

六相电压源逆变器的 SVPWM 控制策略分析

付胜杰 彭侠夫

(厦门大学 福建厦门 361005)

摘要: 在对六相电压源逆变器矢量控制的分析基础上,结合六相系统电压矢量开关模式的特点,通过对两个零矢量在开关周期中的合理分配,提出新的适用于六相电压源逆变器空间矢量控制方法。该方法在保证输出性能的前提下可以有效地降低开关损耗。仿真结果验证了该方法的有效性。

关键词: 六相; 电压源逆变器; SVPWM; 零矢量; 最近四矢量; 谐波畸变率; 开关损耗

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **文章编号:** 1004-7018(2011)07-0067-04

SVPWM Control Strategy for Six-Phase Voltage Source Inverter

FU Sheng-jie, PENG Xia-fu

(Xiamen University, Xiamen 361005, China)

Abstract: Based on the vector control analysis of a six-phase voltage source inverter and combined with the characteristics of the six-phase system voltage vector switch mode, a new SVPWM control strategy was proposed by rationally allocating the two zero vectors in the switching cycles. The method can effectively reduce the switching losses with the guaranty of the output performance. Simulation results verify the effectiveness of the method.

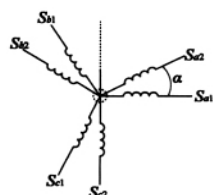
Key words: six-phase; VSI; SVPWM; zero-vector; NFV; THD; switching losses

0 引言

得益于现代电力电子技术的发展,多相电机在工业中的应用也随之由理论变为现实。与通用三相电机驱动系统相比,多相电机驱动系统存在明显的优势。首先,系统相数的增加使得电机输出功率可以有效地分配于多个电机绕组中,在现有功率器件的基础上即可实现低压、大功率控制。其次,由于相数的增加,系统具有更加丰富的空间电压矢量,对电压空间的分割也趋于细腻化,可明显降低电机转矩脉动频率,减少直流母线谐波含量^[1-5]。相数的冗余,使得在系统缺相的状况下,只需降低负载运行而不必停机,从而提高了系统的可靠性。因此,多相电机驱动系统在对可靠性要求很高的场合如船舶、电车等推进系统中得到了广泛的应用。

目前研究广泛的是五相交流电机变频调速系统^[6-7]和双Y移30°六相交流电机变频调速系统。

文献[8-12]对六相交流电机变频调速系统进行了大量的研究,双Y移30°六相交流电机绕组结构如图1所示。本文在此基础上分析了六相电压源逆变器系统空间矢量 PWM 的特点,图1 六相绕组结构



通过对两个零矢量在开关周期中的合理分配利用,提出了新的多相电压源逆变器空间矢量控制方法。该方法能够有效地降低开关损耗,同时可以保证良好的谐波特性。仿真试验结果验证了该方法的有效性。

1 六相电压源逆变器模型及其空间电压矢量

双Y移30°六相驱动系统如图2所示,由六相坐标变换矩阵可知,六相电压源逆变器的各电压空间矢量投影至彼此正交的三个平面子空间:与能量转换有关的 $d-q$ 平面、只产生谐波损耗的 $x-y$ 平面和 o_1-o_2 零矢量平面。因此,六相电压源逆变器的电压空间矢量选取的标准为:在每个采样周期内在 $d-q$ 平面内合成的电压矢量最大和在 $x-y$ 平面内合成的电压矢量最小。

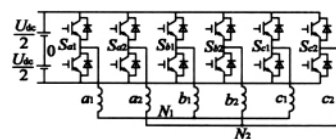


图2 六相调速系统原理图

设六相电压源逆变器的开关函数:

$$S = [S_{c2} \ S_{b2} \ S_{a2} \ S_{c1} \ S_{b1} \ S_{a1}] \quad (1)$$

若 $S_{a1} = 1$,则表示逆变器 a_1 相桥臂上开关导通,下开关关断;若 $S_{a1} = 0$,则反之,其它各开关函数类似。因此可以得出六相电压源逆变器共有64种开关模式。由六相电压源逆变器的开关函数可以分

别表示出逆变器各相输出电压: $V_{a1} = S_{a1} U_{dc}$; $V_{b1} = S_{b1} U_{dc}$; $V_{c1} = S_{c1} U_{dc}$; $V_{a2} = S_{a2} U_{dc}$; $V_{b2} = S_{b2} U_{dc}$; $V_{c2} = S_{c2} U_{dc}$, 因此, 可定义六相电压源逆变器在 $d-q-x-y$ 平面和 o_1-o_2 平面子空间的电压空间矢量如下:

$$U_{dq} = \frac{1}{3} U_{dc} (S_{c2} e^{j9\alpha} + S_{b2} e^{j5\alpha} + S_{a2} e^{j\alpha} + S_{c1} e^{j8\alpha} + S_{b1} e^{j4\alpha} + S_{a1}) \quad (2)$$

$$U_{xy} = \frac{1}{3} U_{dc} (S_{c2} e^{j9\alpha} + S_{b2} e^{j\alpha} + S_{a2} e^{j5\alpha} + S_{c1} e^{j4\alpha} + S_{b1} e^{j8\alpha} + S_{a1}) \quad (3)$$

式中: $\alpha = \frac{\pi}{6}$ 。

逆变器每相输出点 N 对电源中点 o 的电压(极电压):

$$V_{ko} = S_k U_{dc} - \frac{U_{dc}}{2} \quad (4)$$

通过式(1)~式(4)计算可以得出逆变器的64种电压空间矢量及其空间分布。其中最大电压矢量的幅值在 $d-q$ 平面子空间:

$$U_L = \frac{2U_{dc}}{3} \cos \frac{\pi}{12}$$

投影在 $x-y$ 平面:

$$U_L^* = \frac{2U_{dc}}{3} \sin \frac{\pi}{12}$$

2 四矢量电压空间矢量调制技术

根据上述矢量选取标准, 选取 $d-q$ 平面内幅值最大且在 $x-y$ 平面内幅值最小的12个电压矢量, 参考电压矢量是由满足条件并且在 $d-q$ 平面内彼此相邻的4个电压矢量合成产生的, 如图3所示。

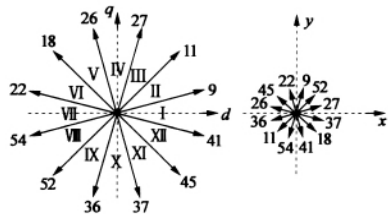


图3 最大四空间电压矢量

12个电压矢量把整个电压空间分为12个扇区。图中每个电压矢量编号为式(1)的取值, 表示此时逆变器的工作状态。假设某一时刻参考电压矢量为 U_r , 位于第 $k(k=1, 2, \dots, 12)$ 扇区, 根据伏秒特性在 $d-q$ 平面有:

$$T_s U_r = T_1 U_{L1} + T_2 U_{L2} + T_3 U_{L3} + T_4 U_{L4} \quad (5)$$

$$T_s = T_1 + T_2 + T_3 + T_4 + T_0 \quad (6)$$

在 $x-y$ 平面内的约束方程:

$$0 = T_1 U_{L1}^* + T_2 U_{L2}^* + T_3 U_{L3}^* + T_4 U_{L4}^* \quad (7)$$

式中: T_1, T_2, T_3, T_4 为对应电压矢量作用时间, T_0

为零矢量(0、63)作用时间。 $U_r = |U_r| e^{j\omega t}$; $U_{L1} = U_L e^{j(2k-5)\frac{\pi}{12}}$; $U_{L2} = U_L e^{j(2k-3)\frac{\pi}{12}}$; $U_{L3} = U_L e^{j(2k-1)\frac{\pi}{12}}$; $U_{L4} = U_L e^{j(2k+1)\frac{\pi}{12}}$; $U_{L1}^* = U_L^* e^{j(2k-5)\frac{5\pi}{12}}$; $U_{L2}^* = U_L^* e^{j(2k-3)\frac{5\pi}{12}}$; $U_{L3}^* = U_L^* e^{j(2k-1)\frac{5\pi}{12}}$; $U_{L4}^* = U_L^* e^{j(2k+1)\frac{5\pi}{12}}$ 。

由式(5)~式(7)得出各空间矢量作用时间为:

$$\left. \begin{aligned} T_1 &= \frac{|U_r|}{12U_L} [K_1 \cos\theta - K_2 \sin\theta] T_s \\ T_2 &= \frac{|U_r|}{12U_L} [-K_1 \cos\theta - K_2 \sin\theta] T_s \\ T_3 &= \frac{|U_r|}{12U_L} [K_2 \cos\theta - K_1 \sin\theta] T_s \\ T_4 &= \frac{|U_r|}{12U_L} [K_3 \cos\theta - K_3 \sin\theta] T_s \\ T_0 &= T_s - (T_1 + T_2 + T_3 + T_4) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

式中: $k=1, 2, \dots, 12$; $\theta = \omega t - \frac{k\pi}{12}$; $K_1 = \sqrt{6} - 3\sqrt{2}$; $K_2 = \sqrt{6} + 3\sqrt{2}$; $K_3 = 2\sqrt{6}$ 。

根据以上分析, 可以得出合成电压矢量机器作用时间, 统计如表1所示(连续型SVPWM模式下)。

表1 各扇区矢量分配及其作用时间

I区	00	$\frac{T_0}{4}$	$09T_3$	$11T_4$	$63\frac{T_0}{4}$	$63\frac{T_0}{4}$	$45T_1$	$41T_2$	$00\frac{T_0}{4}$
II区	00	$\frac{T_0}{4}$	$11T_3$	$27T_4$	$63\frac{T_0}{4}$	$63\frac{T_0}{4}$	$41T_1$	$09T_2$	$00\frac{T_0}{4}$
III区	00	$\frac{T_0}{4}$	$26T_4$	$27T_3$	$63\frac{T_0}{4}$	$63\frac{T_0}{4}$	$11T_2$	$11T_1$	$00\frac{T_0}{4}$
IV区	00	$\frac{T_0}{4}$	$18T_4$	$26T_3$	$63\frac{T_0}{4}$	$63\frac{T_0}{4}$	$27T_2$	$11T_1$	$00\frac{T_0}{4}$
V区	00	$\frac{T_0}{4}$	$18T_3$	$22T_4$	$63\frac{T_0}{4}$	$63\frac{T_0}{4}$	$27T_1$	$26T_2$	$00\frac{T_0}{4}$
VI区	00	$\frac{T_0}{4}$	$22T_3$	$54T_4$	$63\frac{T_0}{4}$	$63\frac{T_0}{4}$	$26T_1$	$18T_2$	$00\frac{T_0}{4}$
VII区	00	$\frac{T_0}{4}$	$52T_4$	$54T_3$	$63\frac{T_0}{4}$	$63\frac{T_0}{4}$	$22T_2$	$18T_1$	$00\frac{T_0}{4}$
VIII区	00	$\frac{T_0}{4}$	$36T_4$	$52T_3$	$63\frac{T_0}{4}$	$63\frac{T_0}{4}$	$54T_2$	$22T_1$	$00\frac{T_0}{4}$
IX区	00	$\frac{T_0}{4}$	$36T_3$	$37T_4$	$63\frac{T_0}{4}$	$63\frac{T_0}{4}$	$54T_1$	$52T_2$	$00\frac{T_0}{4}$
X区	00	$\frac{T_0}{4}$	$37T_3$	$45T_4$	$63\frac{T_0}{4}$	$63\frac{T_0}{4}$	$52T_1$	$36T_2$	$00\frac{T_0}{4}$
XI区	00	$\frac{T_0}{4}$	$41T_4$	$45T_3$	$63\frac{T_0}{4}$	$63\frac{T_0}{4}$	$37T_2$	$36T_1$	$00\frac{T_0}{4}$
XII区	00	$\frac{T_0}{4}$	$09T_4$	$41T_3$	$63\frac{T_0}{4}$	$63\frac{T_0}{4}$	$45T_2$	$37T_1$	$00\frac{T_0}{4}$

由式(2)可知, 六相电压源逆变器具有4个零电压矢量, 分别为 $U_0(000000)$, $U_7(000111)$, $U_{56}(111000)$ 和 $U_{63}(111111)$, 考虑到系统数字实现的方便性, 在此选用 U_0 和 U_{63} 零矢量。设 δ 为一个 $0 \sim 1$ 的可变系数, 若矢量 U_0 的作用时间为 δT_0 , 则矢量 U_{63} 的作用时间为 $(1-\delta) T_0$ 。因 δ 可以在 $0 \sim 1$ 之间取任意值, 所以SVPWM的方式理论上有无限制。

种,且分别具有不同开关特性。如果在一个开关周期内两个零矢量同时出现,即满足 $0 < \delta < 1$,这里称之为连续型 SVPWM 方式;如果在一个开关周期内只出现一个零矢量,即满足 $\delta = 1$ 或 $\delta = 0$,开关状态在一定的时间内保持不变,这里称之为间断型 SVPWM。

3 连续型 SVPWM 开关模式及其特性

设定 $\delta = 0.5$,则在一个开关周期内零矢量 U_0 和 U_{63} 同时出现,且作用时间各占一半。以扇区 V 为例说明(图 3),该状态下选用的矢量为 U_{27}, U_{26}, U_{18} 和 U_{22} 。各矢量作用顺序为: $U_0 \rightarrow U_{18} \rightarrow U_{22} \rightarrow U_{63} \rightarrow U_{27} \rightarrow U_{26} \rightarrow U_0 \rightarrow U_0 \rightarrow U_{26} \rightarrow U_{27} \rightarrow U_{63} \rightarrow U_{22} \rightarrow U_{18} \rightarrow U_0$ 对应的开关状态如图 4 所示,将式(4)代入式(5)、式(8)可得出各相相电压,从而得出各相输出电压波形,图 5 为 a_1 相相电压 V_{a1} 仿真波形(调制深度 $M = 0.8$)。

以 c_2, b_2 相为例,比较可得逆变器输出线电压 V_{c2-b2} ,简化后表达式如式(9)所示。可得出系统输出遵循正弦规律。

$$V_{c2-b2} = V_{c2} - V_{b2} =$$

$$U_L \left[\left(\frac{2\sqrt{2}}{5} + \frac{2\sqrt{6}}{15} \right) \cos\theta - \left(\frac{2\sqrt{2}}{5} + \frac{2\sqrt{6}}{5} \right) \sin\theta \right] \quad (9)$$

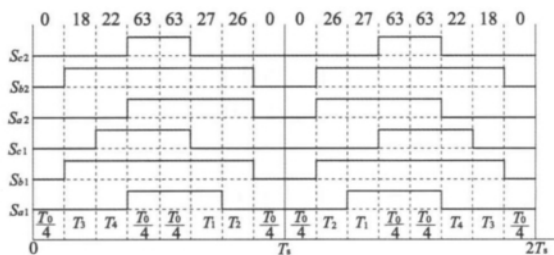


图 4 连续型 SVPWM 在扇区 V 的开关序列

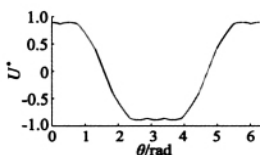


图 5 a_1 相相电压波形

4 间断型 SVPWM 开关模式及其特性

4.1 $\delta = 1$ 时 SVPWM 分析

设定 $\delta = 1$ 则在一个开关周期内只有零矢量 U_0 出现,且作用时间为 T_0 。同样以扇区 V 为例,各矢量作用顺序: $U_0 \rightarrow U_{18} \rightarrow U_{22} \rightarrow U_{27} \rightarrow U_{26} \rightarrow U_0 \rightarrow U_0 \rightarrow U_{26} \rightarrow U_{27} \rightarrow U_{22} \rightarrow U_{18} \rightarrow U_0$,对应开关状态如图 6 所示。同理可求得各相相电压,图 7 为 a_1 相相电压波形。

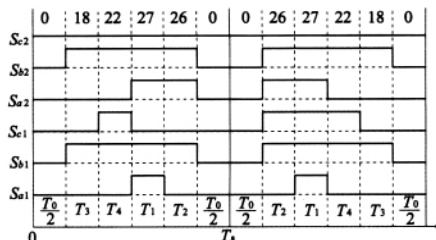


图 6 间断型 SVPWM 在扇区 V 的开关序列 ($\delta = 1$)

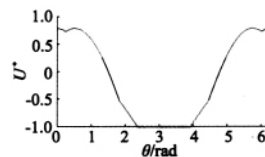


图 7 a_1 相相电压波形 ($\delta = 1$)

由以上分析可知,在每个基波周期中,有某一相始终保持为桥臂上开关关断,下开关导通。连续有 90° 的空间开关状态保持不变,且位于波谷(最小值)处。即开关损耗与连续型 SVPWM 模式降低了 $1/6$ 。同理,任意两相之间的线电压可以利用对应的两个相电压相减的方式获得,经分析,线电压仍为标准的正弦波。图 8 为 a_1 和 b_1 线电压波形。

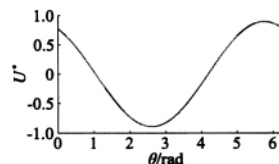


图 8 a_1 和 b_1 线电压波形 ($\delta = 1$)

4.2 $\delta = 0$ 时 SVPWM 分析

设定 $\delta = 0$,则在一个开关周期内只有零矢量 U_{63} 出现,且作用时间为 T_0 。同样以扇区 V 为例,各矢量作用顺序为: $U_{18} \rightarrow U_{22} \rightarrow U_{63} \rightarrow U_{27} \rightarrow U_{26} \rightarrow U_{26} \rightarrow U_{27} \rightarrow U_{63} \rightarrow U_{22} \rightarrow U_{18}$,对应开关状态如图 9 所示。同理可求得各相相电压,图 10 为 a_1 相相电压波形。

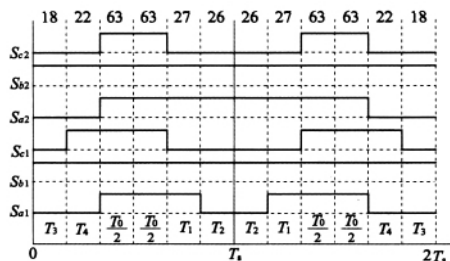


图 9 间断型 SVPWM 在扇区 V 的开关序列 ($\delta = 0$)

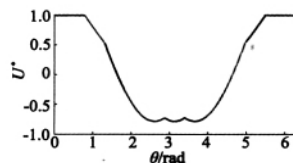


图 10 a_1 相相电压波形 ($\delta = 0$)

分析可知,在每个基波周期中,其各相电压输出与 $\delta = 1$ 时刚好相反,有某一相始终保持为桥臂下开

关关断,上开关导通。有 90° 的空间开关状态保持不变,且位于波峰(最大值)处。即开关损耗与连续型 SVPWM 模式降低了 $1/6$ 。分析可得线电压仍为正弦波。图 11 为此状态下线电压波形。

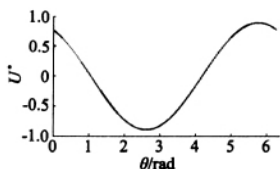


图 11 a_1 和 b_1 线电压波形 ($\delta = 0$)

4.3 δ 值动态分布时的 SVPWM 分析

设定在奇数扇区 $\delta = 0$, 即只有零矢量 U_{63} 作用; 在偶数扇区 $\delta = 1$, 即只有零矢量 a_1 作用。通过仿真可得 a_1 相输出电压如图 13 所示。可以看出,在该方案每相输出电压可保证良好的对称性,在一个开关周期中,在波峰处有 30° , 波谷处有 60° 的区间开关状态保持不变。因此同样可以降低 $1/4$ 的开关损耗。

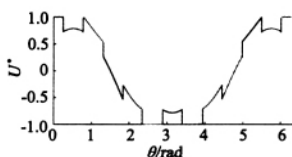


图 12 a_1 相电压波形 (δ 动态分布)

该方案能保证桥臂上、下功率开关器件功耗的均衡,从而可以有效地延长功率开关器件的使用寿命。而在每个开关周期中,始终有某两项处于开关模式不变的状态的特点,可以去除功率开关器件驱动信号的死区时间对输出的不良影响,降低输出转矩脉动。图 13 为该模式下输出的线电压波形,输出仍遵循正弦规律。

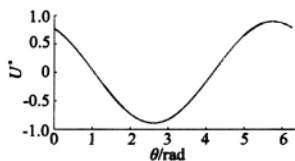


图 13 a_1 和 b_1 线电压波形 (δ 动态分布)

5 谐波特性

设定系统开关频率为 5 kHz , 输出线电压频率为 50 Hz , 调制深度分别为 $M = 0.4$ 和 0.8 。在 Matlab 中建立六相电压源逆变器控制系统数学模型,对上述各模式下的输出线电压进行快速傅里叶分析,并计算出其谐波畸变率 (T_{HD})。仿真结果如图 14 所示,图中:1 为连续型 SVPWM 调制模式下的 T_{HD} 值;2 为 δ 值动态分布时的 T_{HD} 值;3 为 $\delta = 0$ 时的 T_{HD} 值;4 为 $\delta = 1$ 时的 T_{HD} 值。

仿真结果表明:与连续型 SVPWM 相比,间断型

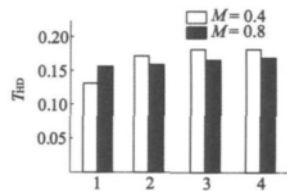


图 14 各种 SVPWM 模式下的 T_{HD} 值

SVPWM 在谐波畸变率的表现上相差不大。其次,在 $M = 0.4$ (调制深度较低时),间断型 SVPWM 的谐波畸变率要明显高于连续型 SVPWM,但在 $M = 0.8$ (调制深度较高时) 两者的谐波畸变率比较接近。另外,间断型 SVPWM 的谐波畸变率随着调制指数的增大而减小,而连续型 SVPWM 的变化趋势刚好相反,这说明间断型 SVPWM 在高调制深度下具有较好的适用性。

6 结 语

本文在六相电压源逆变器连续型 SVPWM 空间电压矢量 PWM 控制的基础上,通过对两个零矢量在开关周期中的合理分配应用,提出了一类新的六相电压源逆变器 SVPWM 控制模式——间断型空间电压矢量 PWM 控制。分析了几种典型的零矢量分配方法、逆变器输出相电压及线电压,通过对比可以发现:在相同条件下,所提出的间断型空间电压矢量 PWM 控制可以有效地降低功率开关器件的开关损耗,如果在整个基波周期只采用同一个零矢量会造成逆变器上、下桥臂开关的功率损耗不均衡,因而会影响整个逆变器的使用寿命,而两个零矢量交替使用的方式则不会出现该问题。另外,通过谐波性能仿真可以得出:所提出的间断型 SVPWM 控制的具有较好的谐波特性。

本文所提出的方法仿真效果良好,具有较高的实用价值。

参考文献

- [1] Lipo T A. Introduction to AC Machine Design [M]. Madison WI: University of Wisconsin Press, 1996.
- [2] Ai Y. Novel Direct Flux and Direct Torque Control of Six - Phase Induction Machine with Special Current Waveform [D]. Stellenbosch: Stellenbosch University, 2006.
- [3] Alger P L, Freiburghouse E H, Chase D D. Double windings for turbine alternators [J]. Transactions of the American Institute of Electrical Engineer, 1930, 49(1): 226 - 244.
- [4] Muñoz A R, Lipo T A. Dual stator winding induction machine drive [J]. IEEE Trans. Ind. Appl. 2000, 36(5): 1369 - 1379.
- [5] Abbas M A, Christen R, Jahns T M. Six - phase voltage source inverter driven induction motor [J]. IEEE Trans. Ind. Appl. ,1984, IA - 20(5): 1251 - 1259.

(下转第 74 页)

动机结构优化的求解环境主要为两类,一类是基于 Matlab 编写程序,建立有限元模型的方法;另一类是在 ANSYS 等有限元软件下直接建模。后者的效率比前者大大提高,精度高,同时,避免了复杂模型在建模过程中容易出现的人为失误,导致后续迭代计算出错和偏离优化目标等问题。

然而,在利用有限元进行超声波电动机实际优化中,往往很难实现对电机灵敏度的分析,针对这种情况,2006年上海大学李朝东等提出了通过实验设计方法实现优化^[14],这种方法虽需要介入人的主观判断,但是比起试凑法,效率大大提高,且具有很强的适用性,可以较方便地解决很多实际问题。

3 结 语

本文主要介绍了超声波电动机的结构优化方法,讨论了其优化目标、优化方法、求解环境等。超声波电动机结构优化有四大目标:(1)工作模态频率要保持良好的一致性;(2)增大定子驱动端的振幅;(3)合适的压电陶瓷片位置及激励方式;(4)避免模态干扰。结构优化的方法有多种,本文主要提及了约束变尺度法、一阶线性搜索法、因子设计工具法、零阶优化算法、遗传算法、微粒群算法等。目前,超声波电动机结构优化的求解环境主要分为两类,一是基于 Matlab,另一个是基于 ANSYS 等有限元软件,后者的效率和精度都优于前者。虽然本文提出了诸多优化方法,但是它在解决实际问题上还存在着一定的缺陷。在现实中,对超声波电动机进行结构优化,我们希望优化的过程比较简单,易于操作;优化的耗时短;优化的效果与最终样机的效果要尽量一致;优化方法要具有通用性,不同的超声波电动机,皆可以采用。而目前上述问题都没有解决,尤其是通用性迫切需要解决。因此,超声波电动机结构优化应该会向着解决这些问题的方向发展,相信未来会有更加实用和更加完善的超声波电动机专用的

结构优化方法出现。

参考文献

- [1] 赵淳生. 超声电机技术与应用[M]. 第一版. 北京: 科学出版社, 2007.
- [2] 朱华. 杆式超声电机定子的动力学分析与优化设计[J]. 中国机械工程, 2008, 19(21): 110-115.
- [3] 孙合明. 纵扭型压电超声电机的结构优化[J]. 应用力学学报, 2003, 20(3): 129-132, 168.
- [4] 赵淳生. 圆柱-球体多自由度超声电机定子的优化设计[J]. 压电声光, 2004, 26(1): 15-18.
- [5] Chunsheng Zhao. Optimal design on stator of multi-DOF ultrasonic motor[C]//IEEE. Symposium on Ultrasonics. 2003, 2: 1782-1785.
- [6] 李志荣. 圆柱形三自由度超声电机定子的结构动力学优化设计[J]. 振动工程学报, 2005, 18(4): 89-92.
- [7] 徐志科. 大直径行波型超声电机的优化[J]. 微电机, 2005, 38(3): 15-18.
- [8] Fernandez J M. Sensitivity Analysis and Optimization of a Standing Wave Ultrasonic Linear Motor[J]. IEEE Trans. Ultrason Ferroelectr Freq Control, 2006, 53(7): 1352-1361.
- [9] Maeno T. Design method of a multi-degree-of-freedom ultrasonic motor using genetic algorithm[C]//ACTUATOR, 10th International Conference on New Actuators I. Bremen, Germany, 2006: 14-16.
- [10] 陶征. 基于 ANSYS 的纵扭超声电机定子的优化设计方法[J]. 压电声光, 2007, 29(5): 108-110, 113.
- [11] Li S. Design and Optimization of a Novel Annular Sector Curvilinear Ultrasonic Motor[C]//Proceeding of the IEEE Ultrasonic Symposium, 2008: 1979-1982.
- [12] Li S. Particle swarm optimization combined with finite element method for design of ultrasonic motors[J]. Sensors and Actuators, 2008: 285-289.
- [13] 时运来. 面内模态直线型超声电机的优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(30): 58-62.
- [14] Li C. Dynamic Analysis and Optimal Design of a Novel Small 2-D planar Ultrasonic Motor[C]//Proceeding of the IEEE Ultrasonic Symposium, 2006: 2269-2272.

作者简介:潘芳煜(1986-),女,硕士研究生。

(上接第70页)

- [6] Yu F, Zhang X, Li H, et al. Space vector PWM control of five-phase inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(9): 40-46.
- [7] Toliyat H A. Analysis and simulation of five-phase variable speed induction motor drives under asymmetrical connections[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(4): 748-756.
- [8] Zhao Y, Lipo T A. Space vector PWM control of dual three phase induction machine using vector space decomposition[J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 1995, 31(5): 1100-1109.
- [9] Hadiouche D, Baghli L, Rezzoug A. Space-vector PWM techniques for dual three-phase ac machine: analysis, performance evaluation, and DSP implementation[J]. IEEE Transactions on In-

dustry Applications, 2006, 42(4): 1112-1122.

- [10] Marouani K, Baghli L, Hadiouche D, et al. New PWM strategy based on a 24-sector vector space decomposition for a six-phase vsi-fed dual stator induction motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 1910-1920.
- [11] Gopakumar K, Ranganathan V T, Bhat S R. Split phase induction motor operation from PWM voltage source inverter[J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 1993, 29(5): 927-932.
- [12] Hadiouche D, Razik H, Rezzoug A. Study and simulation of space vector PWM control of double-star induction motors[C]//in Proc. IEEE-CIEP, Acapulco, Mexico, 2000: 42-47.

作者简介:付胜杰(1980-),男,博士研究生。