

方波型无刷直流电机的跟踪控制及扰动衰减*

张著洪

(贵州大学理学院系统科学与信息技术研究所, 贵阳 550025)

摘要 针对含随机扰动的方波型无刷直流电机的电压跟踪, 引入饱和向量值函数及自适应参数, 设计一种简单的、含饱和项的自适应非线性控制器克服电压跟踪中出现的电压饱和现象及抑制随机扰动, 使受控系统跟踪参考电压信号. 从理论上论证受控系统在设计的控制器作用下是全局一致毕竟有界. 数值实验显示该控制器能使受控系统实现扰动衰减, 电压跟踪效果较好.

关键词 无刷直流电动机, 跟踪控制, 扰动衰减, 电压饱和

引言

无刷直流电机以其本体结构简单、功率密度大、转动惯量小、控制方便等特点已获得广泛应用^[1-2]. 可是, 在实际应用中, 由于电机本身的结构和控制电路的缘故, 使得电机的反电动势不可能是理想的梯形波或正弦波流, 加之电感的存在, 导致电机换相时产生转矩脉动, 进而产生随机噪声、振动等问题, 此制约了无刷直流电机在高精密转动和大功率驱动等系统中的应用, 影响了其实际应用效果. 因此, 如何实现电机控制系统的随机扰动衰减, 达到抑制转矩脉动的目的, 已是电机控制研究的重要课题^[2-3].

无刷直流电机的控制技术研究主要集中在转矩脉动的特性分析和抑制, 以及对电机的速度跟踪进行研究^[2-4]. 研究方法大致为三类: 一类是从电机结构优化设计角度, 使绕组反电动势的波形逼近理想波形(方波或正弦波), 进而采用PID或PI使电机的输出跟踪指定参考信号; 另一类是闭环控制技术^[2-3], 其以电机的瞬时转矩脉动为研究对象, 根据实际转矩反馈信号, 通过PID调节瞬时转矩脉动, 并对转子的角速度进行调节, 但需增加传感器对角速度进行测量^[2]; 第三类是先进控制及智能控制技术^[2,5-8], 如邱建琦、王海峰^[2]基于矢量控制法分别研究了正弦波驱动下转矩脉动的自适应抑制以及最优电流求解问题, 特别, 王海峰以卡尔曼滤波器为工具, 在 $\alpha-\beta$ 坐标变换下, 获得电机磁链的较好估计, 但这种方法对转矩脉动的控制精度不

高及计算开销大, 尽管如此, 此研究为进一步对电机的外部随机干扰因素的扰动抑制研究提供了新的启迪.

由于电机控制系统在实际应用中, 控制器的输出电压常出现饱和现象, 同时转矩脉动导致系统出现随机因素, 使得电机控制技术的研究极为困难, 同时此方面的研究极为罕见. 基于此, 本文在考虑电机控制器的输出电压饱和因素及系统随机因素前提下, 借鉴文献^[6]的部分研究思想, 通过引入饱和函数和自适应参数, 设计控制器解决电压跟踪问题; 理论上论证在设计的控制器作用下受控系统是全局一致毕竟有界, 数值实验论证了理论结果的正确性.

1 问题描述

假定定子三相绕组采用Y形接法且对称和无中点, 气隙等效长度为常数, 忽略电枢反应及已消除齿槽转矩, 控制方式为三相六状态 120° 导通方式, 反电动势为 120° 电角平顶宽度的梯形波; 于是, 获电机控制系统数学模型^[1-2]: 电压方程为

$$\text{sat} \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = R \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + L_M \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} \quad (1)$$

其中, $\text{sat}(X)$ 表示向量 X 中各分量的饱和函数构成的向量值函数, $u_a, i_a, e_a, u_b, i_b, e_b, u_c, i_c, e_c$ 分别表示三相绕组 A, B, C 的相电压、相电流及反电动势, R 为三相绕组的电阻, L_M 为自感与互感系数之差, u_a, u_b, u_c 的饱和电压为 u_{max} ; 电磁转矩方程为

2008-02-17 收到第1稿, 2008-06-20 收到修改稿.

* 国家自然科学基金资助项目(60565002), 贵州省教育厅自然科学研究重点资助项目(2007004)

$$T_{em} = \frac{p}{\omega} (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) \quad (2)$$

其中, p 为极对数, ω 为转子的转速. 机械运动方程

$$J \ddot{\theta} = T_{em} - B_0 \dot{\theta} - T_0 \quad (3)$$

在此, J 为转子的转动惯量, B_0 为转子的阻尼系数, T_0 为负载转矩. 众所周知, 系统(1)中三相的电压由系统的输入电压 U 、三相反电动势及六状态 $A_+ B_-$ 、 $B_+ C_-$ 、 $C_+ A_-$ 、 $A_+ C_-$ 、 $B_+ A_-$ 、 $C_+ B_-$ 的周期导通更替决定, 具体可由表 1 获知, 其中 $U_N = \frac{e_a + e_b + e_c}{3}$.

表 1 三相电压与输入电压、反电动势的关系

Table 1 Relation between input voltages and Back - EMFs for three - phases

	$0 - \pi/6$	$\pi/6 - \pi/2$	$\pi/2 - 2\pi/3$	$2\pi/3 - 7\pi/6$	$7\pi/6 - 9\pi/6$	$9\pi/6 - 11\pi/6$	$11\pi/6 - 2\pi$
state	$C_+ B_-$	$A_+ B_-$	$A_+ C_-$	$B_+ C_-$	$B_+ A_-$	$C_+ A_-$	$C_+ B_-$
u_a	$U^* N$	$U/2$	$U/2$	U_N	$-U/2$	$-U/2$	U_N
u_b	$-U/2$	$-U/2$	U_N	$U/2$	$U/2$	U_N	$-U/2$
u_c	$U/2$	U_N	$-U/2$	$-U/2$	U_N	$U/2$	$U/2$

若存在与 t_0 无关的正常数 b 和 c , 使得对于每个 $a \in (0, c)$, 若存在 $T = T(a, b) \geq 0$ 与 t_0 无关, 满足

$$\|x(t_0)\| \leq a \Rightarrow \|x(t)\| \leq b, \forall t \geq t_0 + T \quad (5)$$

则称系统(4)是一致毕竟有界的, 且最终的边界为 b ; 若(5)对于任意大 a 都成立, 则称系统(4)是全局一致毕竟有界的.

2 理论结果

假定系统(1)中各相反电动势的理想波形为平顶宽 120° 的梯形波, 但由于纹波的影响, 三相反电动势的实际波形是由梯形波及随机扰动项复合而成, 为此, 假定三相 A 、 B 、 C 的反电动势分别是由梯形波与随机项之和构成, 即 $e_a = \hat{\lambda}_1 \omega E_a(\theta) + \zeta_1$, $e_b = \hat{\lambda}_2 \omega E_b(\theta) + \zeta_2$, $e_c = \hat{\lambda}_3 \omega E_c(\theta) + \zeta_3$, 在此, $\hat{\lambda}_1$, $\hat{\lambda}_2$, $\hat{\lambda}_3$ 分别为三相 A 、 B 、 C 的待定反电动势常数, $E_a(\theta)$, $E_b(\theta)$, $E_c(\theta)$ 分别是界为 1、周期为 2π 的函数, $\zeta_1, \zeta_2, \zeta_3$ 为随机函数. 另外, 由于转矩脉动使得电机本体及控制电路产生随机噪声, 于是在考虑随机因素前提下, 系统(1)改写为

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = -\frac{R}{L_M} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \frac{1}{L_M} \text{sat} \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} - \frac{\omega}{L_M} E(\theta) \hat{\lambda} - \frac{1}{L_M} \zeta \quad (6)$$

本文研究的目的是要设计一种含饱和项的非线性控制器 (u_a, u_b, u_c), 使其抑制系统(1)的随机噪声和克服电压饱和现象, 同时要求该系统的三相电压、电流分别跟踪参考信号系统的三相电压及电流. 由于在系统(1)无随机噪声下, 可以设计控制器使该系统达到渐近跟踪, 但当此系统存在随机噪声时, 仅能设计控制器使该系统达到全局一致毕竟有界. 为此, 引入

定义 1^[9] 给定如下非线性系统

$$\dot{x} = g(x, t), t_0 \leq t \leq T \quad (4)$$

在此,

$$E(\theta) = \begin{pmatrix} E_a(\theta) & 0 & 0 \\ 0 & E_b(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & E_c(\theta) \end{pmatrix}, \hat{\lambda} = \begin{pmatrix} \hat{\lambda}_1 \\ \hat{\lambda}_2 \\ \hat{\lambda}_3 \end{pmatrix}$$

ζ 为三维的随机向量, 且假定 $\|\zeta\| \leq M_\zeta$. 另外, 当参考电压作为输入电压直接作用于受控系统(1)时, 由于无负载作用, 所以在此假定此时的反电动势的波形为梯形波, 相应的参考信号跟踪系统取为

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{pmatrix} = -\frac{R}{L_M} \begin{pmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{pmatrix} + \frac{1}{L_M} \begin{pmatrix} u_a^* \\ u_b^* \\ u_c^* \end{pmatrix} - \frac{\omega}{L_M} E(\theta) K_e \quad (7)$$

其中, $K_e = (K_{ea}, K_{eb}, K_{ec})^T$, K_{ea}, K_{eb}, K_{ec} 分别是在参考电压 U^* 作为输入电压直接作用于受控系统(1)时三相 A 、 B 、 C 的反电动势常数, u_a^*, u_b^*, u_c^* 由表 1 确定. 结合(6)、(7), 可以获得如下误差系统

$$\dot{X} = -\frac{R}{L_M} X + \frac{1}{L_M} W - \frac{\omega}{L_M} E(\theta) \hat{\lambda} - \frac{1}{L_M} \zeta \quad (8)$$

其中,

$$X \equiv \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_a - i_a^* \\ i_b - i_b^* \\ i_c - i_c^* \end{pmatrix}, W \equiv \begin{pmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \end{pmatrix} = \text{sat} \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} u_a^* \\ u_b^* \\ u_c^* \end{pmatrix},$$

$$\hat{\lambda} \equiv \lambda - K_e$$

引入如下函数:

$$Sat(X) = \begin{cases} \begin{pmatrix} \sin(\frac{\pi x_1}{2\varepsilon}) \\ \sin(\frac{\pi x_2}{2\varepsilon}) \\ \sin(\frac{\pi x_3}{2\varepsilon}) \end{pmatrix} & \text{if } \|X\| \leq \varepsilon \\ Sgn(X) & \text{if } \|X\| > \varepsilon \end{cases} \quad (9)$$

其中, $Sgn(X) = (sgn(x_1), sgn(x_2), sgn(x_3))^T$, $sgn(x)$ 是关于 x 的符号函数, $\varepsilon > 0$. 选取系统(1)的控制向量值函数

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_a^* \\ u_b^* \\ u_c^* \end{pmatrix} + \rho X - M_v Sat(X) \quad (10)$$

其中 $\rho < 0$. 从而, 可获以下结论

引理 1 若 $\|X\| > \varepsilon$, 则当 $M_v \geq M_\zeta$ 时, 有 $X^T(W - \zeta) \leq 0$.

证明: 由于 $\|X\| > \varepsilon$, 则有 $Sat(X) = Sgn(X)$, 从而,

(a) 若 u_a, u_b, u_c 均未达到饱和, 则

$$W = \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} u_a^* \\ u_b^* \\ u_c^* \end{pmatrix} = \rho X - M_v Sgn(X) \quad (11)$$

于是,

$$X^T(W - \zeta) = \rho X^T X - X^T \zeta - M_v X^T Sgn(X) \leq \rho X^T X + (M_\zeta - M_v) \|X\| < 0 \quad (12)$$

(b) 若 $u_a \geq u_{max}, u_b \geq u_{max}, u_c \geq u_{max}$, 则 $\rho X -$

$$M_v Sgn(X) \geq \begin{pmatrix} u_{max} \\ u_{max} \\ u_{max} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} u_a^* \\ u_b^* \\ u_c^* \end{pmatrix} = W \geq 0 \quad (13)$$

因为 ρX 与 $-M_v sgn(X)$ 的对应分量同号, 所以, $X \leq 0$, 从而

$$X^T(W - \zeta) \leq \rho X^T X - X^T \zeta - M_v X^T Sgn(X) \leq \rho X^T X + (M_\zeta - M_v) \|X\| < 0 \quad (14)$$

(c) 若 $u_a \leq -u_{max}, u_b \leq -u_{max}, u_c \leq -u_{max}$, 则有

$$\rho X - M_v sgn(X) \leq \begin{pmatrix} u_{max} \\ u_{max} \\ u_{max} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} u_a^* \\ u_b^* \\ u_c^* \end{pmatrix} \quad (15)$$

从而, $X \geq 0$, 且也有(14)成立.

(d) 若 u_a, u_b, u_c 中仅有一个达到饱和, 如 $|u_a| > u_{max}$, 可类似于情形(b)、(c)证明结论成立.

(e) 若 $u_a \geq u_{max}, u_b \leq u_{max}, u_c \leq u_{max}$, 则有

$$\begin{aligned} \rho x_1 - M_v sgn(x_1) &= u_a - u_a^* \geq w_1 \geq 0 \\ \rho x_2 - M_v sgn(x_2) &= u_b - u_b^* \leq w_2 \leq 0 \\ \rho x_3 - M_v sgn(x_3) &= u_c - u_c^* \leq w_3 \leq 0 \end{aligned} \quad (16)$$

再由 $\rho < 0, M_v > 0, x_i sgn(x_i) \geq 0, i = 1, 2, 3$, 有

$$X^T(W - \zeta) = x_1(w_1 - \zeta_1) + x_2(w_2 - \zeta_2) + x_3(w_3 - \zeta_3) \leq 0 \quad (17)$$

对于其它情形, 同理可证 $X^T(W - \zeta) \leq 0$, 因而结论成立.

引理 2 若 $\|X\| \leq \varepsilon$, 则对于 $\delta(\varepsilon) > 0$, 在

$$M_v > \frac{12\varepsilon(4\rho\varepsilon + M_\zeta^2)}{\delta(\varepsilon)\pi(24 - \pi^2)} \quad (18)$$

的条件下, 必有 $X^T(W - \zeta) < \varepsilon$.

证明: 由于 $\|X\| \leq \varepsilon$, 则有

$$sat(X) = \begin{pmatrix} \sin(\frac{\pi x_1}{2\varepsilon}) \\ \sin(\frac{\pi x_2}{2\varepsilon}) \\ \sin(\frac{\pi x_3}{2\varepsilon}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\pi x_1}{2\varepsilon} (1 - \frac{(\pi x_1)^2}{24\varepsilon^2} \cos^2 \zeta_1) \\ \frac{\pi x_2}{2\varepsilon} (1 - \frac{(\pi x_2)^2}{24\varepsilon^2} \cos^2 \zeta_2) \\ \frac{\pi x_3}{2\varepsilon} (1 - \frac{(\pi x_3)^2}{24\varepsilon^2} \cos^2 \zeta_3) \end{pmatrix} \quad (19)$$

其中, $|\zeta_1| < \varepsilon, |\zeta_2| < \varepsilon, |\zeta_3| < \varepsilon$. 于是,

$$X^T sat(X) = X^T \begin{pmatrix} \sin(\frac{\pi x_1}{2\varepsilon}) \\ \sin(\frac{\pi x_2}{2\varepsilon}) \\ \sin(\frac{\pi x_3}{2\varepsilon}) \end{pmatrix} = \frac{\pi}{2\varepsilon} \sum_{i=1}^3 \frac{\pi x_i^2}{2\varepsilon} x_i^2 (1 - \frac{(\pi x_i)^2}{24\varepsilon^2} \cos^2 \zeta_i) \geq \frac{\pi(24 - \pi^2)}{48\varepsilon} \|X\|^2 > 0 \quad (20)$$

又由于

$$\left(1 - \frac{(\pi x_i)^2}{24 \varepsilon^2} \cos \zeta_i\right) \geq 1 - \frac{\pi^2}{24} > 0$$

因此, X 与 $\text{sat}(X)$ 同号, 即 ρX 与 $-M_v \text{sat}(X)$ 同号; 进而类似于引理 1 的证明, 可获得

$$X^T(W - \zeta) = X^T \left(\text{sat} \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} u_a^* \\ u_b^* \\ u_c^* \end{pmatrix} \right) - \zeta \leq \rho X^T X - X^T \zeta - M_v X^T \text{sat}(X) \quad (21)$$

于是, 利用(18)、(20) - (21) 得

$$X^T(W - \zeta) \leq \left(\rho - M_v \frac{\pi(24 - \pi^2)}{48\varepsilon}\right) \|X\|^2 + M_\zeta \|X\| \leq -\frac{M_\zeta^2}{4\left(\rho - M_v \frac{\pi(24 - \pi^2)}{48\varepsilon}\right)} < \delta(\varepsilon) \quad (22)$$

定理 1 在引理 1、2 的假设下, 经由自适应控制器

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_a^* \\ u_b^* \\ u_c^* \end{pmatrix} + \rho X - M_v \text{sat}(X), \dot{\lambda} = \mu \omega E(\theta) X \quad (23)$$

系统(1)是全局一致毕竟有界.

证明: 取 Lyapunov 函数

$$V = X^T X + \frac{1}{L_M} \tilde{\lambda}^T \tilde{\lambda} \quad (24)$$

于是, 由(22)中的第二式得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= 2X^T \dot{X} + \frac{2}{L_M} \dot{\tilde{\lambda}}^T \tilde{\lambda} = -\frac{2R}{L_M} X^T X + \frac{2}{L_M} X^T(W - \zeta) - \\ &\frac{2}{L_M} \omega X^T(\theta) \tilde{\lambda} + \frac{2}{L_M} \dot{\tilde{\lambda}}^T \tilde{\lambda} = -\frac{2R}{L_M} X^T X + \frac{2}{L_M} X^T(W - \zeta) \end{aligned} \quad (25)$$

进而, 由引理 1 及引理 2, 得

$$\dot{V} < \begin{cases} 0 & \text{if } \|X\| > \varepsilon \\ \frac{2}{L_M} \delta(\varepsilon) & \text{if } \|X\| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (26)$$

故由(26)及定义 1 获证.

3 仿真实验

检测控制器(23)作用于系统(1)的控制性能, 在此, 测试系统(1)在给定转速下, 三相电压、电流分别跟踪系统(7)的三相电压、电流的情况. 本部分在 Matlab 6.1 环境下, 考虑两种类型参考信号

U^* 的跟踪控制: 阶跃参考信号及正弦波参考信号. 系统(1)中三相 A、B、C 的反电动势包含的随机变量服从均匀分布: $0.5U(-0.5, 0.5)$. 选取时间单位为秒(s), 参数值选取为: $R = 2.40574\Omega$, $L_M = 3.3227 \times 10^{-4} \text{mH}$, $T_0 = 15 \text{N}$, $B_0 = 10^{-4} \text{N} \cdot \text{s/m}$. 三相的额定电压均为 2.5V, 系统(7)的反电动势常数均为 $0.0495497 \text{v}/(\text{rad/s})$, 系统(1)、(7)的采样间隔为 $1.25 \times 10^{-4} \text{s}$, 角速度取为 $\omega = 60 \text{rad/s}$, $\varepsilon = 100$, $\rho = -0.1(1 + \exp(-0.5t))^{-1}$.

情形 1 阶跃电压信号跟踪

选取参考电压为(1V), 则由表 1 及系统(7)可获三相 A、B、C 的电压及电流的变化情况, 如图 1 所示. 由此图可知, 三相电流基本上呈现矩形波形变化, 同时满足在各时刻, 三相电流之和为 0 的条件. 另外, 三相 6 状态的电压变化具有周期性. 在此, 实验的目的是希望系统(1)的三相电流、电压在控制器(23)的作用下分别跟踪图 1 中对应的电流及电压, 如图 2 所示. 经对图 1、2 中对应的图形

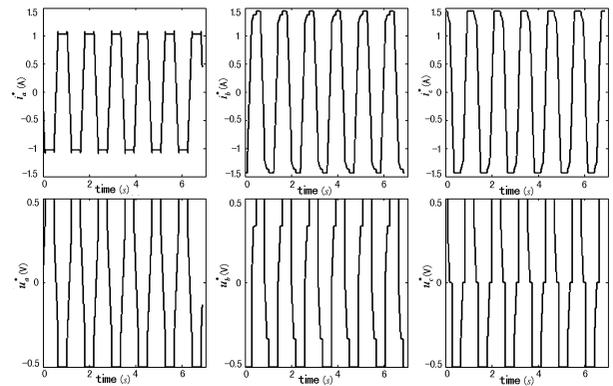


图 1 单位阶跃信号: 系统(7)的三相电流、电压曲线

Fig. 1 Unit-step reference signal:

Curves of currents and voltages of three phases for system (7)

进行对比分析可知, 系统(1)中反电动势纹波对电流的影响得到了较为有效的抑制, 但电流自身仍然存在一定的纹波, 特别在该系统的三相电流分别跟踪系统(7)的三相电流到达各自的峰值时间内, 系统(1)的三相电流各自仍然有一定的纹波, 这说明了反电动势的纹波对电流的干扰较大, 尽管如此, 系统(1)的电流纹波获得了有效抑制; 另外, 系统

(1)的三相电压几乎不受电流、反电动势的纹波干扰,并在任何时刻均能分别跟踪系统(7)的三相电压,因此,电压的跟踪较为理想.由此表明,对于方波驱动无刷直流电机控制系统(1),在控制器(23)作用下,该系统的输出电压能有效地跟踪参考电压,即该系统的三相电压能分别有效地跟踪系统(7)的三相电压.

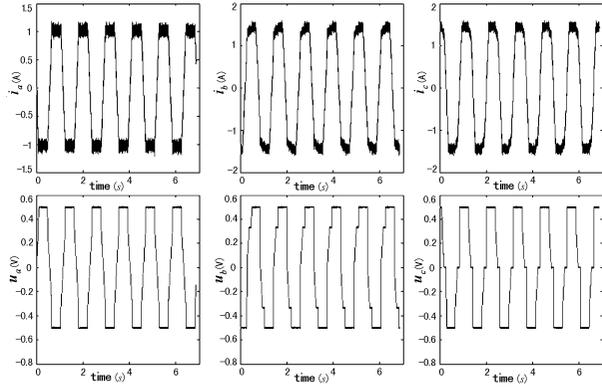


图2 单位阶跃信号:系统(1)的三相电流、电压跟踪曲线

Fig. 2 Unit - step signal:

Tracking Curves of currents and voltages of three phases for system (1)

情形2 正弦波参考电压跟踪

选取参考电压为 $3\sin(2\theta + 2\pi/3)$ V,类似于情形1可获得系统(7)的各相电压及电流变化情况,如图3所示.由此图可知,在参考电压为非阶跃信号

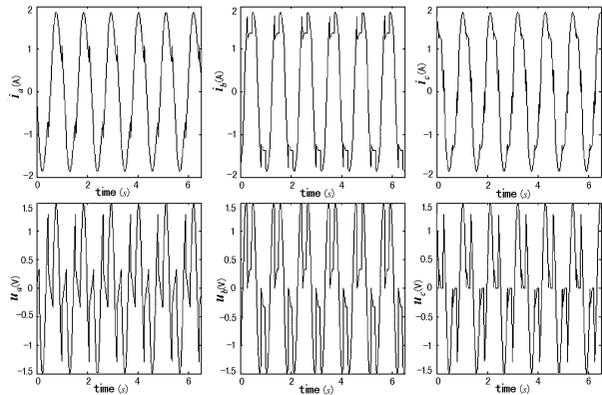


图3 正弦波信号:系统(7)的三相电流、电压曲线

Fig. 3 Sine - wave signal:

Curves of currents and voltages of three phases for system (7)

前提下,三相电流在 $\pm 2A$ 之间呈正弦波形状变化,这说明,尽管反电动势呈梯形波形状变化,但当跟踪信号为非阶跃信号时,绕阻各相电流不一定保持

矩形波的特征.另外,由于三相6状态的更替具有周期性,所以三相的电压变化各自也进行周期性变化.

类似于情形1,获得系统(1)的三相电流、电压跟踪系统(7)的相应电流、电压跟踪曲线,如图4所示.经由对图3、4中对应的图形进行对比分析可获得与情形1的同样结论,即系统(1)中反电动势纹波对电流的影响得到了较为有效的抑制,三相电压几乎不受电流的纹波干扰,并经过初始阶段的微调后,在任何时刻均能分别跟踪系统(7)的三相电压,因此电压的跟踪效果较好.

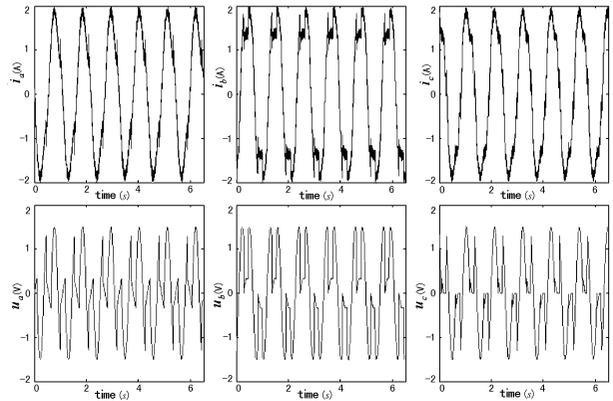


图4 正弦波信号:系统(1)的三相电流、电压跟踪曲线

Fig. 4 Sine - wave signal:

Tracking Curves of currents and voltages of three phases for system (1)

4 结论

本文研究方波型无刷直流电机控制系统的电压跟踪问题;通过设计饱和函数及引入自适应参数,获得了一种非线性控制器解决含随机扰动的电压跟踪问题以及电压饱和现象.理论结果表明在设计控制器作用下,受控系统的电流、电压跟踪是全局一致毕竟有界的,能实现噪声扰动衰减.实验结果显示设计的控制器能有效克服受控系统的电压饱和及随机噪声干扰现象,跟踪效果较为理想.

参 考 文 献

1 周元钧. 双绕阻无刷直流电动机的数学模型与转矩特性. 电工技术学报, 2004, 19(4): 12 ~ 16 (Zhou Yuanjun. Mathematical model and torque characteristics on a brush-

- less DC motor with dual – windings. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2004, 19 (4) : 12 ~ 16 (in Chinese))
- 2 邱建琦. 永磁无刷直流电动机转矩脉动抑制的控制策略研究. 浙江大学博士学位论文, 2002 (Qiu J Q. Research on torque ripple attenuation techniques for PM brushless DC motors, Ph. D Dissertation, Zhejiang University, 2002 (in Chinese))
 - 3 张志忠. 无刷直流电动系统波动力矩补偿的研究, 哈尔滨工业大学博士学位论文, 1997 (Zhang Z Z. Research on compensation of fluctuation torque in brushless DC motor system, Ph. D Dissertation, Haerbin Industrial University, 1997 (in Chinese))
 - 4 齐蓉, 林辉, 陈明. 无刷直流电机换向转矩脉动分析与抑制. *电机与控制学报*, 2006, 10(3) : 287 ~ 295 (Qi R, Lin H, Chen M. Analysis and attenuation on commutation torque ripples of brushless DC motor. *Electric Machines and Control*, 2006, 10(3) : 287 ~ 295 (in Chinese))
 - 5 Lee T H, Low T S, Tseng K J, etc. An intelligent indirect dynamic torque sensor for permanent magnet brushless DC drivers. *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, 1994, 41 (2) : 191 ~ 200 (in Chinese)
 - 6 张著洪, 徐志丹. 微硬盘的不确定性非线性系统及其跟踪控制. *动力学与控制学报*, 2006, 4(2) : 172 ~ 178 (Zhang Z H, Xu Z D. Uncertain nonlinear system of micro hard disk and Its tracking control. *Journal of Dynamics and Control*, 2006, 4(2) : 172 ~ 178 (in Chinese))
 - 7 黄永安, 邓子辰. 基于神经网络与 PID 控制的挠性结构的混合控制研究. *动力学与控制学报*, 2005, 3(1) : 47 ~ 51 (Huang Y A, Deng Z C. Hybrid control research on flexible structure based on neural network and PID method. *Journal of Dynamics and Control*, 2005, 3(1) : 47 ~ 51 (in Chinese))
 - 8 周星德, 刘志军. 含饱和作动器的主动 TMD 振动控制研究. *动力学与控制学报*, 2006, 4(1) : 69 ~ 72 (Zhou X D, Liu Z J. Research on active TMD vibration control with saturation actuator. *Journal of Dynamics and Control*, 2006, 4(1) : 69 ~ 72 (in Chinese))
 - 9 Khalil H K. *Nonlinear System* Beijing: Publish House of Electronics Industry, 2002

VOLTAGE TRACKING AND DISTURBANCE ATTENUATION FOR TRAPEZOIDAL BRUSHLESS DC MOTOR *

Zhang Zhuhong

(Institute of System Science and Information Technology, College of Science, Guizhou University, Guizhou 550025, China)

Abstract For the problem of voltage tracking on the trapezoidal brushless DC motor (BLDCM) with stochastic disturbance, a simple adaptive nonlinear controller with a saturation term, which can overcome the phenomena of voltage saturation and stochastic disturbance arising from voltage tracking and make the controlled system track the reference, was designed by introducing a saturation function and an adaptive parameter. Theoretically, the system is globally uniformly ultimate bounded. Numerical experiments show that the controlled system can achieve disturbance attenuation with satisfactory voltage tracking.

Key words Brushless DC motor, tracking control, disturbance attenuation, voltage saturation