

本文全文线上首发由
上海电机系统节能工程技术
研究中心有限公司
支持

李耀华, 陈桂鑫, 王孝宇, 刘子焜, 刘东梅,
任超.

一种优化感应电机无权重系数无差拍模
型预测控制.

电机与控制应用, 2022, 49(3): 18.



SEARI
上電科

NCMS
上科电机

www.nems.com.cn

掌握电机行业制造核心技术,
辐射智能制造产业发展



· 业务范围 ·



异步电机装配线



永磁电机装配线



悬挂链电机喷漆线

上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司 www.nems.com.cn

地址: 上海市武宁路505号 手机: 18918357509 电话: 021-62574990-436

传真: 021-62163904 邮箱: wangcj@seari.com.cn

一种优化感应电机无权重系数无差拍模型预测控制*

李耀华, 陈桂鑫, 王孝宇, 刘子焜, 刘东梅, 任超
(长安大学汽车学院, 西安 710064)

摘要: 为了降低感应电机传统模型预测控制(MPC)因电压矢量作用时间固定引起的转矩和磁链脉动, 采用转矩无差拍(DB)控制优化电压矢量作用时间, 并从精简电压矢量个数和消除权重系数对传统转矩DB控制进行优化。通过数字仿真和单片机试验对感应电机传统MPC、转矩无差拍模型预测控制(DB-MPC)和提出的优化策略的控制性能和实时性进行对比。仿真结果表明: 传统MPC可通过扩充电压矢量来降低转矩脉动。DB-MPC可显著减小转矩脉动、磁链脉动和定子电流谐波含量(THD), 可通过扩充电压矢量来减少磁链脉动和电流THD。优化控制策略减少备选电压矢量, 无需权重系数, 控制性能与DB-MPC基本相当。基于STM32F103单片机的计算耗时试验表明增加备选电压矢量显著增加计算耗时。相同备选电压矢量下, 传统MPC与DB-MPC计算耗时基本相当。在相同控制性能下, 优化控制策略可显著减少计算耗时, 提高实时性。

关键词: 感应电机; 模型预测控制; 转矩无差拍; 精简电压矢量; 无权重系数

中图分类号: TM343 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)03-0018-10

doi: 10.12177/emca.2021.153

An Optimized Deadbeat Model Predictive Control Without Weighting Factor for Induction Motor*

LI Yaohua, CHEN Guixin, WANG Xiaoyu, LIU Zikun, LIU Dongmei, REN Chao
(School of Automobile, Chang'an University, Xi'an 710064, China)

Abstract: In order to reduce ripple of torque and stator flux in conventional model predictive control (MPC) for induction motor due to the fixed action time of voltage vectors, deadbeat (DB) control is used to optimize the action time. An optimized strategy is proposed to simplify candidate voltage vectors and eliminate weighting factor. Control performances and real-time performances of the conventional MPC, the conventional deadbeat model predictive control (DB-MPC) and the proposed strategy are compared through simulation and experiment. Simulation results show that conventional MPC can decrease torque ripple by extending voltage vectors. Compared with MPC, DB-MPC can decrease torque ripple, stator flux ripple and total harmonic distortion (THD) of stator current dramatically and it can decrease stator flux ripple and THD of current by extending voltage vectors. The proposed strategy decreases candidate voltage vectors, eliminates weighting factor and keeps the control performances almost the same as the conventional DB-MPC. Time consumption results based on STM32F103 chip show that extending candidate voltage vectors will increase calculation burden. With the same candidate voltage vectors, the calculation burden of conventional MPC is almost the same as the conventional DB-MPC. With the same control performances, the proposed strategy can decrease time consumption markedly and improve the real-time performance.

Key words: induction motor; model predictive control; deadbeat torque; simplified voltage vectors; without weighting factor

收稿日期: 2021-11-05; 收到修改稿日期: 2021-12-03

* 基金项目: 陕西省自然科学基金项目(2021JM-163)

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

有限控制集模型预测控制(FCS-MPC)通过遍历逆变器所有开关状态,以成本函数为评价指标,输出令成本函数最小的开关状态,近年来在感应电机领域受到关注^[1-5]。由于传统模型预测控制(MPC)电压矢量作用时间固定,转矩和磁链脉动较大,电流谐波含量较高。为了改善系统控制性能,文献[6-7]分别采用空间矢量调制技术和三电平逆变器生成更多的备选电压矢量,但增加了系统软硬件成本,同时更多的备选电压矢量也带来更大的计算负担。文献[8]采用模糊控制优化备选电压矢量,但需使用较为复杂的模糊控制方法。无差拍(DB)控制可通过预测模型精确计算得出使控制变量达到参考值所需的作用时间,实现电压矢量作用时间的最优化,近年来成为研究的热点^[9-11]。磁链和转矩无差拍控制需要求解二次方程,计算较为复杂。由于电机控制中转矩控制优先,可对转矩进行无差拍控制,计算得到电压矢量优化作用时间,再对优化的电压矢量采用MPC进行二次寻优^[12]。传统转矩DB控制需要遍历全部电压矢量,计算量较大,同时MPC的成本函数含磁链和转矩两个不同量纲的控制变量,带来权重系数的设计和整定问题^[13-14]。

本文基于传统转矩无差拍模型预测控制(DB-MPC),从精简电压矢量个数和无权重系数进行优化,利用备选电压矢量在 $\alpha\beta$ 平面对称分布的特点,将遍历代入转矩无差拍的非零电压矢量减少一半,同时省去零电压矢量,并设计不含转矩的成本函数,消除权重系数。通过仿真和单片机试验,对感应电机传统MPC、传统DB-MPC和提出的优化控制策略进行对比,证明优化策略在保持控制性能基本相当的前提下,可减少计算耗时,同时消除权重系数。

1 感应电机模型预测控制

静止两相 $\alpha\beta$ 坐标系下,以定子磁链 ψ_s 和定子电流 i_s 为状态变量,定子电压 u_s 为输入变量,三相感应电机数学模型为

$$\dot{x} = Ax + Bu_s \quad (1)$$

$$\text{式中: } x = [i_s \ \psi_s]^T, A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{R_s}{L_s} + \frac{R_r}{L_r} \right) + j\omega_r & \frac{1}{\sigma} \left(\frac{R_r}{L_s L_r} - j \frac{\omega_r}{L_s} \right) \\ -R_s & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 \end{bmatrix}, i_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}, \psi_s = \psi_{s\alpha} + j\psi_{s\beta}, u_s = u_{s\alpha} +$$

$ju_{s\beta}, \sigma = (L_s L_r - L_m^2)/L_s L_r, \omega_r = p\omega_m; R_s, R_r, L_s, L_r, L_m, p, \omega_m$ 和 ω_r 分别为定子电阻、转子电阻、定子电感、转子电感、定转子互感、极对数、电机机械角速度和电角速度。

感应电机定子磁链、转子磁链和电磁转矩为

$$\psi_s(k) = \int (u_s - R_s i_s) dt \quad (2)$$

$$\psi_r = \frac{L_r}{L_m} \psi_s + \left(L_m - \frac{L_r L_s}{L_m} \right) i_s \quad (3)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_s \times i_s \quad (4)$$

感应电机下一时刻的定子磁链、定子电流和转矩预测模型为

$$\psi_s(k+1) = \psi_s(k) + T_s [u_s(k) - R_s i_s(k)] \quad (5)$$

$$i_s(k+1) = \left(1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) i_s(k) + \frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} \left\{ \frac{1}{L_r} \left[\frac{L_m}{\tau_\sigma} \left(\frac{1}{\tau_\sigma} - j\omega_r \right) \psi_r(k) + u_s(k) \right] \right\} \quad (6)$$

$$T_e(k+1) = \frac{3}{2} p \psi_s(k+1) \times i_s(k+1) \quad (7)$$

式中: $R_\sigma = R_s + R_r L_m^2 / L_r^2, \tau_\sigma = \sigma L_s / R_\sigma, T_s$ 为采样周期, $u_s(k)$ 为逆变器电压矢量。

两电平三相逆变器可产生7个基本电压矢量:

$$u_s \in \{u_0, u_1, u_2, u_3, u_4, u_5, u_6\} \quad (8)$$

其中零电压矢量可由两个开关状态生成,具体选择以开关次数最小为原则^[15]。

感应电机模型预测转矩控制系统将逆变器电压矢量遍历代入至定子磁链、定子电流和转矩预测模型,可得到下一时刻的定子磁链和转矩。定义表征磁链和转矩控制性能的成本函数:

$$g = |T_e^* - T_e(k+1)| + \lambda |\psi_s^* - \psi_s(k+1)| \quad (9)$$

式中: T_e^* 和 ψ_s^* 分别为参考电磁转矩和参考定子磁链; λ 为权重系数。

将预测磁链和转矩代入至成本函数, 并选择令成本函数最小的电压矢量作为输出, 则实现 MPC。

由于 MPC 使用 7 个电压矢量, 本文将其简称为 7-MPC。感应电机 7-MPC 系统和程序流程图分别如图 1 和图 2 所示。

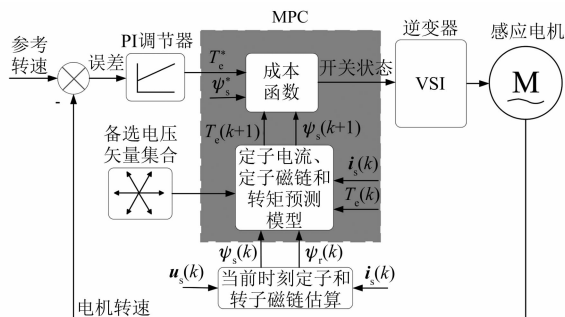


图 1 感应电机 7-MPC 系统

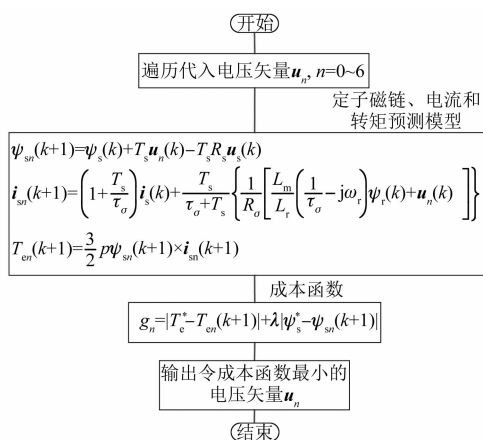


图 2 7-MPC 程序流程图

为了提升控制性能, 可采用空间矢量调制技术对电压矢量进行扩充。本文将电压矢量扩充至 13 个, 如图 3 所示^[16]。为便于描述, 本文将基于图 3 所示的 13 个电压矢量的感应电机 MPC 简称为 13-MPC。

基于 MATLAB/Simulink 建立三相感应电机 7-MPC 和 13-MPC 仿真模型。仿真模型为离散模型, 采样周期 4×10^{-5} s。参考转速初始为 2 772 r/min, 4 s 时阶跃至 -2 772 r/min, 负载转矩初始为 2.5 N·m, 2 s 时阶跃至 -2.5 N·m, 6 s 时阶

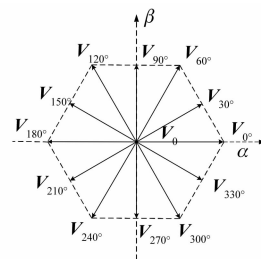


图 3 扩充的 13 个电压矢量

跃至 2.5 N·m, 实现电机四象限运行, 仿真总时长 8 s。为了防止电机起动电流过大, 设置定子磁链幅值小于 0.65 Wb 时, 电流大于 6.5 A, 输出零电压矢量, 否则输出电压矢量 u_1 , 以实现电机软起动。通过试验搜索法确定模型预测转矩控制成本函数的权重系数 λ 取值为 17.5^[17-18]。仿真电机系统参数如表 1 所示。

表 1 仿真用电机及控制系统参数

参数名称	参数值
定子电阻 R_s/Ω	2.68
转子电阻 R_r/Ω	2.13
等效定子电感 L_s/H	0.283 4
等效转子电感 L_r/H	0.283 4
等效励磁电感 L_m/H	0.275 1
极对数 p	1
转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.005
参考转矩上下限/(N·m)	[-7.5, 7.5]
参考定子磁链大小 ψ_s^*/Wb	0.71
转速环 PI 调节器 K_p	0.06
转速环 PI 调节器 K_i	0.15
直流母线电压 U_{dc}/V	582

三相感应电机 7-MPC 和 13-MPC 仿真波形分别如图 4 和图 5 所示。

定义转矩脉动均方根误差 (RMSE) 和磁链脉动 RMSE 分别为

$$T_{\text{RMSE}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m (T_e - T_e^*)^2}{m}} \quad (10)$$

$$\psi_{\text{RMSE}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m (\psi_s - \psi_s^*)^2}{m}} \quad (11)$$

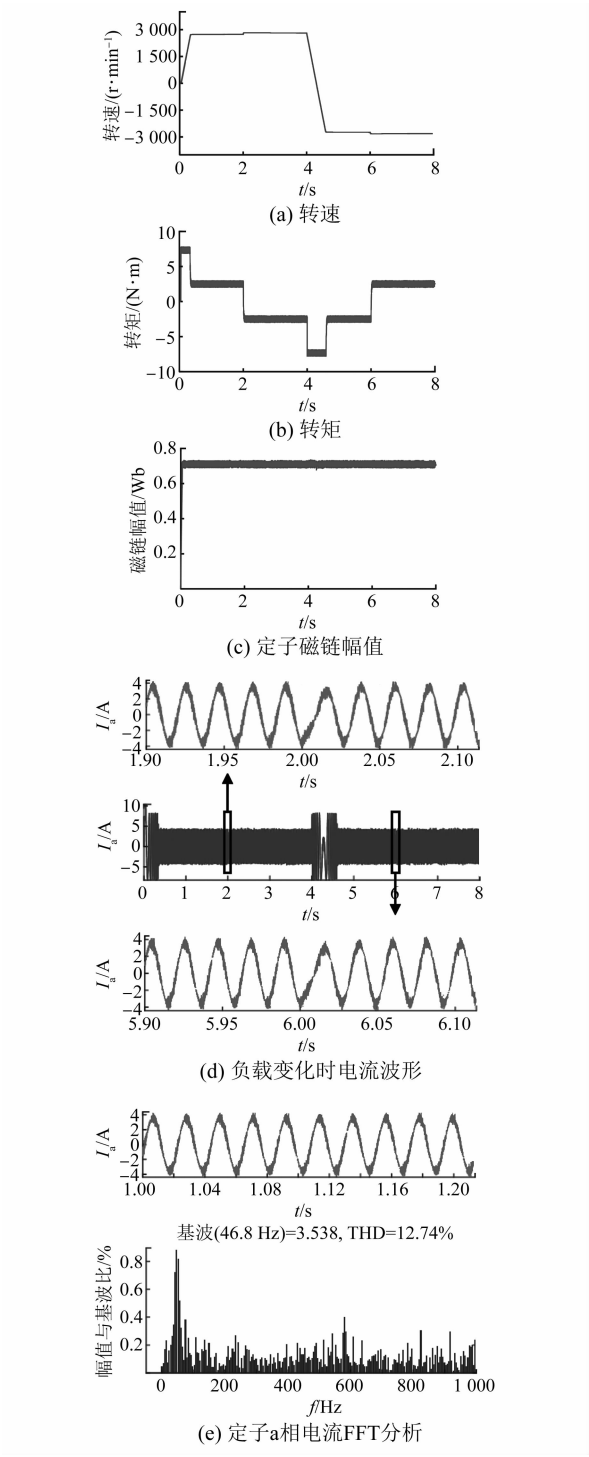


图4 7-MPC 仿真波形

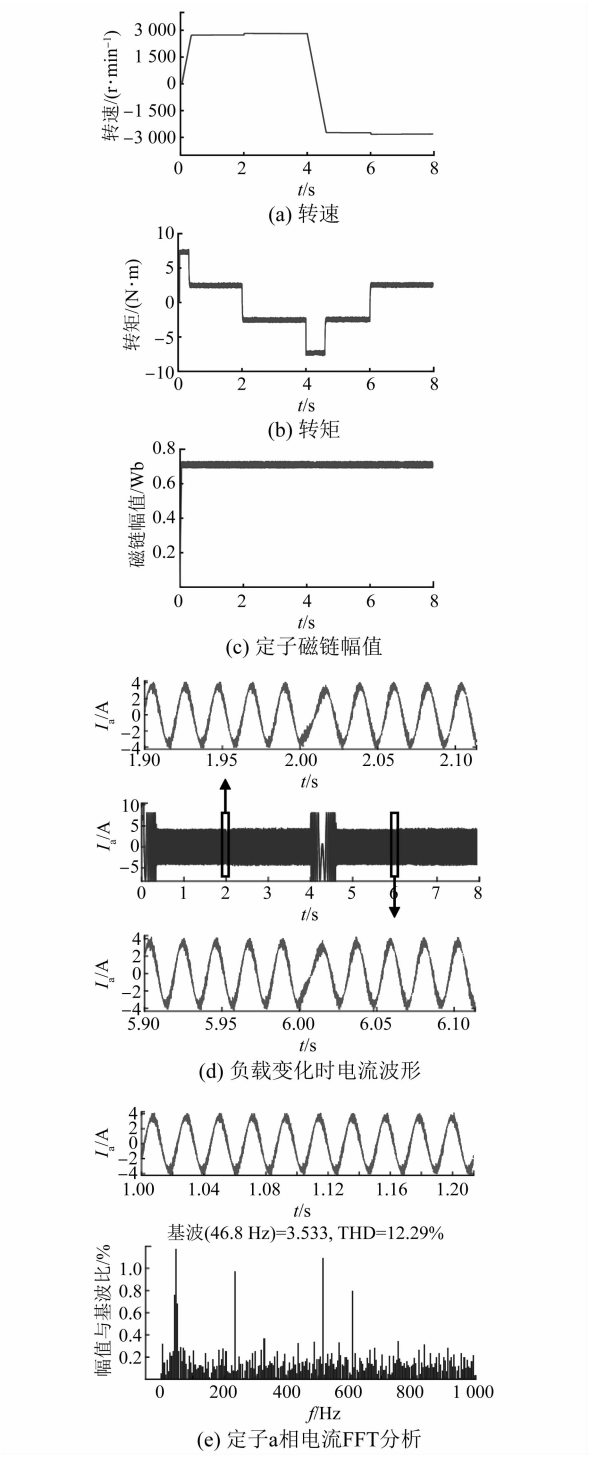


图5 13-MPC 仿真波形

式中: m 为采样个数。

在 7-MPC 和 13-MPC 控制下,三相感应电机定子 a 相电流谐波含量(总谐波畸变,THD)及 0.08~8 s(不含电机软起动)转矩脉动 RMSE 和磁链脉动 RMSE 如表 2 所示。

表 2 7-MPC 和 13-MPC 控制性能对比

控制策略	THD/%	$T_{\text{RMSE}}/(N \cdot m)$	$\psi_{\text{RMSE}}/\text{Wb}$
7-MPC	12.74	0.199 9	0.006 7
13-MPC	12.29	0.142 7	0.007 0

2 转矩 DB-MPC

上文研究表明,传统感应电机 MPC 并未对电压矢量占空比进行调制,输出电压矢量作用时间固定为系统离散采样周期。电压矢量作用时间固定时,以增加备选电压矢量为代价来优化控制性能的方法优化效果有限。因此,为了进一步减小转矩脉动,下文采用转矩 DB-MPC 方法来计算电压矢量的理想作用时间。

对式(4)所示的转矩方程对时间求导可得:

$$\frac{dT_e}{dt} = \frac{3}{2}p \left(\frac{d\psi_s}{dt} \times i_s + \psi_s \times \frac{di_s}{dt} \right) \quad (12)$$

将式(5)和式(6)所示的定子电流和定子磁链状态变量代入至式(12) 替换等号右侧的微分项,并采用一阶欧拉向前公式,对等号左侧转矩导数离散化,可得:

$$\frac{T_e(k+1) - T_e(k)}{T_s} = a_u + a_0 \quad (13)$$

其中:

$$a_u = \frac{3}{2}p \left[u_{s\alpha} \left(i_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \psi_{s\beta} \right) + u_{s\beta} \left(\frac{1}{\sigma L_s} \psi_{s\alpha} - i_{s\alpha} \right) \right],$$

$$a_0 = -\frac{3}{2}p \left[\frac{1}{\sigma} \left(\frac{R_s}{L_s} + \frac{R_r}{L_r} \right) (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) + \omega_r (\psi_{s\alpha} i_{s\alpha} + \psi_{s\beta} i_{s\beta}) + \frac{\omega_r}{\sigma L_s} (\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2) \right].$$

由于 a_u 含电压变量,将其作用时间设为 t_u 。对于每个采样时刻, a_0 为常数项,作用时间设置为 T_s ,则可得:

$$T_e(k+1) - T_e(k) = t_u a_u + T_s a_0 \quad (14)$$

根据转矩无差拍原理,可得:

$$T_e(k+1) = T_e^*(k) \quad (15)$$

因此,电压矢量理想作用时间 t_u 为

$$t_u = \frac{T_e^*(k) - T_e(k) - T_s a_0}{a_u} \quad (16)$$

这里需要指出,如果 $t_u < 0$,说明该电压矢量对转矩的增减效果与实现转矩 DB 控制效果相反,无法实现转矩无差拍控制,则不将其代入至下一步 MPC 的磁链和转矩计算,直接令其对应的成本函数为极大值,予以舍弃。当参考转矩与实际转矩相差较大时,计算得到 $t_u > T_s$,说明该电压矢量无法在一个采样周期内实现转矩无差拍控制,则令 $t_u = T_s$ 。因此,经过转矩无差拍控制环节后,电压

矢量修正为

$$u'_s = \frac{t_u}{T_s} u_s \quad (17)$$

由式(17)可知,转矩 DB 控制定量优化每个电压矢量的作用时间,但并未对磁链控制进行优化约束。同时,由于存在 $t_u > T_s$ 的情形,并不是所有修正的电压矢量都能实现转矩无差拍控制。因此,需要将修正的电压矢量代入至转矩和磁链预测模型,计算下一时刻的转矩和磁链,并通过式(9)所示的成本函数中选择出最优电压矢量。这里需要指出,此时转矩预测模型为

$$T_e(k+1) = T_e(k) + t_u a_u + T_s a_0 \quad (18)$$

为便于描述,本文将基于 7 个电压矢量的 DB-MPC 简称为 7-DB-MPC,将基于 13 个电压矢量的 DB-MPC 简称为 13-DB-MPC。感应电机 7-DB-MPC 系统和程序流程图分别如图 6 和图 7 所示。

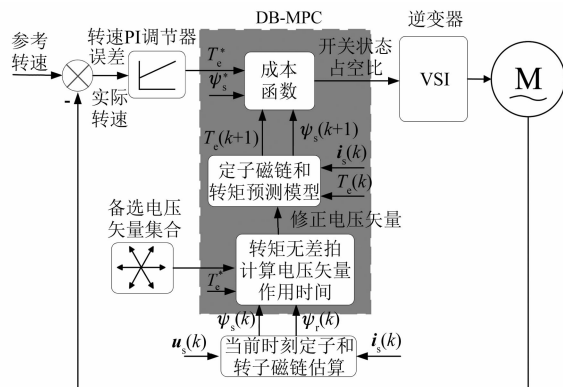


图6 感应电机 7-DB-MPC 系统

相同仿真条件下,三相感应电机 7-DB-MPC 和 13-DB-MPC 仿真波形分别如图 8 和图 9 所示。

在 7-DB-MPC 和 13-DB-MPC 控制下,三相感应电机定子 a 相电流 THD 及 0.08~8 s 的转矩脉动 RMSE 和磁链脉动 RMSE 如表 3 所示。

表 3 7-DB-MPC 和 13-DB-MPC 控制性能对比

控制策略	THD/%	$T_{RMSE}/(N \cdot m)$	ψ_{RMSE}/Wb
7-DB-MPC	5.73	0.048 2	0.003 7
13-DB-MPC	2.43	0.048 1	0.001 4

仿真结果表明,与 MPC 相比,DB-MPC 大幅降低定子电流谐波含量、转矩脉动和磁链脉动。与 7-MPC 相比,7-DB-MPC 减小定子电流

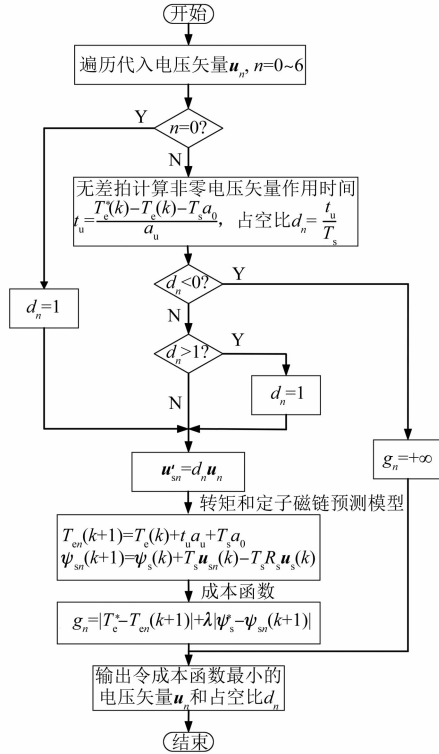


图7 7-DB-MPC 程序流程图

THD 55.02%, 减小转矩脉动均方根误差 75.89%, 减小磁链脉动均方根误差 44.78%。与 13-MPC 相比, 13-DB-MPC 减小定子电流 THD 80.23%, 减小转矩脉动均方根误差 66.29%, 减小磁链脉动均方根误差 80.00%。与 7-DB-MPC 相比, 13-DB-MPC 有效减小磁链脉动, 但对转矩脉动改善较小。经统计, 0.08~8 s 内, 7-DB-MPC 控制选择的最优电压矢量占空比 99.854%, 小于 1。这表明 7-DB-MPC 控制下, 99.854% 选择的最优电压矢量可实现转矩无差拍控制, 转矩脉动优化空间极其有限。虽然 13-DB-MPC 通过增加电压矢量, 可实现 99.998% 选择的最优电压矢量实现转矩无差拍控制, 但对优化转矩脉动意义较小, 对减小磁链脉动和电流 THD 有较大的价值。

3 DB-MPC 优化

3.1 精简备选电压矢量

由上文可知, DB-MPC 需每次遍历全部备选电压矢量计算其理想作用时间。由式(16)可知, 在每个采样时刻, 其分子为固定值, 理想作用时间的大小和正负决定于分母 a_u 。分母 a_u 的定义如下:

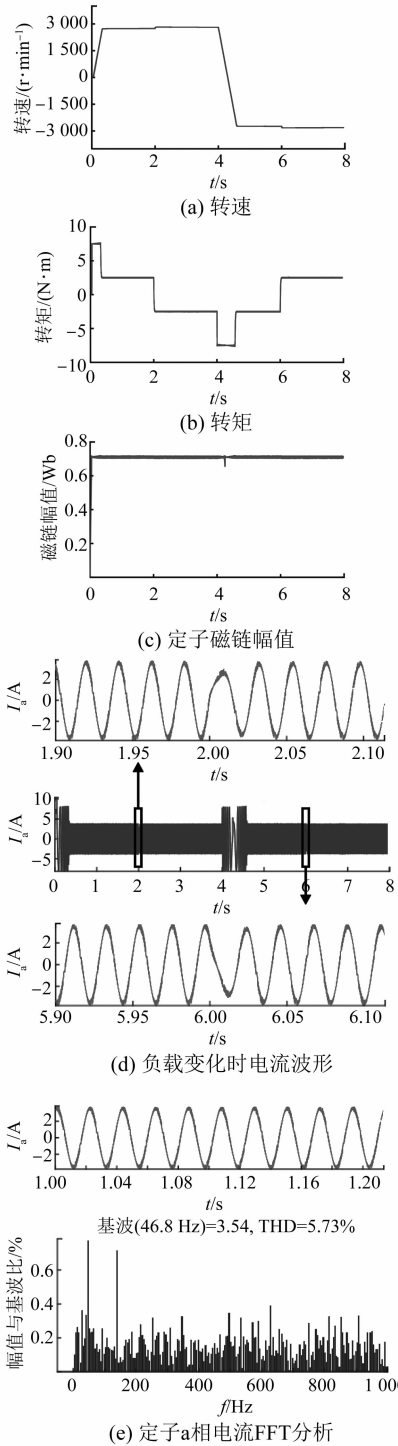


图8 7-DB-MPC 仿真波形

$$a_u = \frac{3p}{2} \left[u_{s\alpha} \left(i_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \psi_{s\beta} \right) + u_{s\beta} \left(\frac{1}{\sigma L_s} \psi_{s\alpha} - i_{s\alpha} \right) \right] \quad (19)$$

由式(19)可知, 如果两个电压矢量在 $\alpha\beta$ 平

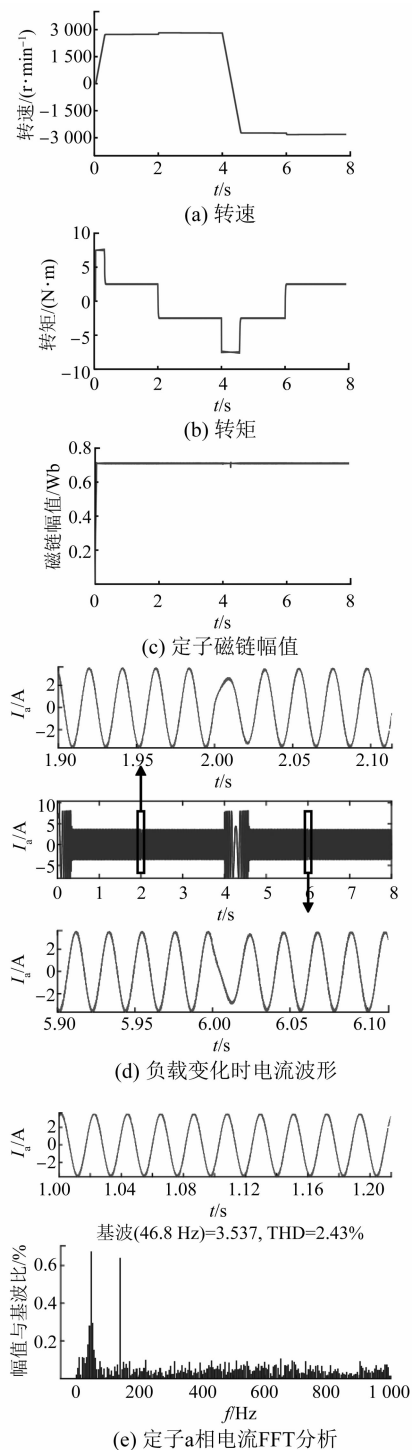


图9 13-DB-MPC 仿真波形

面上呈对称分布,则两者在 $\alpha\beta$ 轴的分量 u_α 和 u_β 正好相反,计算得到的 a_u 与 t_u 也互为相反数。以电压矢量 V_{30° 和 V_{210° 为例,假设计算得到 V_{30° 理想作用时间为 t_u ,则 V_{210° 作用时间为 $-t_u$ 。由于7-MPC和13-MPC的非零电压矢量均为对称分布,

则无需将全部6个或12个非零电压矢量代入计算 t_u ,只需遍历连续3个或6个非零电压矢量。对于7-DB-MPC,可只需遍历 u_1 、 u_2 和 u_3 3个非零电压矢量计算其理想作用时间 t_u 。如果 t_u 大于0,则保留;如果 t_u 小于0,则选择对称的电压矢量,并令其作用时间为 $-t_u$ 。同理,对于13-DB-MPC只需遍历 V_{0° 、 V_{30° 、 V_{60° 、 V_{90° 、 V_{120° 和 V_{150° 6个非零电压矢量即可,从而减小计算电压矢量理想作用时间的工作量。

对于零电压矢量,由于其在 $\alpha\beta$ 轴的分量为0,则由式(16)和式(19)可知,零电压矢量理想作用时间为无穷大,DB控制令其作用时间为采样周期 T_s 。与非零电压矢量相比,其对转矩的无差拍控制效果较差。经统计,在现有权重系数设置下,7-DB-MPC和13-DB-MPC均没有选择零电压矢量。因此,与优化作用时间后的非零电压矢量相比,零电压矢量选择率极低,可以不作为备选电压矢量。综上,可将备选电压矢量分别减少至3个和6个。为便于描述,下文分别简称为3-DB-MPC和6-DB-MPC。

3.2 无权重系数成本函数

在7-DB-MPC和13-DB-MPC控制下,99%以上的最优电压矢量占空比小于1,可实现转矩无差拍,即成本函数中磁链控制项为0。仅有极少数非零电压矢量占空比被调整为1,但其对转矩的增减控制效果与无差拍控制是一致的,可实现定性控制。因此,成本函数中去掉转矩控制项,不会引起转矩失控。由此提出无权重系数的成本函数:

$$g = |\psi_s^* - \psi_s(k+1)| \quad (20)$$

由于成本函数不含权重系数,省却了权重系数的设计和整定,同时无需转矩计算,实时性得到优化。

这里需要指出,无权重系数的成本函数需要与不含零电压矢量的备选电压矢量集合配合使用。否则,由于成本函数不考虑转矩控制,仅考虑磁链控制,零电压矢量选择率极高。而此时零电压矢量的转矩控制效果不一定与无差拍控制一致,且对转矩控制效果较差,影响系统控制性能。

无权重系数3-DB-MPC流程图如图10所示。

由图10可知,无权重系数3-DB-MPC程序控制流程如下:

(1) 转矩无差拍控制计算理想占空比。遍历

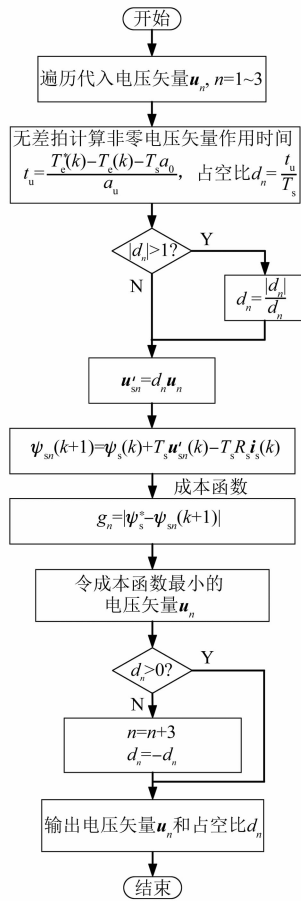


图 10 无权重系数 3-DB-MPC 程序流程图

3 个非零电压矢量 $u_1 \sim u_3$, 根据转矩无差拍计算得到各个电压矢量对应的理想占空比。

(2) 电压矢量修正。如果占空比大于 1, 则令占空比为自身与绝对值之商。将占空比与电压矢量相乘, 得到 3 个修正的电压矢量。

(3) MPC。将修正的电压矢量代入至定子磁链预测模型计算得到下一时刻的磁链, 并基于式 (20) 所示的成本函数求令成本函数最小的电压矢量, 将电压矢量和其占空比输出给逆变器。如果占空比小于 0, 则令代入电压矢量为其对称电压矢量, 并令占空比为正。

相同仿真条件下, 三相感应电机无权重系数 3-DB-MPC 和 6-DB-MPC 仿真波形分别如图 11 和图 12 所示。

无权重系数 3-DB-MPC 和 6-DB-MPC 控制下, 三相感应电机定子 a 相电流 THD 及 0.08~8 s 的转矩脉动 RMSE 和磁链脉动 RMSE 如表 4 所示。

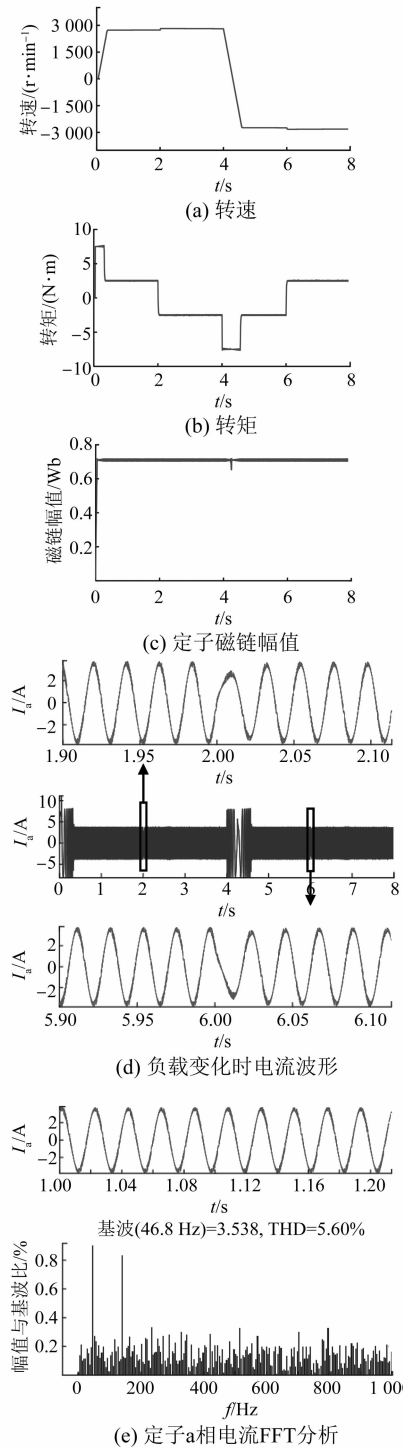


图 11 无权重系数 3-DB-MPC 仿真波形

仿真结果表明: 与上文传统 DB-MPC 相比, 提出的优化算法的控制性能基本相当, 但将备选电压矢量减少一半以上且无需转矩预测, 从而减小了计算负担, 同时无需权重系数设计与整定, 简化了控制算法。

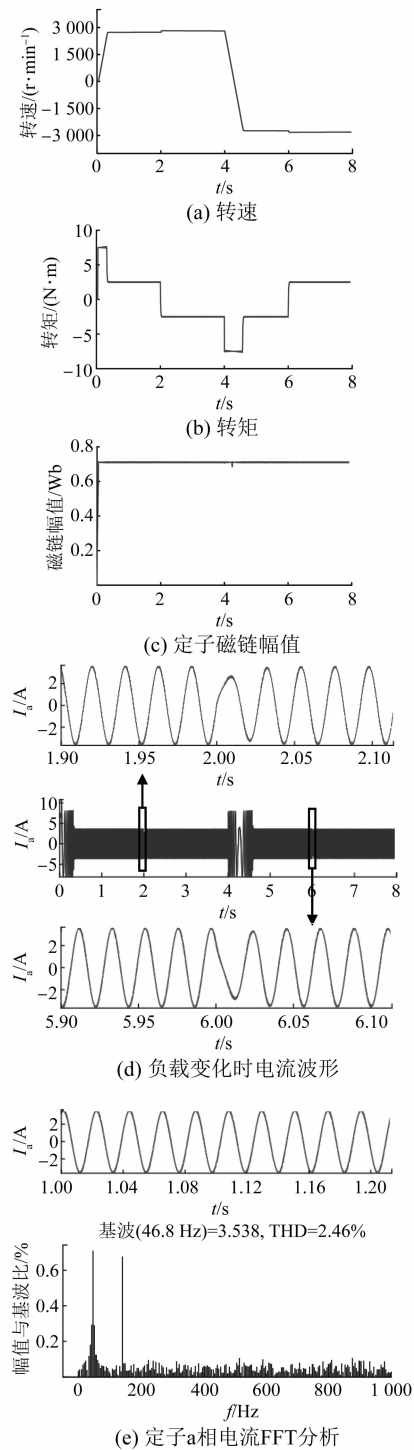


图 12 无权重系数 6-DB-MPC 仿真波形

表 4 无权重系数 3-DB-MPC 和 6-DB-MPC 控制性能对比

控制策略	THD/%	$T_{\text{RMSE}}/(\text{N}\cdot\text{m})$	$\psi_{\text{RMSE}}/\text{Wb}$
无权重系数 3-DB-MPC	5.60	0.048 3	0.004 0
无权重系数 6-DB-MPC	2.46	0.048 0	0.001 5

与上文类似,经统计,0.08~8 s 内,无权重系数 3-DB-MPC 控制选择的最优电压矢量占空比 99.752% 小于 1,说明通过增加电压矢量来优化转矩脉动空间有限。无权重系数 6-DB-MPC 控制选择的最优电压矢量占空比 99.998% 小于 1,轻微减小转矩脉动,但有效减小磁链脉动和电流 THD。

4 实时性验证

为了验证不同控制策略的实时性,基于 STM32F103 单片机平台对 7-MPC、13-MPC、7-DB-MPC、13-DB-MPC、无权重系数 3-DB-MPC 和无权重系数 6-DB-MPC 6 种控制策略进行单步实时性验证,其中测试用例参数如表 5 所示。

表 5 测试用例参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
$\psi_{s\alpha}/\text{Wb}$	0.275 9	$T_e/(\text{N}\cdot\text{m})$	7.514 4
$\psi_{s\beta}/\text{Wb}$	-0.644 9	ψ_s^*/Wb	0.71
ψ_{ra}/Wb	0.155 8	$n/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	2 533.636 4
$\psi_{r\beta}/\text{Wb}$	-0.661 5	$i_{s\alpha}/\text{A}$	7.842 4
$T_e^*/(\text{N}\cdot\text{m})$	7.5	$i_{s\beta}/\text{A}$	-0.171 6

在表 5 所示的实时性测试输入参数下,对以上 6 种控制策略进行单步运算循环 10 次。不同算法执行时间如表 6 所示,其中 t_1 为转矩 DB 控制计算理想占空比耗时, t_2 为电压矢量修正耗时, t_3 为 MPC 计算耗时, t 为算法总耗时, $t=t_1+t_2+t_3$ 。

表 6 算法计算耗时

控制策略	t_1	t_2	t_3	t
7-MPC	0	0	5.801	5.801
13-MPC	0	0	10.725	10.725
7-DB-MPC	2.957	0.066	2.734	5.757
13-DB-MPC	5.623	0.132	4.825	10.580
无权重系数 3-DB-MPC	1.335	0.030	1.616	2.981
无权重系数 6-DB-MPC	2.383	0.054	3.103	5.536

由表 6 可知:

(1) 与 7-MPC 相比,13-MPC 增加 6 个备选电压矢量,从而大幅增加算法耗时。

(2) 与 7-MPC 和 13-MPC 相比,7-DB-MPC 和 13-DB-MPC 增加转矩无差拍控制的理想占空比计算和电压矢量修正耗时,但 MPC 耗时有减少,总耗时基本相当。同样由于增加 6 个备选电压矢量,13-DB-MPC 的计算耗时大幅增加。

(3) 与 7-DB-MPC 和 13-DB-MPC 相比, 无权重系数 3-DB-MPC 和无权重系数 6-DB-MPC 的计算耗时大幅降低, 分别减少了 48.22% 和 47.67%, 从而在保持控制性能不变的前提下, 优化了实时性。

5 结 语

(1) 通过空间矢量调制将传统 MPC 备选电压矢量增加至 13 个, 可降低转矩脉动, 但对磁链脉动和电流 THD 优化有限, 同时大幅增加计算耗时。

(2) 与传统 MPC 相比, DB-MPC 可显著减小转矩脉动、磁链脉动和电流 THD, 计算耗时与传统 MPC 基本相当。通过增加备选电压矢量可进一步减小磁链脉动, 但增加计算耗时。

(3) 本文提出的优化控制策略可将非零备选电压矢量减少一半且省去零电压矢量, 成本函数无需转矩预测和权重系数设计, 控制性能与传统 MPC 基本相当, 计算耗时显著减少。

【参 考 文 献】

- [1] RODRIGUEZ J, KAZMIERKOWSKI M P, ESPINOZA J R, et al. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 1003.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 阮智勇, 宋文祥, 朱洪志. 异步电机模型预测直接转矩控制方法 [J]. 电工电能新技术, 2014, 33(4): 16.
- [5] 何俊贤, 陈卓, 曾实. 基于模型预测电动汽车异步电机直接转矩控制 [J]. 电气传动, 2020, 50(7): 3.
- [6] WANG T, LIU C, LEI G, et al. Model predictive direct torque control of permanent magnet synchronous motors with extended set of voltage vectors [J]. IET Electric Power Applications, 2017, 11(8): 1376.
- [7] 林宏民, 吴晓新, 乐胜康, 等. 基于三电平优化矢量的异步电机模型预测直接转矩控制 [J]. 电机与控制学报, 2018, 22(8): 65.
- [8] 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.
- [9] 严殊, 肖建. 一种无差拍直接转矩控制方法 [J]. 电机与控制学报, 2007, 11(2): 125.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 张希扬. 基于无差拍控制的异步电机模型预测转矩控制研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2019.
- [13] CORTES P, KOURO S, LA ROCCA B, et al. Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives [C]. // 2009 IEEE International Conference on Industrial Technology, 2009.
- [14] 李耀华, 秦辉, 苏锦仕, 等. 永磁同步电机模糊自适应变开关次数权重系数模型预测转矩控制 [J]. 电机与控制学报, 2021, 25(2): 102.
- [15] 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.
- [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] 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.
- [18] 李耀华, 秦辉, 苏锦仕, 等. 基于模糊控制的动态权重系数表贴式永磁同步电机模型预测转矩控制系统 [J]. 电机与控制应用, 2020, 47(3): 1.