

基于 DSP 的磁悬浮控制力矩陀螺框架数字伺服系统

贾 军, 房建成

(北京航空航天大学 仪器科学与光电工程学院, 北京 100083)

摘 要: 基于 TMS320F2812 的无刷直流力矩电机全数字伺服控制系统实现换相、电流环、速度环和位置环的数字控制算法调节, 并应用了一种新型的 PWM 调制方式 (PWM-ON-PWM), 有效地减小了由转矩脉动引起的速率波动。系统实现低速高精度稳速控制, 与模拟系统相比, 控制算法更加方便, 大大降低了功耗。仿真和试验结果表明, 系统能够很好地实现磁悬浮控制力矩陀螺框架的高精度控制。

关键词: 磁悬浮控制力矩陀螺; 伺服系统; 无刷直流力矩电动机; PWM-ON-PWM; 稳速控制

Digital Servo System for Gimbal of Magnetically Suspended Control Moment Gyro Based on TMS320F2812

JIA Jun, FANG Jian-cheng

(Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

ABSTRACT: Based on analysing the need of the digital gimbal servo system of magnetically suspended control moment gyro (MSCMG), the paper proposes a digital servo control system for brushless DC torque motor based on TMS320F2812, which includes commutation, digital control algorithm's regulation of three circle consisting of current loop, velocity loop and position loop. A new PWM method, PWM-ON-PWM, which can reduce effectively the fluctuation of speed caused by torque ripple is also applied. The system can accomplish low speed, high precision and stable speed control of the brushless DC torque motor. Compared with analog system, the design of control algorithm is more convenient and loss is reduced greatly. The simulation and experiment results of the system show that the system can achieve the high precision control of the gimbal servo system of magnetically suspended control moment gyro very well.

KEY WORDS: MSCMG; Servo system; BLDCM; PWM-ON-PWM; Speed control

0 引 言

控制力矩陀螺是空间站等大型航天器重要的姿态控制执行机构。磁悬浮控制力矩陀螺相对于传统的机械控制力矩陀螺具有大力矩输出、低振动、无摩擦、高转速、长寿命等优点, 在高精度大型航天器上具有广阔的应用前景^[1]。磁悬浮控制力矩陀螺的输出力矩是通过改变框架方向实现, 框架伺服系统的速率输出精度决定了陀螺力矩的输出精度。由于模拟控制器与高精度的角位置传感器连接, 需要增加 D/A 环节, 大大降低了角位置的精度, 难于实现复杂的控制算法, 不能满足磁悬浮控制力矩陀螺

框架伺服系统高精度控制的需要, 因此采用数字控制器是必然选择。数字控制器的优点表现在: 能够在线实时调节参数, 实现复杂的控制器算法。数字控制器适合集成化、模块化设计, 相对于模拟控制器其体积大大缩小, 功耗明显降低, 这对于航天应用有非常重要的意义。另外, 系统的更新换代由于只涉及软件而更为容易。框架伺服系统的最高转速对应着磁悬浮控制力矩陀螺在稳态工作时的最大输出力矩。本系统中要求框架最高转速为 10°/s, 速率精度为 5%。本文采用 TMS320F2812 搭建了磁悬浮控制力矩陀螺框架数字伺服系统, 在三环数字控制算法基础上应用了新型的 PWM 调制方式 (PWM-ON-PWM), 有效地实现了框架的低速高精度稳速控制。

1 框架伺服控制系统构成

1.1 控制器

磁悬浮控制力矩陀螺框架数字伺服控制系统主要由控制器、功率驱动电路、转子位置传感器和电流检测环节组成。

控制器采用 TMS320F2812 型芯片。该芯片是基于 TMS320C2xx 内核的定点数字处理器, 具有处理性能好、外设集成度高、功耗低等特点。

TMS320F2812 数字处理器提高了运算的精度(32 位)和系统的处理能力(达到了 150MIPS)。两个事件管理器模块每个包括 2 个 16 位通用定时器, 8 个 16 位脉宽调制通道, 为电机及功率变换控制提供了良好的控制功能。16 通道高性能 12 位 ADC 单元提供了 2 个采样保持电路, 可以实现双通道信号同步采样。此外, 在必要时该芯片可通过串行通讯接口(SCI)与上位机进行通讯, 上传电机运行状态和下载控制指令。

1.2 功率驱动电路

功率驱动电路原理图如图 1 所示。高速光耦选用了 3 片 TLP2630, 可以实现 6 路 PWM 信号对功率开关管的驱动隔离, 增强抗干扰能力。

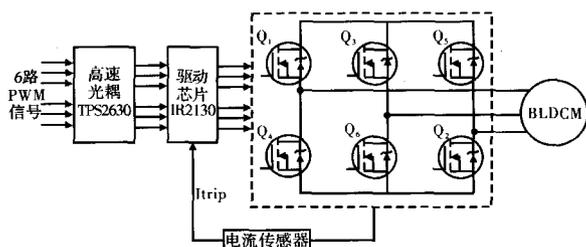


图 1 功率驱动电路原理图

驱动芯片采用 6 路集成 IC 驱动芯片 IR2130。该芯片内部设计有过电流、过电压及欠电压保护、封锁和指示网络, 使用户可方便地用来保护功率 MOS 管。IR2130 通过内部自举技术控制上桥的 3 个功率管, 在实际系统中, 由于自举电容响应速度慢, 系统使用 DC ~ DC 给悬浮电源供电, 避免因自举电容选取误差造成开关管的误关断, 提高了系统的可靠性^[2]。

2 控制算法设计

磁悬浮控制力矩陀螺框架数字伺服控制系统采用电流环、速度环和位置环控制策略, 保证了框架转速的速率精度和平稳度。

位置检测: 控制力矩陀螺框架位置检测是通

过旋转变压器实现的。旋转变压器是自动控制系统中广泛使用的一种精密控制微电机, 当变压器的一次侧外施单相交流电压激磁时, 其二次侧输出电压将与转子转角严格保持某种函数关系。将旋转变压器输出的含有轴角量的模拟信号, 通过一定的电子电路进行处理变换, 形成与计算机接口需要的带有绝对位置信号的数字轴角量数据, 即可驱动无刷直流力矩电机完成换向。

速度计算: 速度信号可由位置信号的差分得到。本系统中, 轴角变换器输出的不仅有位置信号, 也有速度信号, 用 A/D 模块的一路对速度信号进行采样, 以此作为速度环的反馈值。

电流反馈: 利用霍尔电流互感器检测母线电流, 在电流信号输入控制器之前进行分压处理, 使其覆盖整个模数转换范围。

PWM 脉冲: 通过 DSP 中的事件管理模块实现。通过设定定时器周期寄存器的数值和计数模式可改变 PWM 脉冲的频率, 改变比较寄存器中的数值可改变 PWM 脉冲的占空比, 从而调整加入电机绕组中的平均电压, 改变绕组中的电流, 实现各种控制。

DSP 主程序采用循环方式, 在执行过程中会不断有各种中断发生。定时器中断程序完成电流环、速度环和位置环的三环控制, 并完成绝对位置的读取与电机的换向。

①电流环采用 P 调节。即在每个 A/D 转换完成后立即调节, 以保证较高的响应速度。

②转速环采用 PID 调节, 因为 PWM 占空比的 0% 为下限, 100% 为上限, 在负载突变或给定值突变时, 都会引起偏差的阶跃, 会使 PID 调节输出急剧增大或减小, 以致 PID 输出值超过其周期, 这时只能取 100% 的占空比或是 0% 的占空比。此时, 将使系统输出的增加速度变慢, 偏差持续保持在最大值, 积分项累积非常大, 需要相当长的控制量才能脱离饱和, 引起系统明显的超调。因此在速度环选用了带积分限幅的 PID 算法。

③位置环选用 PD 算法。位置参考输入由速率参考与位置采样周期的乘积得到, 充分保证了系统要求的速率精度和平稳度。

3 新型 PWM 调制方式

3.1 电机数学模型

假设电机三相对称, 具有 120° 梯形波反电动势, 忽略凸极效应, 每相绕组具有相同的特性和参数, 且认为固有参数为常数。其中 R、L 分别表

示每相绕组的电阻和电感(电感为每相电感和互感的差值)。 e_A, e_B, e_C 分别表示 A、B、C 相的反电动势, U_N 为电机中性点的电压(相对于直流母线参考点)。如果用 U_A, U_B, U_C 分别表示各相相对于直流母线参考点的端电压, i_A, i_B, i_C 表示每相电流, P 表示微分算子, 那么可以用式(1)矩阵描述无刷直流电机。

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_N \\ U_N \\ U_N \end{bmatrix} \quad (1)$$

3.2 PWM-ON-PWM 调制方式

PWM-ON-PWM 调制方式又称为 30° 调制^[3], 是近年来为了同时解决半桥调制截至相导通的问题以及全桥调制开关损耗大的问题所提出的新型 PWM 调制方法中的热点。在这种调制方式下, 每一个开关管只在开通的前 30° 和后 30° 期间进行 PWM 调制, 中间 60° 保持恒通, 如图 2 所示。

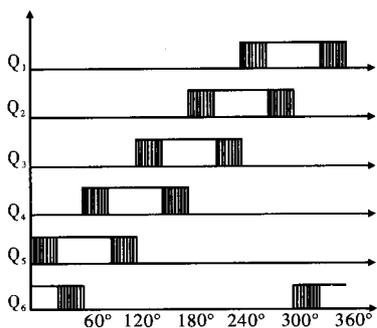


图 2 PWM-ON-PWM 调制方式

以 A 相为研究对象, A 相的非导通区间为: $0^\circ \sim 60^\circ$ 区间; $180^\circ \sim 240^\circ$ 区间。在 A 相的非导通区间内(B、C 两相有电流流过), 三相绕组端电压分别为:

$$U_B = U_d S_B = R i_B + L \frac{di_B}{dt} + e_B + U_N \quad (2)$$

$$U_C = U_d S_C = R i_C + L \frac{di_C}{dt} + e_C + U_N \quad (3)$$

$$U_A = e_A + U_N \quad (4)$$

式中, S_B, S_C 分别为对应相的端电压电平状态函数; $S_B(S_C) = 1$ 表示与相对应相连接的上桥臂开关管或者二极管处于导通状态; $S_B(S_C) = 0$ 表示与相对应相连接的下桥臂开关管或者二极管处于导通状态; $i_B = -i_C = i, e_B = -e_C = e, e$ 表示反电动势平顶部分的幅值。将式(2)和式(3)相加得:

$$U_N = \frac{1}{2} U_d (S_B + S_C) \quad (5)$$

U_N 的取值范围为:

$$U_N = \begin{cases} 0 & (S_B = S_C = 0) \\ \frac{1}{2} U_d (S_B = 1, S_C = 0; S_B = 0, S_C = 1) & (S_B = S_C = 1) \\ U_d \end{cases} \quad (6)$$

U_N 等于 0 表示对应相下桥臂二极管和开关管同时处于导通状态; 而 U_N 等于 U_d 表示上桥臂开关管和二极管同时处于导通状态; 而 U_N 等于 $U_{d/2}$ 表示上下桥臂各有一个开关管导通的正常工作状态。

根据图 2 所示调制方式。以 $0^\circ \sim 30^\circ$ 区间为研究对象, 分析在该调制方式下非导通相 A 的端电压。在该区间, Q_6 恒通($S_C = 0$), Q_5 进行 PWM 调制($S_B = 0$ 或 $S_B = 1$)。当 Q_5, Q_6 都处于导通状态时, $S_B = 1, S_C = 0$, 代入式(5)可得:

$$U_N = \frac{U_d}{2} \quad (7)$$

将式(7)代入式(4)中可得:

$$U_A = e_A + \frac{U_d}{2} \quad (8)$$

根据稳态下反电动势幅值小于 $U_{d/2}$ 的特性, 由上式可知非导通相 A 的端电压在此区间小于直流母线电压 U_d 。

当 Q_5 关闭, Q_6 恒通时, $S_B = 0, S_C = 0$, 代入式(5)可知:

$$U_N = 0 \quad (9)$$

将式(8)代入式(4)可得:

$$U_N = e_A \quad (10)$$

反电动势 e_A 在此区间为正值, 所以根据式(10)可知, 非导通相 A 的端电压在此区间大于零。

综合以上分析, 稳态下, 在 $0^\circ \sim 30^\circ$ 区间, 在该调制方式下, 非导通相 A 的端电压不会超过直流母线电压, 也不会低于零电压; 连接在该相上的上下桥臂二极管均不会正向导通, 从而杜绝了续流电流的产生。

以上分析同样适用于其他几个区间。由此可知, 采用 PWM-ON-PWM 调制方式在非导通相上不会产生续流现象。

PWM-ON-PWM 调制方式可以很好地解决非换相期间非导通相上的续流问题, 但是在换相期间的特性还需要进一步分析。在文献[4]中, 介绍了无刷直流电机控制系统中的 4 种调制方式(H_PWM-L_ON、H_ON-L_PWM、ON_PWM 及 PWM_ON), 详细分析了 4 种不同的调制方式对

无刷直流电机换相转矩脉动的影响,并通过理论推导证明了当控制系统采用 PWM_ON 型调制方式时无刷直流电机在换相过程中的转矩脉动最小。由图 2 可知, PWM-ON-PWM 调制方式属于换相期间开通管 PWM 调制,在换相过程中的转矩脉动与 PWM_ON 型相当。PWM-ON-PWM 调制方式既完全消除了截至相导通的现象,又降低了开关损耗和转矩脉动,综合了全桥调制和半桥调制两者优点的一种调制方式^[5-7]。

4 试验结果

控制系统通过芯片的 A/D 模块实现电流和速度的实时采样,通过软件编程完成电流环、速度环和位置环的三环稳速控制。试验中所用到的无刷直流力矩电机参数如下:额定电压 $U=5\text{ V}$,额定功率 $P=8\text{ W}$,极对数 $p=8$,每相电阻 $R=65\Omega$,每相电感 $L=12.5\text{ mH}$,开关频率 $f=20\text{ kHz}$,电流环采样周期 $T=0.1\text{ ms}$ 。对该系统做静浮状态下的转速为 $10^\circ/\text{s}$ 的试验。图 3 为 PWM 为下桥调制。图 4 为 PWM 调制方式为 PWM-ON-PWM,图 5 为 PWM-ON-PWM 调制方式下 A 相电流波形。

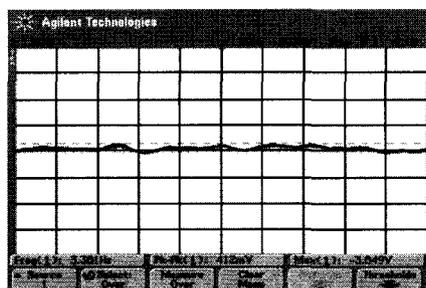


图 3 PWM 调制方式为下桥调制

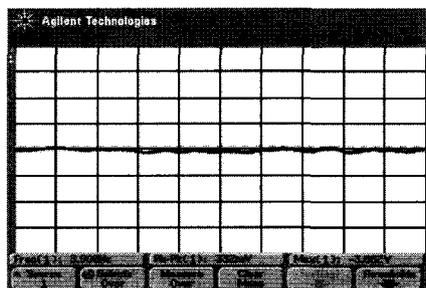


图 4 PWM 调制方式为 PWM-ON-PWM

以上试验和结果表明,应用 PWM-ON-PWM 调制方式可以完全消除调制区非导通相上引起的二极管续流现象,减小了电磁转矩脉动;换相区开通相进行 PWM 调制要比非开通相进行 PWM 调制引起的转矩脉动要小。在电机额定电压方面,本身选用的电源电压为 28 V ,在试验过程中发现无

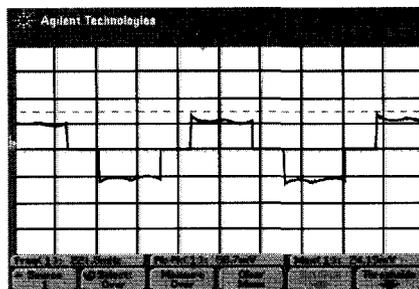


图 5 PWM-ON-PWM 调制方式下 A 相电流波形

刷直流力矩电机正常的工作电流只有 10 mA ,用 5 V 电压即可满足要求,并且能够极大地降低转矩脉动,因此最终选用了 5 V 作为额定电压。由图 4 的稳速曲线可以看出,在 PWM-ON-PWM 调制方式下,磁悬浮控制力矩陀螺框架的无刷直流力矩电机的稳速精度在 $10^\circ/\text{s}$ 时达到了千分之五以上。

5 结论

本文针对磁悬浮控制力矩陀螺框架的数字伺服控制系统低转速、高速率精度及速率平稳度的要求,选用高精度的位置测量元件-旋转变压器,同时采用了新型 PWM 调制方式,有效地降低了低速时由于转矩脉动引起的速率波动,大大提高了低速时速率精度及稳定度。该系统有较好的瞬态和稳态性能,能够很好地满足航天器姿态控制系统对控制力矩陀螺框架的性能要求。

参考文献

- [1] 魏彤,房建成.磁悬浮控制力矩陀螺的动框架效应及其角速率前馈控制方法研究[J].宇航学报,2005,26(1):19-23.
- [2] 姚嘉,刘刚,房建成.磁悬浮控制力矩陀螺用高速高精度无刷直流电机全数字控制系统[J].微电机,2005,38(6):65-67.
- [3] 韦鲲,任军军,张仲超.应用于无刷直流电机的新 PWM 调制方式[J].电气传动,2005,35(2):37-41.
- [4] 张相军,陈伯时.无刷直流电机控制系统中 PWM 调制方式对换相转矩脉动的影响[J].电机与控制学报,2003,7(2):87-91.
- [5] 孙力军,孙雷,张春喜,罗有明.无刷直流电机 PWM 调制方式研究[J].哈尔滨理工大学学报,2006,11(2):120-123.
- [6] Chang-hee Won, Joong-Ho Song, Ick Cho-y. Commutation Torque Ripple Reduction in Brushless DC Motor Drives Using a Single DC Current Sensor[J]. 2003 IEEE, 0-7803-7262-X.
- [7] Kang B H, Kim C J, Mok H S, et al. Analysis of torque ripple in BLDC motor with commutation time[J]. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2001: 1044-1048.

作者简介:贾 军(1983-),男,汉族,在读硕士研究生,从事电机数字控制方面的研究。