磁悬浮飞轮用电磁轴承低纹波开关功放的实现

张 亮 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: 针对磁悬浮飞轮用两电平脉宽调制开关功放输出电流纹波大的缺点,提出了一种新颖的三电平脉宽调制开关功放. 通过对两种开关功放输出电流纹波的理论估算,得出三电平脉宽调制开关功放可以大大降低电流纹波,进而实现开关功放的低纹波损耗. 提出了一种基于 SIMULINK 的电路原理性仿真方法,该方法所建模型能准确地反映实际系统的特性,为开关功放的设计和调试提供指导. 通过对两种开关功放的仿真和实验进行对比,最终表明仿真和实验结果相吻合,仿真和实验均验证了三电平脉宽调制开关功放对减小输出电流纹波的可行性、有效性.

关 键 词: 飞轮; 开关功放; 脉宽调制; 仿真; 电流纹波

中图分类号: TN 722.7

文献标识码: A **文 章 编 号**: 1001-5965(2006)07-0802-05

Implementation of low ripple switching power amplifier for magnetically suspended flywheel system

Zhang Liang Fang Jiancheng

(School of Instrument Science and Opto-electronics Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: To reduce the ripple current of standard two-level pulse width modulation (PWM) switching power amplifier for magnetically suspended flywheel system, a novel three-level PWM switching power amplifier was proposed. The ripple current of the switching power amplifier using two different PWM techniques was computed. The analysis results of ripple current indicate that the three-level PWM switching power amplifier can be used to significantly reduce the ripple current and meet the requirement for low power consumption. A novel simulation method of three-level PWM switching power amplifier was presented, based on SIMULINK. The method can analyze the characteristics of the system accurately and so offer direction for designing and debugging actual switching power amplifier. The comparison of a concrete switching power amplifier working in different PWM techniques by using simulation and experimental method was made. The agreement of the final simulation results with the experimental results indicates the proposed method is effective and feasible.

Key words: flywheel; switching power amplifier; PWM; simulation; ripple current

磁悬浮飞轮是采用电磁轴承支承的新型航天器姿态控制执行机构. 飞轮通过控制转子转速,改变输出角动量,产生控制力矩,从而精确控制航天器的姿态. 航天器姿态控制对飞轮的基本要求是精度高、寿命长、体积小、重量轻以及功耗低. 传统采用机械轴承支承的飞轮,由于存在机械摩擦,使得飞轮的精度及转速和寿命都受到限制. 采用磁悬浮支承,飞轮精度、转速和寿命将大大提高,从而大大减小飞轮的体积和重量.

在磁悬浮飞轮控制系统中,开关功放的作用是将控制器的输出信号转变为控制电流. 开关功放作为飞轮系统中的执行环节能量消耗最大,降低它的功耗、提高能量转换效率是功放设计的最主要目的之一,同时也是飞轮实现低功耗所要解

收稿日期: 2005-07-21

基金项目: 国家民用航天预研项目(科工计[2001]894 号);国家高技术航天领域项目(863-2-2-4-9B)

作者简介: 张 亮(1974-), 男, 陕西汉中人, 博士生, zhangliang@aspe.buaa.edu.cn.

决的关键技术之一. 文献[1-2]采用永磁体产生的偏置磁场取代了传统的电磁偏置磁轴承中由偏置电流产生的电磁场,因此可以消除由偏置电流所带来的定子绕组铜耗和减小开关功放损耗,并可以减小电磁铁安匝数,减小磁轴承体积等优点. 尽管永磁偏置的磁轴承控制系统可以大大降低开关功放的损耗,但是采用传统两电平脉宽调制开关功放的电流纹波很大,仍然会在磁轴承中产生较大的铁耗和铜耗,而且电流纹波还会造成磁轴承系统中微小控制电流的非线性控制区域[3],如何减小电流纹波成为开关功放设计的关键. 国内外很多研究者针对这个问题提出了一些降低开关功放电流纹波的方法. 文献[4]给出了一种电流模式控制磁轴承三态开关功放,该功放实质是一种采样保持型开关功放;文献[5]给出了一种改进的采样保持型开关功放. 由于采样保持型开关功放的输出电流信号失真比较严重,输出噪声大,且对小信号不敏感[6],本文提出了一种三电平脉宽调制方式的电磁轴承开关功放,并建立了该功放的电路原理性仿真模型. 所建模型可以更有效地指导开关功放的设计和调试. 这种开关功放电路结构简单,容易实现,并且输出波形好、稳态精度高,可以大大降低电流纹波,并在理论分析以及仿真和实验结果中得到验证.

1　电磁轴承开关功放主电路拓扑

电磁轴承开关功放主电路采用图 1 所示的全桥拓扑结构. 图 1 中,全桥两侧桥臂分别由开关管 T_1、T_3 串联以及 T_2、T_4 串联构成,并在 $T_1 \sim T_4$ 上分别并联一只快恢复二极管 $D_1 \sim D_4$,在两侧桥臂中间连接电磁轴承线圈,R 和 L 分别为电磁轴承线圈的等效电阻和电感. 采用全桥结构的开关功放能够为电磁轴承线圈提供双向流动的电流,这样可以满足永磁偏置电磁轴承控制系统对开关功放的要求.

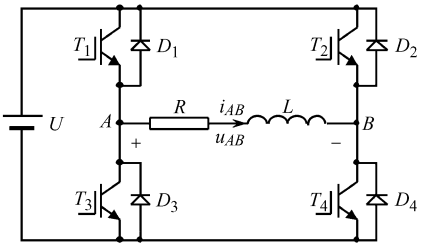


图 1　磁悬浮飞轮系统开关功放全桥主电路原理图

2　三电平脉宽调制开关功放原理

对三电平脉宽调制开关功放而言,通过对全桥 2 个桥臂的 4 只功率开关管 T_1、T_2、T_3、T_4 的导通和关断进行控制,可使磁轴承线圈电流的控制出现电流增加、自由续流以及电流减小等 3 种状态. 电磁轴承线圈中的电流 i_{AB} 与电磁轴承线圈两端输出电压 u_{AB} 的正方向见图 1,具体分析如下:

1) 电流增加状态. 如图 1 所示,当功率开关管 T_1,T_4 导通,直流母线电源向电磁轴承线圈充电,线圈电流快速增加;线圈电流处于反向流动,当 T_2,T_3 关断,此时电磁轴承线圈通过 D_1,D_4 向电源回馈能量,线圈中的电流绝对值快速减小. 忽略功率开关管的导通压降 U_{ON} 或续流二极管的正向导通压降 U_D,在电磁轴承线圈处于电流增加状态时,$u_{AB} \approx U$.

2) 自由续流状态. 当 T_1 导通,T_4 关断,此时线圈中的电流为正向流动,并通过 T_1,D_2 形成自由续流回路;当 T_1 关断,T_4 导通,此时线圈电流仍为正向流动,并通过 T_4,D_3 形成自由续流回路;当 T_2 导通,T_3 关断,此时线圈电流为反向流动,并通过 D_1,T_2 形成自由续流回路;当 T_2 关断,T_3 导通,此时线圈电流仍为反向流动,并通过 T_3,D_4 形成自由续流回路. 在线圈处于自由续流状态时,电源与线圈之间不存在能量交换,线圈电流几乎保持不变. 忽略 U_{ON} 以及 U_D,在线圈处于自由续流状态时,$u_{AB} \approx 0$.

3) 电流减小状态. 线圈电流处于正向流动,当 T_1,T_4 关断,此时线圈通过 D_2,D_3 向电源回馈能量,线圈中的电流快速减小;当开关管 T_2,T_3 导通,电源向线圈反向充电,此时线圈中的电流处于反向流动且电流绝对值快速增加. 忽略 U_{ON} 或 U_D,在线圈处于电流减小状态时,$u_{AB} \approx -U$.

由以上分析可知,磁轴承线圈的电流增加、自由续流和电流减小 3 种状态对应开关功放的输出电压也为 3 种状态,即:U,0,$-U$,故称之为三电平脉宽调制开关功放. 三电平脉宽调制型开关功放在闭环工作时,根据电流给定信号和电流反馈信号所形成的误差信号,将在所对应的电流增加、自由续流以及电流减小 3 种状态间相互转换,使得电磁轴承线圈中的电流跟踪电流给定信号的变化,从而达到功率放大的目的.

3　电磁轴承开关功放电流纹波分析

以下对 2 种脉宽调制开关功放的电流纹波进行分析. 由于电磁轴承线圈时间常数 $\tau = L/R$ 远远大于开关周期 T(开关频率 $f = 1/T$),因此电磁轴承线圈电流 i_{AB} 的波形均用直线近似指数曲线.

3.1 两电平脉宽调制开关功放的电流纹波分析

两电平脉宽调制开关功放在跟踪直流电压给定信号时,开关功放的输出电流波形见图2. 在一个开关周期 T 中,当线圈电流增加值和电流减小值相等时,流过磁轴承线圈的电流平均值保持不变. 在一个开关周期中,线圈的电流表达式为

$$L\frac{\mathrm{d}i_{AB}(t)}{\mathrm{d}t}+Ri_{AB}(t)+2U_{\mathrm{ON}}=U \qquad 0\leqslant t<t_1 \tag{1}$$

$$L\frac{\mathrm{d}i_{AB}(t)}{\mathrm{d}t}+Ri_{AB}(t)+2U_{\mathrm{D}}=-U \qquad t_1\leqslant t<T \tag{2}$$

忽略磁轴承线圈等效电阻压降 Ri_{AB} 的变化,用电压平均值 $U_R=RI$ 代替 Ri_{AB},则式(1)和式(2)分别写为

$$L\frac{\mathrm{d}i_{AB}(t)}{\mathrm{d}t}=U-2U_{\mathrm{ON}}-U_R \quad 0\leqslant t<t_1 \tag{3}$$

$$L\frac{\mathrm{d}i_{AB}(t)}{\mathrm{d}t}=-U-2U_{\mathrm{D}}-U_R \quad t_1\leqslant t<T \tag{4}$$

用直线近似指数曲线后,式(3)和式(4)的解为

$$i_{AB}(t)=i_{\min}+\frac{U-2U_{\mathrm{ON}}-U_R}{L}t \quad 0\leqslant t<t_1 \tag{5}$$

$$i_{AB}(t)=i_{\max}-\frac{U+2U_{\mathrm{D}}+U_R}{L}(t-t_1) \qquad t_1\leqslant t<T \tag{6}$$

由 $i_{\min}+\frac{U-2U_{\mathrm{ON}}-U_R}{L}t_1=i_{\max}$, $i_{AB}(0)=i_{AB}(T)$,得

$$\Delta i_{AB}=i_{\max}-i_{\min}=\frac{(U-2U_{\mathrm{ON}}-U_R)t_1}{L}=\frac{(U+2U_{\mathrm{D}}+U_R)(T-t_1)}{L} \tag{7}$$

由式(7)可得

$$t_1=\frac{(U+2U_{\mathrm{D}}+U_R)T}{2U+2U_{\mathrm{D}}-2U_{\mathrm{ON}}}=\frac{U+2U_{\mathrm{D}}+U_R}{2f(U+U_{\mathrm{D}}-U_{\mathrm{ON}})} \tag{8}$$

将式(8)代入式(7)可得电流纹波的表达式为

$$\Delta i_{AB}=\frac{(U-2U_{\mathrm{ON}}-U_R)(U+2U_{\mathrm{D}}+U_R)}{2fL(U+U_{\mathrm{D}}-U_{\mathrm{ON}})} \tag{9}$$

式中,由于开关管的导通电阻和续流二极管的正向导通压降很小,本文中用的开关管 IRF3710 的最大导通电阻只有 0.023 Ω,续流二极管 MUR1520 的最大导通压降为 1.05 V,因此可以忽略 U_{ON} 和 U_{D}. 通常电磁轴承线圈的等效电阻 R 也较小,U_R 和 U 相比,也可以忽略,因此式(9)近似为

$$\Delta i_{AB}\approx\frac{U}{2fL} \tag{10}$$

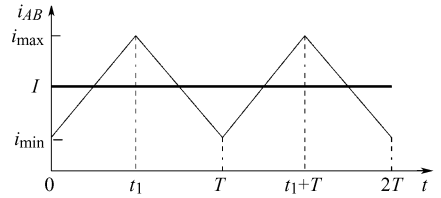


图2 两电平脉宽调制开关功放输出电流波形

3.2 三电平脉宽调制开关功放的电流纹波分析

对三电平脉宽调制开关功放而言,电流给定信号为大于零的直流信号时,理想状态下,电磁轴承线圈以间隔 $T/2$ 的时间交替处于自由续流状态,输出电流波形为直线. 但由于续流回路中存在电阻的缘故,电流值会缓慢下降,因此在每半个开关周期中,T_1 和 T_4 均会在短时间里同时导通,使线圈中的电流迅速从 $i_{\min}$ 增加到 $i_{\max}$,由于这段时间极短,可以忽略不计,输出电流波形见图3. 在半个开关周期中,电磁轴承线圈的电流表达式为

$$L\frac{\mathrm{d}i_{AB}(t)}{\mathrm{d}t}+Ri_{AB}(t)+U_{\mathrm{D}}+U_{\mathrm{ON}}=0 \tag{11}$$

忽略电磁轴承线圈等效电阻压降 Ri_{AB} 的变化,用电压平均值 $U_R=RI$ 代替 Ri_{AB},式(11)写为

$$L\frac{\mathrm{d}i_{AB}(t)}{\mathrm{d}t}=-(U_{\mathrm{D}}+U_{\mathrm{ON}}+U_R) \tag{12}$$

用直线近似指数曲线后,上式的解为

$$i_{AB}(t)=i_{\max}-\frac{U_{\mathrm{D}}+U_{\mathrm{ON}}+U_R}{L}t \tag{13}$$

由 $i_{AB}(T/2)=i_{\min}$,得

$$i_{\min}=i_{\max}-\frac{U_{\mathrm{D}}+U_{\mathrm{ON}}+U_R}{L}\cdot\frac{T}{2} \tag{14}$$

由上式可得电流纹波的表达式为

$$\Delta i_{AB}=i_{\max}-i_{\min}=\frac{U_{\mathrm{D}}+U_{\mathrm{ON}}+U_R}{2fL} \tag{15}$$

比较式(15)和式(10),由于 U_{ON} 和 U_{D} 通常都很小,U_R 也小于电源电压 U,因此可以得出:在同样的开关频率下,三电平比两电平脉宽调制开关功放的输出电流纹波要小得多,采用三电平脉宽调制技术能够大大降低磁轴承开关功放的输出电流纹波.

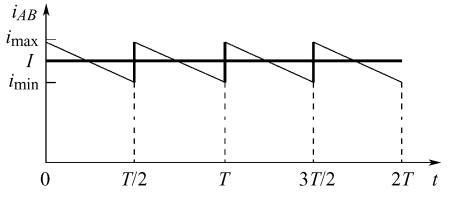


图3 三电平脉宽调制开关功放理想输出电流波形

4 开关功放的仿真与实验

本文对两电平和三电平脉宽调制方式的开关功放进行了仿真和实验研究. 仿真和实验参数如

下:线圈等效电阻 $R=2\ \Omega$,等效电感 $L=6$ mH,直流母线电压 $U=28$ V,开关频率 $f=20$ kHz. 在 MATLAB 的 Simulink 环境下,利用电力电子工具箱丰富的模块库,建立本文提出的三电平脉宽调制开关功放仿真模型,仿真模型框图如图 4 所示. 系统采用电流反馈控制方案,控制器由 PI 构成. 开关功放主电路采用全桥拓扑结构,全桥模块结构框图如图 5 所示.

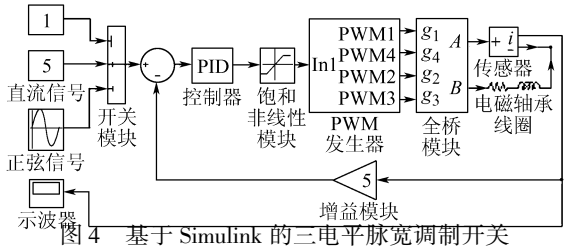


图 4　基于 Simulink 的三电平脉宽调制开关功放仿真结构框图

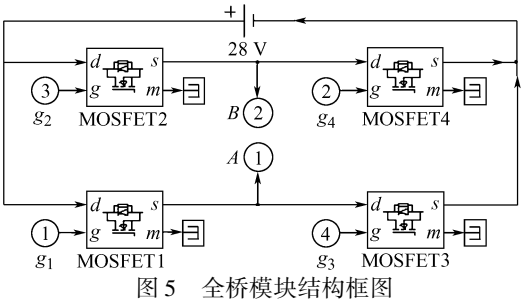


图 5　全桥模块结构框图

在开关功放的仿真模型中,控制全桥主电路 2 个桥臂上的 4 个开关管的开关信号产生模块是最关键的部分,反映的是开关功放的脉宽调制方式. 传统的两电平脉宽调制开关功放中,全桥电路 2 个桥臂上的 4 个开关管分为 2 组,处于对角线上的 2 个功率管为一组,每一组功率管同时导通或同时关断,2 组功率管则交替导通与关断;本文提出的三电平脉宽调制开关功放,处于全桥对角线上的 2 个功率管将分别进行控制,4 路脉宽调制信号由 PWM 发生器模块产生,该模块的展开图如图 6 所示,其中 PWM1 ~ PWM4 的输出信号分别控制功率开关管 MOSFET1 ~ MOSFET4 的导通与关断,同一桥臂上的 2 个功率开关管的开关状态相反.

4.1　仿真结果

为了验证本文提出的三电平脉宽调制开关功放的性能,在同样的仿真参数下,将此模型仿真的结果同传统的两电平脉宽调制开关功放的仿真结果作比较,仿真结果如图 7 所示.

图 7a 和图 7b 分别为 2 种开关功放在输入直流电压 5 V 时,输出电流平均值为 1 A 的仿真波

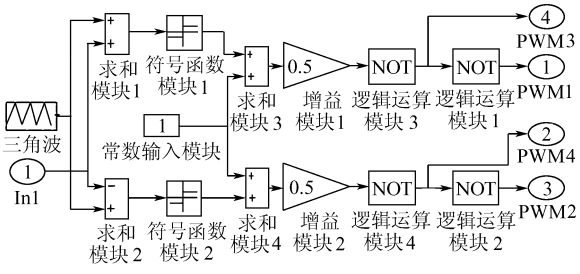
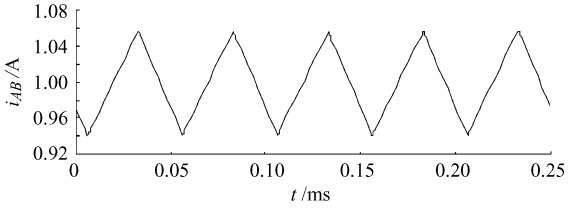
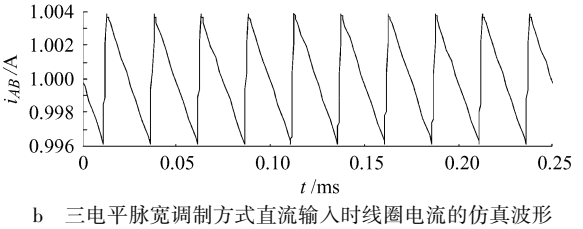


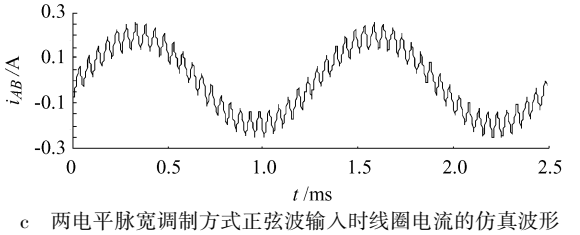
图 6　PWM 发生器模块结构框图



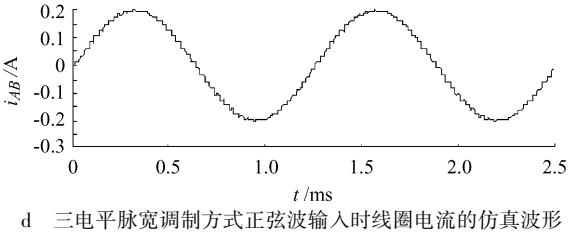
a　两电平脉宽调制方式直流输入时线圈电流的仿真波形



b　三电平脉宽调制方式直流输入时线圈电流的仿真波形



c　两电平脉宽调制方式正弦波输入时线圈电流的仿真波形



d　三电平脉宽调制方式正弦波输入时线圈电流的仿真波形

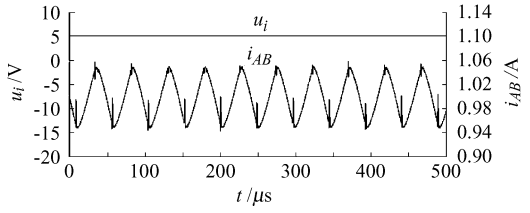
图 7　基于 Simulink 的电磁轴承开关功放仿真波形

形. 从仿真波形图中可以看出,在输出电流平均值为 1 A 时,两电平脉宽调制开关功放的电流纹波约为 110 mA,而三电平脉宽调制开关功放的电流纹波约为 8 mA. 图 7c 和图 7d 分别为 2 种开关功放在输入幅值为 1 V、频率为 0.8 kHz 的正弦波时,输出电流幅值为 0.2 A 的正弦波仿真波形. 通过对仿真结果的比较,可以明显看出本文所提出的三电平脉宽调制开关功放与传统的两电平脉宽调制开关功放相比,可以大大减小开关功放的输出电流纹波.

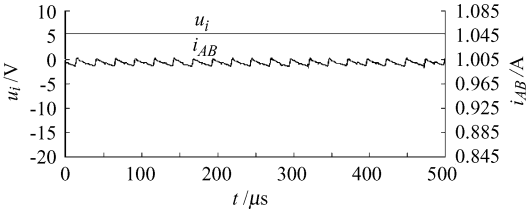
4.2　实验结果

本文将三电平脉宽调制开关功放和传统的两

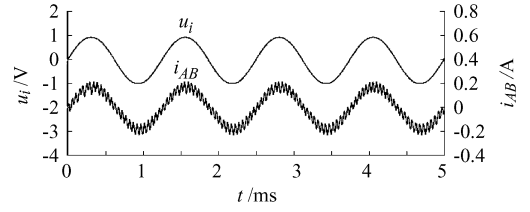
电平脉宽调制开关功放原理样机进行实验对比，并通过 Agilent 54624A 型示波器测得 2 种开关功放实验波形. 图 8a 和图 8b 分别为 2 种开关功放在输入直流电压 5 V 时，输出平均电流为 1 A 的实验波形. 从实验波形图中可以看出，在输出平均电流为 1 A 时，两电平脉宽调制开关功放的输出电流纹波约为 112 mA，而三电平脉宽调制开关功放的输出电流纹波约为 11 mA. 图 8c 和图 8d 分别为 2 种开关功放在输入幅值为 1 V、频率为 0.8 kHz的正弦波时，输出电流幅值为 0.2 A 的正弦波实验波形. 实验结果的比较同样说明三电平脉宽调制开关功放比两电平脉宽调制开关功放有电流纹波小的优点.



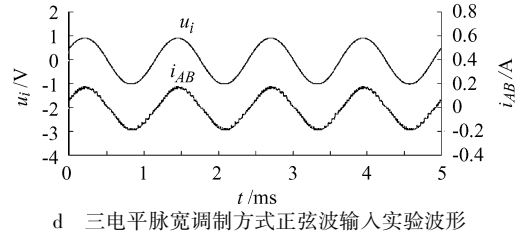
a 两电平脉宽调制方式直流输入实验波形



b 三电平脉宽调制方式直流输入实验波形



c 两电平脉宽调制方式正弦波输入实验波形



d 三电平脉宽调制方式正弦波输入实验波形

图 8 电磁轴承开关功放的实验波形

用式(10)和式(15)分别计算两电平和三电平脉宽调制开关功放在输出电流平均值为 1 A 时的电流纹波，分别为 117 mA 和 12.7 mA，将仿真和实验结果以及理论计算结果汇总起来进行比较，结果见表 1.

表 1 仿真、实验结果以及理论计算比较 mA

调制方式	仿真结果	实验结果	理论计算
两电平 PWM	110	112	117
三电平 PWM	8	11	12.7

从表 1 可以看出，理论计算结果同仿真和实验结果基本吻合，这也说明了在对 2 种开关功放的电流纹波分析当中所作的近似和忽略是合理的. 理论计算值与仿真和实验结果之间的差值主要有以下原因造成：在电流纹波的公式推导过程中，引入近似和忽略较小量；实际测量过程中存在测量误差.

5 结 束 语

采用全桥结构的三电平脉宽调制开关功放能够为电磁轴承线圈提供双向流动的电流. 通过对 2 种开关功放输出电流纹波的理论估算说明了三电平脉宽调制开关功放可以大大降低电磁轴承线圈的输出电流纹波，并通过仿真和实验结果加以验证. 本文提出的三电平脉宽调制开关功放能够满足飞轮系统对开关功放低纹波损耗的要求，也为实现磁悬浮飞轮控制系统低功耗解决了一项关键技术.

参考文献（References）

[1] Zhilichev Y. Analysis of a magnetic bearing pair with a permanent magnet excitation[J]. IEEE Transaction on Magnetics, 2000, 36(5):3690-3692

[2] Lee S H, Chang J, Lee S W. Design of novel permanent magnet biased linear magnetic bearing and its application to high-precision linear motion stage[C]// Proceedings of the 8th International Symposium on Magnetic Bearing. Mito, Japan:[s. n.], 2002:543-548

[3] Zhang Jing. Power amplifier for magnetic bearings[D]. Switzerland: Swiss Federal Institute of Technology, 1995

[4] Timothy A Harris. Current mode switching for tri-state amplifiers in magnetic bearing control systems:U. S., 6005316[P], 1999-12-21

[5] 臧晓敏，王晓琳，仇志坚，等. 一种改进的基于采样-保持策略磁轴承用电流三态调制开关功放[J]. 电工技术学报，2004，19(10):85-90
Zang Xiaomin, Wang Xiaolin, Qiu Zhijian, et al. An improved current-controlled tri-state switching power amplifier for magnetic bearings based on sample-hold strategy[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(10):85-90(in Chinese)

[6] Keith F J, Maslen E H, Humphris R R, et al. Switching amplifier design for magnetic bearings[C]// Proceedings of the 2th International Symposium on Magnetic Bearing. Tokyo:[s. n.], 1990:211-218

（责任编辑：娄 嘉）