

基于占空比技术的 PMSM 直接转矩控制^①

宁博文^{②*} 程善美^{**} 卢少武^{*} 周凤星^{*}

(^{*} 武汉科技大学冶金自动化与检测技术教育部工程研究中心 武汉 430081)

(^{**} 华中科技大学自动化学院 武汉 430074)

摘 要 永磁同步电机(PMSM)传统直接转矩控制(DTC)具有控制结构简单、对参数鲁棒性强的优点,但是存在较大的转矩和定子磁链波动。本文通过永磁同步电机在静止坐标系上的数学模型,推导出转矩和定子磁链变化率关系,并对转矩和定子磁链波动情况进行了详细的分析。在此基础上,提出了一种基于占空比技术的改进方案,该占空比计算方法不仅考虑了转矩和定子磁链偏差,同时还考虑到电机转速的影响。实验结果表明,该方案能有效地减小转矩和定子磁链波动以及转矩稳态误差,具有良好的动态和静态运行性能。
关键词 永磁同步电机(PMSM);直接转矩控制(DTC);转矩波动分析;磁链波动分析;占空比技术

0 引 言

直接转矩控制(direct torque control, DTC)是一种高性能电机控制方法,于 20 世纪 80 年代首先在异步电机中得到应用,随后推广到永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)应用中^[1-3]。与矢量控制相比,直接转矩控制以转矩和磁链为直接控制对象,避免了电流环的解耦调节过程,具有控制结构简单、对电机参数鲁棒性强、动态响应快速的优点,因而得到了广泛的关注^[4]。

在传统直接转矩控制中,利用 2 个滞环控制器来分别实现对转矩和定子磁链的控制,并通过查找开关矢量表输出电压矢量。由于在每一个控制周期中,逆变器只能输出一个长度固定的电压矢量,因此转矩和定子磁链的控制精度有限,存在较大的波动。为解决上述问题,众多学者开展了大量研究工作,并提出改进方案。

空间矢量调制直接转矩控制(space vector mod-

ulation direct torque control, SVM-DTC)和占空比直接转矩控制是 2 种常用的改进方法。在 SVM-DTC 方法中,其关键在于获取用以补偿转矩和定子磁链误差的参考电压矢量。文献[5,6]提出了基于转矩环 PI 控制器的 SVM-DTC 方法,通过 PI 控制器得到定子磁链角度增量,并由定子磁链矢量的变化计算得到参考电压矢量。文献[7]通过 2 个 PI 控制器分别对转矩误差和磁链误差进行控制,以获取参考电压矢量。基于 PI 控制器的 SVM-DTC 原理简单,但系统控制性能受 PI 参数影响较大。文献[8-11]提出了基于反推控制、滑模控制、反馈线性化控制等先进控制理论的 SVM-DTC 方法,并通过实验验证了系统具有良好的响应性能;但是,这些方法对电机参数依赖性较大且计算较为复杂。此外, SVM-DTC 方法通常需要进行坐标变换得到参考电压矢量,因而削弱了直接转矩控制结构简单的优势。

占空比方法保持了传统直接转矩控制的简单结构,其基本思想是通过在一个控制周期中加入零电压矢量,来调节有效电压矢量的作用时间,达到对转

① 国家自然科学基金(51405349, 61471275),湖北省自然科学基金(2018CFB144)和冶金自动化与检测技术教育部工程研究中心(MADT201708)资助项目。
② 男,1987 年生,博士,讲师;研究方向:电气传动与运动控制;联系人,E-mail: ningbowen@wust.edu.cn
(收稿日期:2018-12-15)

矩和定子磁链更为精确的控制^[12-15]。这种方法的关键在于获取有效电压矢量的占空比。在经典占空比方法中,依据不同的转矩波动控制目标可以分为 3 种类型^[16,17],即终值法、平均值法和有效值法。这些经典方法中,虽然求取的占空比关系式的表示形式各不相同,但是都与电动机参数有关,且计算过程较为复杂。为此,文献[18]提出了一种简单的占空比计算方法,这种方法不依赖电动机参数,实现较为容易。但是这种方法并未考虑到转速的影响,因而存在较大的转矩稳态误差。

本文首先推导出一个控制周期中的转矩和定子磁链变化关系式,对转矩和定子磁链波动进行了详细的定性和定量分析。在此基础上,研究了一种基于占空比技术的 PMSM 直接转矩控制。该方法由转矩和定子磁链偏差以及电机转速来确定占空比,可以有效减小转矩和定子磁链波动以及转矩稳态误差。实验结果证明了本文方法的有效性和可行性。

1 直接转矩控制转矩和定子磁链波动分析

1.1 PMSM 数学模型

在两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系下,以定子磁链 ψ_s 和定子电流 i_s 为状态变量,永磁同步电机的状态方程可以表示为

$$\frac{d\psi_s}{dt} = -R_s i_s + u_s \quad (1)$$

$$\frac{di_s}{dt} = -\frac{1}{L_s} R_s i_s - \frac{1}{L_s} j\omega \psi_r + \frac{1}{L_s} u_s \quad (2)$$

其中, R_s 为定子电阻, L_s 为定子电感, ω 为转子电角速度, ψ_r 为转子磁链。电机的电磁转矩方程可以表示为

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

其中, T_e 为电磁转矩, n_p 为电机极对数, $\times$ 表示叉乘运算。

1.2 转矩和定子磁链变化关系式

为了分析转矩的变化情况,假定控制周期为 T_s ,由式(3)可得 k 时刻和 $k+1$ 时刻的转矩方程分别为

$$T_{e,k} = \frac{3}{2} n_p \psi_{s,k} \times i_{s,k} \quad (4)$$

$$T_{e,k+1} = \frac{3}{2} n_p \psi_{s,k+1} \times i_{s,k+1} \quad (5)$$

通过对磁链方程式(1)和电流方程式(2)进行离散化,可以得到 $k+1$ 时刻的定子磁链 $\psi_{s,k+1}$ 和定子电流 $i_{s,k+1}$ 分别为

$$\psi_{s,k+1} = (u_{s,k} - R_s i_{s,k}) T_s + \psi_{s,k} \quad (6)$$

$$i_{s,k+1} = \frac{1}{L_s} (u_{s,k} - R_s i_{s,k} - j\omega \psi_{r,k}) T_s + i_{s,k} \quad (7)$$

将式(6)和式(7)带入到式(5),则 $k+1$ 时刻的转矩值可以表示为

$$T_{e,k+1} = \frac{3}{2} n_p \left[\left(\frac{1}{L_s} \psi_{r,k} \times u_{s,k} - \frac{R_s}{L_s} \psi_{s,k} \times i_{s,k} - \frac{1}{L_s} \psi_{s,k} \times j\omega \psi_{r,k} \right) T_s + \psi_{s,k} \times i_{s,k} \right] \quad (8)$$

进一步地,对一个控制周期 T_s 中定子磁链的变化关系式进行推导。由于在实际滞环控制结构中,以定子磁链的幅值为目标进行控制,因而,分析电压矢量对定子磁链变化的影响时,以定子磁链幅值的变化为分析对象,在 k 时刻定子磁链的幅值为

$$|\psi_{s,k}| = \sqrt{\psi_{s,k} \cdot \psi_{s,k}} \quad (9)$$

其中 $\cdot$ 表示点乘运算。在 $k+1$ 时刻,定子磁链的幅值可以表示为

$$|\psi_{s,k+1}| = \sqrt{\psi_{s,k+1} \cdot \psi_{s,k+1}} \quad (10)$$

那么,定子磁链幅值的变化可以表示为

$$\Delta |\psi_s| = \frac{|\psi_{s,k+1}|^2 - |\psi_{s,k}|^2}{|\psi_{s,k+1}| + |\psi_{s,k}|} \quad (11)$$

在推导过程中,考虑到定子磁链幅值的变化相对于磁链幅值是很小的,因而可以近似地认为 $|\psi_{s,k+1}| + |\psi_{s,k}| \approx 2|\psi_{s,k}|$,且 T_s 的平方项非常小,可以忽略。那么,依据式(6)和式(11),定子磁链幅值变化可以表示为

$$\begin{aligned} \Delta |\psi_s| &\approx \frac{\psi_{s,k} \cdot (u_{s,k} - R_s i_{s,k})}{|\psi_{s,k}|} T_s \\ &= -\frac{R_s}{L_s} |\psi_{s,k}| T_s + \frac{R_s}{L_s} \frac{\psi_{s,k} \cdot \psi_{r,k}}{|\psi_{s,k}|} T_s \\ &\quad + \frac{1}{|\psi_{s,k}|} \psi_{s,k} \cdot u_{s,k} T_s \end{aligned} \quad (12)$$

1.3 转矩和定子磁链波动分析

依据式(8),可以将转矩增量分为 3 个部分:

$$\Delta T_e = \Delta T_{f(T_e)} + \Delta T_{f(\omega)} + \Delta T_{f(u)} \tag{13}$$

其中:

$$\Delta T_{f(T_e)} = -\frac{R_s}{L_s} T_{e,k} T_s \tag{14}$$

$$\Delta T_{f(\omega)} = -\frac{3}{2} \frac{n_p}{L_s} \psi_{s,k} \times j\omega \psi_{r,k} T_s \tag{15}$$

$$\Delta T_{f(u)} = \frac{3}{2} \frac{n_p}{L_s} \psi_{r,k} \times u_{s,k} T_s \tag{16}$$

从上述转矩增量表达式可以看出,在一个控制周期 T_s 中转矩变化量可以由 3 部分组成,其中 $\Delta T_{f(T_e)}$ 和 $\Delta T_{f(\omega)}$ 恒为负值,这意味着这 2 项在转矩变化中起着减小转矩的作用;而对于第 3 项 $\Delta T_{f(u)}$ 的值与所应用的电压矢量有着直接的关系,反映了所施加的电压矢量对转矩变化的影响。

依据上述推导得到的转矩变化式和磁链变化式,可以进一步定量对转矩和磁链波动情况进行分析。永磁同步电动机在额定转矩 $6\text{ N}\cdot\text{m}$ 、转速 $1\,000\text{ r/min}$ 运行状态下,当定子磁链在坐标平面不同位置时,由不同电压矢量作用下的转矩和磁链变化率曲线如图 1 和图 2 所示,电机参数如表 1 所示,逆变器的直流母线电压为 200 V 。

从图 1 和图 2 中可以看出,6 个有效电压矢量作用时的转矩变化率正弦曲线的正负峰值不同,正向峰值为 $32\,628\text{ N}\cdot\text{m/s}$,而负向峰值为 $-60\,738\text{ N}\cdot\text{m/s}$ 。由于定子磁链变化率关系式中的恒负值项非常小,有效电压矢量作用时的磁链变化率正弦曲线的正负峰值基本相同,分别为 133 Wb/s 和 -134 Wb/s 。

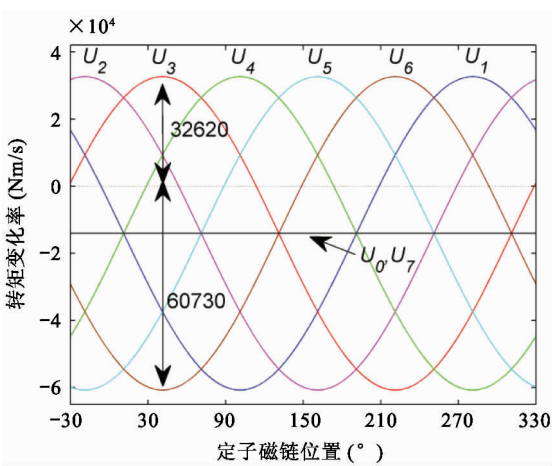


图 1 转矩变化率曲线

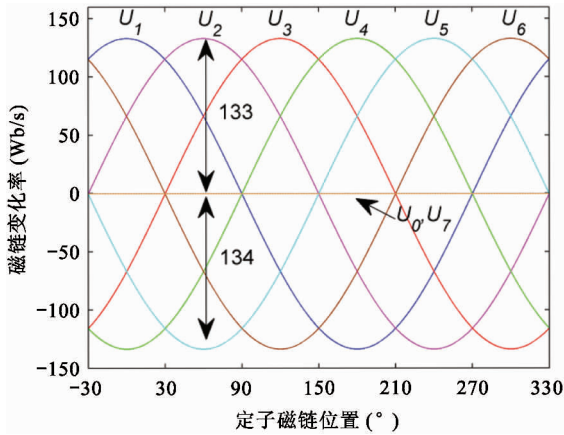


图 2 定子磁链变化率曲线

表 1 PMSM 主要参数

参数	数值
转动惯量 $J\text{ (kg}\cdot\text{m}^2)$	0.001111
极对数 $n_p\text{ (-)}$	4
定子电阻 $R_s\text{ (}\Omega\text{)}$	0.338
定子电感 $L_s\text{ (H)}$	0.001515
永磁磁链 $\psi_r\text{ (Wb)}$	0.0884
额定转矩 $T_N\text{ (N}\cdot\text{m)}$	6
额定转速 $\omega_n\text{ (r/min)}$	3000

在获取了转矩和磁链变化率后,便可以知道在不同控制周期下转矩和磁链的变化情况。图 3 显示了当控制周期从 $10\text{ }\mu\text{s}$ 到 $100\text{ }\mu\text{s}$ 变化时,随着定子磁链位置变化,电压矢量 U_1 作用时转矩变化的曲线。从图 3 中可以看出,当控制周期为 $100\text{ }\mu\text{s}$ 时,一个控制周期中转矩的变化也较大,其中转矩增加的最大值为 $3.26\text{ N}\cdot\text{m}$,减小的最大值为 $6.07\text{ N}\cdot\text{m}$ 。随着控制周期的减小,曲线的峰值也会逐渐降低。当控制周期为 $10\text{ }\mu\text{s}$ 时,一个控制周期中转矩的变化会显著地减小,转矩增加和减小的最大值分别为 $0.326\text{ N}\cdot\text{m}$ 和 $0.607\text{ N}\cdot\text{m}$ 。图 4 为相同条件下的定子磁链变化曲线,从图中可以看出,当控制周期为 $100\text{ }\mu\text{s}$ 时,磁链增加和减小的最大值基本相同,为 0.013 Wb 。而当控制周期为 $10\text{ }\mu\text{s}$ 时,磁链增加和减小的最大值则为 0.0013 Wb 。转矩和定子磁链的变化是与控制周期紧密相关的,减小控制周期可以降低转矩和定子磁链的波动。

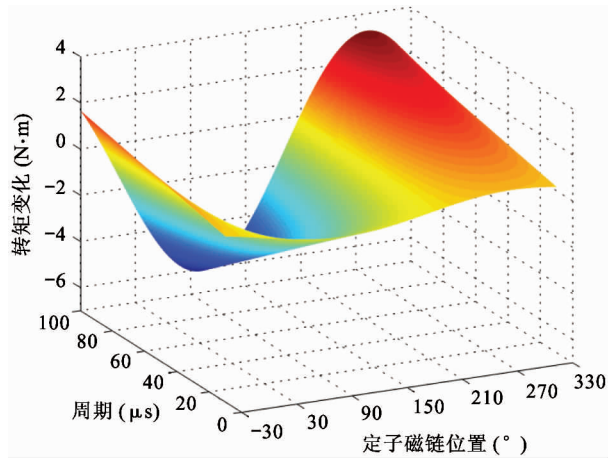


图 3 不同控制周期下转矩变化曲线

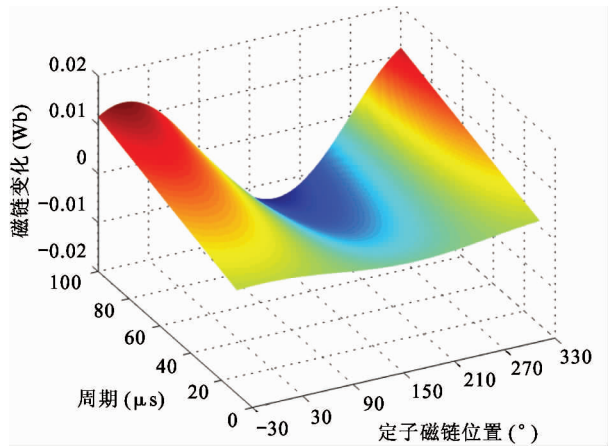


图 4 不同控制周期下磁链变化曲线

转矩和定子磁链在一个控制周期中的变化与直流母线电压也有着紧密关系。图 5 和图 6 表示了在不同直流母线电压下,电压矢量 U_1 作用且控制周期 $50\text{ }\mu\text{s}$ 时的转矩和定子磁链变化曲线。从图 5 中可以看出,当直流母线电压为 200 V 时,转矩变化曲线的正向和负向峰值分别为 $1.63\text{ N}\cdot\text{m}$ 和 $-3.03\text{ N}\cdot\text{m}$,磁链变化曲线的正向和负向峰值分别为 0.066 Wb 和 -0.067 Wb 。而随着直流母线电压的降低,当直流母线电压为 100 V 时,转矩变化曲线的正向和负向峰值分别为 $0.46\text{ N}\cdot\text{m}$ 和 $-1.86\text{ N}\cdot\text{m}$,磁链变化曲线的正向和负向峰值分别为 0.033 Wb 和 0.0335 Wb 。可见,当直流母线电压降低时,相同控制周期情况下转矩和定子磁链的变化也会减少。由于直流母线电压为定值,因此,可以通过改变一个控制周期中输出电压矢量的有效时间来等效改变直流

母线电压值,以减小转矩和定子磁链的波动。

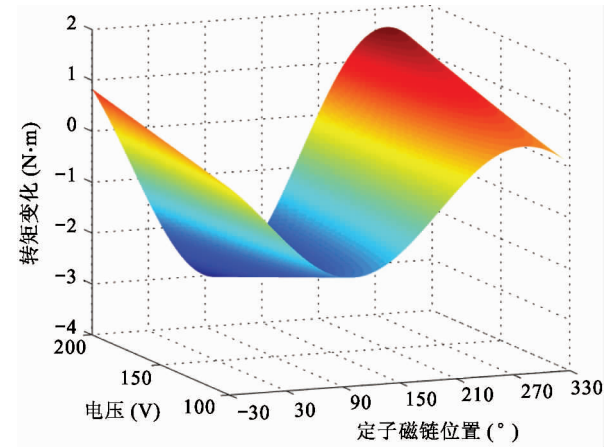


图 5 不同直流电压下转矩变化曲线

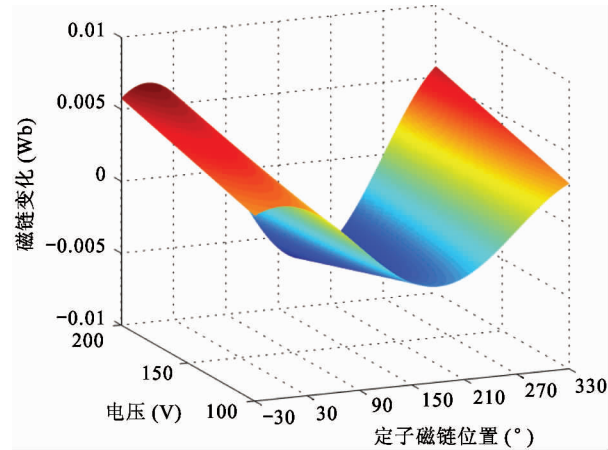


图 6 不同直流电压下磁链变化曲线

2 新型占空比计算方法

占空比方法,即在一个控制周期中 T_s 中,有效电压矢量作用一段时间 t_s ,零电压矢量作用剩余时间 $(T_s - t_s)$,有效电压矢量作用的时间与控制周期的比例 $\Delta d = t_s/T_s$ 即为占空比, Δd 的范围在 0 到 1 之间变化。这样,在一个控制周期中,应用占空比方法得到的等效电压矢量为

$$u'_k = \frac{t_s u_k + (T_s - t_s) u_0}{T_s} = \Delta d u_k \quad (17)$$

通过在直接转矩控制中加入占空比调制技术,可以认为是等效地减小了一个控制周期中所施加的母线电压值。由上一部分的分析可知,这种方法可以减小转矩和定子磁链的波动。当占空比为 Δd 时,通过式(8)和式(12)求取 $k+1$ 时刻的转矩值和

磁链值分别为

$$T_{e,k+1} = f_1 \Delta d - f_{12} + T_{e,k} \quad (18)$$

$$\psi_{s,k+1} = f_2 \Delta d - f_{22} + \psi_{s,k} \quad (19)$$

其中,

$$f_1 = \frac{3n_p}{2L_s} \psi_{r,k} \times u_{s,k} T_s \quad (20)$$

$$f_{12} = \frac{3}{2} n_p \left(\frac{R_s}{L_s} \psi_{s,k} \times i_{s,k} + \frac{1}{L_s} \psi_{s,k} \times j\omega \psi_{r,k} \right) T_s \quad (21)$$

$$f_2 = \frac{1}{|\psi_{s,k}|} \psi_{s,k} \cdot u_{s,k} T_s \quad (22)$$

$$f_{22} = \frac{R_s}{L_s} |\psi_{s,k}| T_s - \frac{R_s}{L_s |\psi_{s,k}|} \psi_{s,k} \cdot \psi_{r,k} T_s \quad (23)$$

在求取占空比的过程中,同时考虑转矩和定子磁链波动,设定其综合误差关系式为

$$E(\Delta d) = |T_e^* - T_{e,k+1}|^2 + |\psi_s^* - \psi_{s,k+1}|^2 \quad (24)$$

将式(18)和式(19)带入到式(24)并展开, $E(\Delta d)$ 是关于占空比 Δd 的一元二次方程,通过求解导数 $\frac{\partial E(\Delta d)}{\partial \Delta d} = 0$ 来求取极值点,可以得到:

$$\Delta d = \frac{f_1(T_e^* - T_{e,k})}{f_1^2 + f_2^2} + \frac{f_2(\psi_s^* - \psi_{s,k})}{f_1^2 + f_2^2} + \frac{(f_1 f_{12} + f_2 f_{22})}{f_1^2 + f_2^2} \quad (25)$$

由式(25)可以求取出占空比的值,但是,这种计算方法对电机参数依赖性较高,计算过程复杂。借鉴文献[18]的思想,即通过何种方式来确定占空比并不重要,关键是需要使用零电压矢量来帮助减小转矩和磁链波动,由此对占空比表达式(25)做进一步定量和定性分析。式(25)中,在每一个控制周期中 f_1 、 f_2 、 f_{22} 都可以认为是常数,即它们在占空比表达式中可以认为是每一项的系数。与此同时,式(25)中的第1项与转矩误差相关,第2项与定子磁链误差相关。第3项中 f_{12} 是关于变量转速 ω_r 的函数,因而可以认为其与转速相关,由此提出一种简单的占空比计算方法,具体为

$$\Delta d = \frac{|T_e^* - T_{e,k}|}{C_T} + \frac{|\psi_s^* - \psi_{s,k}|}{C_\psi} + \frac{|\omega_r|}{C_\omega} \quad (26)$$

其中, C_T 、 C_ψ 和 C_ω 是系数,且占空比 Δd 的范围是 $0 \leq \Delta d \leq 1$ 。

通过上述分析,可以得到基于占空比技术的PMSM直接转矩控制系统框图如图7所示。

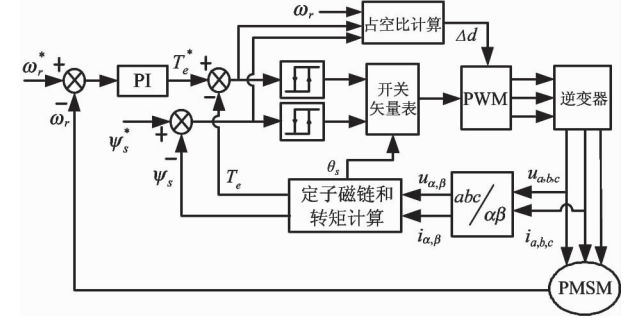


图7 控制系统结构框图

其主要的结构与传统DTC滞环控制结构相同,但是在将所选择的电压矢量作用于逆变器的过程中,加入了以上所述的占空比调制过程。

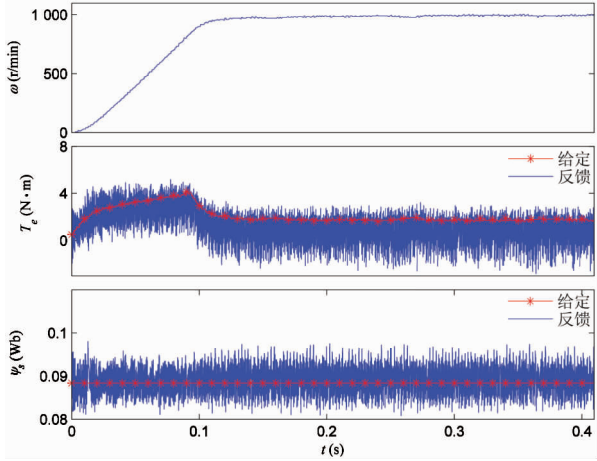
3 实验和分析

为了验证本文占空比方法的有效性和可行性,在以TMS320F28335为核心处理器搭建的实验平台上进行了实验研究,实验所用的电机参数与表1一致。实验中,采样和滞环控制频率为20 kHz,转矩滞环宽度 $E_T = 0.1 \text{ N} \cdot \text{m}$,磁链滞环宽度 $E_\psi = 0.001 \text{ Wb}$ 。占空比控制中的系数 C_T 和 C_ψ 参照文献[19]进行取值,分别为 $C_T = 3$, $C_\psi = 1$,系数 C_ω 取值为 $C_\omega = 350$,定子磁链给定 $\psi_s^* = 0.884 \text{ Wb}$ 。为了对比研究,对传统DTC控制,文献[19]的占空比控制(DTC1)以及本文占空比控制(DTC2)这3种方法进行实验。电机转速通过2500线的增量式光电编码器进行检测。实验数据存储在DSP内部RAM存储空间中,结合上位机软件,通过串口通信来采集实验数据,得到转速、转矩、定子磁链和占空比波形。为了对转矩和磁链的波动进行评估,本文利用标准差方程来计算转矩和定子磁链的波动,即:

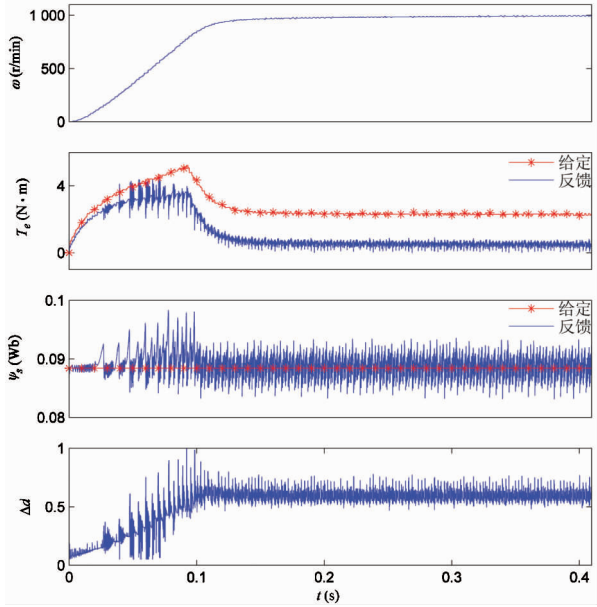
$$\begin{cases} T_{rip} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (T_e(i) - \bar{T}_e)^2}, \bar{T}_e = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n T_e(i) \\ \psi_{rip} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\psi_s(i) - \bar{\psi}_s)^2}, \bar{\psi}_s = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \psi_s(i) \end{cases} \quad (27)$$

首先对 3 种控制方案下,电机动态响应性能进行测试。图 8 为电机在 $0.5\text{ N}\cdot\text{m}$ 负载条件下,从静止运行到 $1\,000\text{ r/min}$ 的启动过程的响应波形。从图 8 中可以看出,3 种控制方案转速动态响应过程无明显差别,但是 DTC1 和 DTC2 的转矩和定子磁链波动较 DTC 方法明显减小。在启动过程中,DTC1 的转矩给定与转矩反馈之间存在较大的转矩稳态误差,而 DTC2 的转矩稳态误差则显著减小。

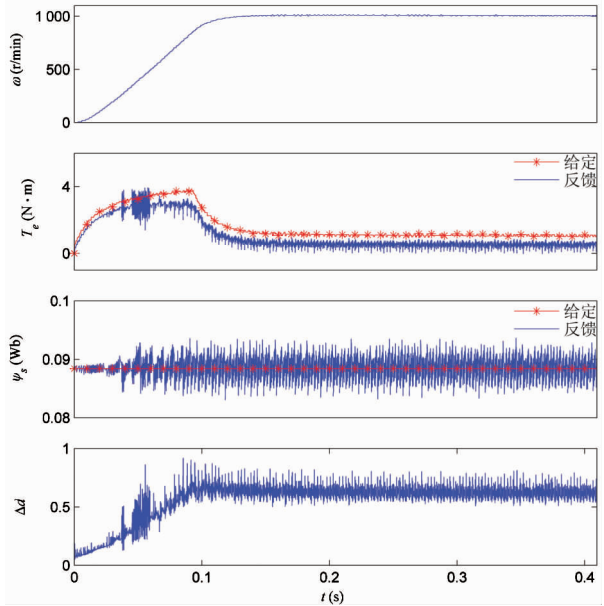
图 9 是电机在 $0.5\text{ N}\cdot\text{m}$ 负载条件下,从 $1\,000\text{ r/min}$ 加速到 $1\,500\text{ r/min}$ 的动态过程的响应波形。



(a) DTC 方法



(b) DTC1 方法



(c) DTC2 方法

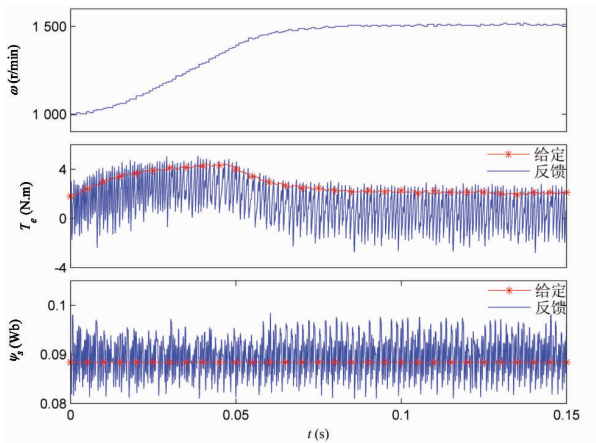
图 8 启动过程实验结果

从图中可以看出,3 种控制方法的动态调节过程基本相同,而 DTC1 和 DTC2 方法的转矩和定子磁链波动明显减小。与此同时,DTC1 方法在不同转速情况下存在较大的转矩稳态误差,而 DTC2 方法的转矩稳态误差显著减小。

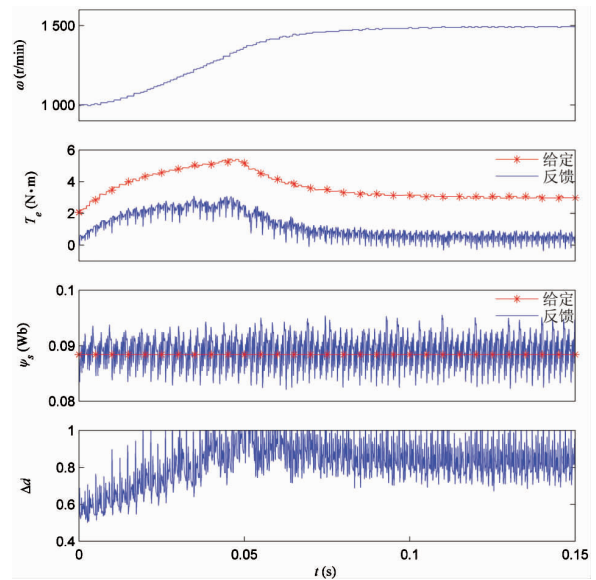
图 10 为电机在 $1\,000\text{ r/min}$ 带载 $2.5\text{ N}\cdot\text{m}$ 稳态运行时的实验波形。此时,3 种控制方法的转矩波动和磁链波动如表 2 所示。此外,3 种控制方法转矩给定与负载转矩之间的稳态误差也如表 2 所示。从表 2 可知,DTC1 和 DTC2 方法的转矩波动较 DTC 方法减小了约 80%,定子磁链波动减小了 40%,因而转速波动也更小。而对比转矩稳态误差可知,DTC1 方法存在较大的转矩稳态误差,DTC2 方法可以显著地减小转矩稳态误差。

表 2 稳态控制性能比较

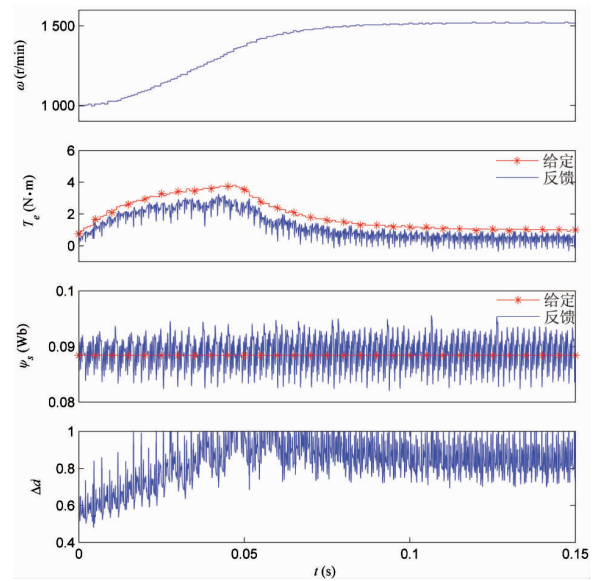
	DTC	DTC1	DTC2
$\omega_{rip}(\text{r/min})$	15	9	9
$T_{rip}(\text{N}\cdot\text{m})$	1.4563	0.2532	0.2482
$\psi_{rip}(\text{Wb})$	0.004	0.0024	0.0023
$\Delta T_e(\text{N}\cdot\text{m})$	1.0997	1.5719	0.3074



(a) DTC 方法

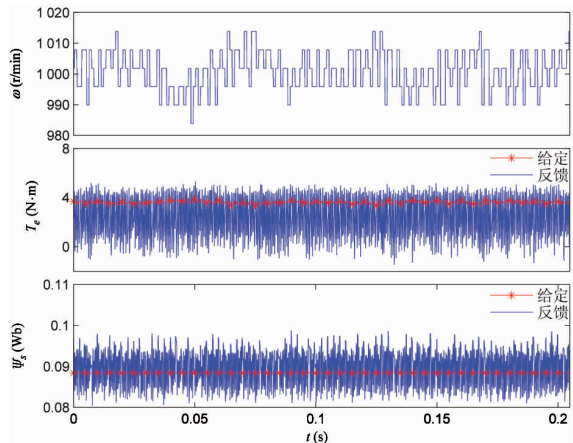


(b) DTC1 方法

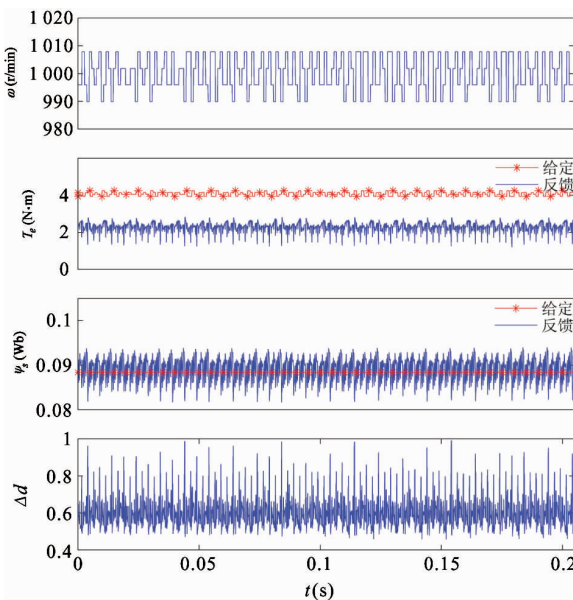


(c) DTC2 方法

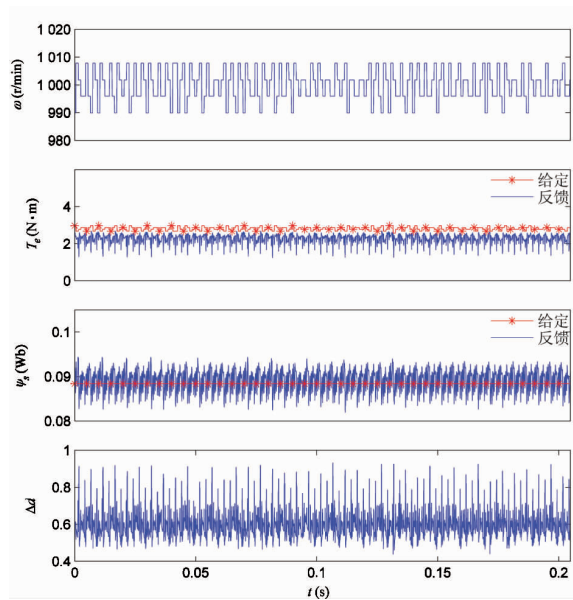
图9 动态加速过程实验结果



(a) DTC 方法



(b) DTC1 方法



(c) DTC2 方法

图10 稳态响应实验结果

由以上分析可知,本文提出的新型占空比控制方法不仅可以有效地减小转矩和磁链的波动,同时也减小了转矩给定与负载转矩之间的稳态误差,具有良好的动态和静态响应性能。

4 结 论

传统的永磁同步电机直接转矩控制存在较大的转矩和磁链波动,本文通过永磁同步电机在静止坐标系上的数学模型,推导出转矩和磁链变化率关系式,并详细地分析了电机转矩和磁链在不同控制条件下的波动情况。在此基础上,提出了一种新型的占空比计算方法,该方法不仅考虑了转矩偏差和磁链偏差,还考虑到转速的影响。实验结果表明,该方法在保持传统直接转矩控制简单结构的同时,能有效地减小转矩和磁链波动。同时,该方法转矩稳态误差较小,具有良好的动态和静态响应性能。

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): 528-536
- [2] 陆华才,提娟,缪碧云,等. 用于永磁同步直线电机无传感器控制的新型滑模观测器[J]. *高技术通讯*, 2014, 24(2): 177-182
- [3] 祁世民, 楚远征, 王永. 永磁同步电机自抗扰控制系统设计与仿真[J]. *信息与控制*, 2017, 46(2): 218-223
- [4] 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): 1408-1424
- [5] Tang L, Zhong L, Rahman M F, et al. A novel direct torque controlled interior permanent magnet synchronous machine drive with low ripple in flux and torque and fixed switching frequency[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, 19(2): 346-354
- [6] Fan Y, Zhang L, Cheng M, et al. Sensorless SVPWM-FADTC of a new flux-modulated permanent-magnet wheel motor based on a wide-speed sliding mode observer[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(5): 3143-3151
- [7] Andreescu G D, Pitic C I, Blaabjerg F, et al. Combined flux observer with signal injection enhancement for wide speed range sensorless direct torque control of IPMSM drives[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2008, 23(2): 393-402
- [8] Foo G, Rahman M F. Direct torque and flux control of an IPM synchronous motor drive using a backstepping approach[J]. *IET Electric Power Applications*, 2009, 3(5): 413-421
- [9] 刘英培. 基于自抗扰控制 PMSM 电压空间矢量调制直接转矩控制方法[J]. *电力自动化设备*, 2011, 31(11): 78-82
- [10] Choi Y, Choi H H, Jung J. Feedback linearization direct torque control with reduced torque and flux ripples for IPMSM drives[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(5): 3728-3737
- [11] 刘小勇, 郑爱红, 蒋峰, 等. 一种提高异步电动机转矩性能的直接转矩控制方法[J]. *西安交通大学学报*, 2016, 50(12): 12-17
- [12] Ren Y, Zhu Z Q, Liu J. Direct torque control of permanent-magnet synchronous machine drives with a simple duty ratio regulator[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(10): 5249-5258
- [13] 李政学, 张永昌, 李正熙, 等. 基于简单占空比调节的异步电机直接转矩控制[J]. *电工技术学报*, 2015, 30(1): 72-80
- [14] 徐艳平, 钟彦儒. 扇区细分和占空比控制相结合的永磁同步电机直接转矩控制[J]. *中国电机工程学报*, 2009, 29(3): 102-108
- [15] Niu F, Li K, Wang Y. Direct torque control for permanent-magnet synchronous machines based on duty ratio modulation[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(10): 6160-6170
- [16] 张兴华, 石万. 感应电机直接转矩控制系统的转矩脉动极小化方法[J]. *电力自动化设备*, 2015, 35(10): 140-144
- [17] Shyu K, Lin J, Pham V, et al. Global minimum torque ripple design for direct torque control of induction motor drives[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(9): 3148-3156
- [18] Zhang Y, Zhu J. Direct torque control of permanent mag-

net synchronous motor with reduced torque ripple and commutation frequency[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, 26(1): 235-248

[19] 杨影, 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

A direct torque control strategy of PMSM based on duty ratio technology

Ning Bowen^{*}, Cheng Shanmei^{**}, Lu Shaowu^{*}, Zhou Fengxing^{*}

(^{*} Engineering Research Center for Metallurgical Automation and Measurement Technology of Ministry of Education, Wuhan University of Science and Technology, Wuhan 430081)

(^{**} School of Automation, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074)

Abstract

The traditional direct torque control (DTC) of permanent magnet synchronous motor (PMSM) has the advantages as simple control structure and better robustness, however this method presents large torque and flux ripples. This paper deduces the relation expression of the torque variation and flux variation by the mathematical model of PMSM in stationary coordinate, and then the ripples of torque and flux are analyzed in detail. Moreover, a revised DTC method based on duty ratio technology is proposed, which considers not only the torque and stator flux deviation, but also the influence of the motor speed. The experimental results show that the proposed method can reduce the torque and flux ripples effectively, as well as the steady-state error of torque, so the control system has the good dynamic and static performance.

Key words: permanent magnet synchronous motor(PMSM), direct torque control(DTC), torque ripple analysis, flux ripple analysis, duty ratio technology