# 基于最小电压矢量偏差的永磁同步电机直接转矩控制

陈炜[1],艾士超[1],谷鑫[2]

（1. 天津大学电气与自动化工程学院 天津 300072;2. 天津工业大学天津市电工电能新技术重点实验室 天津 300387）

**摘要** 永磁同步电机（PMSM）直接转矩控制（DTC）具有结构简单，动态性能良好以及对电机参数鲁棒性强等优点，但是却存在转矩和磁链波动较大等不足。本文通过分析永磁同步电机转矩和磁链变化规律，提出一种仍采用单电压矢量并能够降低转矩和定子磁链波动的 DTC 方法。该方法根据转矩和磁链控制要求计算参考电压，并以参考电压矢量为目标，选择与之偏差最小的输出电压矢量作用于电机，抑制了转矩和磁链波动。实验和仿真结果证明了所提方法的有效性。

**关键词：** 永磁同步电机 直接转矩控制 转矩和磁链波动 偏差最小

**中图分类号：** TM315

# Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Minimum Vector Deviation

*Chen Wei*[1] *, Ai Shichao*[1] *,Gu Xin*[2]

（1. Tianjin University Tianjin 300072 China;2. Tianjin Key Laboratory of Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy Tianjin Polytechnic University Tianjin 300387 China）

**Abstract** Direct torque control(DTC) for PMSM has many advantages such as simple structures, fast dynamic performance and robust on motor parameters, however, one of the main drawbacks is the significant torque and flux ripples. In this paper, the change law of torque and electromagnetic torque and stator flux is analyzed and a novel DTC method which still employs single vector is proposed to reduce the torque and flux ripples. The proposed method figures out the reference output voltage vector according to the controlling demands of torque and flux. Targeted the reference vector, the output voltage vector of two-level inverter which has minimum deviation with the reference is selected. Both the hardware experiments and software simulations prove the validity of the proposed method.

**Keywords：** PMSM, DTC, torque and flux ripples, minimum vector deviation

## 1 引言

永磁同步电机（PMSM）直接转矩控制（DTC）具有控制结构简单，动态性能良好以及对电机参数鲁棒性强等优点。但是，由于传统 DTC 利用滞环比较器对电磁转矩和定子磁链进行控制，在数字实现过程中，存在较大的转矩和磁链波动[1]。

国家重点基础研究发展计划项目 (973 项目)(2013CB035600)和国家自然科学基金青年基金（ 51307121）。

收稿日期 2014-07-30

目前，降低 DTC 转矩和磁链波动，改善电机性能的方法主要可划分为两类。其中一类方法采用多电压矢量调制技术。文献 [2～3]利用占空比控制方法，通过一个有效矢量和一个零矢量相互配合来调整转矩，进而降低转矩波动。然而，这些方法需要 PWM 模块而且占空比计算较为复杂。文献 [4～5]将空间矢量调制（SVM）与 DTC 相结合，通过 SVM 精确合成电压矢量来控制电磁转矩和定子磁链。基于 SVM 的 DTC 改进方法效果明显，但是这些方法的控制结构更为复杂。

另外一类方法在一个控制周期内仍然采用单个电压矢量作用于电机。这类方法保持了 DTC 控制结构简单、动态性能良好的特点。文献 [6]和[7]分别利用了三电平逆变器和矩阵变换器输出电压矢量多的特点，提出了三电平逆变器和矩阵变换器馈电的 DTC 转矩波动抑制方案。然而，通过改变逆变器结构的方法往往会增加系统成本。文献 [8]分析了两电平逆变器的零矢量在永磁同步电机直接转矩控制中的作用效果，将转矩滞环扩展为 3 级从而利用零矢量来达到降低转矩波动的目的。实践证明，这种方法能够保持传统 DTC 方法控制结构简单以及动态性能良好等固有特性，但是由于仍采用滞环控制而且没有对磁链滞环进行改进，因而对转矩和磁链波动抑制效果有限。

本文通过分析永磁同步电机电磁转矩和定子磁链的变化规律，提出一种采用单矢量控制的永磁同步电机直接转矩控制方法。该方法取消了转矩和磁链滞环，根据转矩和磁链的综合控制要求计算出参考电压矢量。利用参考电压矢量的位置信息，以误差最小为原则，选择逆变器电压输出电压矢量作用于电机。实验结果证明，本文所提出方法能够有效降低转矩和磁链波动。

## 2　电压矢量偏差

在以定子磁链定向的 x-y 空间旋转坐标系下，永磁同步电机定子电压方程为

$$v_{\mathrm{x}} = R_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{x}} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} |\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{s}}| \tag{1}$$

$$v_{\mathrm{y}} = R_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{y}} + \omega_{\mathrm{s}} |\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{s}}| \tag{2}$$

其中，$v_{\mathrm{x}}$、$v_{\mathrm{y}}$、$i_{\mathrm{x}}$、$i_{\mathrm{y}}$ 分别为定子电压和定子电流 x 轴和 y 轴分量；$\omega_{\mathrm{s}}$ 为定子磁链角速度；$R_{\mathrm{s}}$ 为定子电阻；$|\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{s}}|$为定子磁链矢量幅值 。忽略定子电阻压降，式（1）和式（2）可以简化为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} |\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{s}}| = v_{\mathrm{x}} \tag{3}$$

$$\omega_{\mathrm{s}} = \frac{v_{\mathrm{y}}}{|\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{s}}|} \tag{4}$$

永磁同步电机转矩变化率方程为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} T_{\mathrm{e}} = \frac{3p|\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{s}}|}{2L_{\mathrm{d}}L_{\mathrm{q}}} \left[ \psi_{\mathrm{f}} L_{\mathrm{q}} \cos\delta - |\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{s}}| \left( L_{\mathrm{q}} - L_{\mathrm{d}} \right) \cos 2\delta \right] \frac{\mathrm{d}\delta}{\mathrm{d}t} \tag{5}$$

式中，$\delta$、$\psi_{\mathrm{f}}$、$L_{\mathrm{d}}$、$L_{\mathrm{q}}$、$p$ 分别为转矩角、永磁体磁链、直轴等效电感、交轴等效电感和电机极对数。其中，转矩角变化率为

$$\frac{\mathrm{d}\delta}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}(\theta_{\mathrm{s}} - \theta_{\mathrm{r}})}{\mathrm{d}t} = \omega_{\mathrm{s}} - \omega_{\mathrm{r}} \tag{6}$$

式中，$\theta_{\mathrm{s}}$、$\theta_{\mathrm{r}}$ 和 $\omega_{\mathrm{r}}$ 分别为电机定子磁链相角、永磁体磁链相角和转子旋转电角速度。结合式 （3）～式（6）可得定子磁链幅值变化率和电磁转矩变化率分别为

[在此处键入 ]

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}|\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{s}}|=v_{\mathrm{x}} \tag{7}$$

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}T_{\mathrm{e}}=K(v_{\mathrm{y}}-\omega_{\mathrm{r}}|\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{s}}|) \tag{8}$$

式中，$K=\dfrac{3p}{2L_{\mathrm{d}}L_{\mathrm{q}}}[\psi_{\mathrm{f}}L_{\mathrm{q}}\cos\delta-|\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{s}}|(L_{\mathrm{q}}-L_{\mathrm{d}})\cos2\delta]$，为正数。由式（7）和式（8）可知，定子磁链幅值变化率主要与定子电压矢量的 x 轴分量有关，而电磁转矩的变化率主要与定子电压的 y 轴分量和 $\omega_{\mathrm{r}}|\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{s}}|$有关。对式（7）和式（8）进行离散化，并令 $\Delta T_{\mathrm{e}}=T_{\mathrm{e}}^{*}-T_{\mathrm{e}}$，$\Delta|\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{s}}|=|\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{s}}|^{*}-|\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{s}}|$，可得

$$v_{\mathrm{x}}^{*}=K_{\Psi}(|\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{s}}|^{*}-|\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{s}}|) \tag{9}$$

$$v_{\mathrm{y}}^{*}=K_{\mathrm{T}}(T_{\mathrm{e}}^{*}-T_{\mathrm{e}})+\omega_{\mathrm{r}}|\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{s}}| \tag{10}$$

式中，$v_{\mathrm{x}}^{*}$和 $v_{\mathrm{y}}^{*}$分别为将磁链幅值 $|\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{s}}|$和电磁转矩 $T_{\mathrm{e}}$ 调整至参考值 $|\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{s}}|^{*}$和 $T_{\mathrm{e}}^{*}$的最优参考电压；$K_{\mathrm{T}}$ 和 $K_{\Psi}$ 分别为转矩和磁链控制参数，按如下方式进行整定：

$$K_{\Psi}=\varepsilon_1\frac{1}{t_{\mathrm{c}}} \tag{11}$$

$$K_{\mathrm{T}}=\varepsilon_2\frac{1}{Kt_{\mathrm{c}}} \tag{12}$$

式中，$t_{\mathrm{c}}$ 为控制周期；$\varepsilon_1$ 和 $\varepsilon_2$ 分别为转矩和磁链控制参数的修正系数，取值均在 0.5～2 之间。

由式（9）和式（10）可得 x-y 坐标系下参考电压矢量，记为 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{ref}}^{\mathrm{xy}}$；x-y 坐标系下，逆变器输出电压矢量可记为 $\boldsymbol{V}_{n}^{\mathrm{xy}}$（$n$=0，1，…，7）。所选矢量与参考电压矢量的偏差可按下式计算：

$$\varepsilon_{\mathrm{xy}}=|\boldsymbol{V}_{\mathrm{ref}}^{\mathrm{xy}}-\boldsymbol{V}_{n}^{\mathrm{xy}}|=\sqrt{(v_{\mathrm{x}}^{*}-V_{\mathrm{x}})^2+(v_{\mathrm{y}}^{*}-V_{\mathrm{y}})^2} \tag{13}$$

式中，$V_{\mathrm{x}}$ 和 $V_{\mathrm{y}}$ 分别为逆变器输出电压矢量的 x 轴和 y 轴分量。偏差越小，表明所选电压矢量与参考电压矢量越接近，其控制效果越接近参考电压矢量。

传统 DTC 方法（包括使用零矢量 的方法）是定性地对电磁转矩和定子磁链进行控制，并未衡量所选电压矢量与参考电压矢量之间的偏差。而且，由于传统方法对磁链轨迹进行 6 扇区划分，某些电压矢量对电磁转矩的增减效果不明确，这些电压矢量并未被充分利用。综合上述原因，传统方法无法判断所选矢量是否能够满足 $\varepsilon_{\mathrm{xy}}$ 最小的要求。

## 3 基于最小电压矢量偏差 DTC 控制策略

### 3.1 基于最小电压矢量偏差的矢量选择方式

为了便于分析，将式（ 13）转换到 α-β 静止坐标系下，有

$$\begin{aligned}\varepsilon_{\alpha\beta}&=|\boldsymbol{V}_{\mathrm{ref}}^{\mathrm{xy}}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\theta_{\mathrm{s}}}-\boldsymbol{V}_{n}^{\mathrm{xy}}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\theta_{\mathrm{s}}}|=|\boldsymbol{V}_{\mathrm{ref}}^{\mathrm{xy}}-\boldsymbol{V}_{n}^{\mathrm{xy}}||\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\theta_{\mathrm{s}}}|\\&=\sqrt{(v_{\mathrm{x}}^{*}-V_{\mathrm{x}})^2+(v_{\mathrm{y}}^{*}-V_{\mathrm{y}})^2}\end{aligned} \tag{14}$$

由式（14）可知，$\varepsilon_{\mathrm{xy}}=\varepsilon_{\alpha\beta}$，因此，若需要 $\varepsilon_{\mathrm{xy}}$ 最小，只需 $\varepsilon_{\alpha\beta}$ 最小。参考电压矢量在 α-β 静止坐标系下的计算方式如下：

$$\left|v^{*}\right|=\sqrt{v_{\mathrm{x}}^{*2}+v_{\mathrm{y}}^{*2}} \tag{15}$$

$$\alpha^* = \arctan(v_y^* / v_x^*) + \theta_s \tag{16}$$

式中，$|\boldsymbol{v}^*|$和 $\alpha^*$分别为参考输出电压矢量幅值及其在静止坐标系中的相角。

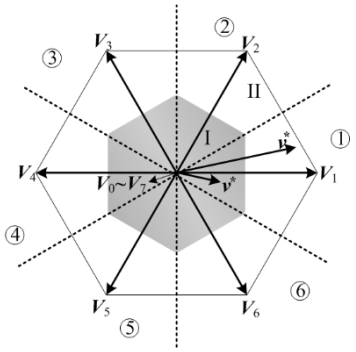



图 1　VSI 电压矢量分布以及扇区子区域划分

Fig.1　VSI output voltage vectors and sub-region division

以参考电压矢量位于图 1 所示①扇区内为例。可以证明，参考电压矢量 $\boldsymbol{v}^*$位于 $\boldsymbol{V}_1$ 垂直平分线右侧时，$\boldsymbol{V}_1$ 与 $\boldsymbol{v}^*$的偏差最小；当 $\boldsymbol{v}^*$位于 $\boldsymbol{V}_1$ 垂直平分线左侧时，零矢量与 $\boldsymbol{v}^*$的偏差最小。其他扇区的情况与 ①扇区类似。据此可将参考电压矢量的所处的每一个扇区划分为两个子区域（ I 和 II）。根据参考电压矢量所在扇区的子区域，即可确定与之偏差最小的逆变器矢量。具体判断方式如下：

$$\text{I 区域：} \; ||\boldsymbol{v}^*|\cos(\alpha^* - (h-1)\pi/3)| < V_{im}/2$$

$$\text{II 区域：} \; ||\boldsymbol{v}^*|\cos(\alpha^* - (h-1)\pi/3)| \geq V_{im}/2$$

其中，$h$ 为参考电压的扇区号，且 $h$=1, 2, …, 6；$V_{im}$ 为逆变器输出电压矢量幅值。

基于最小电压矢量偏差的 DTC 开关表如表 1 所示。

**表 1　基于矢量偏差最小的 DTC 开关表**

Tab.1　Switching table of DTC based on minimum deviation

| $h$ | ① | ② | ③ | ④ | ⑤ | ⑥ |
|---|---|---|---|---|---|---|
| I | $\boldsymbol{V}_0$（$\boldsymbol{V}_7$） | $\boldsymbol{V}_0$（$\boldsymbol{V}_7$） | $\boldsymbol{V}_0$（$\boldsymbol{V}_7$） | $\boldsymbol{V}_0$（$\boldsymbol{V}_7$） | $\boldsymbol{V}_0$（$\boldsymbol{V}_7$） | $\boldsymbol{V}_0$（$\boldsymbol{V}_7$） |
| II | $\boldsymbol{V}_1$ | $\boldsymbol{V}_2$ | $\boldsymbol{V}_3$ | $\boldsymbol{V}_4$ | $\boldsymbol{V}_5$ | $\boldsymbol{V}_6$ |

### 3.2　控制结构及控制参数讨论

本文所提出 DTC 方法的控制结构如图 2 所示。参考电压计算模块根据电磁转矩和定子磁链的控制要求，计算参考电压；根据参考电压矢量的幅值和相角判断其所在扇区及其在扇区内的　子区域，最终从开关表中选择相应的电压矢量。

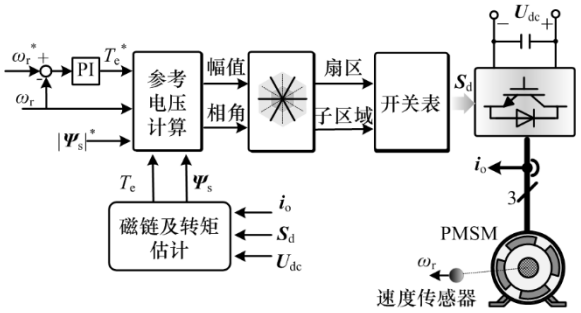



图 2　控制框图

Fig.2　The block diagram of the proposed method

本文中，$K_T$、$K_\Psi$ 的取值影响参考电压计算 ，进而影响电压矢量选择。本文首先在 $K_\Psi$ 为一固定值条件

下，分析 $K_T$ 取值对控制性能的影响。

1）当 $K_T$ 取值较大时，由式（10）可知，（$T_e^*$-$T_e$）对参考电压影响较大，控制器倾向于选择对电磁转矩作用效果显著的矢量。因此，增大 $K_T$ 可以增大控制器对电磁转矩的控制力度，提高动态响应能力，但是过大的 $K_T$ 会导致所选电压矢量对电磁转矩的改变作用剧烈而增大转矩波动。

2）当 $K_T$ 取值较小时，由式（10）可知，（$T_e^*$-$T_e$）对参考电压影响较小，控制器倾向于选择对电磁转矩作用效果不明显的矢量。因此，减小 $K_T$ 可以降低控制器对电磁转矩的控制力度，但是过小的 $K_T$ 也不利于优化转矩性能。

$K_\Psi$ 取值主要影响磁链的控制效果，结论与 $K_T$ 类似。

## 4 仿真与实验

本文方法使用了零矢量，为公平起见，在仿真和实验对比中，所谓的传统 DTC 方法实际上是采用 3 级转矩滞环并使用零矢量的改进方法。

### 4.1 仿真分析

为验证本文方法的有效性，利用 Matlab/ Simulink 平台搭建传统 DTC 方法和本文 DTC 方法的仿真模型进行相关分析。电机参数如表 2 所示。两种控制方法中，定子磁链幅值给定值为 1.63Wb，采样时间为 50μs。传统 DTC 方法中转矩和磁链滞环宽度分别为 $\pm0.01T_N$ 以及 $\pm0.008\psi_f$；本文方法中，$K_T$ 和 $K_\Psi$ 的数值分别取为 10 和 16000。

**表 2 永磁同步电机参数**

Tab.2 Parameters of PMSM

| 参 数 | 数 值 |
|---|---|
| 额定线电压 $U_N$/V | 380 |
| 额定线电流 $I_N$/A | 13.5 |
| 额定转矩 $T_N$/N·m | 1000 |
| 额定转速 $n_N$/(r/min) | 50 |
| 额定功率 $P_N$/kW | 5.2 |
| 转动惯量 $J$/(kg·m$^2$) | 3.0 |
| 永磁体磁链 $\psi_f$/Wb | 1.63 |
| 定子电阻 $R_s$/Ω | 1.89 |
| 定子电感 $L_s$/mH | 45.5 |
| 极对数 $p$ | 24 |

图 3 给出了两种方法下转速、转矩和定子电流的仿真波形。图中，电机首先空载运行在 20r/min；$t$=0.5s 时，速度参考值阶跃至 35r/min；$t$=1.0s 时，突加 130N·m 负载。

本文利用转矩标准差来评估转矩波动 [9]，即

$$\sigma_T=\sqrt{\frac{1}{n-1}\sum_{i=1}^{n}\left(T_e(i)-\overline{T_e}\right)^2},\quad \overline{T_e}=\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}T_e(i) \tag{17}$$

从图 3 可以看出，本文方法相对于传统方法能够有效降低转矩波动。进一步计算可得，传统算法在转速为 35r/min，负载为 130N·m 条件下稳定运行时，在 1.3s～1.5s 时间段内，转矩标准差的 $\sigma_T$ 为 9.721N·m。而本文 DTC 算法在相同时间段内的转矩标准差 $\sigma_T$ 为 5.792N·m。

表 3 给出了本文方法下，当 $K_T$ 取不同值时，电机参考转速指令从 20r/min 阶跃至 35r/min 瞬间，电磁转矩从零增加至限定幅值的时间 $t_u$ 以及电机稳定运行时，1.3s～1.5s 时间段内的电磁转矩标准差 $\sigma_T$。

由表 3 可知，$K_T$ 越大，电磁转矩从零增加至限定幅值的时间越短，说明转矩动态响应能力越强，这与

前文分析相符。但是，受到逆变器输出能力的限制，当 $K_T$ 取值继续增大时，$t_u$ 不会继续下降而是保持为恒值。通过比较不同 $K_T$ 时的 $\sigma_T$ 可知，合理的 $K_T$ 将有更有利于降低转矩波动。

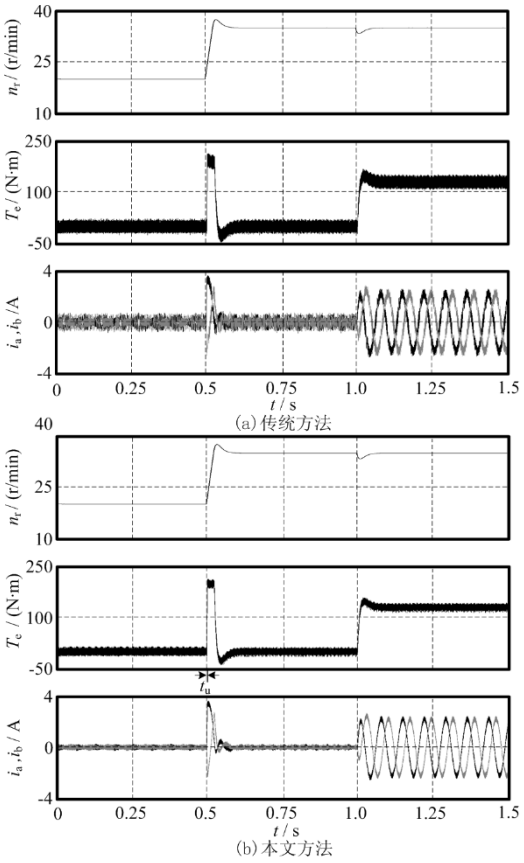



图 3　转速、转矩和定子电流的仿真波形

Fig.3　Simulation waveforms of motor speed, electromagnetic torque and stator current

**表 3　不同 $K_T$ 值下的仿真数据**

Tab.3　Simulation data with different $K_T$

| $K_T$ | $t_u$/ms | $\sigma_T$/N·m |
|---|---|---|
| 4.0 | 1.44 | 6.374 |
| 6.0 | 1.40 | 5.899 |
| 8.0 | 1.39 | 5.842 |
| 10.0 | 1.36 | 5.792 |
| 12.0 | 1.35 | 5.806 |
| 14.0 | 1.35 | 6.090 |
| 16.0 | 1.35 | 6.345 |

### 4.2　实验验证

本文的实验平台是一套 5.2kW 永磁同步电机系统，如图 4 所示。其中，控制系统以 TMS320F28335 为主控制器，以 Cyclone 系列 FPGA 作为辅助控制器。永磁同步电机参数和两种方法的控制参数与仿真一致。本文对 传统方法和本文方法的稳态和动态性能进行了实验验证。

[在此处键入 ]




图 4 实验平台

Fig.4 Experimental platform

图 5 为稳态时，两种方法的转矩和磁链幅值波形。稳态实验中，负载转矩 $T_L$ 为 130N·m，给定转速为 20r/min。从图 5 中可以看出，电机稳定运行时，本文 DTC 方法相对于传统方法能够有效降低转矩和定子磁链幅值的波动。

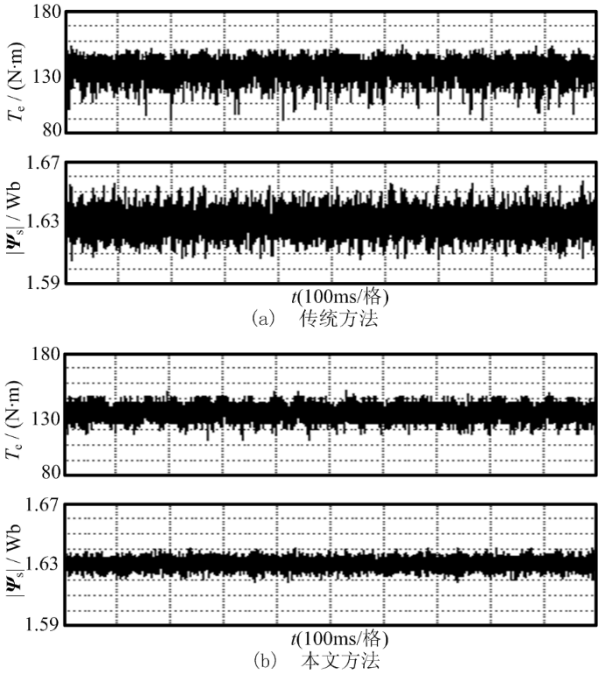



图 5 稳态条件下的转矩和磁链波形

Fig.5 Experimental waveforms of electromagnetic torque and the magnitude of flux in steady state

图 6 和图 7 为两种方法动态性能的实验结果。其中，图 6 为转速指令阶跃时，两种控制方法下的转速，转矩和定子磁链 α 轴和 β 轴分量波形。转速阶跃实验中电机空载（由于存在空载转矩，$T_L$ 约为 35N·m），给定转速从 20r/min 阶跃至 35r/min。图 7 为突加负载时，两种方法下的转速、转矩和定子 a 相电流波形。突加负载实验中，电机首先空载稳定运行，此时转速为 20r/min，此后，突加 130N·m 负载。

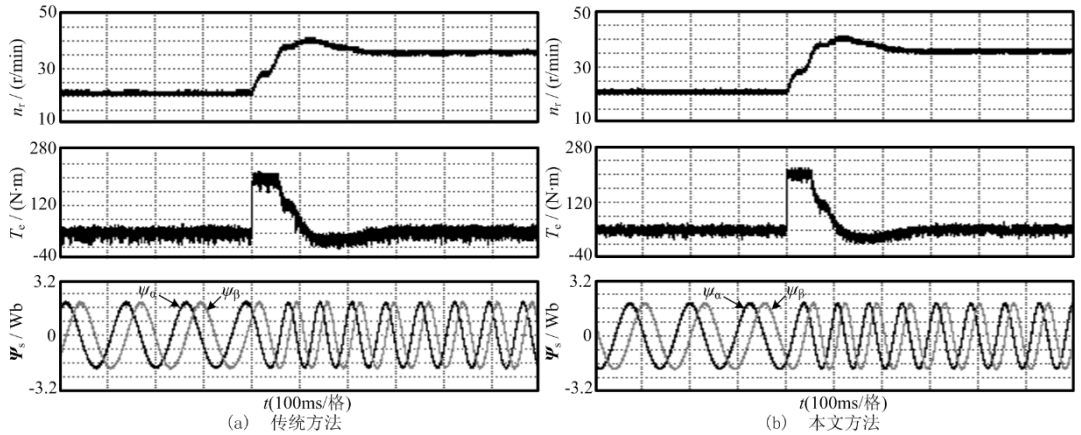



图 6　转速阶跃条件下的转速、转矩和定子磁链波形

Fig.6　Experimental waveforms of motor speed, electromagnetic torque and α-β components of flux with speed stepping

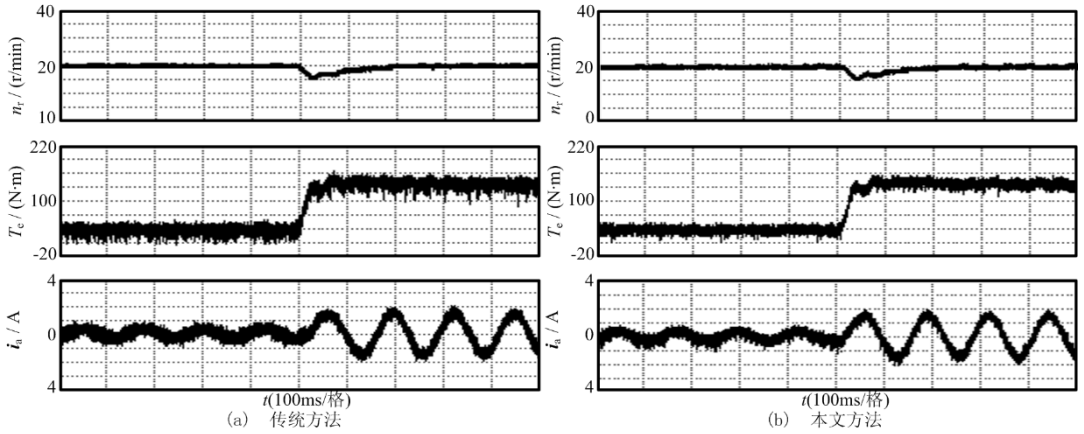



图 7　突加负载条件下的转速、转矩和定子电流波形

Fig.7　Experimental waveforms of motor speed, electromagnetic torque and stator current with load torque stepping

由图 6 和图 7 可以看出，在转速阶跃和突加负载等动态实验中，本文方法保持了传统　DTC 方法良好的动态特性，而且能够降低转矩波动。

## 5　结论

本文提出了一种采用单电压矢量的　DTC 方法。该方法取消了转矩和磁链滞环比较器，以参考电压矢量为目标，以偏差最小原则进行矢量选择。所选矢量能够优化电磁转矩和定子磁链的综合控制效果。实验结果证明，本文所提出的方法能够有效降低转矩和定子磁链波动并具有良好的动态性能。

### 参考文献

[1] 徐艳平，钟彦儒．基于占空比控制的永磁同步电机新型直接转矩控制策略　[J]．电工技术学报，2009, 24(10): 27-32.
Xu Yanping, Zhong Yanru. A novel direct torque control strategy of permanent magnet synchronous motors based on duty ratio control[J]．　Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(10): 27-32.

[2] 杨英，陈鑫，涂小卫等．占空比调制的永磁同步电机直接转矩控制　[J]．电机与控制学报，2014, 18(4): 66-71.

[在此处键入 ]

Yang Ying, Chen Xin, Tu Xiaowei, et al. Direct torque control of permanent magnet synchronous motor based on duty ratio control[J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(4):66-71.

[3] Telford D, Dunnigan M W, Williams B W. A novel torque-ripple reduction strategy for direct torque control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(4): 867-870.

[4] 王斌, 王跃等. 基于定子磁链降阶状态观测的永磁同步电机无差拍直接转矩控制系统 [J]. 电工技术学报, 2014, 29(3): 160:171.
Wang Bin, Wang Yue, Guo Wei, et al. Deadbeat direct torque control of permanent magnet synch- ronous motor based on reduced order stator flux observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(3): 160-171.

[5] Chan-Hee Choi, Jul-Ki Seok, and Robert D. Lorenz. Wide-speed direct torque and flux control for interior pm synchronous motors operating at voltage and current limits[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2013, 49(1): 109-117.

[6] Lee K. B., Song J. H., Choy I. and Yoo J. Y. Torque ripple reduction in DTC of induction motor driven by three-level inverter with low switching frequency[J]. IEEE Trans. Power Electron., 2002, 17(2): 255-264.

[7] Ortega C., Arias A., Caruana C., Balcells J. and Asher G. Improved waveform quality in the direct torque control of matrix-converter-fed PMSM drives[J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2010, 57(6): 2101–2110.

[8] 田淳, 胡育文. 永磁同步电机直接转矩系统理论及控制方案的研究 [J]. 电工技术学报, 2002, 17(1): 7-11.
Tian Chun, Hu Yuwen. Study of the scheme and theory of the direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2002, 17(1): 7-11.

[9] Xia C., Zhao J., Yan Y., and Shi T. A novel direct torque control of matrix converter-fed PMSM drives using duty cycle control for torque ripple reduction[J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2014, 61(6): 2700-2713.

---

**作者简介**:陈 炜 男，1977 年生，博士，副教授，硕士生导师，主要研究方向为电机及其控制系统。 艾士超 男，1988 年生，硕士研究生，主要研究方向为永磁同步电机及其控制系统。