_s} = \left| \frac{\Delta\hat{\psi}_s - \Delta\hat{\psi}_{s,\text{sim}}}{\Delta\hat{\psi}_s} \right| \times 100\% \quad (13)$$

$$\eta_{\Delta T_e} = \left| \frac{\Delta T_e - \Delta T_{e,\text{sim}}}{\Delta T_e} \right| \times 100\% \quad (14)$$

当 $0 < q \leq 0.01$, $0^\circ < \alpha \leq 360^\circ$ 时,磁链变化量计算简化模型与常规模型的相对误差率如图 2 所示。

经计算,约 96.5% 的数据绝对值小于 5%,且仅当 α 接近 90° 和 270° 时,即分母过零点区域,误差率较高。计算结果表明,采用简化模型代替常

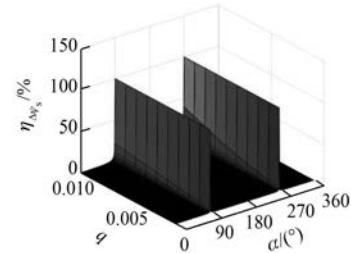


图 2 磁链变化量计算简化模型与常规模型的相对误差率

规模型来预测磁链变化量基本可行,即式(15)成立:

$$\Delta\hat{\psi}_{s,\text{sim}} \approx \Delta\hat{\psi}_s \quad (15)$$

当 $q = 0.01$, $0^\circ < \alpha \leq 360^\circ$, $0^\circ < \delta \leq 90^\circ$ 时,转矩变化量计算简化模型与常规模型的相对误差率如图 3 所示。

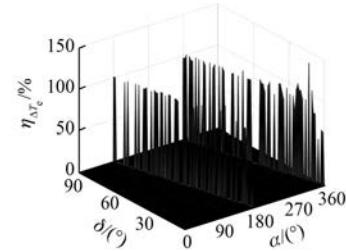


图 3 转距变化量计算简化模型与常规模型的相对误差率

经计算,约 99.7% 的数据绝对值小于 5%,且仅在 $(\alpha + \delta)$ 接近 0° 和 180° ,即分母过零点区域,误差率较高。计算结果表明:采用简化模型代替常规模型来预测转矩变化量基本可行,即式(16)成立:

$$\Delta T_{e,\text{sim}} \approx \Delta T_e \quad (16)$$

2 表贴式 PMSM 磁链和转矩 DB 控制

根据磁链与转矩 DB 控制思想,($t + \Delta t$)时刻表贴式 PMSM 的磁链与转矩值应与对应的参考值相等,即:

$$\hat{\psi}_s(t + \Delta t) = \hat{\psi}_s^*(t + \Delta t) \quad (17)$$

$$T_e(t + \Delta t) = T_e^*(t + \Delta t) \quad (18)$$

在较高采样频率条件下,($t + \Delta t$)时刻的磁链和转矩参考值可近似等于 t 时刻的参考值,即:

$$\hat{\psi}_s^*(t + \Delta t) \approx \hat{\psi}_s^*(t) \quad (19)$$

$$T_e^*(t + \Delta t) \approx T_e^*(t) \quad (20)$$

由式(17)~式(20)可知,满足 DB 控制的理

想磁链与转矩变化量为

$$\Delta\hat{\psi}_s^* = \hat{\psi}_s^*(t) - \hat{\psi}_s(t) \quad (21)$$

$$\Delta T_e^* = T_e^*(t) - T_e(t) \quad (22)$$

由式(11)、式(12)、式(15)、式(16)可知,施加电压矢量一个采样周期后,磁链与转矩的变化量如下:

$$\Delta\hat{\psi}_s = \hat{\psi}_s(t) \cdot q \cdot \cos\alpha = \hat{U}_s \cdot \Delta t \cdot \cos\alpha \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \Delta T_e &= \frac{3p\psi_f \hat{\psi}_s(t)}{2L_d} \cdot q \cdot \sin[\alpha + \delta(t)] = \\ &\frac{3p\psi_f}{2L_d} \cdot \hat{U}_s \cdot \Delta t \cdot \sin[\alpha + \delta(t)] \end{aligned} \quad (24)$$

由式(23)可得:

$$\hat{U}_s \cdot \Delta t = \frac{\Delta\hat{\psi}_s}{\cos\alpha} \quad (25)$$

将式(25)代入式(24)可得:

$$\begin{aligned} \Delta T_e &= \\ \frac{3p\psi_f}{2L_d} \cdot \frac{\Delta\hat{\psi}_s}{\cos\alpha} \cdot [\sin\alpha\cos\delta(t) + \cos\alpha\sin\delta(t)] &= \\ \frac{3p\psi_f}{2L_d} \cdot \Delta\hat{\psi}_s \cdot [\tan\alpha\cos\delta(t) + \sin\delta(t)] \end{aligned} \quad (26)$$

由式(26)可得:

$$\tan\alpha = \frac{\frac{2L_d}{3p\psi_f} \frac{\Delta T_e}{\Delta\hat{\psi}_s} - \sin\delta(t)}{\cos\delta(t)} \quad (27)$$

根据磁链与转矩 DB 控制思想,施加电压矢量一个采样周期所引起的磁链与转矩的变化量与满足 DB 控制的理想磁链与转矩变化量相同,即:

$$\Delta\hat{\psi}_s = \Delta\hat{\psi}_s^* \quad (28)$$

$$\Delta T_e = \Delta T_e^* \quad (29)$$

将式(21)、式(22)、式(28)、式(29)代入式(27),则可求得令磁链与转矩在($t+\Delta t$)时刻满足 DB 控制的理想电压矢量角度 α_{DB} :

$$\alpha_{DB} = \arctan \frac{\frac{2L_d}{3p\psi_f} \frac{T_e^*(t) - T_e(t)}{\hat{\psi}_s^*(t) - \hat{\psi}_s(t)} - \sin\delta}{\cos\delta} \quad (30)$$

在 $[0^\circ, 360^\circ]$ 范围内,求解式(30)可得到 2

个相差 180° 的 α_{DB} 值。由于 $\hat{U}_s \cdot \Delta t > 0$,可通过判断 $\Delta\hat{\psi}_s^*$ 与 $\cos\alpha$ 是否同号得到唯一的 α_{DB} 。在求解出理想电压矢量角度后,可求得理想电压矢量的幅值:

$$\hat{U}_{s,DB} = \frac{\hat{\psi}_s^*(t) - \hat{\psi}_s(t)}{\Delta t \cdot \cos\alpha_{DB}} \quad (31)$$

由此即可求出满足磁链和转矩 DB 控制的理想电压矢量。

3 基于 MPC 的磁链和转矩 DB 控制

通过式(30)和式(31)求解得出($t+\Delta t$)时刻应施加的理想电压矢量的幅值和角度后,采用 MPC 从备选电压矢量集合中选择最优电压矢量作为输出。表征电压矢量误差的成本函数如下:

$$g = |U_{s\alpha} - U_{s\alpha,DB}| + |U_{s\beta} - U_{s\beta,DB}| \quad (32)$$

式中: $U_{s\alpha}$ 和 $U_{s\beta}$ 为备选电压矢量的 α 、 β 轴分量; $U_{s\alpha,DB}$ 和 $U_{s\beta,DB}$ 为理想电压矢量的 α 、 β 轴分量。

MPC 使用的备选电压矢量集合如下:

$$U_s \in \{U_0, U_1, U_2, U_3, U_4, U_5, U_6\} \quad (33)$$

式中: U_s 为备选电压矢量; $U_0 \sim U_6$ 为逆变器产生的 7 个基本电压矢量。

由于零电压矢量可由 2 个开关状态生成(111 或 000),具体选择由开关次数最小原则确定^[18]。

由式(33)可知,MPC 需要遍历 7 个电压矢量,计算量较大。为了减少 MPC 计算量,可根据静止坐标系下理想电压矢量角度将备选电压矢量集合由 7 个基本电压矢量减小为 1 个非零电压矢量和 1 个零电压矢量^[10-12]:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_s \in \{U_0, U_1\}, -30^\circ < \alpha_{DB} \leq 30^\circ \\ U_s \in \{U_0, U_2\}, 30^\circ < \alpha_{DB} \leq 90^\circ \\ U_s \in \{U_0, U_3\}, 90^\circ < \alpha_{DB} \leq 150^\circ \\ U_s \in \{U_0, U_4\}, 150^\circ < \alpha_{DB} \leq 210^\circ \\ U_s \in \{U_0, U_5\}, 210^\circ < \alpha_{DB} \leq 270^\circ \\ U_s \in \{U_0, U_6\}, 270^\circ < \alpha_{DB} \leq 330^\circ \end{array} \right. \quad (34)$$

综上,将 MPC 实现的 DB 控制系统,记为 DB-MPC。表贴式 PMSM DB-MPC 系统控制框图如图 4 所示。

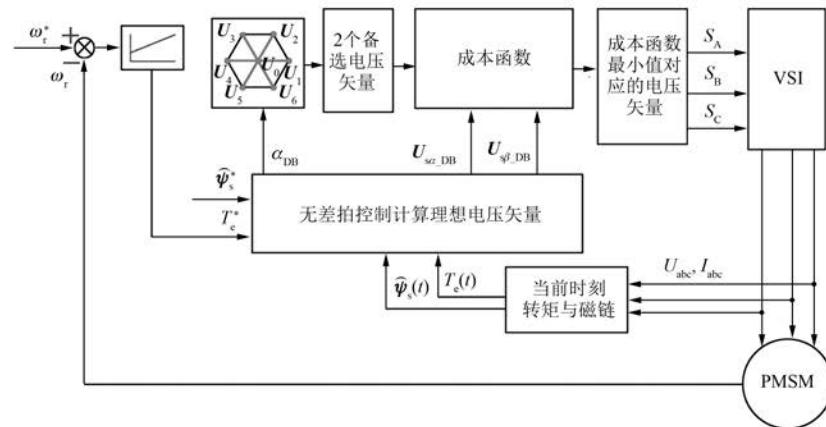


图 4 表贴式 PMSM DB-MPC 系统控制框图

基于 MATLAB/Simulink 建立了 PMSM DB-MPC 系统离散仿真模型。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: $K_p = 5, K_i = 100$ 。参考转速为 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 时阶跃至 -15 N·m, 1.5 s 时阶跃至 15 N·m。参考定子磁链幅值为 0.3 Wb。仿真总时长为 2 s。仿真用表贴式 PMSM 参数如表 1 所示。

表 1 仿真用表贴式 PMSM 参数

电机参数	参数值
定子电阻/Ω	0.2
d 轴电感/H	0.0085
q 轴电感/H	0.0085
转子磁链/Wb	0.175
极对数	4
转动惯量/(kg·m ²)	0.089
黏滞阻尼/(N·m·s)	0.005

在 DB-MPC 控制下, 表贴式 PMSM 转速、电磁转矩、定子磁链幅值、定子磁链轨迹和 a 相定子电流如图 5~图 9 所示。

定义稳态下 (0.2~0.4 s, 0.6~0.8 s, 1.2~1.4 s, 1.6~1.8 s) 转矩脉动均方根误差 (RMSE)、磁链脉动 RMSE 如下:

$$T_{\text{rip_RMSE}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (T_e - T_e^*)^2}{n}} \quad (35)$$

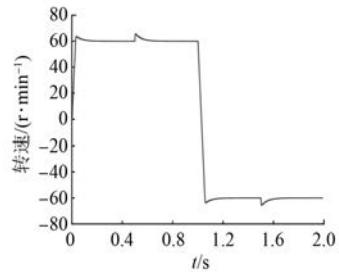


图 5 DB-MPC 控制下的电机转速

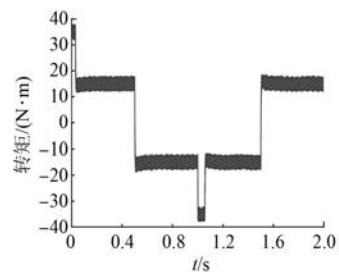


图 6 DB-MPC 控制下的电磁转矩

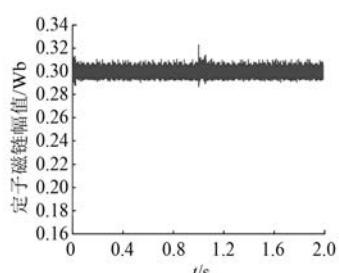


图 7 DB-MPC 控制下的定子磁链幅值

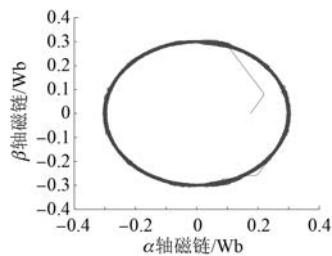


图 8 DB-MPC 控制下的定子磁链轨迹

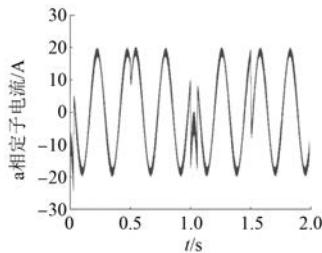


图 9 DB-MPC 控制下的 a 相定子电流

$$\psi_{\text{rip,RMSE}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\psi_s - \psi_s^*)^2}{n}} \quad (36)$$

在 DB-MPC 控制下, 稳态转矩脉动 RMSE、磁链脉动 RMSE 如表 2 所示。

表 2 DB-MPC 控制下表贴式 PMSM 性能

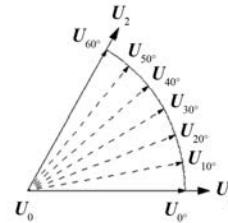
t/s	稳态转矩脉动 RMSE/(N·m)	稳态磁链脉动 RMSE/Wb
0.2~0.4	1.440 2	0.003 1
0.6~0.8	1.418 4	0.003 1
1.2~1.4	1.434 1	0.003 1
1.6~1.8	1.424 5	0.003 2
平均	1.429 3	0.003 1

由仿真结果可知, 表贴式 PMSM DB-MPC 系统控制性能良好, 可实现四象限运行, 验证了本文提出的定子磁链坐标下的磁链和转矩 DB 控制的可行性。

4 基于角度拓展电压矢量的磁链与转矩 DB 控制

由上文可知, DB-MPC 仅采用 7 个基本电压矢量近似替代理想电压矢量。受基本电压矢量个数限制, 理想电压矢量与施加的电压矢量之间存

在较大的误差, 会影响系统性能。因此, 本文基于角度对备选电压矢量进行拓展, 增大备选电压矢量数量, 减小理想电压矢量与施加电压矢量间误差。将所有备选电压矢量设置为电压矢量六边形内切圆半径, 并将内切圆按照角度进行 36 等分, 这样得到幅值均为 $\sqrt{3} U_{\text{dc}} / 3$, 角度分别为 $0^\circ, 10^\circ, 20^\circ, \dots, 330^\circ, 340^\circ, 350^\circ$ 的 36 个非零备选电压矢量。以上 36 个非零电压矢量与零电压矢量共同构成 MPC 使用的备选电压矢量集合, 共计 37 个电压矢量。以 $[0^\circ, 60^\circ]$ 区间为例, 基于角度拓展的备选电压矢量 $\mathbf{U}_{0^\circ} \sim \mathbf{U}_{60^\circ}$ 如图 10 所示。

图 10 $[0^\circ, 60^\circ]$ 区间基于角度拓展的备选电压矢量

虽然拓展备选电压矢量数目增加到 37 个, 但依然可以通过静止坐标系下理想电压矢量角度判断, 将备选电压矢量由 37 个电压矢量减少为 1 个非零电压矢量和 1 个零电压矢量:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \mathbf{U}_s \in \{\mathbf{U}_0, \mathbf{U}_{0^\circ}\} & \text{if } -5^\circ < \alpha_{\text{DB}} \leqslant 5^\circ \\ \mathbf{U}_s \in \{\mathbf{U}_0, \mathbf{U}_{10^\circ}\} & \text{if } 5^\circ < \alpha_{\text{DB}} \leqslant 15^\circ \\ \vdots \\ \mathbf{U}_s \in \{\mathbf{U}_0, \mathbf{U}_{340^\circ}\} & \text{if } 335^\circ < \alpha_{\text{DB}} \leqslant 345^\circ \\ \mathbf{U}_s \in \{\mathbf{U}_0, \mathbf{U}_{350^\circ}\} & \text{if } 345^\circ < \alpha_{\text{DB}} \leqslant 355^\circ \end{array} \right. \quad (37)$$

式(37)并不增加计算量。

为了减少运算, 可通过理想电压矢量在非零电压矢量的投影 \mathbf{U}_p 大小来确定选择非零电压矢量或零电压矢量, 从而省去 MPC 计算。

理想电压矢量在非零电压矢量的投影 \mathbf{U}_p 为

$$\mathbf{U}_p = \hat{\mathbf{U}}_{s_{\text{DB}}} \cdot \cos \gamma \quad (38)$$

式中: γ 为理想电压矢量与非零电压矢量的夹角, $-5^\circ \leqslant \gamma \leqslant 5^\circ$ 。

若 \mathbf{U}_p 大于电压矢量六边形内切圆半径的一半, 即 $\mathbf{U}_p > \sqrt{3} U_{\text{dc}} / 6$, 则理想电压矢量更接近非零电压矢量, 选择非零电压矢量作为输出; 否则, 选择零电压矢量。

由式(38)可知,当 $\gamma=\pm 5^\circ$ 时,理想电压矢量幅值与理想电压矢量在非零电压矢量上的投影的误差最大。此时,理想电压矢量在非零电压矢量的投影如下:

$$U_{p,\pm 5^\circ} = \hat{U}_{s,DB} \cdot \cos(\pm 5^\circ) = 0.996 \hat{U}_{s,DB} \quad (39)$$

由式(39)可知,理想电压矢量幅值与理想电压矢量在非零电压矢量上的投影非常接近。为了进一步减少计算量,直接采用理想电压矢量幅值取代 U_p 来判断选择零电压矢量或非零电压矢量,以省去理想电压矢量在非零电压矢量的投影的计算。以备选电压矢量为 U_0 和 U_{0° 为例,判断方法如下:

$$\begin{cases} U_s = U_0 & \text{if } \hat{U}_{s,DB} \leq \frac{\sqrt{3} U_{dc}}{6} \\ U_s = U_{0^\circ} & \text{if } \hat{U}_{s,DB} > \frac{\sqrt{3} U_{dc}}{6} \end{cases} \quad (40)$$

由于拓展得到的37个电压矢量角度和幅值均固定且已知,可建立这37个电压矢量对应的三相开关占空比表格,采用查表方式直接输出选择电压矢量三相开关占空比,无需空间矢量调制实时计算。以 $[0^\circ, 50^\circ]$ 区间为例, $U_{0^\circ} \sim U_{50^\circ}$ 这6个备选电压矢量对应的三相开关占空比如表3所示。

表3 $U_{0^\circ} \sim U_{50^\circ}$ 电压矢量三相开关占空比

备选电压矢量	S_A	S_B	S_C
U_{0°	0.87	0	0
U_{10°	0.94	0.17	0
U_{20°	0.98	0.34	0
U_{30°	1.00	0.50	0
U_{40°	0.98	0.64	0
U_{50°	0.94	0.77	0

经计算,在任意时刻,施加零电压矢量之前的三相开关最多只有1相开关导通。因此,按照开关次数最小原则,使用开关状态000生成零电压矢量,对应的三相占空比均为零。

将基于角度拓展电压矢量的磁链与转矩DB控制记为DB-MPC-36。表贴式PMSM DB-MPC-36系统控制框图如图11所示。

相同仿真条件下,在DB-MPC-36控制下,表贴式PMSM转速、电磁转矩、定子磁链幅值、定子

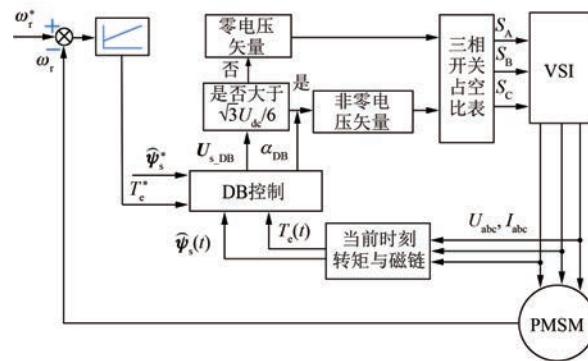


图11 表贴式 PMSM DB-MPC-36 系统控制框图

磁链轨迹和a相定子电流如图12~图16所示。

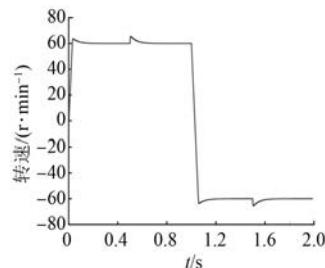


图12 DB-MPC-36 控制下的电机转速

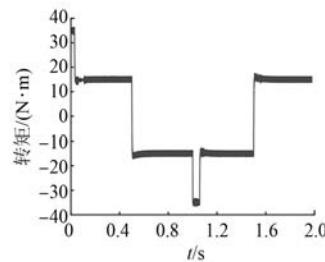


图13 DB-MPC-36 控制下的电磁转矩

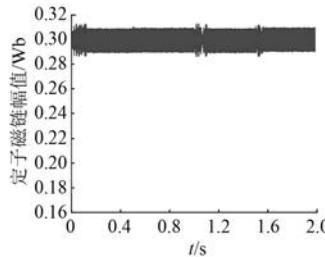


图14 DB-MPC-36 控制下的定子磁链幅值

经计算,DB-MPC-36控制下,稳态转矩脉动RMSE、磁链脉动RMSE如表4所示。

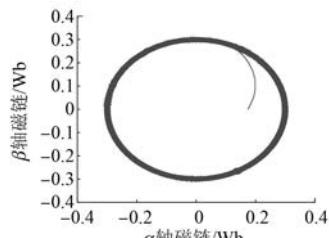


图 15 DB-MPC-36 控制下的定子磁链轨迹

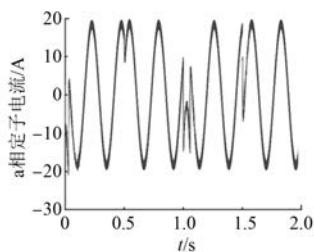


图 16 DB-MPC-36 控制下的 a 相定子电流

表 4 DB-MPC-36 控制下表贴式 PMSM 性能

t/s	稳态转矩脉动 RMSE/(N·m)	稳态磁链脉动 RMSE/Wb
0.2~0.4	0.790 7	0.006 3
0.6~0.8	0.788 3	0.006 4
1.2~1.4	0.789 5	0.006 3
1.6~1.8	0.783 0	0.006 3
平均	0.787 9	0.006 3

由仿真结果可知,在 DB-MPC-36 控制下,系统运行良好。与 DB-MPC 相比,DB-MPC-36 稳态下的转矩脉动明显下降,磁链脉动有所增大。

5 基于角度和幅值拓展电压矢量的磁链与转矩 DB 控制

第 4 节通过拓展备选电压矢量角度,减少了理想电压矢量与实际输出电压矢量之间角度上的误差,但由于备选电压矢量只有 0 和 $\sqrt{3}U_{dc}/3$ 2 种选择,与理想电压矢量幅值之间仍然存在较大的误差。为了进一步减少理想电压矢量与实际输出电压矢量之间的误差,在 DB-MPC-36 控制的基础上,对备选电压矢量幅值作进一步拓展。为了便于叙述,将这种控制方法记为 DB-MPC-36- k 。DB-MPC-36- k 具体实现如下:依然将电压矢量六边形

内切圆按照角度进行 36 等分,得到角度分别为 $0^\circ, 10^\circ, 20^\circ, \dots, 330^\circ, 340^\circ, 350^\circ$ 的 36 个非零备选电压矢量,输出电压矢量幅值为 $\sqrt{3}kU_{dc}/3$,其中 k 定义为伸缩比 ($0 \leq k \leq 1$),为理想电压矢量幅值与电压矢量六边形内切圆半径的比值:

$$\left\{ \begin{array}{ll} k = \frac{\hat{U}_{s_DB}}{\sqrt{3}U_{dc}} & \text{if } \hat{U}_{s_DB} \leq \frac{\sqrt{3}U_{dc}}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & \\ k = 1 & \text{if } \hat{U}_{s_DB} > \frac{\sqrt{3}U_{dc}}{3} \end{array} \right. \quad (41)$$

受逆变器输出电压限制,与 DB-MPC-36 一样,令理想电压矢量最大幅值为电压矢量六边形内切圆半径。

根据静止坐标系下理想电压矢量角度可确定输出电压矢量角度,由理想电压矢量幅值计算伸缩比,则可确定输出电压矢量幅值:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \mathbf{U}_s = k\mathbf{U}_{0^\circ} & \text{if } -5^\circ < \alpha_{DB} \leq 5^\circ \\ \mathbf{U}_s = k\mathbf{U}_{10^\circ} & \text{if } 5^\circ < \alpha_{DB} \leq 15^\circ \\ \vdots & \\ \mathbf{U}_s = k\mathbf{U}_{340^\circ} & \text{if } 335^\circ < \alpha_{DB} \leq 345^\circ \\ \mathbf{U}_s = k\mathbf{U}_{350^\circ} & \text{if } 345^\circ < \alpha_{DB} \leq 355^\circ \end{array} \right. \quad (42)$$

因此,可以输出角度固定,在 $[0, \sqrt{3}kU_{dc}/3]$ 范围内幅值任意的电压矢量,从而进一步减小输出电压矢量与理想电压矢量的误差。

由式(42)可知,DB-MPC-36- k 输出的电压矢量与 DB-MPC-36 中的非零电压矢量相比,角度相同,幅值为 DB-MPC-36 中非零电压矢量的 k 倍。因此,DB-MPC-36- k 电压矢量三相开关占空比也为 DB-MPC-36 电压矢量三相开关占空比的 k 倍。同样以 $[0^\circ, 50^\circ]$ 区间为例,DB-MPC-36- k 控制下电压矢量对应的三相开关占空比如表 5 所示。

表 5 $[0^\circ, 50^\circ]$ DB-MPC-36- k 电压矢量
三相开关占空比

输出电压矢量	S_A	S_B	S_C
$k\mathbf{U}_{0^\circ}$	$0.87k$	0	0
$k\mathbf{U}_{10^\circ}$	$0.94k$	$0.17k$	0
$k\mathbf{U}_{20^\circ}$	$0.98k$	$0.34k$	0
$k\mathbf{U}_{30^\circ}$	$1.00k$	$0.50k$	0
$k\mathbf{U}_{40^\circ}$	$0.98k$	$0.64k$	0
$k\mathbf{U}_{50^\circ}$	$0.94k$	$0.77k$	0

由表 5 可知, 虽然 DB-MPC-36- k 在 $[0, \sqrt{3}kU_{dc}/3]$ 范围内可以产生幅值任意的电压矢量, 但依然可以通过查表生成电压矢量对应的三相开关占空比, 且仅需判断角度和计算伸缩比, 并可依然采用 DB-MPC-36 的占空比表格, 通过查表计算得到相应占空比, 不额外增加计算负担, 也无需额外建立占空比表格, 减少了对硬件资源的占用。

采用 DB-MPC-36- k 的表贴式 PMSM DB 控制系统框图如图 17 所示。

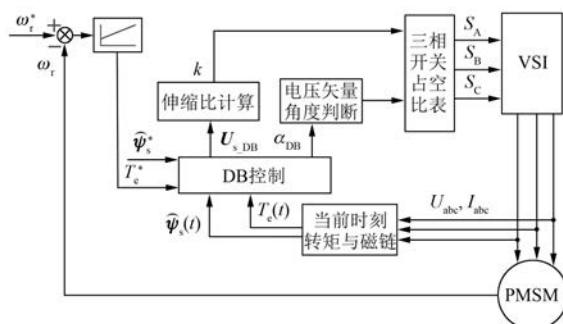


图 17 表贴式 PMSM DB-MPC-36- k 系统控制框图

相同仿真条件下, DB-MPC-36- k 控制下表贴式 PMSM 转速、电磁转矩、定子磁链幅值、定子磁链轨迹和 a 相定子电流如图 18~图 22 所示。

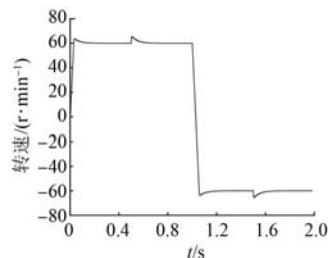


图 18 DB-MPC-36- k 控制下的电机转速

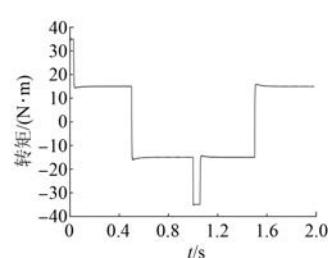


图 19 DB-MPC-36- k 控制下的电磁转矩

经计算, DB-MPC-36- k 控制下, 稳态转矩脉动 RMSE 和磁链脉动 RMSE 如表 6 所示。

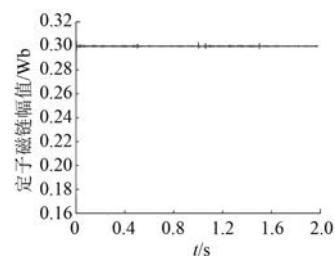


图 20 DB-MPC-36- k 控制下的定子磁链幅值

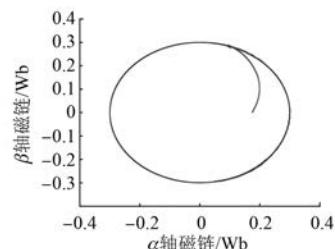


图 21 DB-MPC-36- k 控制下的定子磁链轨迹

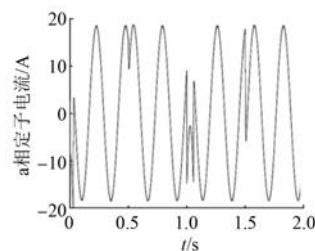


图 22 DB-MPC-36- k 控制下的 a 相定子电流

由仿真结果可知, 本文提出的 DB-MPC-36- k 控制方法可以很好地实现对磁链和转矩的 DB 控制。与 DB-MPC 和 DB-MPC-36 相比, 转矩脉动与磁链脉动显著减小。

表 6 DB-MPC-36- k 控制下系统性能

t/s	稳态转矩脉动		稳态磁链脉动	
	RMSE/(N·m)	RMSE/Wb	RMSE/(N·m)	RMSE/Wb
0.2~0.4	0.086 2	0.000 3		
0.6~0.8	0.033 6	0.000 2		
1.2~1.4	0.086 6	0.000 3		
1.6~1.8	0.030 0	0.000 2		
平均	0.059 1	0.000 3		

6 结语

本文建立了基于定子磁链坐标系的表贴式

PMSM 磁链与转矩变化量简化计算模型,通过计算磁链与转矩变化量相对误差,验证了简化计算模型的可行性,并采用 MPC 选择与理想电压矢量最接近的备选电压矢量实现了 DB 控制。为了减小备选电压矢量与理想电压矢量之间的误差,将非零备选电压矢量数目拓展至 36 个,提出 DB-MPC-36 控制方法,通过角度和幅值判断和查表输出占空比等方法,提高了系统的实时性。为了进一步提升控制性能,提出 DB-MPC-36-k 控制方法,实现了从角度和幅值上对理想电压矢量的逼近。仿真验证了基于拓展电压矢量集合的表贴式 PMSM 磁链和转矩 DB 控制的可行性和优越性。

【参考文献】

- [1] ZHONG L, RAHMAN M F, HU W Y, et al. Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1997, 12(3) : 528.
- [2] CASADEI D, PROFUMO F, SERRA G, et al. FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(5) : 779.
- [3] NIU F, WANG B, BABEL A S, et al. Comparative evaluation of direct torque control strategies for permanent magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (2) : 1408.
- [4] 李耀华,刘卫国.永磁同步电机直接转矩控制不合理转矩脉动 [J].电机与控制学报,2007,11(2):148.
- [5] 李耀华,马建,刘晶郁,等.电动汽车用永磁同步电机驱动系统控制策略比较研究 [J].汽车工程,2013,35(5):413.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 廖永衡,冯晓云,王珍.无差拍空间矢量调制直接转矩控制简化设计 [J].电工技术学报,2011,26(6):95.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] WANG T, LIU 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.
- [14] 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.
- [15] 李耀华,马建,刘晶郁,等.永磁同步电机直接转矩控制系统电压矢量选择区域 [J].长安大学学报(自然科学版),2012,32(1):95.
- [16] 李耀华,马建,刘晶郁,等.电动汽车用永磁同步电机直接转矩控制电压矢量选择策略 [J].电机与控制学报,2012,16(4):43.
- [17] 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.
- [18] 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.

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