多相永磁同步电机 PWM 技术

薛劭申1,许海平1,方 程1,黄钦鹏1,2,薛山1

(1.中国科学院 电工研究所,100190 北京; 2. 中国科学院大学 电子电气与通信工程学院,100049 北京)

摘 要:为了解决在多相电机控制系统中普遍存在的谐波问题,找到合适的 PWM 技术以减少多相电机控制系统中的谐波畸变,分析了几种适用于多相电机控制的 PWM 技术的原理,研究了最大矢量 SVPWM,空间多维矢量 SVPWM 和基于载波的多相 PWM 技术,给出了这些 PWM 技术的推导过程与实现方法,并利用十五相永磁同步电机的矢量控制系统的 Matlab/Simulink 仿真模型,对不同的 PWM 技术进行仿真.仿真结果表明,采用基于载波的多相 PWM 技术的电机控制系统电流谐波含量小,控制性能好.

关键词:多相电机;十五相永磁同步电机;多相 PWM 技术;矢量控制;基于载波的 PWM
 中图分类号: TM351
 文献标志码: A
 文章编号: 0367-6234(2014)04-0122-07

Study of the PWM technology of multiphase permanent magnet synchronous motor

XUE Shaoshen¹, XU Haiping¹, FANG Cheng¹, HUANG Qinpeng^{1, 2}, XUE Shan¹

(1.Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Science, 100190 Beijing, China; 2.School of Electronic, Electrical and Communication Engineering, University of Chinese Academy of Sciences, 100049 Beijing, China)

Abstract: In order to solve the harmonic issues that exist in multiphase motor systems normally, and find the appreciate approach PWM technology for decreasing the total harmonic distort (THD), this paper studied several PWM technologies which can be used in multiphase motor's control systems: the maximum vector SVPWM, the space multidimensional vector SVPWM and the carrier-based multiphase PWM, the principle and the implement method of these PWM technologies were given. This paper analyzed the 15-phase permanent magnet synchronous motor control system by Matlab/Simulink model, the simulation results indicated that the motor phase current which used the Carrier-based multiphase PWM has lowest content of harmonics and better performance.

Keywords: multiphase motor; 15-phase permanent magnet synchronous motor; multiphase PWM technology; vector control; carrier-based PWM

与传统的三相电机系统相比,多相电机具有 许多非常突出的优点^[1-3]:易实现低压大功率,可 靠性高,转矩脉动小,效率高,控制资源多等等.由 于这些突出的优点,20世纪80年代以来,随着现 代电力电子技术和控制理论的飞速发展,多相电 机越来越受到广泛的关注,多相电机的应用潜力 也越来越多地被发掘出来.

- 基金项目:国家自然科学基金资助项目(50907064).
- 作者简介: 薛劭申(1986—),男,博士,研究实习员;

如今,多相电机系统已经越来越多地应用在 如船舶推进,电动汽车等领域.2007 年下水的英国 皇家海军 T45 型驱逐舰,采用了阿尔斯通公司制 造的十五相感应电机作为推进动力,功率达到了 19 MW,转速 150 r/min^[4-5].美国大西洋舰队"马 金岛号"两栖攻击舰则采用了 2 台 5 000 马力的 多相电机作为辅助动力^[6].在电动汽车领域,通用 汽车,雷诺汽车,福特汽车公司等在内的大型汽车 生产企业越来越重视多相电机在纯电动汽车中的 应用,据调查,近几年这些大型汽车生产企业申请 的关于多相电机的专利数也有所增加.

收稿日期: 2013-02-27.

许海平(1971—),男,研究员,博士生导师.

通信作者:许海平,hpxu@mail.iee.ac.cn.

3次谐波,5次谐波和7次谐波的大量存在是 造成电机控制性能下降的重要因素,在三相电机 中,星形接法能够抑制3次谐波,而在多相电机 中,则没有这个优势.国内外的专家学者也针对多 相电机的谐波问题进行了研究:如从电机设计的 角度出发,改变中性点接法、极槽匹配与绕组分布 来降低谐波含量^[7],从控制策略角度,采用将电 流解耦到不同谐波平面控制谐波^[8]等方法.本文 从多相永磁同步电机控制系统的特性入手,研究 了多相电机的 PWM 技术,详细阐述了几种 PWM 技术的原理,并在理论推导的基础上进行了仿真 研究,对比分析了几种 PWM 技术.

随着相数的增加,从电机控制的角度看,多相 电机呈现出了与三相电机截然不同的特性^[8-11]. 三相电机的矢量控制中仅用到2³=8个矢量,而*n* 相电机则有2ⁿ个矢量,十五相电机就有2¹⁵=32 768个矢量.如此多的矢量在增加控制资源的同 时,也增加了控制的难度,对控制算法提出很高的 要求.

在15相逆变器中,一共有2¹⁵ = 32768个矢量,显然,用所有的32768个矢量组合来进行控制是不现实的^[12].而如图1所示,逆变器一共有7种开关组合(14/1,13/2,12/3,11/4,10/5,9/6,8/7),而在每种开关组合中,只有当电压矢量中的0或者1是连续的情况下,才会产生这个组合里的最大矢量,这样的矢量一共有30×7=210种,如何利用这210个矢量来进行控制,是区分不同PWM技术的关键,按照使用的矢量组合不同,可以分为最大矢量SVPWM技术,多维空间矢量SVPWM技术和基于载波的PWM技术.



图1 十五相逆变器的开关组合

1 最大矢量 SVPWM 技术

上文所述的 210 个非零矢量,共分为 7 组,如 图 2 所示其中最大的一组矢量构成了图中最外圈 的 30 个矢量,加上两个零矢量,共 32 个矢量,这 一组矢量由图 1 所示的 8-7 开关组合产生.在这 种方法中,某一时刻的参考电压合成,只选用相邻 两个最大矢量作为基本矢量,如图 2 中圈出.

这种只用 30 个最大的一组矢量和 2 个零矢量的 SVPWM 技术,称为最大矢量 SVPWM 技术, 具体推导过程如下.

1.1 列出各矢量开关状态

各矢量对应的开关状态所对应的空间矢量如 图 3 和表 1 所示.



图 3 最大矢量分布图和对应开关状态 表 1 各矢量对应开关状态

矢量	对应开关状态	矢量	对应开关状态
U_1	11100000001111	U ₁₆	000111111110000
U_2	111100000001111	U ₁₇	000011111110000
U_3	111100000000111	U ₁₈	000011111111000
U_4	111110000000111	U ₁₉	000001111111000
U_5	111110000000011	U ₂₀	000001111111100
U_6	111111000000011	U ₂₁	000000111111100
U_7	111111000000001	U ₂₂	000000111111110
U_8	111111100000001	U ₂₃	000000011111110
U_9	111111100000000	U ₂₄	000000011111111
U_{10}	111111110000000	U ₂₅	00000001111111
U_{11}	011111110000000	U ₂₆	100000001111111
U_{12}	011111111000000	U ₂₇	10000000111111
U_{13}	001111111000000	U ₂₈	110000000111111
U_{14}	001111111100000	U ₂₉	110000000011111
U_{15}	000111111100000	U ₃₀	111000000011111
-			

1.2 利用给定的 U_{α} 、 U_{β} 判断扇区

图 4 给出了 30 个扇区分布图,从图中可以看 出: $|U_{out}| > U_{\alpha} > |U_{out}| \cos 12^{\circ} \pm |U_{out}| \sin 12^{\circ}$ > $U_{\beta} > 0$ 时,判断 U_{out} 在第 1 扇区,如图 5 所示. 同理可以推算得到其余 29 个扇区的判断条 件,在这里不一一累述.

(5)

(8)



图 4 扇区分布图



图 5 第一扇区矢量合成示意图

计算该扇区内,相邻两个矢量的导通时间,在第一 扇区时

$$T = T_{1} + T_{2} + T_{0},$$

$$UI_{out} = \frac{T_{1}}{T}U_{1} + \frac{T_{2}}{T}U_{2}.$$
(1)

投影到 α,β 平面,有

$$U_{\alpha} = \frac{T_{1}}{T} | U_{1} | + \frac{T_{2}}{T} | U_{2} | \cos 12^{\circ},$$

$$U_{\beta} = \frac{T_{2}}{T} | U_{2} | \sin 12^{\circ}.$$
(2)

解出导通时间为

$$T_{1} = T \frac{U_{\alpha} \sin 12^{\circ} - U_{\beta} \cos 12^{\circ}}{\mid U_{1} \mid \sin 12^{\circ}}.$$
 (3)

依此类推,在第n扇区(n < 30)时

$$T = T_n + T_{n+1} + T_0,$$

$$U_{\text{out}} = \frac{T_n}{T} U_n + \frac{T_{n+1}}{T} U_{n+1}.$$
(4)

$$U_{\alpha} = \frac{T_n}{T} | U_n | \sin[12^{\circ}(n-1)] + \frac{T_{n+1}}{T} | U_{n+1} | \sin(12^{\circ}n).$$

判断得到给定电压矢量的所在扇区后,需要 解出导通时间为

$$T_{n} = T \frac{U_{\alpha} \sin(12^{\circ}n) - U_{\beta} \cos(12^{\circ}n)}{\mid U_{n} \mid \{\cos[12^{\circ}(n-1) \cdot \sin(12^{\circ}n) - \sin[12^{\circ}(n-1)]] \cdot \cos[12^{\circ}n\}},$$

$$T_{n+1} = T \frac{U_{\alpha} \sin(12^{\circ}n - 1) - U_{\beta} \cos(12^{\circ}n - 1)}{\mid U_{n} \mid \{\cos[12^{\circ}(n) \cdot \sin[12^{\circ}(n-1)] - \sin(12^{\circ}n) \cdot \cos[12^{\circ}(n-1)]\}}.$$

$$U_{n} \text{ bh} \text{ fh} \text{ f$$

 T_n 为 U_n 的作用时间, T_{n+1} 为 U_{n+1} 的作用时 间,在第30扇区时,如图6所示.



图 6 第 30 扇区矢量合成示意图

$$\begin{split} T &= T_{30} + T_1 + T_0, \\ U_{\text{out}} &= \frac{T_{30}}{T} U_{30} + \frac{T_1}{T} U_1, \\ U_{\alpha} &= \frac{T_{30}}{T} \mid U_{30} \mid \cos 348^\circ + \frac{T_1}{T} \mid U_1 \mid, \\ U_{\beta} &= \frac{T_{30}}{T} \mid U_{30} \mid \sin 348^\circ. \end{split}$$

解出导通时间为

$$T_{30} = T \frac{U_{\beta}}{\mid U_{30} \mid \sin 348^{\circ}},$$

1.4 计算开关开通时刻

$$t_{aon} = \frac{T - t_1 - t_2}{2},$$

$$t_{bon} = t_{aon} + t_1,$$

$$t_{aon} = t_{bon} + t_2.$$

(9)

t1、t2分别为扇区内前一矢量和后一矢量的作 用时间与开关周期的比值.由于不同扇区内,矢量 的作用顺序不同,一般选择导通开关管少的矢量 先作用,这样在一个周期内开关状态才能对称 (例如,在扇区1内,U,先作用,U,后作用,在扇区 2中, U₃ 先作用, U₂ 后作用), 不同扇区内的 t₁, t₂ 由表2得到.

经过以上推导过程,可以得到开关在各个扇 区的动作时刻,详细的动作时刻列表如表3所示. 表中,tacon,tbcon,tcon 分别为各个开关在不同 扇区的开通时刻,具体的开通时刻值由式(9)计 算得出后进行赋值.

表 2 各扇区开关开通顺序

扇区	t_1		t_2		扇	<u>K</u>	t_1		t_2		扇	<u>K</u>	t_1		t ₂	
1	T_1/T		$T_2/2$	T	11		T ₁₁ /	ΎT	T ₁₂ /	T	21		T ₂₁ /	ΎΤ	T ₂₂ ,	/ <i>T</i>
2	T_3/T		$T_2/2$	T	12		T_{13}	ΎT	T_{12}	T	22		$T_{23}/$	ΥT	T ₂₂ ,	T
3	T_3/T		$T_4/2$	T	13		T_{13}	ΥT	T_{14}	T	23		T_{23}	ΥT	T ₂₄ /	T
4	T_5/T		$T_4/2$	T	14		T_{15}	ΎT	T_{14}	T	24		T ₂₅ /	ΎΤ	T ₂₄ /	/T
5	T_5/T		$T_6/2$		15		T ₁₅ /	T T	T ₁₆ /		25		T ₂₅ /	T	T ₂₆ /	/T /T
6	T_7/T		T_{6}		10		T 17/	1 /T	T 16		26		T 27		T 26	/ I /T
8	T_0/T		$T_{\rm s}/2$	T	18		$T_{10}/$	ΎΤ	T_{18}	T	28		$T_{20}/$	T T	T 287	/T
9	T_9/T		T_{10}	T	19		T_{19}	ΥT	$T_{20}/$	T	29		T ₂₉ /	ΎT	T ₃₀ ,	T
10	T_{11} / T		$T_{10}/$	T	20		T ₂₁ /	ΎT	T ₂₀ /	T	30		$T_1/$	Т	T ₃₀ ,	T
					表 3	开关在	生不同	扇区的) 开关F	时刻						
							7	下同扇口	乙的开i	通时刻						
开关		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
S1	tao	on	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	tbon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon
S2	tao	on	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	tbon	tcon	tcon	tcon
S3	tao	on	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	tbon	tcon
S4	tbe	on	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon
S5	tee	on	teon	tbon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon
S6	teo	on	teon	tcon	tcon	tbon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon
S7	tee	on	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tbon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon
S8	tee	on	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tbon	taon	taon	taon	taon	taon	taon
S9	teo	on	teon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tbon	taon	taon	taon	taon
S10	tee	on	tcon	tcon	teon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tbon	taon	taon
S11	tee	on	teon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tbon
S12	tao	on t	bon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon
S13	tao	on	taon	taon	tbon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon
S14	tao	on	taon	taon	taon	taon	tbon	tcon	tcon	tcon	tcon	teon	tcon	tcon	tcon	tcon
S15	tao	on	taon	taon	taon	taon	taon	taon	tbon	tcon	tcon	teon	tcon	tcon	tcon	tcon
开关							不同局	尉区的 尹	干通时多							_
	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	
S1	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tbon	taon	taon	taon	taon	taon	
S2	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tbon	taon	taon	taon	
S3	tcon	tcon	teon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tbon	taon	
S4	tbon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	
85	taon	taon	tbon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	
S6	taon	taon	taon	taon	tbon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	
S7	taon	taon	taon	taon	taon	taon	tbon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	
S8	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	tbon	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	teon	
S9	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	tbon	teon	teon	tcon	tcon	
510	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	tbon	tcon	teon	
S11	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	tbon	
S12	tcon	tbon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	
S13	tcon	tcon	teon	tbon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	
514	tcon	tcon	tcon	tcon	tcon	tbon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	taon	

taon

taon

taon

taon

taon

taon

tbon

taon

tcon

tcon

tcon

tcon

tcon

S15

tcon

tcon

由以上推导过程可以看出,这种最大矢量 SVPWM 技术是直接由三相的 SVPWM 技术演变 而来.其原理简单,可行性高,且随着相数增多,电 压利用率越来越高(三相时为 0.9069,十五相时 为 0.9963).但其缺点是随着相数的增加,相电压 调制波越来越接近于梯形波,所以在定子电流中 会产生幅值较大的低次谐波,而这种调制方法对 谐波电流几乎无法控制.

2 空间多维矢量 SVPWM 技术

如图 7 所示,空间矢量多维 SVPWM 的原则 是:1)选取所有 7 组最大矢量集合中的矢量作为 基本电压矢量,如图 7 中圈出位置.2)根据给定电 压空间矢量的位置,选择其两侧子集中的电压矢 量和零矢量合成给定的电压矢量.空间矢量多维 SVPWM 调制波更接近于正弦波,可以解决传统 SVPWM 谐波较大的缺点,但仍存在选择的基本 矢量多,算法复杂的缺点,计算开销随着相数增加 急剧增大,实际系统中很少采用,而这种 PWM 技 术可以由基于载波的的多相 PWM 技术更简便地 实现.



图 7 空间矢量多维 SVPWM 各矢量示意图

3 基于载波的多相 PWM 技术

如果将 SVPWM 的调制波以其他方式计算得出,再利用基于载波的 PWM,就简单得多.所以本 文先从基于载波的三相 PWM 技术入手,将其推 广到十五相电机控制系统中.

如图 8(a) 所示,在一个采样周期 T_s ,内,有效 电压输出为 T_{eff} ,只有在 T_{eff} 内才有逆变器到负载 的有功功率流动,而 T_{eff} 在 T_s 中的位置也不影响 有功输出.本文定义三相关断时刻分别为 T_{as} , T_{bs} 和 T_{es} ,载波周期内输出的平均电压应该等于参考 电压,因此有



只要能找 T_{as} , T_{bs} , T_{cs} 中最大的一个值 max(T_{as} , T_{bs} , T_{cs})和最小的一个值min(T_{as} , T_{bs} , T_{cs}), T_{eff} 就可以按如下式得到.

$$T_{\rm eff} = \max(T_{\rm as}, T_{\rm bs}, T_{\rm cs}) - \min(T_{\rm as}, T_{\rm bs}, T_{\rm cs}).$$
(11)

引入一个偏移量 Toffset 描述 T_{eff} 的位置,有

$$T_{ga}^{off} = T_{as} + T_{offset},$$

$$T_{gb}^{off} = T_{bs} + T_{offset},$$

$$T_{gc}^{off} = T_{cs} + T_{offset}.$$
(12)

 T_{ga}^{off} 、 T_{gb}^{off} 、 T_{gc}^{off} 是三相的实际触发时刻,在0~ T_{s} 之间. 开关状态是连续的,所以在载波周期的另一半,PWM 波形是对称的,如图 3(b)所示,所以有

$$T_{\rm ga}^{\rm on} = T_{\rm s} - T_{ga}^{\rm off}.$$
 (13)

7 段式 SVPWM 中,两段零矢量的作用时间 t₀ 和 t₇ 可以由下式得到

$$t_{0} = 0.5 [T_{s} - (T_{max} - T_{min})],$$

$$t_{0} = T_{max} + T_{min},$$
(14)

为了减少开关次数,一般令 $t_0 = t_7$,所以可以得到

$$T^{\text{offset}} = \frac{1}{2} (T_{\text{s}} - T_{\text{eff}}) - T_{\text{min}}.$$
 (15)

基于载波的三相 PWM 流程归纳如下:1) 根 据当前参考电压矢量 V_{ds} 和 V_{qs} , 变换得到 V_{as} , V_{bs} 和 V_{cs} .2) 根据式(10) 计算 T_{as} , T_{bs} , T_{cs} , 根据式 (11) 计算 T_{eff} .3) 根据式(15) 计算 T_{offset} , 得到 T_{offset} 后, 根据式(12), (13) 计算 T_{gb}^{off} , T_{gc}^{off} , T_{ga}^{on} , T_{gb}^{on} , T_{gc}^{on} 这样就确定了三相桥臂的开通和关 断时间.

根据以上步骤,可以很容易地将基于载波的 三相 PWM 技术推广到十五相,基于载波的十五 相 PWM 技术如图 9 所示.





图 9 基于载波的十五相 PWM 技术框图

4 不同 PWM 技术分析

上文介绍了适用于多相电机控制系统中的三 种 PWM 技术,最大矢量 PWM 技术,空间矢量多 维 SVPWM 技术和基于载波的多相 PWM 技术, 其中空间矢量多维 SVPWM 由于其算法过于复 杂,并且这种算法完全可以由基于载波的多相 PWM 技术用简化的算法达到其效果,所以本文对 最大矢量 SVPWM 技术和基于载波的多相 PWM 这两种 PWM 技术进行研究.

图 10 和表 4 给出了两种 PWM 技术产生的 调制波波形和谐波分析, A 为调制波幅值,t 为时 间,P 为各次谐波含量所占百分数,H 是谐波次数. 可以看出,最大矢量 PWM 技术发出的调制波波 形接近梯形波,含有较大含量的谐波.载波 PWM 技术所发出的调制波接近正弦波,谐波含量极少.



⁽b)基于载波的多相 PWM 技术调制波

图 10 两种 PWM 调制波

可以说,载波 PWM 技术具有谐波含量低的 明显优势,但其低谐波含量,高正弦度,是以牺牲 逆变器电压利用率为前提的.同时,载波 PWM 作 为空间矢量多维 SVPWM 技术的一种简化算法, 虽然对复杂的 SVPWM 算法进行了简化处理,但 其调制波的计算和产生过程仍比最大矢量 SVPWM 技术复杂得多.

表 4 两种 PWM 技术调制波的各次谐波含量和总谐波含量

DW/M	含量/%							
F W M	基波	3次谐波	5次谐波	7 次谐波	THD			
最大矢量 SVPWM	100	0	19.5	12.3	25.3			
基于载波的 多相 PWM	100	0. 27	0.11	0.05	0. 65			

4 系统仿真分析

如图 11 所示,本文对十五相永磁同步电机矢 量控制系统进行仿真,以研究不同的 PWM 技术 对整个控制系统的影响.其中的 PWM 发生模块为 最大矢量 SVPWM 模块或基于载波的多相 PWM 模块.图 12 则给出了分别采用两种 PWM 技术时, 电机的相电流波形和谐波分析,其中 Ip 是电机相 电流,t 是时间,P 是谐波含量占百分比,H 是谐波 次数.表 5 列出了采用两种 PWM 技术时,电机电 流的各次谐波所占百分比和总的波形畸变率.



图 11 十五相永磁同步电机矢量控制系统仿真框图

从电机控制系统的仿真结果来看,采用最大 矢量 SVPWM 技术的电机,电流波形谐波含量较 大,而采用基于载波的多相 PWM 技术控制的电 机电流波形谐波含量小.

通过理论分析和仿真可以看出,最大矢量 SVPWM 是三相电机 SVPWM 到多相电机的简单 推广,当相数增加到十五相时,其调制波谐波含量 很大,如果应用于电机控制系统,就会造成如图 12 给出的效果,电流谐波含量高,这必定会造成 电机控制系统效率低,发热严重,转矩脉动大,控 制精度低等影响,而采用基于载波多相的 PWM 技术时,其调制波更接近于正弦,控制电流谐波较 低.所以,在十五相电机控制系统中,基于载波的 多相 PWM 技术更具有应用优势.



图 12 采用两种 PWM 技术的电机波形

表 5 采用不同 PWM 技术时电机电流分析

DW/M	含量/%								
PWW	基波	3次谐波	5次谐波	7 次谐波	THD				
最大矢量 SVPWM	100	30. 4	5.7	2.5	31.28				
基于载波的 多相 PWM	100	2.3	1.4	0. 8	5.3				

5 结 论

1)研究了几种适用于多相电机的 PWM 技术,阐述了这几种 PWM 技术的产生原理,并且对 其中的最大矢量 SVPWM 技术和基于载波的多相 PWM 技术进行了研究和仿真实验.

2)最大矢量 SVPWM 技术发出的调制波接近 梯形波,含有大量的3、5、7 次谐波,调制波谐波总 含量较大.基于载波的多相 PWM 发出的调制波接 近正弦波,谐波总含量很小.

3)采用最大矢量 SVPWM 技术的电机,电流 波形谐波含量较大,而采用基于载波的多相 PWM 技术控制的电机电流波形谐波含量小.

4) 最大矢量 SVPWM 技术原理简单,易于实现,基于载波的多相 PWM 技术比较复杂.而且,基

于载波的多相 PWM 技术控制带来的低谐波含量,高电流正弦度是以增加软件复杂度,提高硬件资源消耗,牺牲逆变器电压利用率为代价的.

参考文献

- [1] 薛山.多相永磁同步电机驱动技术研究[D].北京:中国科学院研究生院,2005.
- [2] LEVI E, JONES M, VUKOSAVIC S N, et al. Operating principles of a novel multiphase multimotor vectorcontrolled drive [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2004, 19(3): 508-517.
- [3] 王又珑.十五相感应电机磁场分析及驱动技术研究 [D].北京:中国科学院研究生院,2009.
- [4] FERREIRA L, AERREIRA R, BUCKNALL D. Modelling and real-time simulation of an advanced marine full-electrical propulsion system [C]//Power Electronics, Machines and Drives 2004. Edinburgh: IEEE, 2004: 574-579.
- [5] CLIVE L. The advanced induction motor [C]//Power Engineering Society Summer Meeting. Chicago: IEEE, 2002: 250-253.
- [6] CNO Executive Board. Excutive summary roadmap to an electric naval force [R]. Arlington: Naval Research Advisory Committee, 2001.
- [7] 方程,许海平,薛劭申,等.直驱型多相永磁同步电机定子磁动势与气隙磁密特性分析[J].中国电机工程学报,2013(24):106-113.
- [8] 汤浩. 九相感应电机矢量控制系统的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2013.
- [9] LEVI E. multiphase electric machines for variable-speed applications. industrial electronics [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 1893-1909.
- [10] LEVI E, BOJOI R, PROFUMO F, et al. Multiphase induction motor drives: a technology status review [J].
 Electric Power Applications, IET, 2007, 1(4): 489– 516.
- [11]侯立军. 多相感应电机变频调速系统的研究[D].西安: 西安交通大学,2003.
- [12]侯立军,苏彦民,陈林.基于 DSP 的多相感应电机
 矢量控制系统的设计和实现[J].电气自动化,2002
 (5):4-7.

(编辑 魏希柱)