

DOI:10.16356/j.1005-2615.2020.02.002

## 一种可抑制三次谐波的五相混合式步进电机空间矢量 脉宽调制优化控制策略

王晓琳, 鲍旭聪, 石滕瑞

(南京航空航天大学自动化学院, 南京, 211106)

**摘要:** 五相混合式步进电机因其定位精度高、转矩脉动小以及转矩密度高等优点而应用愈加广泛。为进一步减小其运行噪声、提高系统整体效率, 本文提出一种可抑制三次谐波的五相混合式步进电机空间矢量脉宽调制 (Space vector pulse width modulation, SVPWM) 优化控制策略。首先搭建了考虑互感条件下的五相混合式步进电机解耦控制数学模型。在此基础上, 采用相邻两大矢量和两中矢量合成混合电压矢量的 SVPWM 控制策略, 并给出了相应的五相混合式步进电机双闭环控制系统。本文所提的混合 SVPWM 算法通过利用大、中矢量在基波、三次谐波双坐标系对应关系以达到抑制三次谐波的效果, 能够有效降低相电流纹波和谐波含量。最后, 研制了一套基于 FPGA 的实验平台, 对所提策略与传统滞环算法、大矢量 SVPWM 算法进行对比研究, 重点分析了 3 种算法对相电流纹波和谐波含量的影响, 从而验证了所提算法的正确性和优越性。

**关键词:** 五相混合式步进电机; 三次谐波; 空间矢量 PWM; 滞环; 电流纹波; 谐波含量

**中图分类号:** TM351; TH133.3

**文献标志码:** A

**文章编号:** 1005-2615(2020)02-0181-10

## Optimal Control Strategy of SVPWM for Five-Phase Hybrid Stepping Motor Suppressing Third Harmonic Wave

WANG Xiaolin, BAO Xucong, SHI Tengrui

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 211106, China)

**Abstract:** Due to its advantages of high positioning accuracy, small torque ripple and high torque density, five-phase hybrid stepping motor has been widely used. In order to further reduce its operation noise and improve the overall efficiency of the system, this paper proposes a space vector pulse width modulation (SVPWM) optimal control strategy of five-phase hybrid stepping motor which can suppress the third harmonic wave. In this paper, the decoupling control model of five-phase hybrid stepping motor considering mutual inductance is established. On this basis, SVPWM control strategy combining two adjacent large vectors and two medium vectors into a mixed voltage vector is adopted, and the corresponding dual-closed-loop control system of five-phase hybrid stepping motor is given. The mixed SVPWM algorithm proposed in this paper can effectively reduce the phase current ripple and harmonic content by using the large and medium vectors in the fundamental wave and the third harmonic coordinate system to suppress the third harmonic. Finally, an experimental platform based on FPGA is developed to compare the proposed strategy with the traditional

**收稿日期:** 2020-02-01; **修订日期:** 2020-03-15

**作者简介:** 王晓琳, 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向: 电机及其控制、无轴承磁悬浮。教育部高等学校电气类专业教指委委员, 教育部全国万名优秀创新创业导师。先后主持国家自然科学基金项目 3 项。获得江苏省科学进步三等奖 1 项, 国防科学技术进步二等奖 2 项。在国内外学术刊物和重要会议上发表论文 150 余篇, 获国家发明专利授权 40 余项。

**通信作者:** 王晓琳, E-mail: wangxl@nuaa.edu.cn。

**引用格式:** 王晓琳, 鲍旭聪, 石滕瑞. 一种可抑制三次谐波的五相混合式步进电机空间矢量脉宽调制优化控制策略[J]. 南京航空航天大学学报, 2020, 52(2): 181-190. WANG Xiaolin, BAO Xucong, SHI Tengrui. Optimal control strategy of SVPWM for five-phase hybrid stepping motor suppressing third harmonic wave[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2020, 52(2): 181-190.

hysteresis algorithm and the large vector SVPWM algorithm, and analyze the influence of the three algorithms on the phase current ripple and harmonic content, thus verifying the correctness and superiority of the proposed algorithm.

**Key words:** five-phase hybrid stepping motor; third harmonic; space vector PWM; hysteresis; current ripple; harmonic content

混合式步进电机融合反应式步进电机和永磁式步进电机各自优势<sup>[1]</sup>,具有精度高、起动频率高、输出转矩大且控制功率小<sup>[2]</sup>等优点,广泛应用于自动化控制、精密机械加工以及航空航天等高新技术领域。在混合式步进电机研究领域,为追求高精度、大转矩,多相化也是一个重要发展方向。多相混合式电机具有更高的定位精度和转矩密度、转矩脉动小且容错能力强<sup>[3]</sup>,在高精度定位场合有着不可替代的作用。为了实现混合式步进电机的高性能控制,在电机设计<sup>[4]</sup>、驱动技术<sup>[5]</sup>以及电路拓扑<sup>[6]</sup>等方面,均有学者进行深入研究。

混合式步进电机现有的驱动技术主要可分为3类<sup>[7]</sup>:电压控制型,如恒压驱动、升频升压驱动等;电流控制型,如恒流斩波驱动、细分驱动等;矢量控制型,如空间矢量脉宽调制(Space vector pulse width modulation, SVPWM)技术,目前细分驱动技术在混合式步进电机中的应用最为广泛。前两类驱动技术的控制思想以及实现方式与矢量控制相比较为简单,但矢量控制驱动下,电机具有平滑的相电流,且有较好的动态性能和稳定性<sup>[8-9]</sup>,故值得进一步研究。

混合式步进电机的电压控制型驱动技术虽然实现简单,但因控制效果不佳,目前已很少采用;对于电流控制型驱动技术,尤其是细分驱动技术的研究当前较多,文献[10-11]对混合式步进电机的细分驱动技术进行了研究。文献[10]基于细分驱动思想,通过脉宽调制技术来控制开关管开关状态,以此提供相绕组所需电流。文献[11]设计了一个采用细分驱动技术的混合式步进电机驱动器。细分驱动技术提高了混合式步进电机的步距角分辨率,但存在相电流纹波大且动态性能较差的问题。文献[12]在研究两相混合式步进电机时引入矢量控制概念,矢量控制技术驱动下的电机响应快、控制精度高且转矩脉动小。

在混合式步进电机多相化及其控制研究方面,五相混合式步进电机是当前研究热点。文献[13-14]对五相混合式步进电机的细分驱动技术进行了研究。文献[13]将五相混合式步进电机的半步运行模式作为微分运行模式进行研究,相比于整步,电机的步距角分辨率提高了一倍且电流波形更平滑,但精度仍然不够高且动态性能较差。文献[14]将细分驱动技术与矢量控制技术相结合,采用基于

电流滞环的矢量控制技术驱动混合式步进电机,该方法大幅度降低了步距角和转矩脉动,但不可避免存在滞环固有的精度低、开关损耗大等缺陷。

为进一步减小五相混合式步进电机运行噪声、提高驱动系统整体效率,本文提出一种可抑制三次谐波的五相混合式步进电机SVPWM优化控制策略。目前,五相混合式步进电机的SVPWM技术并没有相关论文提及。本文首先在考虑互感条件下,搭建了五相混合式步进电机解耦控制数学模型。在此基础上,采用相邻两大矢量和两中矢量合成混合电压矢量的SVPWM控制策略,给出了相应的五相混合式步进电机双闭环控制系统。本文所提的混合SVPWM算法通过利用大中矢量在基波、三次谐波双坐标系对应关系,使大中矢量的作用时间满足一定比例条件,从而达到抑制三次谐波的效果,能够有效降低相电流纹波和谐波含量。最后,研制了一套基于FPGA的硬件实验平台,对所提策略与传统滞环算法、大矢量SVPWM算法进行对比研究,重点分析了不同工况下3种算法对相电流纹波和谐波含量的影响,从而验证了所提算法的正确性和优越性。

## 1 五相混合式步进电机控制系统

五相混合式步进电机的数学模型由电压方程、转矩方程和机械运动方程构成,它们是控制电机的重要依据<sup>[15]</sup>。

### 1.1 解耦控制数学模型

五相混合式步进电机绕组等效电路如图1所示,考虑了相绕组之间互感, $i$ 和 $e$ 分别代表定子相电流和反电动势; $R$ 代表定子相电阻; $u_+$ 和 $u_-$ 分别代表相绕组正端和负端。

式(1)~(3)构成了五相混合式步进电机静止

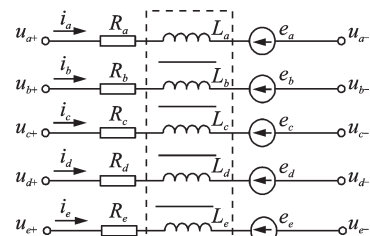


图1 五相混合式步进电机绕组等效电路图

Fig.1 Equivalent circuit diagram of winding of five-phase hybrid stepping motor

坐标系下的数学模型。

$$U = RI + L \frac{d}{dt} I + e \quad (1)$$

$$T_m = \frac{p}{\omega_r} = \frac{e_d i_d + e_q i_q}{\omega_r} \quad (2)$$

$$T_e = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + T_L \quad (3)$$

式中: $U, I, e$ 为相电压、电流、反电动势矩阵; $R, L$ 为相电阻、电感矩阵; $\omega_r$ 为机械角速度; $J$ 为转动惯量; $B$ 为摩擦转矩系数; $T_L$ 为负载转矩。

引入  $dq$  旋转坐标系可实现五相混合式步进电机励磁与转矩的解耦控制。式(3)—(5)构成了五相混合式步进电机  $dq$  旋转坐标系下的解耦控制数学模型。

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \psi_q \omega_e \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \psi_d \omega_e \end{cases} \quad (4)$$

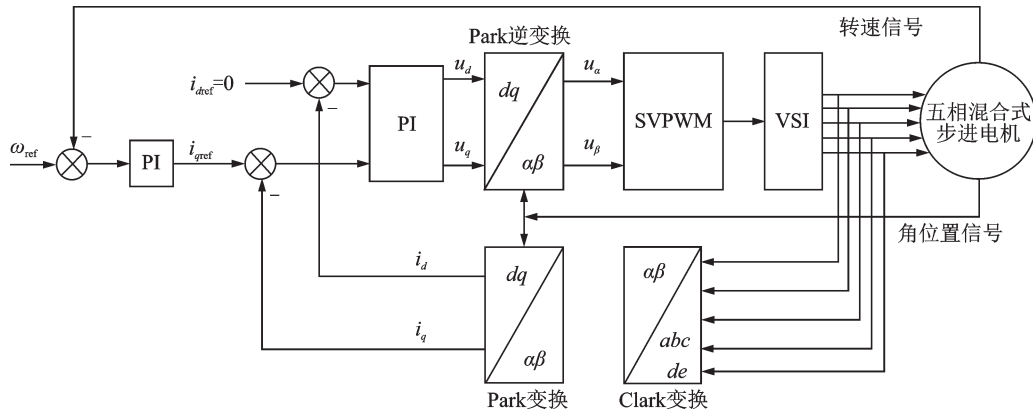


图 2 五相混合式步进电机 SVPWM 控制结构框图

Fig.2 Block diagram of five-phase hybrid stepping motor SVPWM control structure

## 2 五相混合矢量 SVPWM 算法设计

SVPWM 控制的目的是建立幅值恒定的圆形旋转磁场,从而使交流电机产生恒定转矩<sup>[16-17]</sup>。五相混合矢量 SVPWM 算法的设计主要包含以下 4 个环节:

- (1) 确定基准电压空间矢量图;
- (2) 计算矢量作用时间;
- (3) 设计扇区判断算法;
- (4) 设计开关顺序。

相数增加使对应 SVPWM 算法的复杂度明显变高,下面对五相混合矢量 SVPWM 算法进行设计。

### 2.1 基准电压空间矢量

基准电压空间矢量图是后续环节的基础,通过基准电压空间矢量的分布可确定对应扇区基准电压空间矢量的选择,并计算其作用时间。

五相逆变器总共有  $2^5 = 32$  种开关状态,每一种开关状态均对应一个电压空间矢量。五相基波坐标系  $\alpha_1-\beta_1$  和三次谐波坐标系  $\alpha_3-\beta_3$  下的基准电压

$$T_m = \frac{p}{\omega_r} = \frac{e_d i_d + e_q i_q}{\omega_r} \quad (5)$$

式中: $u_d, u_q, i_d, i_q$ 为  $dq$  轴定子相电压、电流; $e_d, e_q$ 为  $dq$  轴定子相反电动势; $R_s$ 为相等效电阻; $L_d, L_q, \psi_d, \psi_q$ 为  $dq$  轴相电感、磁链; $\omega_e$ 为电角速度。

### 1.2 双闭环解耦控制系统

若令  $i_d = 0$ ,可将五相混合式步进电机转矩表达式化简为

$$T_m = \frac{5}{2} P \psi_m i_q \quad (6)$$

即在  $i_d = 0$  情况下,转矩  $T_m$  与  $q$  轴电流  $i_q$  成正比,故只需通过控制  $q$  轴电流  $i_q$ ,即可控制转矩  $T_m$ 。

本文采用的五相混合式步进电机控制结构框图如图 2 所示,是一个基于 SVPWM 控制策略的转速、电流双闭环控制系统。

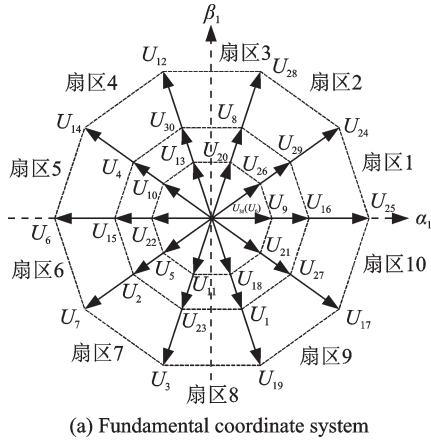
空间矢量分布如图 3 所示。

由图 3 可知,32 个基准电压空间矢量构成了 10 个扇区,每个扇区  $36^\circ$ ,除去 2 个零矢量,其余 30 个非零矢量按照幅值大小可分为小矢量  $U_s$ 、中矢量  $U_M$  和大矢量  $U_L$ ,具体分布如表 1 所示。

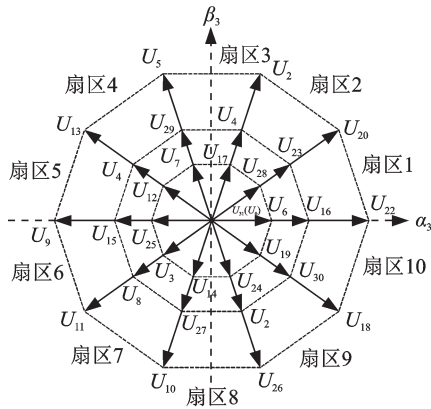
由表 1 可得,同一基准电压空间矢量,在基波坐标系中为大矢量而在三次谐波坐标系中为小矢量;在基波坐标系中为中矢量而在三次谐波坐标系中仍然为中矢量;在基波坐标系中为小矢量而在三次谐波坐标系中为大矢量。

### 2.2 作用时间

为提高电压利用率且达到抑制三次谐波的效果,本文用相邻两大矢量和两中矢量合成参考电压空间矢量。设参考电压空间矢量所处扇区的扇区号为  $N$ ,该扇区顺时针方向中矢量和 大矢量的作用时间分别为  $T_1, T_2$ ;逆时针方向中矢量和 大矢量的作用时间分别为  $T_3, T_4$ 。



(a) Fundamental coordinate system



(b) Third harmonic coordinate system

图3 五相基准电压空间矢量图

Fig.3 Space vector diagram of five-phase reference voltage

表1 五相基准电压矢量分布

Table 1 Five-phase reference voltage vector distribution

类别	矢量幅值大小	基波坐标系	三次谐波坐标系
零矢量	0	$U_0, U_{31}$	$U_0, U_{31}$
小矢量	$0.247 2U_{DC}$	$U_5, U_9, U_{10}, U_{11}, U_{13}, U_{18}, U_{20}, U_{21}, U_{22}, U_{26}$	$U_3, U_6, U_7, U_{12}, U_{14}, U_{17}, U_{19}, U_{24}, U_{25}, U_{28}$
中矢量	$0.4U_{DC}$	$U_1, U_2, U_4, U_8, U_{15}, U_{16}, U_{23}, U_{27}, U_{29}, U_{30}$	$U_1, U_2, U_4, U_8, U_{15}, U_{16}, U_{23}, U_{27}, U_{29}, U_{30}$
大矢量	$0.647 2U_{DC}$	$U_3, U_6, U_7, U_{12}, U_{14}, U_{17}, U_{19}, U_{24}, U_{25}, U_{28}$	$U_5, U_9, U_{10}, U_{11}, U_{13}, U_{18}, U_{20}, U_{21}, U_{22}, U_{26}$

图4中各个矢量投影到 $\alpha_1-\beta_1$ 坐标轴上,再结合伏秒平衡原则,可得

$$U_a T = U_M T_1 \cos \frac{(N-1)\pi}{5} + U_L T_2 \cos \frac{(N-1)\pi}{5} + U_M T_3 \cos \frac{N\pi}{5} + U_L T_4 \cos \frac{N\pi}{5} \quad (7)$$

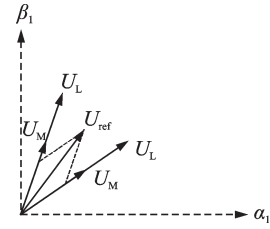
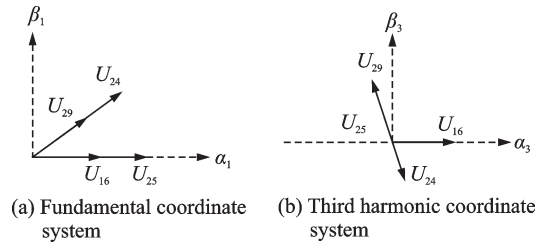


图4 参考电压空间矢量合成

Fig.4 Synthesis of reference voltage space vector

$$U_\beta T = U_M T_1 \sin \frac{(N-1)\pi}{5} + U_L T_2 \sin \frac{(N-1)\pi}{5} + U_M T_3 \sin \frac{N\pi}{5} + U_L T_4 \sin \frac{N\pi}{5} \quad (8)$$

以第一扇区为例,第一扇区大、中矢量在基波坐标系与三次谐波坐标系的分布如图5所示。



(a) Fundamental coordinate system (b) Third harmonic coordinate system

图5 基波坐标系与三次谐波坐标系矢量对应关系

Fig.5 Correspondence between the fundamental wave coordinate system and the third harmonic coordinate system vector

由表1和图5可知,只要大矢量和中矢量的作用时间满足式(9),它们在三次谐波坐标系中合成电压空间矢量为0,即可达到抑制三次谐波的目的。

$$\frac{T_2}{T_1} = \frac{T_4}{T_3} = \frac{0.647 2}{0.4} = \frac{0.4}{0.247 2} = 1.618 \quad (9)$$

将式(7)–(9)联立可得

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T U_{ref} \sin \left( \frac{N\pi}{5} - \theta \right)}{2.236 U_L \sin \frac{\pi}{5}} \\ T_2 = \frac{T U_{ref} \sin \left( \frac{N\pi}{5} - \theta \right)}{1.382 U_L \sin \frac{\pi}{5}} = 1.618 T_1 \\ T_3 = \frac{T U_{ref} \sin \left( \theta - \frac{(N-1)\pi}{5} \right)}{2.236 U_L \sin \frac{\pi}{5}} \\ T_4 = \frac{T U_{ref} \sin \left( \theta - \frac{(N-1)\pi}{5} \right)}{1.382 U_L \sin \frac{\pi}{5}} = 1.618 T_3 \end{cases} \quad (10)$$



式中: $T$ 为开关周期; $\theta$ 为参考电压空间矢量与 $\alpha$ 轴夹角。

得到基准电压空间矢量作用时间表达式后,需要判断参考电压空间矢量所处扇区的扇区号 $N$ ,才能确定作用时间具体数值,这就需要对扇区判断算法进行设计。

### 2.3 扇区判断

扇区判断有多种方法,本文采用构造函数的方式。首先引入 5 个新电压矢量  $U_1, U_2, U_3, U_4, U_5$ ,其具体表达式为

$$\begin{cases} U_1 = U_\beta \\ U_2 = -U_\alpha \cos \frac{\pi}{10} + U_\beta \cos \frac{2\pi}{5} \\ U_3 = -U_\alpha \cos \frac{3\pi}{10} - U_\beta \cos \frac{\pi}{5} \\ U_4 = U_\alpha \cos \frac{3\pi}{10} - U_\beta \cos \frac{\pi}{5} \\ U_5 = U_\alpha \cos \frac{\pi}{10} + U_\beta \cos \frac{2\pi}{5} \end{cases} \quad (11)$$

引入一个符号判断函数  $\text{sign}(x)$ ,其表达式为

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & x > 0 \\ 0 & x \leq 0 \end{cases} \quad (12)$$

最后,定义一个扇区判断函数  $P$ ,其表达式为

$$P = 16\text{sign}(U_1) + 8\text{sign}(U_2) + 4\text{sign}(U_3) + 2\text{sign}(U_4) + \text{sign}(U_5) \quad (13)$$

扇区判断真值表如表 2 所示。扇区号  $N$  确定后,即得到了基准电压空间矢量作用时间具体数值,就需要对功率器件的开关顺序进行合理设计以降低开关损耗。

表 2 扇区判断真值表

**Table 2 Sector judgment truth table**

扇区号 $N$	$P$	扇区号 $N$	$P$
1	19	6	12
2	17	7	14
3	25	8	6
4	24	9	7
5	28	10	3

### 2.4 开关顺序

为减少开关损耗,就要使每一次开关状态切换只有一个功率器件的开关状态发生变化。由此可以推得 10 个扇区的开关顺序如表 3 所示。以第一扇区为例,开关顺序为  $ABECD$ ,其中  $A$  表示逆变器  $A$  相半桥上管,逆变器半桥上管的开关先后顺序为  $A$  相、 $B$  相、 $E$  相、 $C$  相及  $D$  相,半桥上下管的开关状态是互补的。

表 3 开关顺序切换表

**Table 3 Toggle table of switch order**

扇区号 $N$	开关顺序	扇区号 $N$	开关顺序
1	$ABECD$	6	$DCEBA$
2	$BACED$	7	$DECAB$
3	$BCADE$	8	$EDACB$
4	$CBDAE$	9	$EADBC$
5	$CDBEA$	10	$AEBDC$

## 3 仿真与实验

### 3.1 MATLAB/Simulink 仿真结果及分析

五相混合式步进电机混合矢量 SVPWM 控制 MATLAB/Simulink 模型如图 6 所示,图中绿色部分为五相混合式步进电机本体,蓝色部分为混合矢量 SVPWM 控制策略。

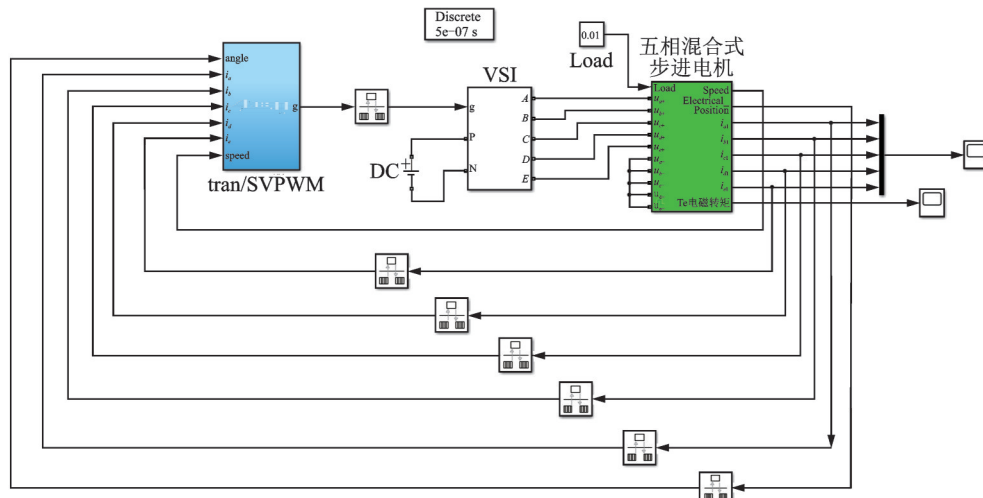


图 6 五相混合式步进电机混合矢量 SVPWM 控制 MATLAB/Simulink 模型

Fig.6 MATLAB/Simulink model of mixed vector SVPWM control of five-phase hybrid stepping motor

对上述控制系统进行仿真验证,仿真步长为  $5e-7$  s,直流电压为 24 V,电机空载,初始转速为

0,给定转速为 220 r/min,五相混合式步进电机参数如表 4 所示。

表4 电机参数表

Table 4 Motor parameter table

参数	数值
极对数	50
转动惯量/(kg·m <sup>2</sup> )	560e-7
黏滞摩擦系数/ (N·m)·rad <sup>-1</sup>	0.02
反电动势系数/(V·rad <sup>-1</sup> )	0.18
自感/mH	2.018
相邻互感系数	-0.21
相隔互感系数	-0.26

首先对滞环算法进行仿真,五相混合式步进电机相电流波形如图7所示,为相位互差 $2\pi/5$ 的5个正弦波,相电流幅值在1.1 A左右,电流周期约为0.005 s,符合理论情况。由图7可得,滞环控制相电流纹波为0.08 A。

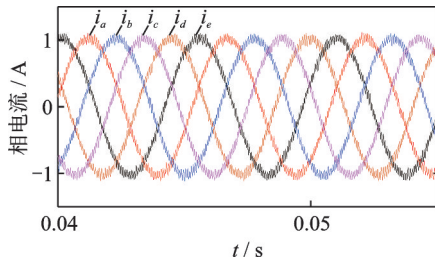


图7 滞环算法相电流波形

Fig.7 Phase current waveforms of hysteresis algorithm

对大矢量SVPWM算法进行仿真,开关频率为20 kHz,五相混合式步进电机相电流波形如图8所示,为相位互差 $2\pi/5$ 的5个削顶正弦波,削顶是因为相电流中三次谐波含量较高,相电流幅值在1 A左右,电流周期约为0.005 s,符合理论情况。由图8可得,大矢量SVPWM控制相电流纹波为0.02 A,明显小于滞环控制。

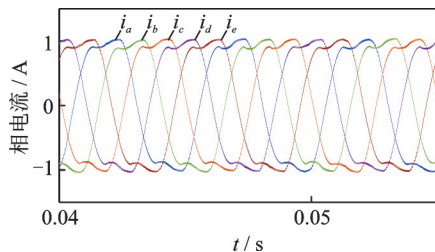


图8 大矢量SVPWM算法相电流波形

Fig.8 Phase current waveforms of large vector SVPWM algorithm

对混合矢量SVPWM算法进行仿真,开关频率为20 kHz。五相混合式步进电机相电流波形如图9所示,为相位互差 $2\pi/5$ 的5个正弦波,相电流幅值在1.1 A左右,电流周期约为0.005 s,符合理论情况。

由图9可得,混合SVPWM控制相电流纹波为0.015 A,明显小于滞环控制。

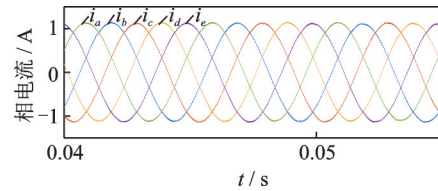
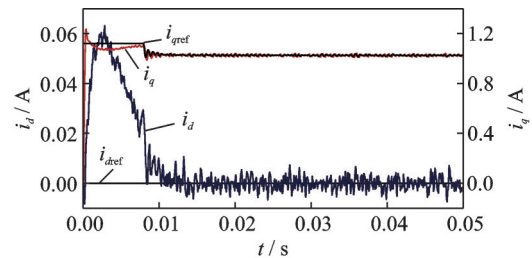


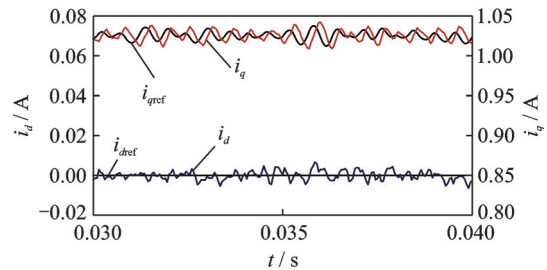
图9 混合矢量SVPWM算法相电流波形

Fig.9 Phase current waveforms of mixed vector SVPWM algorithm

混合矢量SVPWM算法控制下 $i_d, i_q$ 波形如图10所示, $i_d$ 最终稳定在0附近,峰值时间 $t_p = 0.005$  s,稳态时间 $t_s = 0.015$  s,稳态时有幅值为0.007 A的脉动; $i_q$ 最终为一个稳定值,此值大小与负载转矩 $T_L$ 有关,峰值时间 $t_p = 0.005$  s,稳态时间 $t_s = 0.015$  s,稳态时稳定在1.03 A左右,符合理论情况。



(a) Overall waveforms



(b) Steady-state amplifier waveforms

图10 五相混合式步进电机 $i_d, i_q$ 波形图

Fig.10  $i_d$  and  $i_q$  waveforms of five-phase hybrid stepping motor

电机空载运行条件下3种算法电磁转矩波形如图11所示,因为电机本身存在黏滞摩擦转矩,故

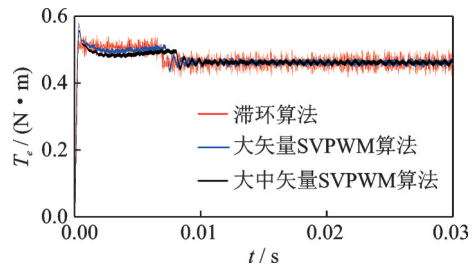


图11 五相混合式步进电机电磁转矩波形图

Fig.11 Electromagnetic torque waveforms of five-phase hybrid stepping motor

稳态时电磁转矩会略大于负载转矩,不为零。滞环、大矢量 SVPWM 和混合矢量 SVPWM 算法控制下的电机在稳态时分别有幅值为 0.04、0.01 和 0.01 N·m 的脉动。可见, SVPWM 算法控制下电机的转矩脉动明显小于滞环控制。

混合矢量 SVPWM 控制下电机转速波形如图 12 所示, 给定转速为 220 r/min, 峰值时间  $t_p = 0.008$  s, 稳态时间  $t_s = 0.03$  s, 稳态时有幅值为 0.2 r/min 的脉动, 符合理论情况。

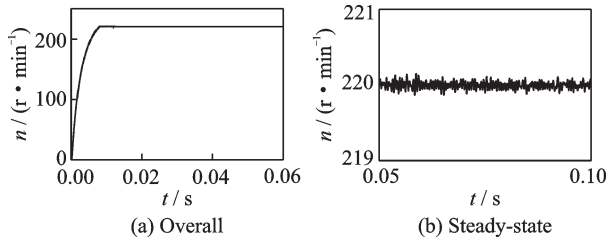


图 12 五相混合式步进电机转速波形图

Fig.12 Speed waveforms of five-phase hybrid stepping motor

对上述 3 种控制算法下五相混合式步进电机相电流进行快速傅氏变换(Fast Fourier transform, FFT)分析, 结果如图 13 所示。滞环、大矢量 SVPWM 和混合矢量 SVPWM 控制下相电流总谐波失真 (Total harmonic distortion, THD) 分别为 9.04%、23.53% 和 1.71%。由图 13 可得, 大矢量 SVPWM 控制下相电流三次谐波含量很高 (16.59%), 滞环、混合矢量 SVPWM 控制下相电流中几乎不存在三次谐波, 其余各次谐波的含量也很低, 且混合矢量 SVPWM 控制下相电流 THD 明显小于滞环控制。

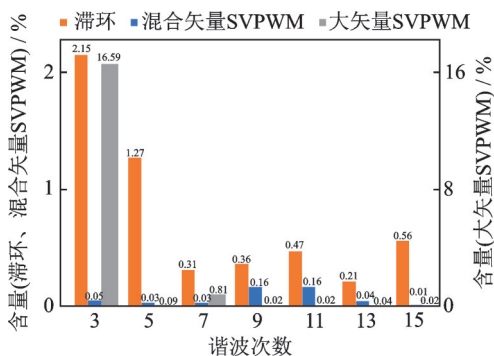


图 13 相电流各次谐波含量

Fig.13 Phase current harmonic content

3 种算法的平均开关次数 (单个功率器件) 如表 5 所示, 滞环算法开关频率不固定, 存在连续几个周期功率管开关状态不变的情况; SVPWM 算法开关频率固定, 故滞环算法的平均开关次数会小于 SVPWM 算法, 符合理论情况。

表 5 算法平均开关次数比较

Table 5 Comparison of average switching times of different algorithms

算法	平均开关次数 / (次·s <sup>-1</sup> )
滞环算法	29 412
大矢量 SVPWM 算法	40 000
混合矢量 SVPWM 算法	40 000

对上述 3 种算法从电流纹波、谐波含量角度进行分析总结可得: 滞环算法电流纹波大; 大矢量 SVPWM 算法谐波含量很高, 主要为三次谐波; 混合矢量 SVPWM 算法不仅电流纹波小, 且谐波含量低, 对三次谐波有明显的抑制效果, 控制效果最佳。

### 3.2 硬件实验结果及分析

本文采用基于 FPGA 的五相混合式步进电机驱动器, 硬件实验平台如图 14 所示, 主要有五相混合式步进电机、混合式步进电机驱动器、数字信号发生器、电压源和示波器。五相混合式步进电机采用东方马达 PK569H-B, 如图 15 所示, 其额定电流为 2.8 A, 电机实验参数与仿真参数一致。五相混合式步进电机驱动器如图 16 所示。

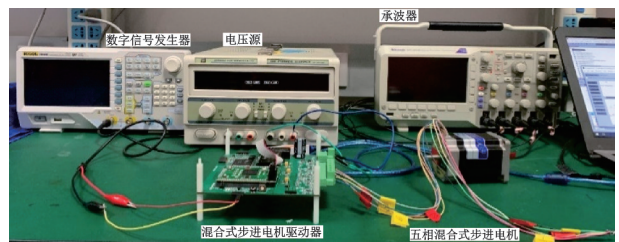


图 14 硬件实验平台

Fig.14 Hardware experimental platform

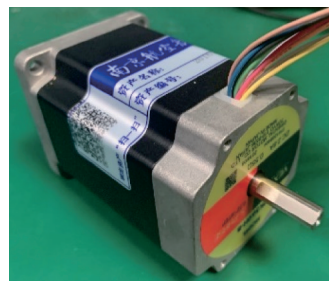


图 15 五相混合式步进电机

Fig.15 Five-phase hybrid stepping motor



图 16 步进电机驱动器

Fig.16 Stepping motor driver



五相混合式步进电机驱动器总体结构框架如图17所示。驱动器控制芯片采用FPGA,芯片型号为Cyclone IV EP4CE10F17C8N,FPGA主要负责混合式步进电机的数字控制与算法实现,根据外部发送到驱动器的信号,通过控制功率变换器从而准确控制电机绕组电流。功率芯片采用双H桥集成模块DRV8432芯片,该芯片集成了两个由MOSFET构成的H桥。

由于硬件条件限制,转速采用开环控制。用滞环算法、大矢量SVPWM算法和混合矢量SVPWM算法驱动五相混合式步进电机,对上述3种算

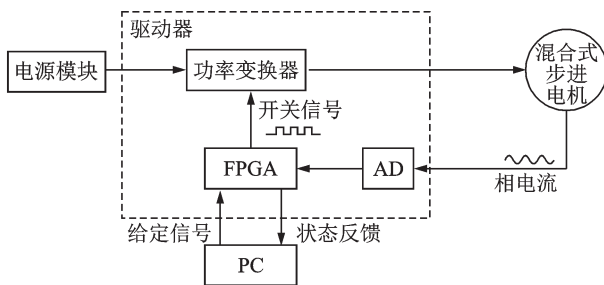


图17 五相混合式步进电机驱动器总体结构框架

Fig.17 Driver overall structure frame of five-phase hybrid stepping motor

法在不同细分数(50, 40, 30, 20)、不同转速(40, 30, 20和10 r/min)下进行实验,观察每种工况下五相混合式步进电机相电流波形,进行比较分析。

转速为40 r/min、细分数为50时,滞环算法、大矢量SVPWM算法和混合矢量SVPWM算法控制下五相混合式步进电机相电流波形如图18所示,滞环算法控制下电流纹波为0.3 A,大矢量SVPWM算法控制下电流纹波为0.06 A,混合矢量SVPWM算法控制下电流纹波明显小于滞环控制。

3种算法控制下相电流FFT分析结果(细分数50)如图19所示。由图19可得,滞环算法下相电流THD较大;大矢量SVPWM算法下相电流THD最大,主要集中在三次谐波,且三次谐波含量很高;混合矢量SVPWM算法下相电流THD明显小于滞环算法和大矢量SVPWM算法,抑制三次谐波效果较好。观察图19转速与THD关系易得,3种算法同一细分数下相电流THD与转速呈正相关性;且混合矢量SVPWM算法的相电流THD在不同转速下均明显小于滞环算法和大矢量SVPWM算法。

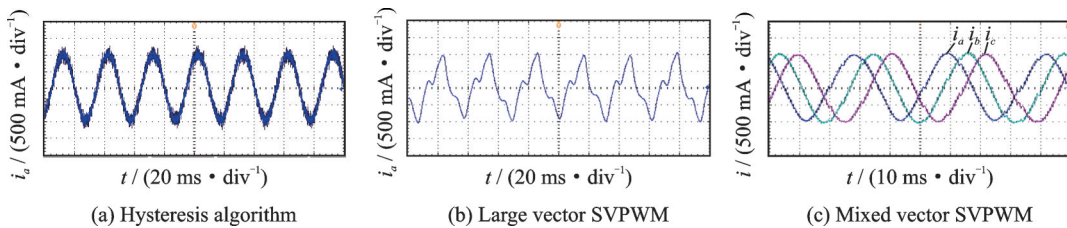


图18 相电流波形

Fig.18 Phase current waveforms

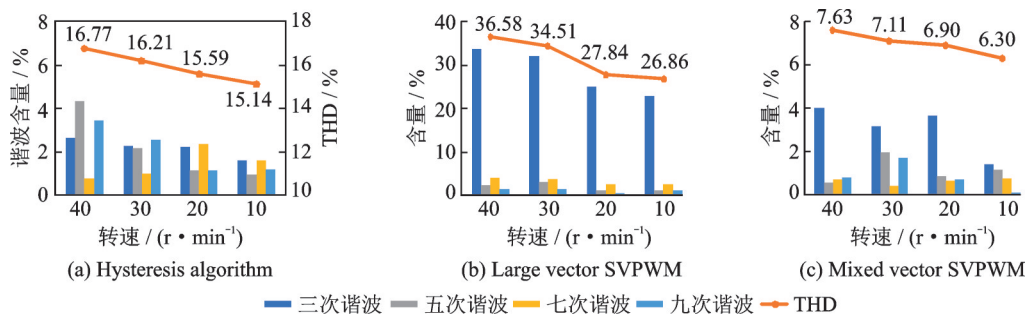


图19 相电流FFT分析

Fig.19 Phase current FFT analysis

3种算法在不同细分数下相电流THD比较如图20所示。由图20易知,3种算法同一转速(40 r/min)下相电流THD与细分数呈负相关性;且混合矢量SVPWM算法相电流THD在不同细分数下均明显小于滞环算法和大矢量SVPWM算法。

3种算法控制下五相混合式步进电机相电流纹波、谐波含量(转速40 r/min,细分数50)如

表6所示。3种算法在FPGA中的逻辑(LE)资源占用量,即其计算成本,如表7所示。混合矢量算法计算成本相对较高,约为滞环算法的3倍,但相比于该算法控制下电机运行性能上的提升,计算成本在合理范围之内。

由图19,20和表6可得,在同一转速、同一细分数下,SVPWM算法与滞环算法相比能够明显



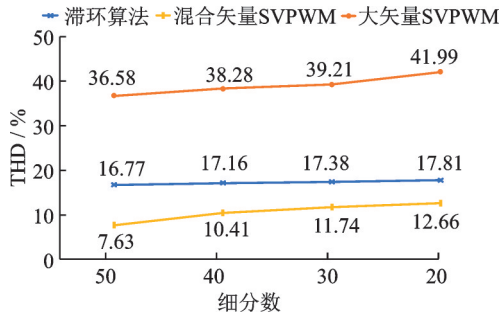


图 20 不同算法不同细分下的相电流 THD

Fig.20 Phase current THD subdivided by different algorithms

表 6 3种算法下相电流纹波和 THD

Table 6 Current ripple and THD of three algorithms

参数	电流纹波/A	THD/%
滞环算法	0.3	16.77
大矢量 SVPWM 算法	0.06	36.58
混合矢量 SVPWM 算法	0.05	7.63

表 7 3种算法 LE 资源占用量

Table 7 LE resource occupancy of three algorithms

参数	LE 资源	占总资源百分比/%
滞环算法	945	9
大矢量 SVPWM 算法	2 411	23
混合矢量 SVPWM 算法	2 658	26

减小电流纹波,降低转矩脉动;混合矢量 SVPWM 算法与大矢量 SVPWM 算法相比能够抑制三次谐波、大幅度减小相电流的谐波含量。3 种算法同一细分数下相电流 THD 与转速呈正相关性;同一转速下相电流 THD 与细分数呈负相关性;且混合矢量 SVPWM 算法在同一工况下的 THD 均明显小于滞环算法和大矢量 SVPWM 算法。

## 4 结 论

为进一步减小五相混合式步进电机运行噪声、提高系统整体效率,本文提出一种可抑制三次谐波的五相混合式步进电机 SVPWM 优化控制策略。本文所提策略采用相邻两大矢量和两中矢量合成混合电压矢量,通过利用大中矢量在基波、三次谐波双坐标系对应关系以达到抑制三次谐波的效果,并给出了相应的五相混合式步进电机双闭环控制系统。仿真和实验表明,与传统滞环算法、大矢量 SVPWM 算法相比,本文所提混合矢量 SVPWM 算法控制下的五相混合式步进电机相电流纹波小、谐波含量低,能够显著降低电机运行噪声并提高系统整体效率。

## 参考文献:

- [1] SRIDHAR R, MANAMALLI D. Design and development of estimation and control technique for accurate position tracking and speed control of hybrid stepping motor[C]//Proceedings of IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy System (PEDES). [S.l.]: IEEE, 2016: 3205-3212.
- [2] DONG N, MING Z, WEN T. Two-phase SVPWM modulation method and its application in stepper motor[C]//Proceedings of the Tenth International Conference on Computational Intelligence and Security. [S.l.]: IEEE Computer Society, 2014: 794-797.
- [3] ANTONIOLI A, ANTONIOLI M. A low cost sensorless drive for hybrid stepper motors based on back-EMF observer and  $d$ -axis current injection for industrial labelling machines[C]//Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Twenty-Ninth Annual IEEE. [S. l.]: IEEE, 2014: 685-693.
- [4] IONICĂ I, MODREANU M. Numerical analysis of a hybrid stepper motor for the electromagnetic torque calculation[C]//Proceedings of Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE), 11th International Symposium IEEE. [S.l.]: IEEE, 2019: 541-550.
- [5] DENG Jie, LIU Yingxiang, LIU Junkao, et al. Development of a planar piezoelectric actuator using bending-bending hybrid transducers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(8): 6141-6149.
- [6] DORDEVICE O, JONES M, LEVI E. A comparison of carrier-based and space vector PWM techniques for three-level five-phase voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 609-619.
- [7] RIGHETTINI P, STRADA R, OLDANI A, et al. Experimental activities on step motor drives[C]//Proceedings of Workshop on Mechatronics, France-japan & Europe-Asia Congress on Research & Education in Mechatronics. [S.l.]: IEEE, 2012.
- [8] 王永兴, 温旭辉, 赵峰. 多相永磁同步电机多维优化矢量控制[J]. 电机工程学报, 2015, 35(10): 2534-2543.
- [9] 朱龙胜, 方晓春, 林飞, 等. 一种基于计算开关角的 SVPWM 同步调制策略[J]. 电机工程学报, 2018, 33(13): 3930-3938.

ZHU Longsheng, FANG Xiaochun, LIN Fei, et al. A SVPWM synchronization modulation strategy based

- on calculating switch angle[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 33(13): 3930-3938.
- [10] FREITAS M A A, ANDRADE D A, BORGES T T, et al. Driving the step motor with controlled phase currents[C]//Proceedings of International Conference on Power Electronic Drives & Energy Systems for Industrial Growth. [S.l.]: IEEE, 1999.
- [11] XI Junmei, LIAO Gaohua, YANG Wu. Study of stepping motor subdivision driver[J]. Intelligent Computation Technology and Automation (ICICTA), IEEE International Conference. [S.l.]: IEEE, 2010: 335-343.
- [12] 孙泽标. 非线性负载下高性能步进电机闭环驱动控制系统设计与实现[D]. 杭州: 浙江大学, 2019: 35-50.
- SUN Zebiao. Design and implementation of high performance closed-loop drive system for stepper motor under nonlinear load[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2019: 35-50.
- [13] 王宗培, 孙礼明. 五相混合式步进电动机桥臂斩波式驱动系统单步响应特性及对走步均匀性影响的研究[J]. 电工技术学报, 1997, 12(1): 35-41.
- WANG Zongpei, SUN Liming. Study on the one-step response characteristics of the bridge arm chopper drive system of five-phase hybrid stepping motor and its influence on the step uniformity[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 1997, 12(1): 35-41.
- [14] 肖申平. 五相混合式步进电机微分解耦控制[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2019: 44-47.
- XIAO Shenping. Micro-decoupling control of five-phase hybrid stepping motor[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2019: 44-47.
- [15] LOPEZ O, ALVAREZ J, DOVAL-GANDOY J, et al. Multilevel multiphase space vector PWM algorithm[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 1933-1942.
- [16] 唐俊, 王铁成. 五相逆变系统的SVPWM实现方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(7): 65-67.
- TANG Jun, WANG Tiecheng. The realization method of SVPWM for five-phase inverter system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(7): 65-67.
- [17] SUN Guodong, YANG Guijie. A hybrid random svpwm method with full modulation ratio of five-phase VSI[C]//Proceedings of IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC). [S.l.]: IEEE, 2018: 1561-1568.

(编辑: 孙静)