

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2007096

磁轴承功率放大器空间矢量脉宽调制算法的 占空比限制策略*

王 纯 一, 徐 阳, 张 凯

(清华大学工程物理系 北京 100084)

摘 要:传统的磁轴承功率放大器使用一个 H 桥控制一个线圈,为减少桥臂数量,可通过矢量控制技术共用部分桥臂。研究了一种使用三个桥臂同时控制两个线圈的功率放大器,通过 FPGA 实现了空间矢量脉宽调制(SVPWM)算法,将绝缘栅双极型晶体管的使用数量减少了 25%。针对实际运行过程中可能出现的功率放大器指令信号超出跟踪范围的情况,通过分析三桥臂电路功率放大器的跟踪范围,指出沿用传统的占空比限制策略将导致功率放大器的性能无法被完全利用,使失真增大。本文改进了传统的占空比限制策略,使功率放大器的性能利用率达到了 100%,最高可完全消除一路线圈的失真,并在此基础上提出了两种性能不同的占空比限制策略。实验结果表明:指令信号在跟踪范围内时,功放跟踪效果良好;超出跟踪范围后,两限制策略均有效且达到了设计性能。

关键词:功率放大器;三桥臂电路;空间矢量脉宽调制;占空比限制策略

中图分类号: TN722.5 TH862 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8030

Duty cycle restriction strategies of SVPWM algorithm for magnetic bearing power amplifiers

Wang Chunyi, Xu Yang, Zhang Kai

(Department of Engineering Physics, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: One H-bridge is used to control one coil in a traditional magnetic bearing power amplifier. In order to reduce the number of bridge arms, some of the bridge arms can be shared with vector control technology. In this paper, a power amplifier using three-leg circuit to control two coils simultaneously is studied, and the space vector pulse width modulation (SVPWM) algorithm is implemented with FPGA, which reduces the number of IGBT by 25%. Aiming at the possibly occurred situation that the command signal of power amplifiers may exceed the tracking range, this paper analyzes the tracking range of the power amplifier with a three-leg circuit, and points out that the performance of the power amplifier can not be fully utilized using traditional duty cycle restriction strategies and the distortion will be increased. This paper improves the traditional duty cycle restriction strategy, which makes the utilization ratio of the power amplifier reach 100%, and can completely eliminate the distortion of one coil at most. On this basis, two duty cycle restriction strategies with different performance are proposed. Experiment results show that the power amplifier works well when the command signals are within the tracing range, and both duty cycle restriction strategies are effective and achieve the design performance when the command signals are out of the tracking range.

Keywords: power amplifier; three-leg circuit; space vector pulse width modulation; duty cycle restriction strategy

0 引 言

近年来,随着科技的发展,旋转机械性能提升对提高

转子转速提出迫切需求,主动式磁轴承成为研究的热点。磁轴承具有无接触、无磨损、无需润滑、转速高、损耗低等优点^[1-3],被广泛应用于航空航天、涡轮机械、医疗器械和超净间^[4-5]。功率放大器是磁轴承闭环系统的重要组件,

收稿日期:2020-11-09 Received Date: 2020-11-09

* 基金项目:国家重点研发计划项目(2018YFB2000100),国家自然科学基金项目(51775292)资助

负责根据指令信号为电磁铁线圈提供相应的电流以产生电磁力^[6-7]。功率放大器有线性功率放大器和开关型功率放大器,开关型功率放大器因其损耗更低、体积更小而被广泛使用^[8]。开关型功率放大器的拓扑结构包含半桥式和全桥式。由于半桥式功放只能提供单极性的电流,而全桥式功放可以提供双极性电流,所以全桥式功放使用更加广泛^[9]。全桥式功放中又分为两电平脉宽调制和三电平脉宽调制^[10],三电平脉宽调制的电流纹波更低^[11-15]而且与母线电压无关^[16-17]。开关功放常用的控制策略有电流滞环控制、采样-保持控制^[13]、最大电流误差控制、比例-积分-微分控制、单周期控制^[8-9, 18]等,这些控制策略大都针对单个线圈进行控制。

文献[19]给出了一种用三桥臂控制两个线圈的全桥拓扑结构,并使用三电平方式进行脉宽调制。传统的全桥功率放大器使用 H 桥电路作为主电路,控制 2 个电磁铁线圈需要 8 个绝缘栅双极型晶体管 (insulated gate bipolar transistor, IGBT)、4 根连接到电磁铁的长导线,而新型的三桥臂电路控制 2 个线圈仅需 6 个功率管和 3 根长导线,功率管数量和长导线数量均减少了 25%。因此本文采用三桥臂电路作为功放的主电路。文献[20]使用该拓扑运用空间矢量脉宽调制 (space vector pulse width modulation, SVPWM) 算法实现了使用三桥臂对两个线圈的控制,给出了各扇区对应的电压矢量作用顺序。文献[21]给出了控制中每个功率管导通时间的计算方法,并通过现场可编程逻辑门阵列 (field programmable gate array, FPGA) 加数字信号处理器 (digital signal processor, DSP) 实现了 SVPWM 算法。虽然文章都实现了对两路指令信号的跟踪,但是并没有讨论功率放大器的跟踪范围。

当指令信号超出跟踪范围时,文献都沿用了 H 桥的占空比限制策略,即把一个脉冲宽度调制 (pulse width modulation, PWM) 周期的时间 T 按照两线圈所需充电时间的比例进行分配。这种占空比限制策略没有考虑新式三桥臂电路和 H 桥电路间跟踪范围的差异。H 桥电路对两个线圈的控制是完全独立的,但三桥臂电路中两个线圈的控制存在耦合关系,使用传统的占空比限制策略会导致功率放大器的性能无法被完全利用,使失真增大。因此需要重新设计针对三桥臂电路的占空比限制策略,策略的不同将影响功率放大器的跟踪性能。

本文给出了 SVPWM 控制过程中每个电压矢量持续时间的计算方式,分析了三桥臂功率放大器的跟踪范围,指出了沿用传统占空比限制策略如何造成失真增大,针对三桥臂电路跟踪范围的特点改进了占空比限制策略,并在此基础上提出了两种性能不同的占空比限制策略,两种策略均发挥了功放最大的跟踪性能。本文使用 FPGA 实现了上述算法及占空比限制策略,通过实验

验证了策略的有效性。

1 三桥臂电路的 SVPWM 控制原理

三桥臂电路如图 1 所示,它有 3 个桥臂,可以同时单独控制两个电磁铁的线圈。这样的集成化器件在市场上有大量供应,智能功率模块 (intelligent power module, IPM) 模块等集成度高的功率模块中就集成了三桥臂电路。

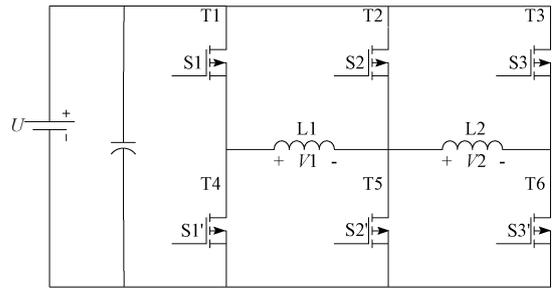


图 1 三桥臂电路

Fig. 1 Three-leg circuit

$T1 \sim T6$ 是 6 个 IGBT, $L1$ 和 $L2$ 是两个电磁铁的线圈,线圈上的电压分别为 $V1$ 和 $V2$,恒压源电压为 U 。用三路控制信号 $S1, S2, S3$ 控制上桥臂,并将信号反相后控制相应的下桥臂。每个控制信号 S 有 0 和 1 两种状态,当控制信号为 1 时管子导通,为 0 时管子关断,所以电路一共有 8 种电压矢量。这 8 种电压矢量 $A0 \sim A7$ 如图 2 所示,括号中为 $S1 \sim S3$ 的取值,横轴为 $L1$ 上的电压 $V1$,纵轴为 $L2$ 上的电压 $V2$,电压乘以持续时间除以电感可表示一个 PWM 周期内电流的变化量。

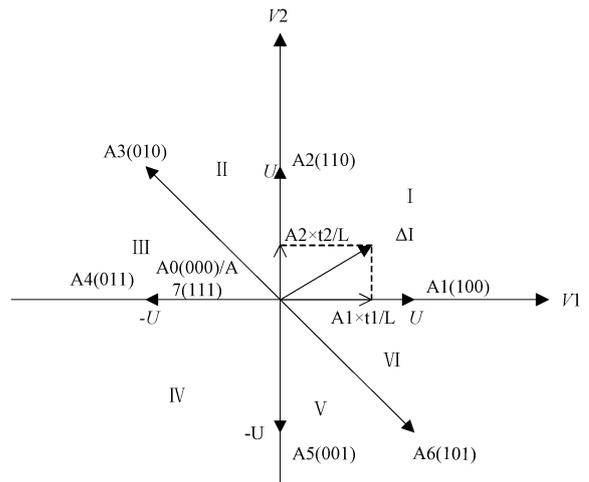


图 2 电压状态矢量分布

Fig. 2 Voltage state vector distribution schematic

设两输入输出功率放大器的输入指令信号为 $cmd1$ 和 $cmd2$,功率放大器的放大系数为 α ,通过霍尔传感器测

出线圈的实际电流为 i_1 和 i_2 , 则可表示指令信号要求的电流和线圈上实际电流的差 ΔI 为:

$$\Delta I_1 = \alpha \times cmd1 - i_1 \quad (1)$$

$$\Delta I_2 = \alpha \times cmd2 - i_2 \quad (2)$$

任意的电流变化量 $\vec{\Delta I}$ 都可以通过其相邻的电压矢量与时间相乘而得。设与 $\vec{\Delta I}$ 相邻的电压矢量为 \vec{A}_i 和 \vec{A}_j , 对应的持续时间为 t_i 和 t_j 。当两线圈电感相同均为 L 时, 它们之间的计算关系为:

$$\vec{\Delta I} = \frac{1}{L} \vec{A}_i t_i + \frac{1}{L} \vec{A}_j t_j \quad (3)$$

其中:

$$\vec{\Delta I} = (\alpha \cdot cmd1 - i_1) \hat{V}_1 + (\alpha \cdot cmd2 - i_2) \hat{V}_2 \quad (4)$$

设一个 PWM 充电周期为 T , 未进行充电的时间为 t_0 , 零电压矢量 A_0 或 A_7 的持续时间:

$$t_0 = T - t_i - t_j \quad (5)$$

当 $\vec{\Delta I}$ 如图 2 所示处于 I 区时, $\vec{\Delta I}$ 可以由 $A_1 \cdot t_1/L$ 和 $A_2 \cdot t_2/L$ 合成而得, 有:

$$(\alpha \cdot cmd1 - i_1) \hat{V}_1 + (\alpha \cdot cmd2 - i_2) \hat{V}_2 = \frac{1}{L} \vec{A}_1 t_1 + \frac{1}{L} \vec{A}_2 t_2 \quad (6)$$

$$\vec{A}_1 = U \hat{V}_1 \quad (7)$$

$$\vec{A}_2 = U \hat{V}_2 \quad (8)$$

令:

$$x = (\alpha \cdot cmd1 - i_1) \cdot \beta \quad (9)$$

$$y = (\alpha \cdot cmd2 - i_2) \cdot \beta \quad (10)$$

其中:

$$\beta = \frac{L}{U} \quad (11)$$

解得:

$$t_1 = x \quad (12)$$

$$t_2 = y \quad (13)$$

同理可以计算出其他区域内各电压矢量持续的时间, 如表 1 所示:

表 1 不同区域内各电压状态矢量的持续时间

Table 1 Duration time of various voltage state vectors in different zones

区域	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A0/A7
I	x	y	0	0	0	0	$T-x-y$
II	0	$y+x$	$-x$	0	0	0	$T-y$
III	0	0	y	$-x-y$	0	0	$T+x$
IV	0	0	0	$-x$	$-y$	0	$T+x+y$
V	0	0	0	0	$-y-x$	x	$T+y$
VI	$x+y$	0	0	0	0	$-y$	$T-x$

在每个 PWM 充电周期的起始时刻获取两路指令信号 cmd 和线圈上的实际电流 i , 通过表 1 计算得到每个电压矢量的持续时间, 然后在该 PWM 充电周期内按持续时间在各个电压矢量之间切换电路状态, 每个电路状态对应输出相应的三路控制信号 S_1, S_2, S_3 。若指令信号处于跟踪范围内, 在该 PWM 充电周期结束时, 线圈上的实际电流达到起始时刻指令信号给定的所需电流值, 跟踪完成。在新的 PWM 充电周期开始时重复上述过程。

上述使用 7 种电压矢量 (A_0, A_7 选一种使用) 的策略称为七段式策略。去掉 A_3 和 A_6 两个电压矢量的策略称为五段式, 由于七段式可跟踪范围比五段式大, 本文主要讨论七段式策略。

2 两种占空比限制策略

由于一个 PWM 周期为 T , 所以要求:

$$t_i + t_j \leq T \quad (14)$$

等价于要求 t_0 (零电压矢量 A_0/A_7 的持续时间):

$$t_0 = T - t_i - t_j \geq 0 \quad (15)$$

根据表 1 中最后一列 t_0 的计算公式, 可以得到 x, y 的限制范围 (即功率放大器的跟踪范围), 如图 3 中阴影部分所示。罗马数字对应于表 1 中的区域编号。

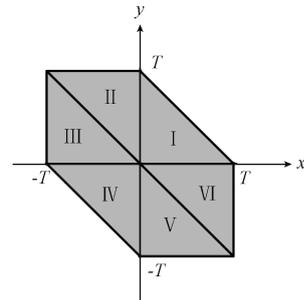


图 3 七段式 SVPWM 跟踪范围

Fig. 3 The tracking range of the 7 segment SVPWM

由式(1)和(2)计算得到的 ΔI_1 和 ΔI_2 是一个 PWM 周期内所需的电流变化量。

一个 PWM 周期中线圈上实际的电流变化为:

$$\Delta i_1 = \frac{x}{\beta} \quad (16)$$

$$\Delta i_2 = \frac{y}{\beta} \quad (17)$$

所以当 x 和 y 处在图 3 的阴影部分中时, 实际电流变化 Δi 和所需电流变化 ΔI 相等, 这意味着电流跟踪没有出现失真, 两指令信号处于放大器跟踪范围内。但是当磁轴承启动、载荷突变或者其他情况时, 指令信号 $cmd1$ 或 $cmd2$ 在一个 PWM 周期内的变化 (即指令信号的变化速度) 将会过大, 导致 x 和 y 超出了限制范围。为

为了保证式(15)成立,应当对 x 和 y (即占空比) 进行限制。因此,实际电流变化 Δi 会小于所需电流变化 ΔI , 此时电流跟踪发生了失真。不同的占空比限制策略会对功率放大器的性能产生不同的影响。基于不同的需求, 本文提出了 2 种占空比限制策略。

2.1 等比衰减策略

等比衰减策略的目的是当指令变化速度过快导致 x, y 超出跟踪范围时, 使指令变化速度较快的线圈电流失真较大, 指令变化速度较慢的线圈电流失真较小。也就是使每个线圈上的电流失真程度(即一个 PWM 周期内线圈上需要的电流改变量与实际电流改变量的差)与该线圈对应的指令信号的变化速度成正比。设由式(9)、(10)计算得出的 x 和 y 经过等比衰减策略限制后为 x' 和 y' 。因此等比衰减策略要求:

$$\frac{x - x'}{x} = \frac{y - y'}{y} \tag{18}$$

经限制后, 在第一象限有:

$$x' + y' = T \tag{19}$$

解得

$$x' = \frac{x}{x + y} \cdot T \tag{20}$$

$$y' = \frac{y}{x + y} \cdot T \tag{21}$$

因此, x' 和 y' 可以被看作由 x 和 y 乘以一个小于 1 的系数 k 得到。 k 由式(22) 计算而得。

$$k = \frac{T}{x + y} \tag{22}$$

该策略在跟踪范围的第一象限与传统的占空比限制策略相同, 但是由于第二象限与第一象限的不对称性, 在第二象限沿用第一象限的占空比策略会损失功率放大器的部分性能。

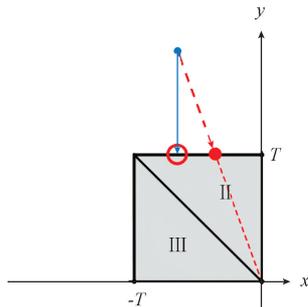


图 4 第二象限占空比限制策略的改进

Fig. 4 Improvement of duty cycle restriction strategy in the second quadrant

如图 4 所示, 虚线细箭头表示传统的限制方式, 即直接按照比例将 x 和 y 缩小, 限制后的 (x', y') 处于实点处。此时由于 x 和 y 均被减小了, 两路线圈都会出现失

真, 但考虑到跟踪范围(灰色区域) 的特点, x 没有达到跟踪范围所限制的最大值, 因此 x 的减小不是必要的, 仅有 y 的减小是必要的。因此改进后的限制方式如实线粗箭头所示, 仅减小 y , 保持 x 不变, 限制后的 (x', y') 处于圆圈处, 这样完全消除了第一路线圈上的电流失真, 且对 y 的减小是最小的, 使功率放大器的性能利用率到了 100%。

如图 5 所示, 用箭头形象地描述了完整的等比衰减策略对 x 和 y 的限制方式, 箭头的方向代表 x 和 y 变化的方向。圆圈圈出的是经限制后的 (x', y') 。在第一象限 x 和 y 同时乘以系数 k 相当于 (x, y) 沿该点与原点的连线移动到阴影部分的边缘 (x', y') 。第二、四象限被分别分成 3 个区域。

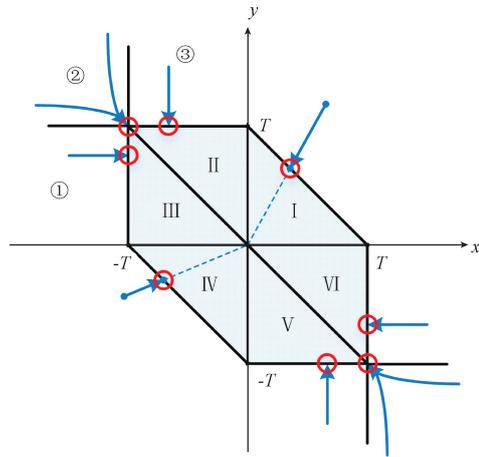


图 5 等比衰减策略原理

Fig. 5 Equally proportional reduction strategy schematic diagram

当 (x, y) 处于区域 ① 时, 可以通过保持 y 不变而仅将 x 限制为 $x' = -T$ 使 (x', y') 处于阴影区域内。即使减小 y 也不能使 x 的改变更小。因此, 此方法对 x 和 y 的改变都是最小的, 即此方法使得线圈 $L1$ 和 $L2$ 上的电流失真都达到了最小。同理, 当 (x, y) 处于区域 ③ 时, 保持 x 不变, 仅将 y 限制为 $y' = T$ 。当 (x, y) 处于区域 ② 时, 为了使 x 和 y 的改变都达到最小, 将 x 限制为 $x' = -T$ 且将 y 限制为 $y' = T$ 。此方法使得线圈 $L1$ 和 $L2$ 的电流失真都达到了最小, 因此此方法是第二象限上的最优限制方法。虽然没有满足式(18), 但是使得电流失真达到了最小。

第三、四象限的限制方法可根据相同的思路得出。等比衰减策略如表 2 所示。

2.2 周期平分策略

周期平分策略的目的是当一路线圈的指令信号变化过快导致 x, y 超出限制范围时, 尽量减小甚至消除指令变化速度较慢的线圈的电流失真。图 6 所示为周期平分策略对 x 和 y 的限制方式, 箭头的方向代表 x 和 y 变化的

表2 等比衰减策略

Table 2 Equally proportional reduction strategy

区域	限制前	限制策略
$x > 0, y > 0$	$x + y < T$	$x' = x, y' = y$
	$x + y > T$	$x' = x / (x + y) \times T, y' = y / (x + y) \cdot T$
$x < 0, y > 0$	x, y	$x' = -\min(-x, T), y' = \min(y, T)$
$x > 0, y < 0$	x, y	$x' = \min(x, T), y' = -\min(-y, T)$
$x < 0, y < 0$	$-x - y < T$	$x' = x, y' = y$
	$-x - y > T$	$x' = -x / (x + y) \times T, y' = -y / (x + y) \cdot T$

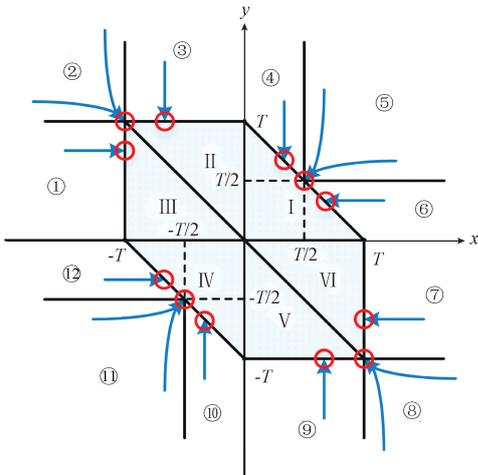


图6 周期平分策略原理

Fig. 6 Period bisection strategy schematic diagram

方向。圆圈圈出的是经限制后的 (x', y') 。超出限制范围的区域被划分为 12 个区域。

2.1 节已经给出了①②③区域的最优限制方式,该方式也满足了周期平分策略的目的,使得 x, y 中大小较小的改变量达到最小甚至为 0,保证了指令变化较慢的线圈的电流失真达到最小。

当 (x, y) 处于区域④⑤⑥(区域 I 的右上方)时,可以通过仅减小 x 或仅减小 y 或同时减小 x 和 y 使其落入限制范围内。为了使指令变化较慢的线圈的电流失真达到最小,应尽量保持 x, y 中较小的不变,将较大的减小。但不能通过仅仅比较 x 和 y 的大小来判断是由于 x, y 中哪个过大而导致其超出了限制范围,因为有可能是 x 和 y 都过大导致的。因此,需要找到一个判断 x, y 是否过大而导致其超出限制范围的标准。

根据表 1,在区域 I 要求:

$$x + y + t_0 = T \quad (23)$$

根据式 (16) 和 (17), x 和 y 可分别表示一个 PWM 周期内线圈 L1 和 L2 上的电流改变量。当线圈 L1 和 L2 所需的电流变化量都超出了限制范围时,为了使两路线

圈的地位相等,两个线圈上实际的电流变化量应该相同:

$$\Delta i_1 = \Delta i_2 \quad (24)$$

根据式 (15) (16) (27) (23) 和 (24), 可得:

$$x = y = \frac{T}{2} \quad (25)$$

因此本文以 $T/2$ 作为判断 x, y 是否过大的标准。小于 $T/2$ 的 x 或 y 不是导致 (x, y) 超出限制范围的原因。

在区域④, $x < T/2$ 。因此本文认为是由于 y 过大而导致 (x, y) 超出了限制范围,所以保持 x 不变并将 y 限制为 $y' = T - x$ 。这使得一个 PWM 周期内所需电流变化量较小的线圈,即指令信号变化较慢的线圈 L1,不发生失真。在区域⑥, $y < T/2$ 。所以与区域④类似,保持 y 不变并将 x 限制为 $x' = T - y$ 。在区域⑤, x 和 y 均超过了 $T/2$,这意味着 (x, y) 超出范围是由于 x 和 y 都过大而导致的。根据式 (25),将 x 限制为 $x = T/2$ 并将 y 限制为 $y = T/2$ 。

下半平面的限制方法可以通过相同的思路得出。周期平分策略如表 3 所示。

表3 周期平分策略

Table 3 Period bisection strategy

区域	限制前	限制策略
$x > 0, y > 0$	$x + y < T$	$x' = x, y' = y$
	$x + y > T, x < T/2$	$x' = x, y' = T - x$
	$x + y > T, y < T/2$	$x' = T - y, y' = y$
	$x > T/2, y > T/2$	$x' = T/2, y' = T/2$
$x < 0, y > 0$	x, y	$x' = -\min(-x, T), y' = \min(y, T)$
$x > 0, y < 0$	x, y	$x' = \min(x, T), y' = -\min(-y, T)$
$x < 0, y < 0$	$-x - y < T$	$x' = x, y' = y$
	$-x - y > T, -x < T/2$	$x' = x, y' = -T - x$
	$-x - y > T, -y < T/2$	$x' = -T - y, y' = y$
	$x > T/2, y > T/2$	$x' = -T/2, y' = -T/2$

2.3 两种占空比限制策略的比较

因为下半平面与上半平面类似且第二象限等比衰减策略和周期平分策略的限制方式相同,所以只比较第一象限。图 7 所示为两种占空比限制策略在第一象限的差异。虚线箭头表示等比衰减策略,实线箭头表示周期平分策略。

在④⑤⑥区域,对 x, y 中较小者的改变,周期平分策略小于等比衰减策略;而对较大者的改变,周期平分策略大于等比衰减策略。这意味着,与等比衰减策略相比,周期平分策略减少甚至消除了指令信号变化速度较慢的线圈的电流失真,但增加了指令信号变化较快的线圈的电流失真。

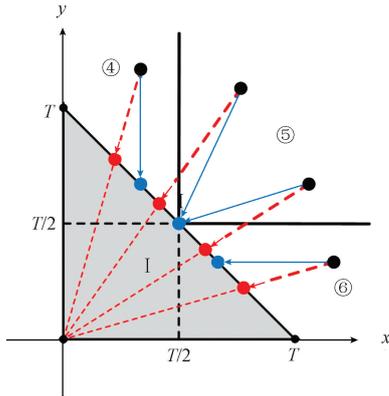


图 7 两种占空比限制策略在第一象限的差异

Fig. 7 The difference of two duty cycle restriction strategies in the first quadrant

3 功率放大器的数字实现

电路主要由驱动电路、三桥臂电路、光耦、死区电路、霍尔传感器、模拟数字转换器 (analog-to-digital converter, ADC) 和 FPGA 组成。霍尔传感器用于检测电磁铁线圈上的电流。ADC 将电流信号和指令信号转换为数字量传入 FPGA, FPGA 通过 SVPWM 算法得出控制信号 S1, S2, S3, 然后经过光耦隔离去除噪声, 通过死区电路保证上下桥臂不会同时导通, 最后经过驱动电路驱动三桥臂电路工作。

整体硬件结构如图 8 所示。

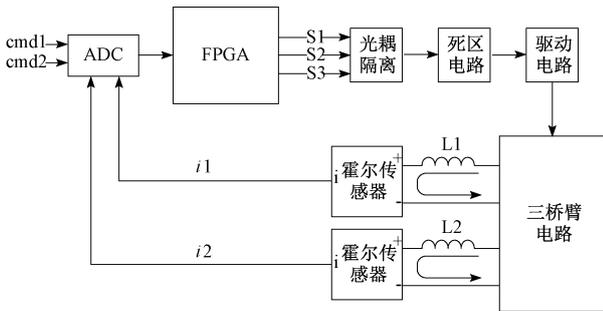


图 8 硬件主要结构

Fig. 8 Main hardware structure

FPGA 中模块划分如图 9 所示。

FPGA 中包括 2 个模块, 分别为 ADC 驱动模块和 SVPWM 生成模块。ADC 模块负责与 ADC 进行通信, 读取电流和指令信号的数字量。SVPWM 模块通过电流和指令信号数字量, 根据上文所述 SVPWM 算法以及占空比限制策略产生三路控制信号 S1, S2, S3。FPGA 程序整体流程如图 10 所示。

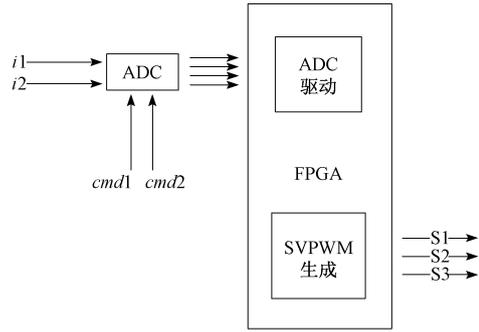


图 9 FPGA 内部主要模块

Fig. 9 The main modules in the FPGA

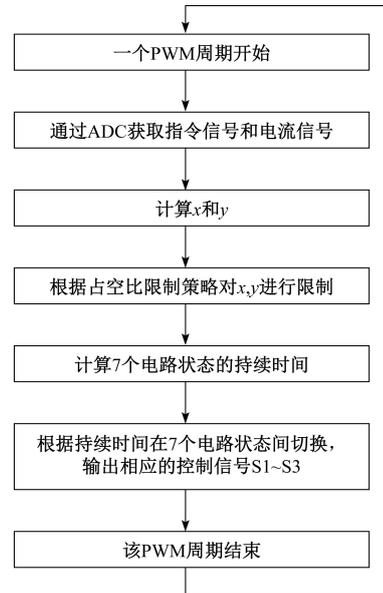


图 10 FPGA 程序流程

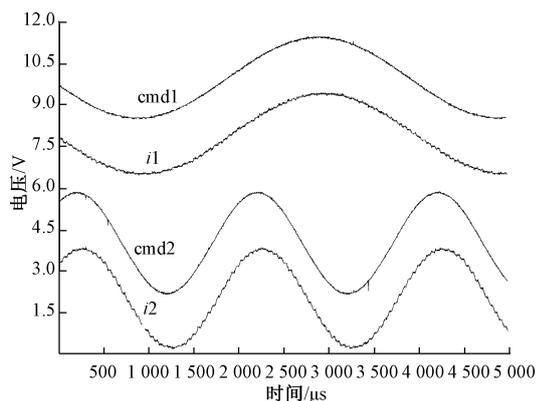
Fig. 10 FPGA program flow

4 实验结果

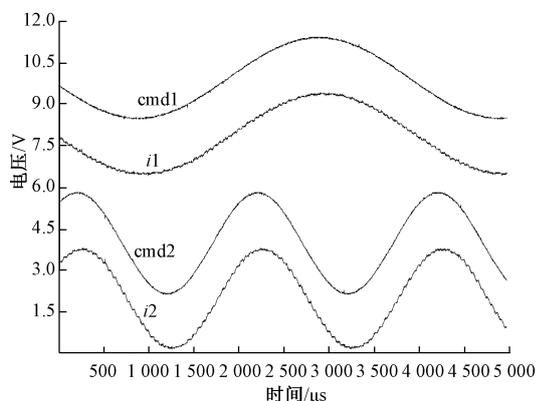
4.1 正常跟踪实验

为检测指令信号在跟踪范围内时功放的跟踪效果, 选取第一路指令信号频率为 250 Hz, 峰峰值为 3.0 Vpp; 第二路指令信号频率为 500 Hz, 峰峰值为 4.0 Vpp。等比衰减策略和周期平分策略的跟踪效果分别如图 11(a)、11(b)所示, 其中 cmd1 为第一路指令信号, i1 为第一路线圈经霍尔传感器测得的电流波形, cmd2 为第二路指令信号, i2 为第二路线圈上的电流。

实验结果表明, 在指令信号未超出跟踪范围时, 等比衰减策略和周期平分策略的跟踪效果均很好, 可以正常跟踪指令信号的变化, 跟踪波形未出现失真, 而且跟踪效果相同, 这是由于此时策略未对占空比进行限制。跟踪



(a) 处于跟踪范围内选用等比衰减策略的波形
(a) The waveforms for the equally proportional reduction strategy when the command signals are in the tracking range



(b) 处于跟踪范围内选用周期平分策略的波形
(b) The waveforms for the period bisection strategy when the command signals are in the tracking range

图 11 处于跟踪范围内选用等比衰减策略和周期平分策略的波形

Fig. 11 The waveforms for the equally proportional reduction strategy and period bisection strategy when the command signals are in the tracking range

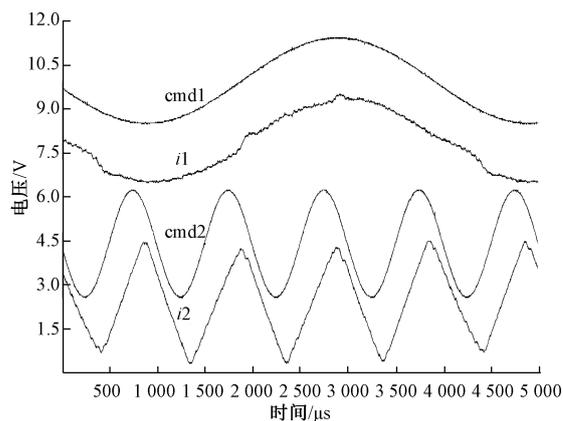
波形的滞后取决于 PWM 周期 T , 可通过减小 T 来减小滞后。

4.2 超出跟踪范围时两策略的比较

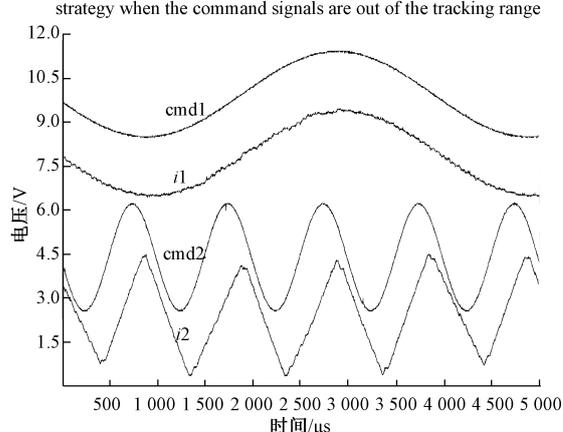
为检验指令信号超出跟踪范围时两策略的效果及差异, 第一路指令信号不变, 增大第二路信号的频率。选择第一路指令信号频率为 250 Hz, 峰峰值为 3.0 V_{pp}; 第二路指令信号频率增大为 1 000 Hz, 峰峰值为 4.0 V_{pp}。等比衰减策略和周期平分策略的跟踪效果如图 12(a)、12(b) 所示。

由于第二路指令信号变化速度过快, 已经超过了跟踪范围, 失真无法避免, 此时占空比限制策略开始发挥功能。

占空比经等比衰减策略限制后, 成功保证了指令变化速度较小的第一路线圈的失真明显小于指令变化速度快的第二路线圈, 且失真程度正比于指令变化速度, 但是



(a) 超出跟踪范围时选用等比衰减策略的波形
(a) The waveforms for the equally proportional reduction strategy when the command signals are out of the tracking range



(b) 超出跟踪范围时选用周期平分策略的波形
(b) The waveforms for the period bisection strategy when the command signals are out of the tracking range

图 12 超出跟踪范围时选用等比衰减策略和周期平分策略的波形

Fig. 12 The waveforms for the equally proportional reduction strategy and period bisection strategy when the command signals are out of the tracking range

两路信号均发生了失真。

占空比经周期平分策略限制后, 很好地保证了指令变化速度较小的第一路线圈基本不发生失真, 而第二路线圈的失真程度相比等比衰减策略有一定的增加。

在实际的磁轴承系统中, 对低频小信号的跟踪精度要求更高, 高频大信号出现较少, 因此保证小信号跟踪效果的需求更加迫切。此外, 由于磁轴承载荷突变或外部干扰而引入的波动信号多属于大信号, 不希望另一路正常跟踪的小信号受该大信号的影响而失真, 因此周期平分策略更加适合工程应用。

5 结 论

本文实现了一种用 3 个桥臂同时控制两个线圈的功率放大器, 减少了功率管的使用数量, 通过 FPGA 完成了

SVPWM 控制算法,获得了良好的跟踪效果。针对指令变化速度超出跟踪范围的情况,在分析了功率放大器的跟踪范围后,改进了传统的占空比限制策略,减小了功率放大器的失真,使功率放大器的性能得到了充分的利用,并在此基础上提出了 2 种性能不同的占空比限制策略,策略及其效果为:

1) 等比衰减策略 使每个线圈电流失真程度正比于指令信号的变化速度。

2) 周期平分策略 减小甚至消除了指令信号变化较慢的线圈的电流失真,代价是少量增加了指令变化较快的线圈的电流失真。

考虑到实际磁轴承系统对低频小信号跟踪精度要求较高的特点,周期平分策略更加适合实际工程应用。

参考文献

- [1] ERIC H M, GERHARD S. Magnetic bearings: Theory, design, and application to rotating machinery [M]. Springer Berlin Heidelberg, 2009: 1-26.
- [2] 白城均, 宋方臻, 邵海燕. 磁力轴承的发展及应用 [J]. 济南大学学报 (自然科学版), 2007 (4): 325-331.
- BAI CH J, SONG F ZH, SHAO H Y. Development and application of magnetic bearings [J]. Journal of Jinan University (Science & Technology), 2007 (4): 325-331.
- [3] 戴兴建, 唐长亮, 张凯. 先进飞轮储能电源工程应用研究进展 [J]. 电源技术, 2009, 33 (11): 1026-1028.
- DAI X J, TANG CH L, ZHANG K. Progress of advanced power system using flywheel energy storage [J]. Chinese Journal of Power Sources, 2009, 33 (11): 1026-1028.
- [4] 张凯, 徐旸, 董金平, 等. 储能飞轮中的主动磁轴承技术 [J]. 储能科学与技术, 2018, 7 (5): 783-793.
- ZHANG K, XU Y, DONG J P, et al. Application of active magnetic bearings in flywheel systems [J]. Energy Storage Science and Technology, 2018, 7 (5): 783-793.
- [5] 赵旭升, 邓智泉, 王晓琳, 等. 永磁偏置磁轴承的研究现状及其发展 [J]. 电工技术学报, 2009, 24 (9): 9-20.
- ZHAO X SH, DENG ZH Q, WANG X L, et al. Research status and development of permanent magnet biased magnetic bearings [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24 (9): 9-20.
- [6] 张丹红, 董瑞, 刘开培, 等. 一种应用于主动磁轴承控制的三态功放设计 [J]. 电力电子技术, 2006 (3): 112-114.
- ZHANG D H, DONG R, LIU K P, et al. Design of the tristate power amplifier for active magnetic bearings control [J]. Power Electronics, 2006 (3): 112-114.
- [7] 田希晖, 房建成, 刘刚. 磁悬浮飞轮混合磁轴承模糊 PI 控制 PWM 开关功放 [J]. 仪器仪表学报, 2008, 29 (5): 943-948.
- TIAN X H, FANG J CH, LIU G. Magnetic suspending flywheel hybrid magnetic bearing PWM switching power amplifier based on fuzzy PI control [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2008, 29 (5): 943-948.
- [8] 周维维, 龚伟, 苏向丰. 一种改进的单周控制的开关功率放大器 [J]. 电工技术学报, 2004 (5): 106-110.
- ZHOU L W, GONG W, SU X F. An improved switching power amplifier with one cycle control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004 (5): 106-110.
- [9] 李诗文, 邓智泉, 曹鑫, 等. 一种改进的磁悬浮轴承开关功率放大器数字单周期控制 [J]. 电工技术学报, 2020, 35 (2): 274-283.
- LI SH W, DENG ZH Q, CAO X, et al. An Improved digital one-cycle control algorithm for switching power amplifier in magnetic bearings [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35 (2): 274-283.
- [10] 余忠磊, 祝长生. 二电平电流型开关功率放大器稳定性分析 [J]. 电工技术学报, 2019, 34 (2): 306-315.
- YU ZH L, ZHU CH SH. Analysis on the stability of two-level current mode switching power amplifiers [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34 (2): 306-315.
- [11] 李冰, 邓智泉, 严仰光. 磁轴承三态开关功率放大器的电流模式控制 [J]. 电力电子技术, 2003 (4): 52-55.
- LI B, DENG ZH Q, YAN Y G. Current mode switching for tri-state amplifiers in magnetic bearing control system supporting high speed motors [J]. Power Electronics, 2003 (4): 52-55.
- [12] 臧晓敏, 王晓琳, 仇志坚, 等. 磁轴承开关功放中电流三态调制技术的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2004 (9): 171-176.
- ZANG X M, WANG X L, QIU ZH J, et al. Research on current mode tri-state modulation technology in switching power amplifier for magnetic bearings [J]. Proceedings of the CSEE, 2004 (9): 171-176.
- [13] 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 (10): 85-90.
- ZANG X M, WANG X L, QIU ZH J, et al. An improved current-controlled tristate switching power amplifier for magnetic bearings based on sample-hold strategy [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004 (10): 85-90.
- [14] 张亮, 房建成. 磁悬浮飞轮用电磁轴承低纹波开关功

- 放的实现 [J]. 北京航空航天大学学报, 2006(7): 802-6.
- ZHANG L, FANG J CH. Implementation of low ripple switching power amplifier for magnetically suspended flywheel system [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2006(7): 802-806.
- [15] 张亮, 房建成. 电磁轴承脉宽调制型开关功放的实现及电流纹波分析 [J]. 电工技术学报, 2007(3): 13-20.
- ZHANG L, FANG J CH. Analysis of current ripple and implementation of pulse width modulation switching power amplifiers for active magnetic bearing [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007(3): 13-20.
- [16] ZHU CH SH, CAO Y, ZHOU D, et al. A current-control mode three-level pwm switching power amplifier for active magnetic bearings[C]. Proceedings of the 11th International Conference on Electrical Machines and Systems, 2008(4): 1-4.
- [17] 曾学明, 徐龙祥, 刘正坝. 电磁轴承三电平 PWM 功率放大器研究 [J]. 电力电子技术, 2002(3): 13-15.
- ZENG X M, XU L X, LIU ZH X. Study of three level PWM power amplifier for AMB [J]. Power Electronics, 2002(3): 13-15.
- [18] 韦微, 陈新, 樊轶, 等. 单周期控制的三相三电平 VIENNA 整流器输出中点电位分析及控制方法研究 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(15): 29-37.
- WEI ZH, CHEN X, FAN Y, et al. Study and analysis of neutral-point potential and control methods for one-cycle controlled three-phase three-level VIENNA rectifiers [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(15): 29-37.
- [19] YIM J S, KIM J H, SUL S K, et al. A novel cost-effective scheme of power amplifier for amb using space vector technology [M]. Proceedings of the 8th International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB-8), Mito., 2002: 101-105.
- [20] 田希晖, 房建成, 刘刚. 基于空间电压矢量 PWM 控制的磁轴承开关功放 [J]. 系统工程与电子技术, 2008(8): 1598-1602.
- TIAN X H, FANG J CH, LIU G. Magnetic bearing switching power amplifier based on SVPWM control [J]. Systems Engineering and Electronics, 2008(8): 1598-1602.
- [21] 韩辅君, 房建成, 刘刚. SVPWM 方法在磁轴承开关

功放中的设计及应用 [J]. 电工技术学报, 2009, 24(5): 119-124.

HAN F J, FANG J CH, LIU G. Design and implementation of SVPWM switching power amplifiers for active magnetic bearing [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(5): 119-124.

作者简介



王纯一, 2019 年于清华大学获得学士学位, 现为清华大学工程物理系硕士研究生, 主要研究方向为磁轴承和传感器。

E-mail: wangchun19@mails.tsinghua.edu.cn

Wang Chunyi received his B. Sc. degree in 2019 from Tsinghua University. Now, he is an M. Sc. candidate in Tsinghua University. His main research interest includes magnetic bearings and sensor.



徐阳, 1998 年于清华大学获得学士学位, 2003 年于清华大学获得博士学位, 现为清华大学工程物理系副研究员, 主要研究方向为转子动力学、高速旋转机械等相关技术。

E-mail: xuxu@tsinghua.edu.cn

Xu Yang received his B. Sc. degree in 1998 and received Ph. D. degree in 2003 both from Tsinghua University. Now, he is an associate research fellow in Department of Engineering Physics, Tsinghua University. His main research interest includes rotor dynamics, high speed rotation machines related technologies.



张凯 (通信作者), 2000 年于清华大学获得学士学位, 2005 年于清华大学获得博士学位, 现为清华大学工程物理系副研究员, 主要研究方向为磁轴承, 高速旋转机械及振动控制相关技术。

E-mail: zhangkai@mail.tsinghua.edu.cn

Zhang Kai (Corresponding author) received his B. Sc. degree in 2000 and Ph. D. degree in 2005 both from Tsinghua University. Now, he is an associate research fellow in Department of Engineering Physics, Tsinghua University. His main research interest includes magnetic bearings, high speed rotation machines and vibration control related technologies.