



引用格式:郭磊磊,章凯旋,王华清,等.一种永磁同步电机无权重因子预测转矩控制方法[J].轻工学报,2019,34(6):80-88.

中图分类号:TM341 文献标识码:A

DOI:10.3969/j.issn.2096-1553.2019.06.011

文章编号:2096-1553(2019)06-0080-09

# 一种永磁同步电机无权重因子预测转矩控制方法

## A predictive torque control method for permanent magnet synchronous motor without weighting factor

郭磊磊,章凯旋,王华清,曹玲芝

GUO Leilei, ZHANG Kaixuan, WANG Huaqing, CAO Lingzhi

郑州轻工业大学 电气信息工程学院,河南 郑州 450002

College of Electric and Information Engineering, Zhengzhou University of Light Industry, Zhengzhou 450002, China

### 关键词:

模型预测控制;永磁同步电机;预测转矩控制;权重因子

### Key words:

model predictive control; permanent magnet synchronous motor; predictive torque control; weighting factor

**摘要:**针对常规的永磁同步电机预测转矩控制方法存在计算量大、需要设计权重因子等缺点,提出了一种改进的永磁同步电机无权重因子预测转矩控制方法.该方法在静止坐标系上执行预测控制,避免了大量的坐标变换运算,从而简化了预测过程.将转矩控制误差和定子磁链控制误差转化为标么值,并基于标么值提出了一种新的目标函数,消除权重因子的影响.仿真结果表明,该方法的控制效果优于常规预测转矩控制方法,且不需要进行坐标变换运算和权重因子设计,从而简化了系统的设计过程.

收稿日期:2019-06-11

基金项目:国家自然科学基金项目(51707176);河南省高等学校重点科研项目(18A470020)

作者简介:郭磊磊(1988—),男,河南省新乡市人,郑州轻工业大学讲师,博士,主要研究方向为电力电子与电力传动.

**Abstract:** The disadvantages of the conventional predictive torque control method for permanent magnet synchronous motor are large calculation amount and the requirement of designing weighting factor, an improved predictive torque control method for permanent magnet synchronous motor without weighting factor was proposed. The method performed predictive control on a stationary coordinate system, avoiding a large number of coordinate transformation operations, thereby simplifying the prediction process. The torque control error and the flux control error were converted into a standard value, and a new objective function was proposed based on the standard value to eliminate the influence of the weighting factor. The simulation results showed that the control effect of the method was better than that of the conventional predictive torque control method, and the system design process was simplified without the coordinate transformation operation and weighting factor design.

## 0 引言

近年来,永磁同步电机 PMSM (permanent magnet synchronous motor) 因其具有效率高、功率密度大等优点,在电动汽车驱动、飞轮储能、风电等领域得到了广泛关注和研究<sup>[1-2]</sup>. 常用的 PMSM 控制方法主要包括矢量控制和直接转矩控制两种. 然而,矢量控制需要复杂的脉宽调制 (PWM) 单元,且其控制性能受比例积分调节器的影响较大;直接转矩控制方法虽然不需要设计比例积分调节器和 PWM 单元,但其转矩脉动较大.

随着现代控制理论和微处理器技术的不断发展,近年来,许多新型控制理论也被应用到 PMSM 的控制中,包括自抗扰控制<sup>[3]</sup>、自适应逆控制<sup>[4]</sup>、无源性控制<sup>[5]</sup>、滑模控制<sup>[6]</sup>、反馈线性化控制<sup>[7]</sup>、模型预测控制<sup>[8]</sup>等. 其中,模型预测控制因其原理简单、可实现多目标优化控制、无需 PWM 调制、可使用比例积分调节器等优点,得到广泛研究和应用. 文献[9-11]研究了多种预测转矩控制方法,然而,这些方法均需在同步旋转坐标系上实现,导致其计算量较大. 考虑到权重因子设计较复杂,为了消除权重因子的影响,文献[12]提出了一种基于排序的异步电机无权重因子预测转矩控制方法,该方法将每个电压矢量作用下所产生的转矩误差和磁链误差分别进行排序,然后综合这两个误差的大小选择一个最优电压矢量,但排序算法的计算量

较大. 鉴于此,本文拟提出一种基于静止坐标系的 PMSM 无权重因子预测转矩控制方法,以期降低 PMSM 预测转矩控制的计算复杂度,消除权重因子的影响,简化系统的设计过程.

## 1 常规 PMSM 预测转矩控制方法

常规的 PMSM 预测转矩控制方法在同步旋转坐标系下实现,该方法需要根据 PMSM 在同步旋转坐标系下的离散数学模型进行预测控制. PMSM 的数学模型<sup>[13-15]</sup>为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{\omega_r L_q}{L_d}i_q + \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{\omega_r(L_d i_d + \Psi_f)}{L_q} + \frac{u_q}{L_q} \\ \Psi_d = L_d i_d + \Psi_f \\ \Psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (1)$$

$$T_e = \frac{3}{2}n_p(\Psi_f + (L_d - L_q)i_d)i_q \quad (2)$$

式中, $i_d$ 和 $i_q$ 为 PMSM 的定子电流, $u_d$ 和 $u_q$ 为 PMSM 的定子电压, $\Psi_d$ 和 $\Psi_q$ 为 PMSM 的定子磁链, $T_e$ 为 PMSM 的电磁转矩, $R_s$ 为 PMSM 的定子电阻, $L_d$ 和 $L_q$ 为 PMSM 的定子电感, $\omega_r$ 为 PMSM 的速度, $\Psi_f$ 为 PMSM 的永磁体磁链, $n_p$ 为 PMSM 的极对数.

经过离散化之后可得

$$\begin{cases} i_d(k+1) = a_{11}i_d(k) + a_{12}i_q(k) + b_1u_d(k) \\ i_q(k+1) = a_{21}i_q(k) - a_{22}i_d(k) + b_2u_q(k) - c \end{cases} \quad (3)$$

式中,  $a_{11} = 1 - R_s T_s / L_d$ ,  $a_{12} = \omega_r(k) L_q T_s / L_d$ ,  $a_{21} = 1 - R_s T_s / L_q$ ,  $a_{22} = \omega_r(k) L_d T_s / L_q$ ,  $b_1 = T_s / L_d$ ,  $b_2 = T_s / L_q$ ,  $c = \omega_r(k) T_s \Psi_f / L_q$ ,  $T_s$  为控制周期,  $x(k)$  表示  $k$  时刻对应的变量  $x$ ,  $x(k+1)$  表示  $k+1$  时刻对应的变量  $x$ .

为了补偿一步延时带来的消极影响,可首先根据上周期选择的最优电压矢量和式③计算得到  $k+1$  时刻的电流预测值,然后再将逆变器所有的电压矢量代入式④预测  $k+2$  时刻的电流.

$$\begin{cases} i_d(k+2) = a_{11} i_d(k+1) + \\ a_{12} i_q(k+1) + b_1 u_d(k+1) \\ i_q(k+2) = a_{21} i_q(k+1) - \\ a_{22} i_d(k+1) + b_2 u_q(k+1) - c \end{cases} \quad (4)$$

得到  $k+2$  时刻的电流后,可根据式①②预测定子磁链和转矩值

$$\begin{aligned} \Psi_s(k+2) &= \\ \sqrt{(L_d i_d(k+2) + \Psi_f)^2 + (L_q i_q(k+2))^2} & \quad (5) \end{aligned}$$

$$T_e(k+2) = \frac{3}{2} n_p (\Psi_f + (L_q - L_d) i_d(k+2)) i_q(k+2) \quad (6)$$

建立目标函数

$$g =$$

$$|T_e^* - T_e(k+2)| + \lambda |\Psi_s^* - \Psi_s(k+2)| \quad (7)$$

式中,  $T_e^*$  为参考转矩,  $\Psi_s^*$  为参考定子磁链,  $\lambda$  为权重系数. 该目标函数用来评估不同电压矢量对转矩和定子磁链的控制效果,并选择使目标函数最小的电压矢量作用于逆变器<sup>[16-18]</sup>. 由于转矩和定子磁链的数值不是一个数量级,因此,需要合理设计权重系数来实现转矩和磁链控制的平衡. 然而,权重系数的设计较复杂,目前尚没有成熟的设计理论.

以两电平电压源逆变器驱动 PMSM 为例进行分析,其共有 8 个电压矢量(见图 1),其数值如表 1 所示.

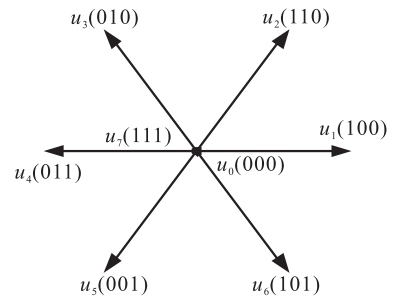


图 1 两电平电压源逆变器的电压矢量

Fig. 1 Voltage vectors of the two-level voltage source

表 1 电压矢量值

Table 1 Values of the voltage vectors

电压矢量	$u_\alpha$	$u_\beta$
$u_0(000)$	0	0
$u_1(100)$	$2/3 u_{dc}$	0
$u_2(110)$	$1/3 u_{dc}$	$\sqrt{3}/3 u_{dc}$
$u_3(010)$	$-1/3 u_{dc}$	$\sqrt{3}/3 u_{dc}$
$u_4(011)$	$-2/3 u_{dc}$	0
$u_5(001)$	$-1/3 u_{dc}$	$-\sqrt{3}/3 u_{dc}$
$u_6(101)$	$1/3 u_{dc}$	$-\sqrt{3}/3 u_{dc}$
$u_7(111)$	0	0

由表 1 可知,当直流侧电压  $u_{dc}$  固定时,这 8 个电压矢量在静止坐标系上的电压值也是固定的. 然而,当在同步旋转坐标系上进行预测时,需要首先将这 8 个电压矢量坐标变换到同步旋转坐标系上,得到  $u_d$  和  $u_q$ , 然后才能代入式③—⑦进行预测控制,这明显增大了计算量.

## 2 改进的 PMSM 预测转矩控制方法

考虑到两电平电压源逆变器的电压矢量在静止坐标系上是固定的,在设计静止坐标系上的预测转矩控制方法时,可直接在静止坐标系上实现预测转矩控制,从而避免大量的坐标变换运算,降低计算量. 进一步提出一种新的目标函数,通过将转矩误差和磁链误差转化为动态标么值,消除权重因子的影响.

### 2.1 静止坐标系上的预测控制

首先, PMSM 在静止坐标系上的数学模型

可表示为

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_q} - \frac{e_\alpha}{L_q} \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_\beta + \frac{u_\beta}{L_q} - \frac{e_\beta}{L_q} \end{cases} \quad (8)$$

式中,  $i_\alpha$  和  $i_\beta$  为 PMSM 的定子电流;  $u_\alpha$  和  $u_\beta$  为 PMSM 的定子电压, 也就是逆变器的输出电压;  $e_\alpha$  和  $e_\beta$  为 PMSM 的等效反电动势, 且满足

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \omega_r [\Psi_f + (L_d - L_q)i_d] \begin{bmatrix} -\sin\theta_r \\ \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中,  $\theta_r$  为 PMSM 的转子角度。

对式 (8) 进行离散化, 可得

$$\begin{cases} i_\alpha(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_q}\right) i_\alpha(k) + \frac{T_s}{L_q} (u_\alpha(k) - e_\alpha(k)) \\ i_\beta(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_q}\right) i_\beta(k) + \frac{T_s}{L_q} (u_\beta(k) - e_\beta(k)) \end{cases} \quad (10)$$

由于直流侧电压恒定时, 逆变器的输出电压矢量值  $u_\alpha$  和  $u_\beta$  为固定量, 因此, 可直接将  $u_\alpha$  和  $u_\beta$  代入式 (10) 进行电流预测, 避免进行坐标变换, 从而使得其计算量明显减小。同时, 式 (10) 所示的等效反电动势可根据式 (9) 计算得到。

为了进行延时补偿, 根据上周期选择的最优电压矢量和式 (10) 计算得到  $k+1$  时刻的电流预测值, 用于预测  $k+1$  时刻的定子磁链

$$\begin{bmatrix} \Psi_\alpha(k+1) \\ \Psi_\beta(k+1) \end{bmatrix} = L_q \begin{bmatrix} i_\alpha(k+1) \\ i_\beta(k+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{e_\beta(k+1)}{\omega_r(k+1)} \\ -\frac{e_\alpha(k+1)}{\omega_r(k+1)} \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中,  $\Psi_\alpha$  和  $\Psi_\beta$  为 PMSM 的定子磁链。

考虑到逆变器的控制频率远大于电机的运行频率, 因此, 在预测  $k+1$  时刻的定子磁链时,

可认为  $k$  时刻和  $k+1$  时刻的等效反电动势和转速保持不变。

再将逆变器所有的电压矢量代入式 (12)—(14) 预测  $k+2$  时刻的电流、定子磁链和转矩:

$$\begin{cases} i_\alpha(k+2) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_q}\right) i_\alpha(k+1) + \frac{T_s}{L_q} (u_\alpha(k+1) - e_\alpha(k+1)) \\ i_\beta(k+2) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_q}\right) i_\beta(k+1) + \frac{T_s}{L_q} (u_\beta(k+1) - e_\beta(k+1)) \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} \Psi_\alpha(k+2) = \Psi_\alpha(k+1) + T_s (u_\alpha(k+1) - R_s i_\alpha(k+1)) \\ \Psi_\beta(k+2) = \Psi_\beta(k+1) + T_s (u_\beta(k+1) - R_s i_\beta(k+1)) \\ \Psi_s(k+2) = \sqrt{\Psi_\alpha^2(k+2) + \Psi_\beta^2(k+2)} \\ T_e(k+2) = \frac{3}{2} n_p (\Psi_\alpha(k+2) i_\beta(k+2) - \Psi_\beta(k+2) i_\alpha(k+2)) \end{cases} \quad (13)$$

## 2.2 无权重因子目标函数的设计

在预测得到  $k+2$  时刻的定子磁链和转矩后, 可根据式 (7) 所示的目标函数评估每个电压矢量的控制效果, 并选择一个最优电压矢量作用于逆变器。然而, 目标函数需要设计权重因子, 而权重因子的设计较困难。

为了避免设计权重因子, 本文提出了一种新的目标函数设计方法。考虑到式 (7) 所示的目标函数加权重系数是因为转矩误差和定子磁链误差不是一个数量级, 因此, 本文提出的目标函数设计方法是: 通过将转矩误差和定子磁链误差进行动态标么化, 进而将两者不同的数量级转化为一个数量级, 从而实现权重因子的消除。

首先, 分别定义转矩和定子磁链两个目标函数:

$$g_T = |T_e^* - T_e(k+2)| \quad (15)$$

$$g_{\Psi} = |\Psi_s^* - T_s(k+2)| \quad (16)$$

在预测过程中,分别将逆变器输出的8个电压矢量  $u_i$  代入式 ⑩—⑬,可得到所对应的转矩和定子磁链目标函数值  $g_{T_i}$  和  $g_{\Psi_i}$  ( $i = 1, 2, \dots, 8$ ),取  $g_{T_i}$  和  $g_{\Psi_i}$  所对应的最大值和最小值.记  $g_T$  的最大值、最小值分别为  $g_{T_{\max}}$  和  $g_{T_{\min}}$ ,  $g_{\Psi}$  的最大值、最小值分别为  $g_{\Psi_{\max}}$  和  $g_{\Psi_{\min}}$ .

建立一个新的目标函数  $G$ :

$$G = G_T + G_{\Psi} \quad (17)$$

式中

$$G_T = \frac{g_{T_i} - g_{T_{\min}}}{g_{T_{\max}} - g_{T_{\min}}} \quad (18)$$

$$G_{\Psi} = \frac{g_{\Psi_i} - g_{\Psi_{\min}}}{g_{\Psi_{\max}} - g_{\Psi_{\min}}} \quad (19)$$

由式 ⑱ 和 ⑲ 可知,当转矩和定子磁链的目标函数为  $g_{T_{\min}}$  和  $g_{\Psi_{\min}}$  时,  $G_T$  和  $G_{\Psi}$  均为0;而当转矩和定子磁链的目标函数为  $g_{T_{\max}}$ ,  $g_{\Psi_{\max}}$  时,  $G_T$  和  $G_{\Psi}$  均为1.由此可见,此时的  $G_T$  和  $G_{\Psi}$  为一个数量级,且都在0到1之间变化,因此,目标函数  $G$  不再需要设计权重因子.同时,当第  $i$  个电压矢量  $u_i$  作用时,目标函数  $G$  越大,表明控制误差越大;目标函数  $G$  越小,表明控制误差越小.因此,需要选择使目标函数  $G$  最小的电压矢量作为最优矢量,并作用于逆变器.

与文献[12]所提出的方法相比,本文所提方法不需要对8个目标函数值进行排序,而仅需要求出其最大值和最小值,因此,其计算量明显减小.

### 2.3 本文方法的执行流程

本文方法的执行流程如图1所示,其具体执行步骤如下.

**步骤1** 采样  $k$  时刻的电机三相电流,并变换到静止坐标系上;

**步骤2** 根据坐标变换求取  $d$  轴电流  $i_d$ ,并根据式 ⑨ 和采样得到的电机转速和转子位置角度计算等效反电动势;

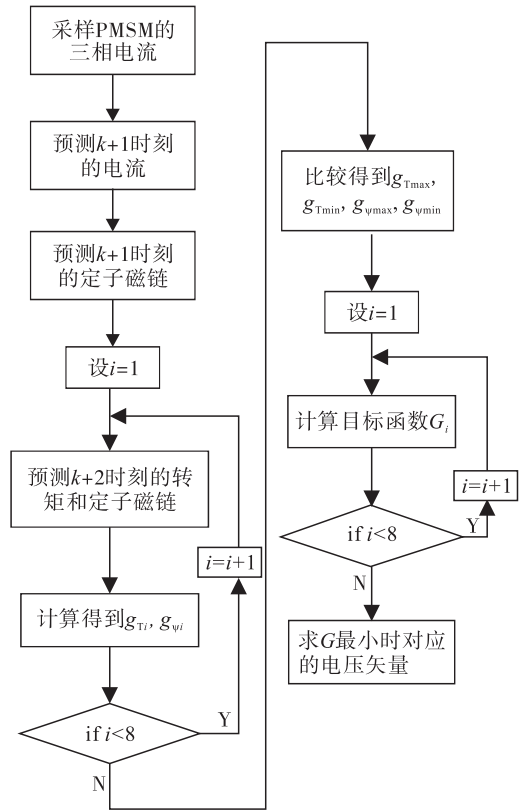


图2 本文方法的执行流程图

Fig. 2 The execution flow chart of the proposed method

**步骤3** 根据计算得到的电流、等效反电动势、上周期作用的电压矢量和式 ⑩ 计算  $k+1$  时刻的电流,实现延时补偿;

**步骤4** 根据式 ⑪ 预测  $k+1$  时刻的定子磁链;

**步骤5** 将逆变器输出的8个电压矢量依次代入式 ⑫—⑭ 预测  $k+2$  时刻的转矩和定子磁链,并根据式 ⑮—⑯ 得到8个  $g_{T_i}$  和  $g_{\Psi_i}$  ( $i = 1, 2, \dots, 8$ );

**步骤6** 通过比较求出  $g_{T_{\max}}$ ,  $g_{T_{\min}}$ ,  $g_{\Psi_{\max}}$ ,  $g_{\Psi_{\min}}$ ;

**步骤7** 再次将已经计算得到的8个  $g_{T_i}$  和  $g_{\Psi_i}$  依次代入式 ⑰—⑱,计算得到8个新目标函数值  $G_i$ ;

**步骤8** 通过比较得到  $G_i$  最小时所对应的电压矢量  $u_i$ ,并将其作用于逆变器.

### 3 仿真结果与分析

为了验证本文设计方法的有效性和正确性,采用 Matlab/Simulink,对常规方法和本文方法进行稳态、动态仿真研究.仿真时电机转速为 400 r/min.仿真系统参数如下:直流电压  $U_{dc} = 600$  V,  $d$  轴电感  $L_d = 4$  mH,  $q$  轴电感  $L_q = 9$  mH,极对数  $n = 3$ ,定子电阻  $R_s = 0.05$   $\Omega$ ,永磁体磁链  $\Psi_f = 1.5$  Wb.

#### 3.1 稳态仿真结果与分析

采用常规方法和本文方法时的稳态转矩和磁链控制仿真效果分别如图 3 和图 4 所示,其中,转矩指令设为 600 N·m,定子磁链指令  $\Psi_s^* =$

$$\sqrt{\Psi_f^2 + L_q^2 \left( \frac{2T_e^*}{3n_p \Psi_f} \right)^2}.$$

由图 3 可以看出,对常规方法而言,权重因子对转矩和定子磁链的影响较明显.当权重因

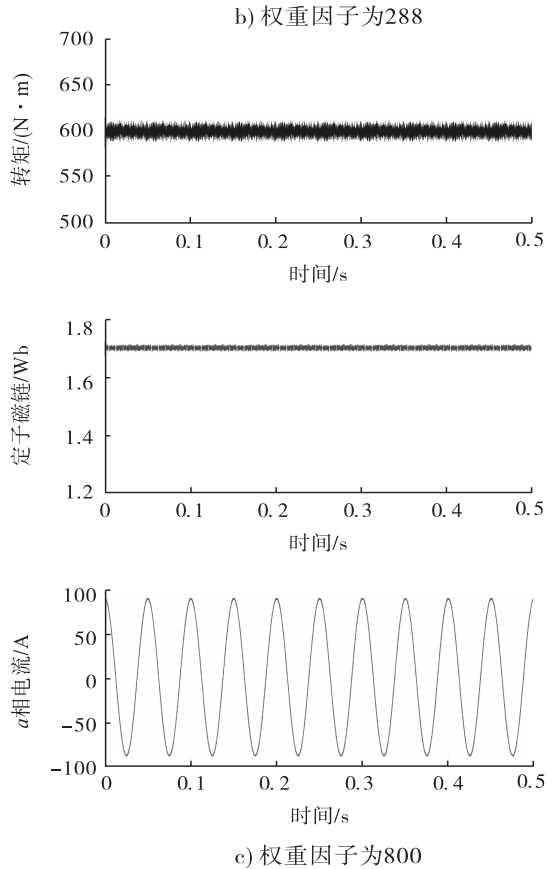
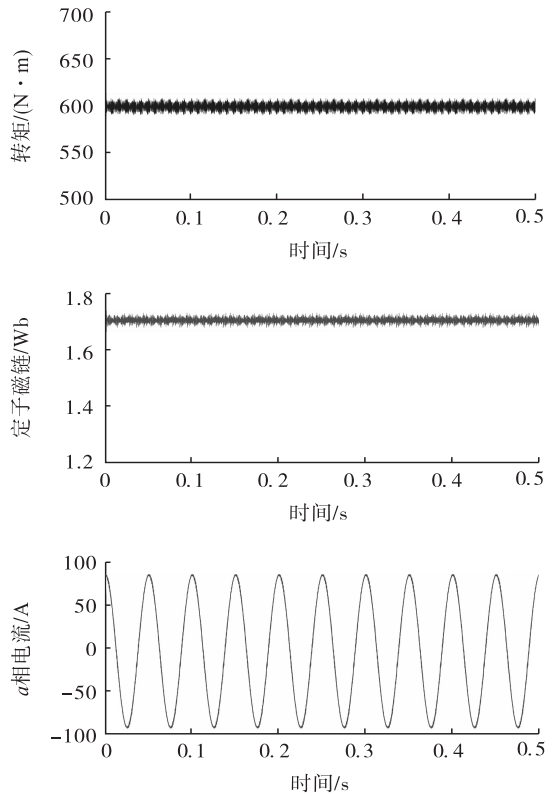
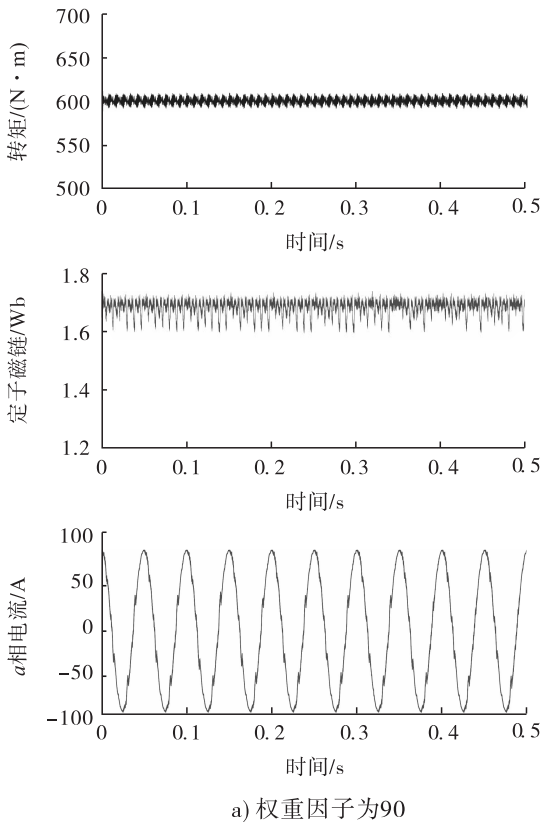


图 3 常规方法取不同权重因子的稳态仿真结果

Fig. 3 Steady state simulation results of the conventional method with different weighting factors

子较小时,控制目标侧重于减小转矩控制误差,因此,定子磁链的脉动较大,导致  $a$  相电流  $i_a$  也出现了明显的畸变;当增大权重因子到 288 时,转矩和  $a$  相电流的畸变明显较小,但定子磁链出现了一定程度的脉动;当增大权重因子到 800 时,定子磁链和  $a$  相电流的畸变明显较小,而转矩产生了明显的脉动. 因此,为了同时得到最优的转矩和定子磁链控制效果,需要优化设计权重因子,而目前尚没有成熟的权重因子设计理论. 由图 4 可以看出,本文方法由于不需要使用权重因子,因此,其转矩和定子磁链都得到了较好的控制,控制效果优于常规的预测转矩控制方法,同时,也简化了系统的设计过程.

### 3.2 动态仿真结果与分析

转矩指令在 0.25 s 由  $100 \text{ N} \cdot \text{m}$  突增为  $600 \text{ N} \cdot \text{m}$  时,考虑到权重因子为 800 时,常规

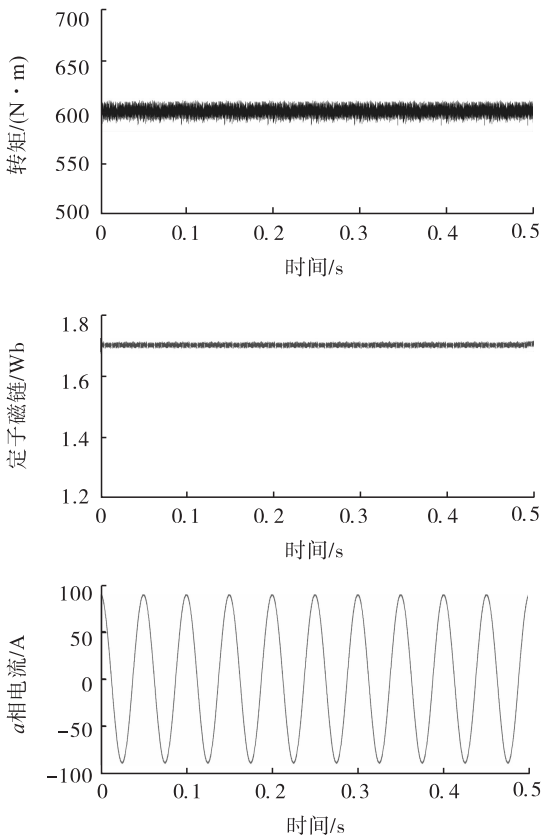


图 4 本文方法的稳态仿真结果

Fig.4 Steady state simulation results of the proposed method

方法控制效果较好,因此,选择其为最优权重因子进行动态仿真,两种方法的转矩动态响应结果如图 5 所示,其中转矩和定子磁链虚线区域局部放大见小图.

由图 5 可以看出,两种方法在转矩阶跃变化时都具有较好的动态响应过程,在转矩阶跃过程中,两种方法的磁链脉动和转矩脉动都得到较优的控制效果,这也进一步验证了本文方法的有效性,而本文方法不需要使用权重因子,可简化系统的设计过程.

## 4 结语

针对常规 PMSM 预测转矩控制方法计算量大、需要设计权重因子等问题,提出了一种改进的无权重因子的 PMSM 预测转矩控制方法. 首先,该方法基于 PMSM 在静止坐标系上的数学模型,建立了静止坐标系上的预测转矩控制方法,从而大大减小了计算量;其次,提出了一种新的目标函数设计方法,将转矩和定子磁链误差转化为动态标么值,从而消除了权重因子,简化了系统的设计过程. 仿真结果表明,改进的设计方法不仅避免了设计权重因子,减小了计算量,且具有较好的转矩控制效果.

### 参考文献:

- [1] 盖江涛,黄守道,黄庆,等. 基于负载观测的永磁电机驱动系统自抗扰控制[J]. 电工技术学报,2016,31(18):29.
- [2] 田素立,赵瑞杰,李朝锋,等. 永磁同步电机角度软锁相环估算方法研究[J]. 电力系统保护与控制,2017,45(18):108.
- [3] 左月飞,张捷,刘闯,等. 基于自抗扰控制的永磁同步电机位置伺服系统一体化设计[J]. 电工技术学报,2016,31(11):51.
- [4] 耿洁,陈振,刘向东,等. 永磁同步电机的自适应逆控制[J]. 电工技术学报,2011,26(6):51.

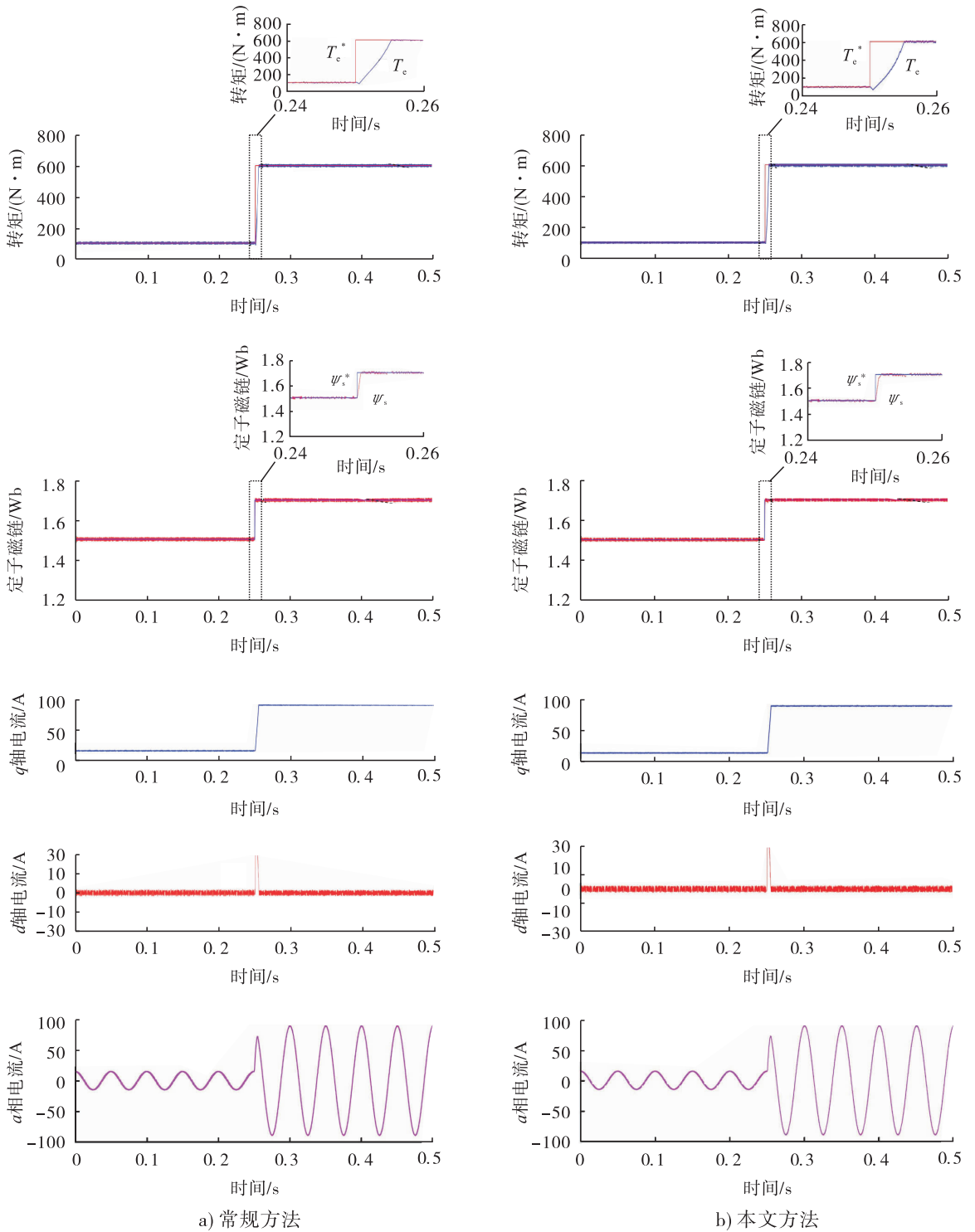


图5 两种方法的动态仿真结果

Fig. 5 Dynamic state simulation results of the two methods

[5] 薛花,姜建国. 基于无源性的同步电动机自适应控制[J]. 电工技术学报,2009,24(10):33.  
 [6] 宋争光,夏长亮,王志强,等. 基于超扭曲算法的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电工技术

学报,2017,32(15):89.  
 [7] 王利兵,毛承雄,陆继明,等. 基于反馈线性化原理的直驱风力发电机组控制系统设计[J]. 电工技术学报,2011,26(7):1.



- [8] 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.
- [9] RIAR B S, GEYER T, MADAWALA U K. Model predictive direct current control of modular multilevel converters: modeling, analysis, and experimental evaluation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (1): 431.
- [10] RODRIGUEZ J, PONT J, SILVA C A, et al. Predictive current control of a voltage source inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54 (1): 495.
- [11] SIAMI M, KHABURI D A, RODRIGUEZ J. Torque ripple reduction of predictive torque control for PMSM drives with parameter mismatch [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(9):7160.
- [12] ROJAS C A, RODRIGUEZ J, VILLARROEL F, et al. Predictive torque and flux control without weighting factors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2):681.
- [13] 徐艳平,李园园,周钦. 永磁同步电机双模型预测转矩控制策略[J]. 电力电子技术, 2018, 52(6):37.
- [14] 徐海奇,何凤有,曹晓冬,等. 三相四开关逆变器供电永磁同步电机预测转矩控制[J]. 电机与控制应用, 2015, 42(2):16.
- [15] 李志伟. 永磁同步电机的模型预测控制研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨理工大学, 2016.
- [16] 沈攀,谷鑫,李新旻,等. 改进的永磁同步电机双矢量模型预测转矩控制[J]. 新型工业化, 2019, 9(1):1.
- [17] 陈炜,曾思珂,张国政,等. 永磁同步电机改进型三矢量模型预测转矩控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(z2):420.
- [18] 田朱杰,吴晓新,於锋,等. 计及开关频率优化的永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(11):21.