

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2014.09.017

基于 SVPWM 的无刷直流电机矢量控制系统研究*

刘 云, 贾洪平*, 张 鹏, 耿田军
(江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013)

摘要:针对方波控制下无刷直流电机(BLDCM)起动抖动明显、转矩脉动大、噪声大等问题,提出了基于空间电压矢量脉宽调制技术(SVPWM)的正弦波驱动无刷直流电机的方法,分析推导了 BLDCM 在 $d-q$ 坐标系下的数学模型,定性分析了矢量控制下交轴电流(i_q)的变化。介绍了电压空间矢量控制的基本原理及其控制算法,利用 Matlab7.0/Simulink 建立了系统仿真模型。仿真结果表明,电压空间矢量控制下的无刷直流电机控制系统具有良好的静、动态特性;同时将仿真结果与方波控制得到的结果进行比较,证明了无刷直流电机在不同负载下通过矢量控制可以实现低转矩纹波、运动平滑、起动迅速、效率高的运行效果。

关键词:无刷直流电机;SVPWM;Simulink 仿真;矢量控制

中图分类号:TH39;TM301

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2014)09-1177-05

Research of vector control system of BLDCM based on SVPWM

LIU Yun, JIA Hong-ping, ZHANG Peng, GENG Tian-jun

(School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

Abstract: Aiming at the problems of start shaking, large torque ripple and loud noise of brushless direct current motor (BLDCM) under the control of square-wave, the sinusoidal current drive based on space vector pulse width modulation (SVPWM) method was proposed, the mathematical model of BLDCM in $d-q$ coordinates was deduced and the variation of quadrature axis current (i_q) in vector control was qualitatively analyzed. The basic principle and control algorithm of voltage space vector control was introduced and the simulation model of system with Matlab7.0/Simulink was established. The results indicate that vector control system of BLDCM based on SVPWM has good static and dynamic characteristics; At the same time, the simulation results compared with the results under control of square wave indicate that BLDCM under different loads by vector control can achieve low torque ripple, smooth movement, starting fast and high efficiency running effects.

Key words: brushless direct current motor (BLDCM); space vector pulse width modulation (SVPWM); Simulink simulation; vector control

0 引 言

无刷直流电机是随着半导体技术发展而出现的新型机电一体化电机,它是现代电力电子技术、控制理论和电机技术相结合的产物,它具有优越的调速性能,主要表现在控制性能好、调速范围宽、启动转矩大、运行平稳、效率高等方面^[1-2]。

传统的无刷直流电机一般都采用方波控制,算法

简单,易于控制,但缺点亦明显:噪声高,而且转矩脉动大,对电机控制效率不高^[3]。本研究通过对无刷直流电机气隙磁场的分析,建立在两相旋转坐标系下的数学模型,并理论分析交轴电流的波动性问题;介绍电压空间矢量控制下的扇区的判断、合成矢量作用时间确定和矢量切换点。并利用 Matlab/Simulink 搭建无刷直流电机矢量控制系统图,得到转速、电流和转矩的仿真波形,通过与传统的方波控制比较,证明利用矢量控

收稿日期:2014-04-24

基金项目:江苏大学高级人才启动基金资助项目(07JDG013)

作者简介:刘 云(1989-),江苏泰兴人,主要从事无刷直流电机及其控制方面的研究。E-mail:1790745420@qq.com

通信联系人:贾洪平,男,副教授,硕士生导师。E-mail:jiahongping5555@163.com

制来控制 BLDCM 更具优越性。

1 无刷直流电机 d - q 坐标下数学模型

现以两极三相无刷直流电机为例,直接利用电动机相变量来建立数学模型。为了分析的方便,首先对 BLDCM 模型作以下假设:忽略空间谐波,定子三相绕组完全对称,空间互差 120° ,参数相同;忽略定子铁心齿槽效应的影响;忽略功率器件导通和关断时间的影响,功率器件的导通压降恒定,关断后等效电阻无穷大;忽略定子绕组电枢反应的影响,各绕组自感和互感恒定不变;电机气隙磁导均匀,忽略磁路饱和,不计磁滞损耗与涡流损耗。在上述假设下,三相定子变量建立的无刷直流电机的数学模型为:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_S & L_M & L_M \\ L_M & L_S & L_M \\ L_M & L_M & L_S \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: p —微分算子; u_a 、 u_b 、 u_c —定子三相电压; e_a 、 e_b 、 e_c —三相反电动势; i_a 、 i_b 、 i_c —三相电流; R —三相绕组电阻; L_S —三相定子自感; L_M —三相绕组之间的互感。

当电机采用三相星形绕组时,有 $i_a + i_b + i_c = 0$,将其代入(1),整理得:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中: $L = L_S - L_M$ 。

因 BLDCM 的反电动势不再呈现正弦式,故需重新讨论。现以 A 相反电动势 e_a 为例推导三相反电动势数学模型:

$$e_a = \frac{d\psi(\theta)}{dt} \quad (3)$$

式中: $\psi(\theta)$ —A 相绕组匝链的永磁磁链; θ —转子位置角。

假设转子逆时针旋转,绕组 AX 沿 x 轴正方向移动, A 相绕组有效磁通转子角度不断变化。如图 1(a) 中转子位置角为 θ , A 相绕组磁链为:

$$\psi(\theta) = N\varphi(\theta) = N \int_{-\frac{\pi}{2}+\theta}^{\frac{\pi}{2}+\theta} B(x) S dx \quad (4)$$

式中: $\varphi(\theta)$ —转子位置角为 θ 时 A 相绕组磁通; N —A 相绕组匝数; S —绕组在定子内径表面围成面积; $B(x)$ —沿 x 轴成梯形分布的转子永磁体径向气隙磁密,

$B(x)$ 周期为 2π ,同时满足 $B(x + \pi) = -B(x)$ 。

结合公式(3)和(4)可得:

$$e_a = \omega_r \psi_m f_a(\theta) \quad (5)$$

式中: ω_r —转子角速度; $\psi_m = 2NSB_m$,为 A 相绕组磁链幅值; $f_a(x) = B(x + \pi/2)$,为 A 相幅值为 1 的单位反电势。

假设电机气隙磁场为标准的梯形波,平顶宽度为 120° ,那么磁密分布 $B(x)$ 的具体数学模型为:

$$B(x) = \begin{cases} B_m \left(\frac{6}{\pi}x + 3 \right), & -\frac{\pi}{2} \leq x \leq -\frac{\pi}{3} \\ B_m, & -\frac{\pi}{3} < x \leq \frac{\pi}{3} \\ B_m \left(-\frac{6}{\pi}x + 3 \right), & \frac{\pi}{3} < x \leq \frac{2\pi}{3} \\ -B_m, & \frac{2\pi}{3} < x \leq \frac{4\pi}{3} \\ B_m \left(\frac{6}{\pi}x - 9 \right), & \frac{4\pi}{3} < x \leq \frac{3\pi}{2} \end{cases} \quad (6)$$

式中: B_m — $B(x)$ 磁通分布中 120° 平顶对应的磁通幅值,具体如图 1(b) 所示。

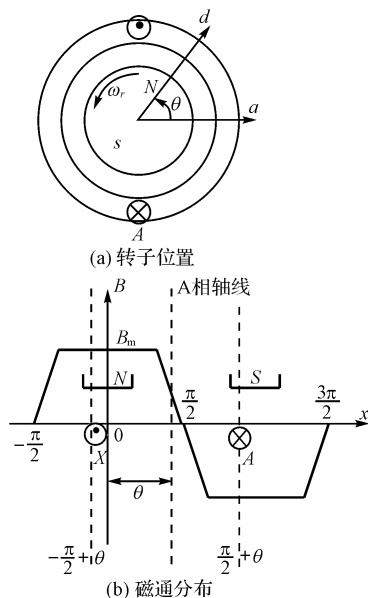


图 1 A 相绕组位置及磁通分布

同理可得, B 相和 C 相的反电势数学模型为:

$$e_b = \omega_r \psi_m f_b \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) = -\omega_r \psi_m B \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right)$$

$$e_c = \omega_r \psi_m f_c \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) = -\omega_r \psi_m B \left(\theta + \frac{5\pi}{6} \right)$$

根据 clack 和 park 变换及其逆变换,可将三相静止坐标系下定子电压变量转换成同步旋转坐标系下 d 、 q 轴电压分量:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} + \frac{2}{3} \left[\cos\theta \omega_r \psi_m B\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) - \sin\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \omega_r \psi_m B\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) + \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \omega_r \psi_m B\left(\theta + \frac{5\pi}{6}\right) \right] \\ u_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \frac{2}{3} \left[-\sin\theta \omega_r \psi_m B\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) + \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \omega_r \psi_m B\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \omega_r \psi_m B\left(\theta + \frac{5\pi}{6}\right) \right] \end{cases} \quad (7)$$

d - q 坐标系下转矩公式:

$$\mathbf{T}_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\Omega} = \frac{1}{\Omega} \begin{bmatrix} e_a & e_b & e_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{1}{\Omega}$$

$$\begin{bmatrix} e_a & e_b & e_c \end{bmatrix} \mathbf{M}_c^{-1}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_p^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \frac{1}{\Omega} \left[\cos\theta e_a + \sin\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) e_b - \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) e_c \right] i_d \\ &+ \frac{1}{\Omega} \left[-\sin\theta e_a + \sin\left(\theta + \frac{\theta}{3}\right) e_b + \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) e_c \right] i_q = \frac{1}{\Omega} \\ &\left[\cos\theta \omega_r \psi_m B\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) - \sin\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \omega_r \psi_m B\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) + \right. \\ &\left. \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \omega_r \psi_m B\left(\theta + \frac{5\pi}{6}\right) \right] i_d + \frac{1}{\Omega} \left[-\sin\theta \omega_r \psi_m B\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) - \sin\left(\theta + \frac{\theta}{3}\right) \omega_r \psi_m B\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) - \right. \\ &\left. \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \omega_r \psi_m B\left(\theta + \frac{5\pi}{6}\right) \right] i_q \end{aligned}$$

式中: $\mathbf{M}_p = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}$, 为 park 变换矩阵, $\mathbf{M}_p^{-1}$ 为其逆矩阵;

$$\mathbf{M}_c = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \text{ 为 clark 变换矩阵, } \mathbf{M}_c^{-1} \text{ 为}$$

其逆矩阵;

将 $\omega_r = p\Omega$ 代入上式化简得:

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_e &= p\psi_m \left[\cos\theta B\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) - \sin\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) B\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) + \right. \\ &\left. \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) B\left(\theta + \frac{5\pi}{6}\right) \right] i_d + p\psi_m \left[-\sin\theta B\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) - \right. \\ &\left. \sin\left(\theta + \frac{\theta}{3}\right) B\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) B\left(\theta + \frac{5\pi}{6}\right) \right] i_q \end{aligned}$$

上式即为 BLDCM 在矢量控制下的转矩公式, 比常规的 PMSM 矢量控制下的转矩公式更加复杂了。在矢量控制系统中, 若采用 $i_d = 0$ 的控制方式, 则上式简化为:

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_e &= p\psi_m \left[-\sin\theta B\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) - \sin\left(\theta + \frac{\theta}{3}\right) B\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) - \right. \\ &\left. \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) B\left(\theta + \frac{5\pi}{6}\right) \right] i_q \end{aligned} \quad (8)$$

从上式中可以看出, 当电机运行在稳定状态下, 电磁转矩近似恒定, 中括号的值将随时间的变化而不断变化, 所以 i_q 将不再像 PMSM 中的 i_q 那样保持近似恒

定, 亦是随着时间做着周期性的变化。

2 SVPWM 基本原理

SVPWM 主电路逆变桥的电压输出分别由 6 个开关信号所控制。由于每个桥臂的上下两个开关管工作状态互补, 所以只需要用上桥臂的开关状态就足以描述逆变器的工作状态^[4,8]。分别用 1 和 0 表示上桥臂开关器件的开通和关断状态, 那么三相逆变器共有 8 种工作状态, 对应 8 种基本的空间电压矢量 ($\mathbf{U}_0(000)$ 、 $\mathbf{U}_1(001)$ 、 $\mathbf{U}_2(010)$ 、 $\mathbf{U}_3(011)$ 、 $\mathbf{U}_4(100)$ 、 $\mathbf{U}_5(101)$ 、 $\mathbf{U}_6(110)$ 、 $\mathbf{U}_7(111)$), 其中 $\mathbf{U}_1 \sim \mathbf{U}_6$ 为非零矢量, $\mathbf{U}_0$ 和 $\mathbf{U}_7$ 为零矢量。6 个非零矢量幅值相等, 均为 $2\mathbf{U}_{dc}/3$, 相邻矢量间隔 60° , 将逆变器的一个工作周期分成 6 个扇区, 每个扇区由两个非零电压空间矢量相交, 通过合理调控其作用顺序和作用时间, 并通过两个非零矢量补足采样时间, 使磁链空间矢量旋转轨迹更逼近圆^[9]。

2.1 扇区的判断

定义一种新的两相到三相的变换:

$$\begin{cases} a = U_\beta \\ b = \sqrt{3}/2 U_\alpha - 1/2 U_\beta \\ c = -\sqrt{3}/2 U_\alpha - 1/2 U_\beta \end{cases} \quad (9)$$

定义 $N = 4\text{sign}(c) + 2\text{sign}(b) + \text{sign}(a)$,

其中 sign 为符号函数,

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ 0, & x \leq 0 \end{cases} \quad (10)$$

通过计算分析, N 与扇区对应的关系如表 1 所示。

表 1 N 与扇区对应关系

N	1	2	3	4	5	6
扇区	II	VI	I	IV	III	V

2.2 合成矢量作用时间确定

为计算任意电压参考矢量在 6 个扇区内的相邻矢量 $\mathbf{U}_x, \mathbf{U}_y$ 的作用时间 T_x, T_y , 定义通用时间分配变量 X, Y, Z :

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = \frac{T_{PWM}}{U_{dc}} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3} \\ 3/2 & \sqrt{3}/2 \\ -3/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中: T_{PWM} —采样周期。

通过 6 组不同的 T_x, T_y , 得到 N 与 T_x, T_y 的对应表

如表 2 所示。

表 2 N 与 T_x 、 T_y 的对应关系

N	1	2	3	4	5	6
T_x	Z	Y	$-Z$	$-X$	X	$-Y$
T_y	Y	$-X$	X	Z	$-Y$	$-Z$

2.3 矢量切换点的确定

为了计算空间矢量切换点 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} ，做如下定义：

$$\begin{cases} T_a = (T_{PWM} - T_x - T_y)/4 \\ T_b = T_a + T_x/2 \\ T_c = T_b + T_y/2 \end{cases} \quad (12)$$

分析计算电压参考矢量在 6 个扇区内的矢量切换

点,得到 N 与 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} 的对应关系如表 3 所示。

表 3 N 与 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} 的对应关系

N	1	2	3	4	5	6
T_{cm1}	T_b	T_a	T_a	T_c	T_c	T_b
T_{cm2}	T_a	T_c	T_b	T_b	T_a	T_c
T_{cm3}	T_c	T_b	T_c	T_a	T_b	T_a

3 无刷直流电机矢量控制系统建模仿真

本研究采用电流 $i_d=0$ 的矢量控制策略,电机参数设定为: $U_{dc}=300\text{ V}$, $R_s=0.9585\text{ }\Omega$, $L_d=L_q=0.0085\text{ H}$,极对数 $P=4$ 。整体矢量控制系统如图 2 所示。

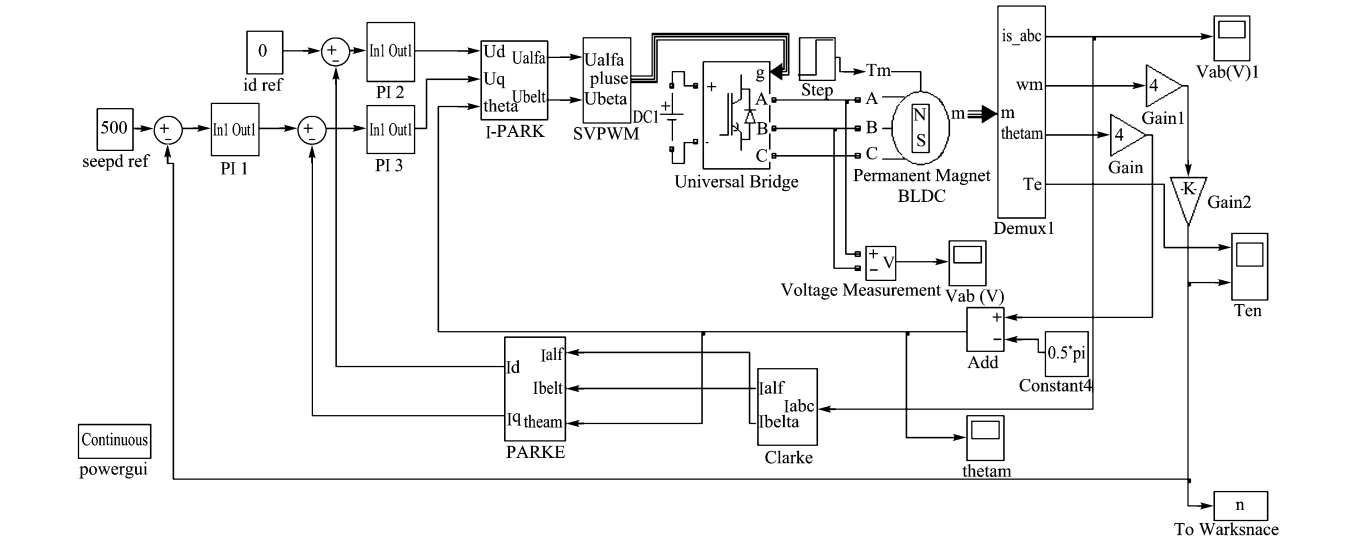


图 2 基于 SVPWM 的无刷直流电机矢量控制系统图

4 仿真结果与分析

为了验证 SVPWM 控制的静、动态特性,设置速度给定 500 r/min, $t=0\text{ s}$ 时,电机负载为 $0.8\text{ N}\cdot\text{m}$; $t=0.15\text{ s}$ 时,负载转矩增加至 $1.2\text{ N}\cdot\text{m}$,得到定子三相电流、交直流电流、电机转矩和转速波形如下:

BLDCM 矢量控制下三相电流的波形图如图 3 所示。图中三相电流基本上是互差 120° 的三相交流电, 0.15 s 时负载由 $0.8\text{ N}\cdot\text{m}$ 增加到 $1.2\text{ N}\cdot\text{m}$,三相电流幅值随即也相应的增加,且波动较小。

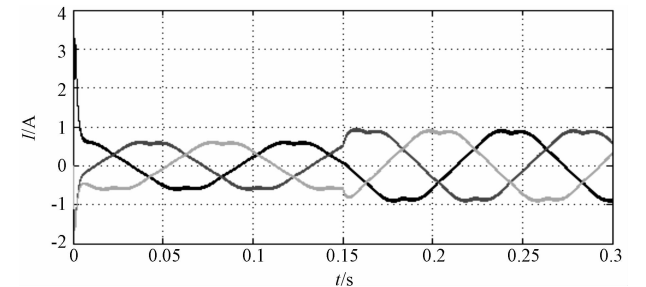


图 3 定子三相电流波形

转矩和转速波形如图 4 所示。图 4 中可以看出电机启动迅速,约 10 ms 左右,速度超调小于 15 r/min。电机在 0.15 s 时突然改变负载,经过约 15 ms 调整时间,即运行稳定,抗干扰能力强。直轴电流 i_d 和交轴电流 i_q 实时反馈波形图如图 5 所示。图 5 中 i_d 和 i_q 的实时反馈图波形与 $i_d=0$ 的控制方式吻合,而交轴电流呈现固定的周期性变化,也与数学模型反应的一致。

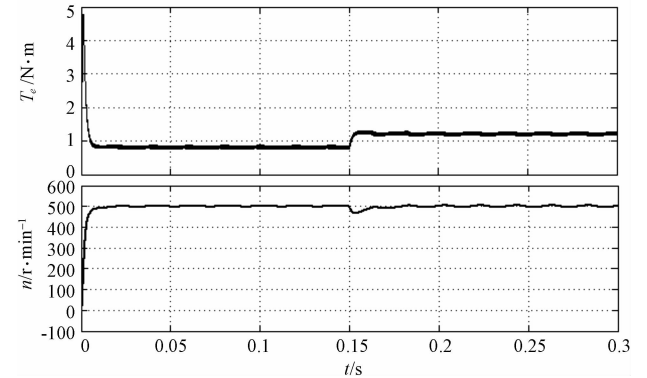


图 4 转矩和转速波形

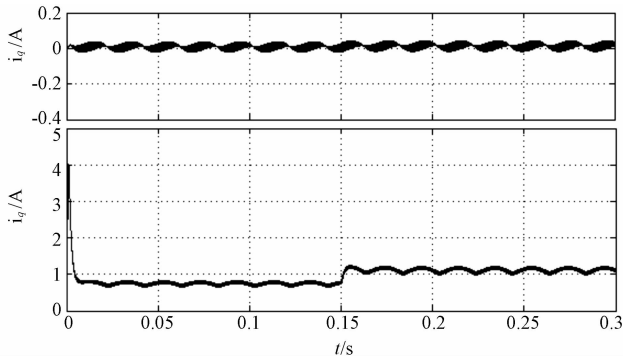


图5 直轴电流 i_d 和交轴电流 i_q 实时反馈波形图

为了证明本研究提到的 BLDCM 矢量控制方法的优越性,同时搭建了方波控制的 BLDCM 仿真模型,其中转速、负载转矩给定、电机参数与矢量控制模型一致,得到对应的转矩和转速波形如图 6 所示。

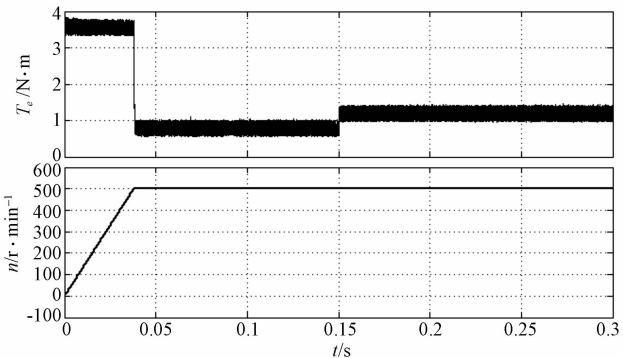


图6 方波控制下转矩和转速

图 4 和图 6 的比较中明显看出矢量控制下的 BLDCM 启动时间更短,具有更好的控制性能,转矩脉动更小,电机运行更加平稳。

5 结束语

通过对 BLDCM 的气隙磁场的深入研究,本研究给出了永磁无刷直流电机在 $d-q$ 轴下的数学模型的推导,并利用 Matlab/Simulink 搭建了关于无刷直流电机矢量控制的系统图。通过对矢量控制系统的仿真,得到电流、转矩、转速响应波形,并将其与方波驱动控制系统仿真波形作对比,发现转矩纹波有很大改善,速度响应快且稳定运行波动较小。

参考文献 (References):

[1] 郭庆鼎,赵希梅. 直流无刷电动机原理与技术应用[M]. 北京:中国电力出版社,2008.

[2] 白浩,崔建华,徐晓辉. 永磁无刷直流电机控制器研究及展望[J]. 机电工程,2004,21(4):59-64.

[3] 牛海清,谢运祥. 无刷直流电动机及其控制技术的发展[J]. 微电机,2002,5(5):36-38.

[4] 张杰. 基于 SVPWM 控制的无刷直流电机的建模与仿真[J]. 机电工程,2013,30(9):1106-1108.

[5] 周卫平,吴正国,唐劲松,等. SVPWM 等效算法及 SVPWM 与 SPWM 的本质联系[J]. 中国电机工程学报,2006,26(2):133-137.

[6] 李传海,李峰,曲继圣,等. 空间矢量脉宽调制技术特点及其优化方法[J]. 山东大学报,2005,35(2):27-31.

[7] 邹继斌,徐永向,于成龙. 正弦波无刷直流电机的新型转子位置检测方法[J]. 中国电机工程学报,2002,22(12):47-55.

[8] 徐旭明,王友仁,王岭,等. 基于简化的 SVPWM 的 PMSM 磁场定向控制系统[J]. 2013,32(5):55-59.

[9] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统:运动控制系统[M]. 北京:机械工业出版社,2003.

[编辑:洪炜娜]

本文引用格式: