

不同母线钳位 PWM 的对比研究

崔琳, 陈阳生*

(浙江大学电气工程学院, 浙江杭州 310027)

摘要: 为了有效减小功率器件的开关损耗, 在传统 SVPWM(CSVPWM) 的基础上, 通过合理选择和放置零矢量, 实现了不同效果的母线钳位 PWM(BCPWM)。通过对比分析 CSVPWM 和 3 种典型的 BCPWM 的相电流谐波、相电压波形、开关损耗, 以及中性点电压波动对电机轴承的影响, 得出了 BCPWM 策略的优劣; 最后, 通过实验进一步验证了 BCPWM 的可行性。仿真及实验结果表明, 与 CSVPWM 相比, BCPWM 控制下功率器件的开关损耗减小, 尤其是采用负载功率因数角动态确定零矢量的 BCPWM3 策略开关损耗最小; 但是 BCPWM 控制下电流的谐波畸变率(THD) 升高, BCPWM2 和 BCPWM3 策略下中性点电压变化率很大, 加剧了电机轴承的损坏。

关键词: 母线钳位 PWM; 谐波; 开关损耗; 中性点电压; 谐波畸变率

中图分类号: TM46; TH39

文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2013)07-0856-06

Contrastive research on different bus_clamping PWM methods

CUI Lin, CHEN Yang-sheng

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: In order to reduce switching losses of power device, several typical types of bus-clamping pulse width modulation(BCPWM) were realized by reasonably selecting and placing the zero vectors on the basis of classical space vector pulse width modulation(CSVPWM). Harmonics of currents and the wave form of voltages were studied and compared. Then the switching losses were calculated and different influence on the motor bearing due to the fluctuations of voltage to neutral were explained. Finally, the feasibility of BCPWM was testified by experimental study. The simulation results indicate that compared with CSVPWM, BCPWM can effectively reduce the switching losses, especially which of BCPWM3 that adopts the zero vectors dynamically according to the power factor angle of the load. In the meantime, BCPWM increases the total harmonic distortion(THD) of currents. The fluctuations of voltage to neutral are larger in BCPWM2 and BCPWM3, which aggravate the damage of motor bearing.

Key words: bus-clamping pulse width modulation(BCPWM); harmonic; switching losses; voltages to neutral; total harmonic distortion(THD)

0 引 言

电压空间矢量 PWM(SVPWM) 是一种应用非常广泛的开关调制策略。在高开关频率的伺服控制系统中, 以及一些有源滤波和无功补偿等大容量、高电压领域中, 减小开关损耗尤为重要。由于电压型逆变器中

开关电压固定, 减小开关损耗只有从减小开关频率和减小开关电流入手。文献[1-3] 仅从零矢量的选择和放置来减小开关次数, 有的方法对纯阻性负载效果显著, 有的方法对负载功率因数角大于或等于 30° 效果显著; 文献[4] 对多种方案的谐波定性和定量分析, 得出一种谐波较小的方案; 文献[5] 提出根据负载功率

因数角动态分配零矢量,有效地降低了功率器件的最大开关电流;文献[6]提出的双开关分区钳位策略,在每个载波周期内开关总次数虽未明显减小,但大大削弱了谐波。总之,各种低功耗 SVPWM 方案的共同点在于,通过适当选择零矢量使每个周期内的开关次数由 6 次减为 4 次,并将不动作一相的输出电压钳位到母线电压或者零伏,故称母线钳位 PWM (BCPWM)。

本研究对比分析传统 SVPWM (CSVPWM) 及不同的 BCPWM,从相电流谐波、相电压波形、开关损耗、中性点电压波动几个方面进行仿真研究,并进行实验验证。

1 不同母线钳位 PWM 策略

1.1 传统 SVPWM 策略 (CSVPWM)

三相桥式电压型逆变器有 8 种工作状态,可用空间电压矢量表示。6 条模为 $2U_{dc}/3$ 的电压矢量将磁链圆所在平面均分为 6 个扇区,对于任意扇区内的电压矢量,均可由该扇区两边的基本电压矢量来合成。

电压矢量的作用时间示意图如图 1 所示,以第一扇区为例,两相邻电压矢量及零矢量作用时间分别为:

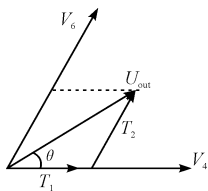


图 1 电压矢量的作用时间示意图

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} \cdot U_{out}}{U_{dc}} \cdot T_s \cdot \sin(60^\circ - \theta) \quad (1)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} \cdot U_{out}}{U_{dc}} \cdot T_s \cdot \sin\theta \quad (2)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (3)$$

CSVPWM 将 T_0 均分给两个零矢量 V_0 、 V_7 ,分别作用于 PWM 载波的两端和中间。CSVPWM 下各个扇区的电压矢量分配示意图如图 2 所示。

BCPWM 与 CSVPWM 的区别在于零矢量的选择与放置。BCPWM 在每个调制周期内,只选择一种零矢量并集中放置,有以下 3 种方式。

1.2 BCPWM 策略一 (BCPWM1)

6 个扇区都使用单一零矢量,放置在 PWM 载波中间。在一个电压周期内,只用零矢量 V_0 的每相桥臂在该相电压的负半周有 120° 的扇区不开关,只用零矢量 V_7 的每相桥臂在该相电压的正半周有 120° 的扇区不

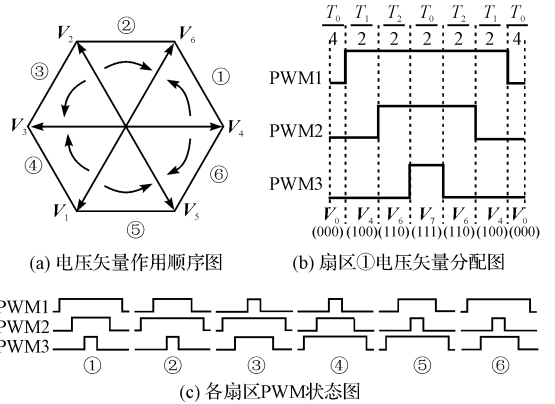


图 2 CSVPWM 下各个扇区的电压矢量分配示意图

开关,故开关总次数减少了 $1/3$ 。两种方法输出相电压的调制波波形相反,谐波分布和幅值却完全一致。鉴于伺服驱动控制多为感性负载,本研究用 V_0 的方法。BCPWM1 下各个扇区的电压矢量分配示意图如图 3 所示。

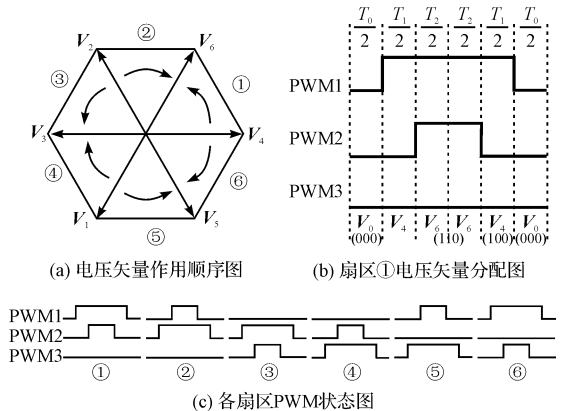


图 3 BCPWM1 下各扇区的电压矢量分配示意图

1.3 BCPWM 策略二 (BCPWM2)

不同扇区也可以交替使用零矢量,例如:①、③、⑤扇区选用 V_7 ;②、④、⑥扇区选用 V_0 。一个电压周期内,每相有两个互差 180° ,宽 60° 的扇区不开关。BCPWM2 下各扇区的电压矢量分配示意图如图 4 所示。

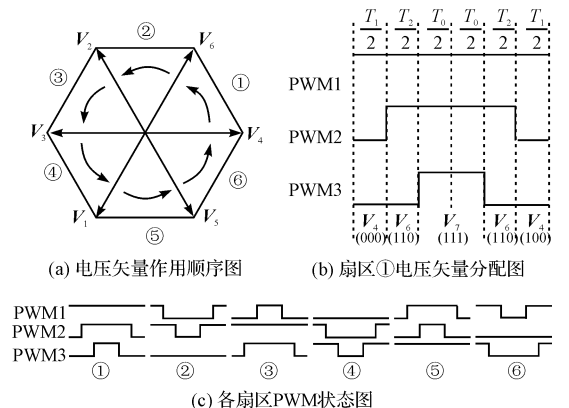


图 4 BCPWM2 下各扇区的电压矢量分配示意图

1.4 BCPWM 策略三 (BCPWM3)

BCPWM 策略三将矢量平面划分为 12 个扇区, 根据负载功率因数角 φ 动态调整零矢量放置的位置, 即不开扇区的位置, 尽可能使功率器件在负载电流较大区域不作开关动作, 最大限度减少开关次数和开关电流, 从而实现最小开关损耗。BCPWM3 下各个扇区的电压矢量分配示意图如图 5 所示。

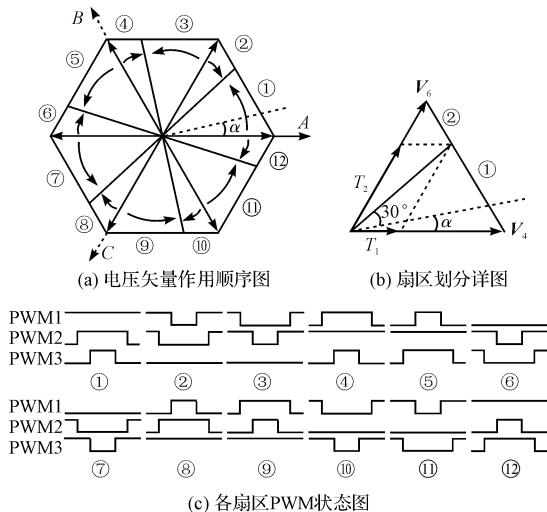


图 5 BCPWM3 下各个扇区的电压矢量分配示意图

功率器件的开关损耗可以根据开关电压、电流及开关能耗来进行估算^[7]:

$$P_{sw} = f_{sw} \cdot \sum_n W_{sw}(i_n) \quad (4)$$

$$W_{sw}(i) = (W_{on}(I_n, U_n) + W_{off}(I_n, U_n)) \frac{i}{I_n} \cdot \frac{U}{U_n} \quad (5)$$

式中: I_n, U_n —器件额定电流、额定电压; W_{on}, W_{off} —功率器件在额定电流、电压下每次开通和关断的能量损耗(这些数据可以在功率器件的资料中获得); f_{sw} —开关频率; i —器件开关瞬间的电流; U —器件在实际电路中所承受的直流电压。

通过减小开关时刻的瞬间电流, 能进一步减小开关损耗。尽可能使功率器件在负载电流较小的扇区动作, 将不开扇区移到最大负载电流区, 就是一种有效减小开关电流的方法。如图 5(a) 所示, 本研究定义正半周 60° 不开扇区的中点滞后该相给定电压正峰值的角度为该相不开扇区滞后角 α 。设逆变器三相对称负载的功率因数角为 φ , 若使 $\alpha = \varphi$, 则每相每周期的两个 60° 不开扇区恰好落在该相电流正、负半周幅值最大的两个 60° 扇区。参考图 5(a) 可知, 以 A 相为例, 在扇区⑫、①构成的 60° 区域内 A 相保持上臂通下臂断的状态, 在扇区⑥、⑦构成的 60° 区域内保持上

臂断下臂通。 $\alpha = 30^\circ$ 时取得最大滞后角, BCPWM3 转变为 BCPWM2。 $\alpha = -30^\circ$ 时取得最大超前角。一个周期内 α 、零矢量取值如下:

$$\alpha = \begin{cases} \varphi & |\varphi| \leq 30^\circ \\ 30^\circ & \varphi > 30^\circ \\ -30^\circ & \varphi < -30^\circ \end{cases} \quad (6)$$

$$V_x = \begin{cases} V_7 & \omega t \in [0, 30^\circ + \alpha] \cup [330^\circ + \alpha, 360^\circ] \\ V_0 & \omega t \in [30^\circ + \alpha, 90^\circ + \alpha] \\ V_7 & \omega t \in [90^\circ + \alpha, 150^\circ + \alpha] \\ V_0 & \omega t \in [150^\circ + \alpha, 210^\circ + \alpha] \\ V_7 & \omega t \in [210^\circ + \alpha, 270^\circ + \alpha] \\ V_0 & \omega t \in [270^\circ + \alpha, 330^\circ + \alpha] \end{cases} \quad (7)$$

由图 5(b) 可知, 当电压矢量位于扇区①、②的分界线上时, 根据正弦定理, 有:

$$\frac{\sin(30^\circ - \alpha)}{T_1} = \frac{\sin(30^\circ + \alpha)}{T_2} \quad (8)$$

故本研究在 CSVPWM 扇区划分的基础上, 通过判断 T_1 和 $\sin(30^\circ - \alpha) T_2 / \sin(30^\circ + \alpha)$ 的大小来进一步细分, 可得到 12 个扇区。

2 不同 SVPWM 的仿真分析

本研究在 Matlab/Simulink 环境下搭建仿真模型, 构造一个三相电压型逆变器, 永磁交流同步电机作为负载, 电机额定功率因数 $\cos\varphi = 0.98$, 不开扇区滞后角 $\alpha = 10^\circ$ 。母线电压 $U_{dc} = 200$ V, PWM 频率为 10 kHz, 开环测试。定义调制比 $M = 2|\dot{U}_m|/U_{dc}$ ($|\dot{U}_m|$ 为输出相电压基波峰值)。 $0 \leq M \leq 1.15$ 为线性调制区, $1.15 < M \leq 1.27$ 为过调制区。过调制时, 给定电压矢量的相位和幅值发生变化, 直接改变两个非零矢量的作用时间 T_1, T_2 是一种算法简单、易于实现的方法^[8]。

2.1 电压电流分析

不同调制比下, 4 种 SVPWM 调制的相电流 I_a 的谐波畸变率 (THD) 变化曲线如图 6 所示。可见, $M \leq 1.15$ 的线性调制区内, 随着调制比的增加, 4 种 PWM 调制输出相电流的 THD 减小, 且 3 种 BCPWM 的电流畸变要高于 CSVPWM。进入过调制区后, 4 种策略输出相电流的 THD 基本一致。

SVPWM 以产生电枢绕组正弦波电流为目的, 用 8 种开关状态产生的实际磁链来逼近基准磁链圆。扇区①内的电流变化图如图 7 所示, 平滑曲线为理想电流

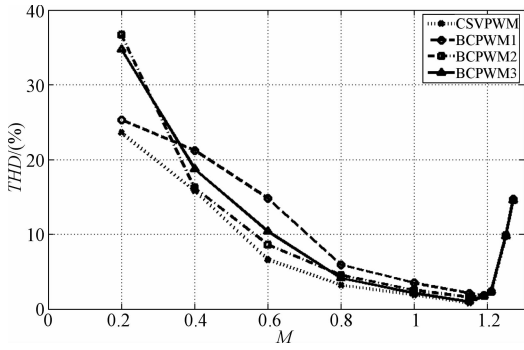


图6 4种SVPWM相电流的THD对比

i_a^* 波形,电压矢量的分段逼近产生了实际电流 i_a ,且围绕 i_a^* 上下波动。CSVPWM 在一个调制周期内波动两次,振幅较小,BCPWM 由于零矢量集中放置,只波动一次,振幅较大。所以 BCPWM 下的电流 THD 较大。当调制比 M 较低时,即给定电压矢量幅值低,相应的非零矢量作用时间短,零矢量作用时间长,故 BCPWM 下的电流 THD 明显高于 CSVPWM 下的电流 THD。

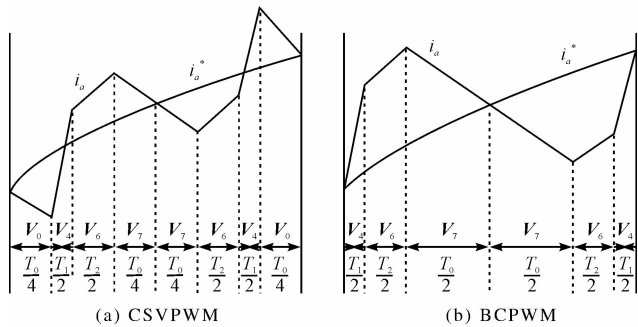


图7 扇区①相电流波动图

4种SVPWM在不同调制比 M 下,逆变器输出的相电压波形如图8所示。经快速傅里叶变换(FFT)

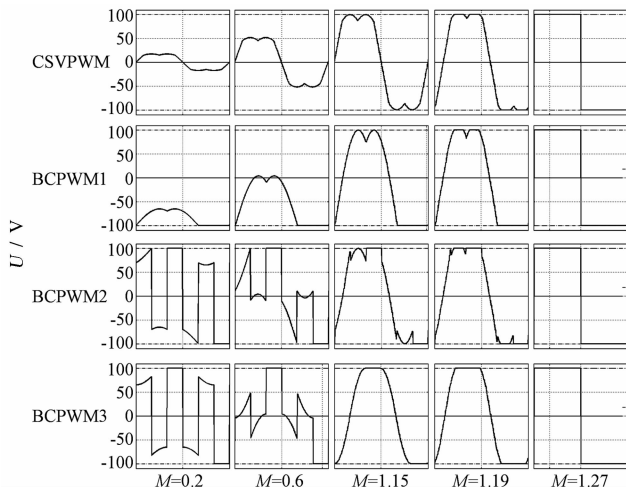


图8 4种SVPWM在不同调制比下相电压波形

分析,4种方式的相电压基波一致,最大基波幅值均为 $U_{dc}/\sqrt{3}$ 。比SPWM调制的直流电压利用率提高了15%,相当于向基波中加入一定比例的谐波,以削平基波幅值来提高直流电压利用率。CSVPWM的相电压谐波中主要为3次谐波,BCPWM1的相电压含有一个直流偏移量,谐波主要为3次谐波。BCPWM2和BCPWM3的谐波主要是3次及3的倍数的谐波,其中的奇次谐波含量较高。以A相为例,3种BCPWM的相电压调制波函数表达式分别如下:

$$u_A(\omega t) = \begin{cases} 2M\sin\omega t - 1 & 0 \leq \omega t < 120^\circ \\ 2M\sin(\omega t - 60^\circ) - 1 & 120^\circ \leq \omega t < 240^\circ \\ -1 & 240^\circ \leq \omega t < 360^\circ \end{cases} \quad (9)$$

$$u_A(\omega t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq \omega t < 60^\circ \\ 2M\sin(\omega t + 60^\circ) - 1 & 60^\circ \leq \omega t < 120^\circ \\ 2M\sin(\omega t + 120^\circ) + 1 & 120^\circ \leq \omega t < 180^\circ \\ -1 & 180^\circ \leq \omega t < 240^\circ \\ 2M\sin(\omega t + 60^\circ) + 1 & 240^\circ \leq \omega t < 300^\circ \\ 2M\sin(\omega t + 120^\circ) - 1 & 300^\circ \leq \omega t < 360^\circ \end{cases} \quad (10)$$

$$u_A(\omega t) = \begin{cases} 1 & 30^\circ - \alpha \leq \omega t < 30^\circ + \alpha \\ 2M\sin(\omega t + 60^\circ) - 1 & 30^\circ + \alpha \leq \omega t < 90^\circ + \alpha \\ 2M\sin(\omega t + 120^\circ) + 1 & 90^\circ + \alpha \leq \omega t < 120^\circ + \alpha \\ -1 & 120^\circ + \alpha \leq \omega t < 180^\circ + \alpha \\ 2M\sin(\omega t + 60^\circ) + 1 & 180^\circ + \alpha \leq \omega t < 240^\circ + \alpha \\ 2M\sin(\omega t + 120^\circ) - 1 & 240^\circ + \alpha \leq \omega t < 300^\circ + \alpha \end{cases} \quad (11)$$

2.2 开关损耗计算

由公式(4,5)可知,功率器件的开关损耗取决于开关频率 f_{sw} 和单次开关动作的损耗 W_{sw} 。4种SVPWM在一个电压周期内功率器件的开关次数如表1所示。假设一个电压周期内,脉冲个数为 N ,6个功率器件的总开关次数为 P 。

表1 4种SVPWM在一个电压周期内的开关次数

	CSVPWM	BCPWM1	BCPWM2	BCPWM3
P	$6N$	$4N$	$4N + 6$	$4N + 6$

实际系统中,确定功率器件能耗的直流电压 U 不同于直流母线电压,IGBT在额定电流和电压下开通和关断的损耗值 W_{on} 、 W_{off} 也不相等。本研究的仿真分析主要关注4种调制策略下开关损耗随电流的变化趋势,故简化地设 $I_n = 25\text{ A}$, $U_n = 300\text{ V}$, $W_{on} = W_{off} = 1.4\text{ mJ/pulse}$, $U \approx U_{dc} = 200\text{ V}$, i 为开关瞬间流过IGBT的电流。某相上桥臂IGBT的开关损耗随时间的变化规律如图9所示。

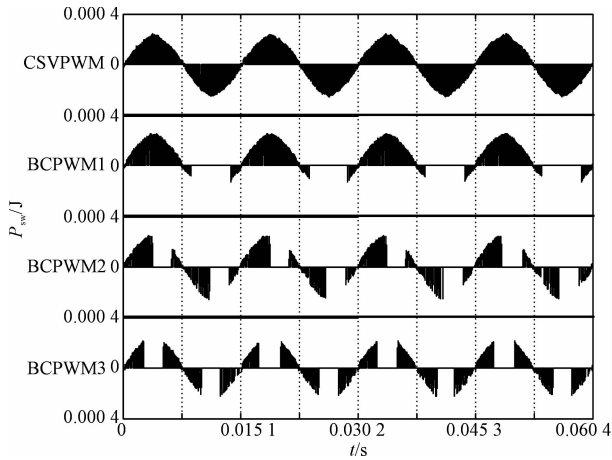


图 9 4 种 SVPWM 下开关损耗随时间的变化趋势

显然,由于不开关扇区滞后角的引入,BCPWM3 在该相电流最大时基本不动作,可将功率器件的最大开关电流降低 13% ($1 - \sin 60^\circ = 13\%$),在减小开关损耗上效果最显著。

几种 SVPWM 开关损耗的大小关系为:

$$P_{sw_CSVPWM} > P_{sw_BCPWM1} > P_{sw_BCPWM2} > P_{sw_BCPWM3} \quad (12)$$

2.3 中性点电压波动对电机的影响

PWM 逆变器的使用大大提高了交流电机性能,但也对电机产生了不良影响。对电机的可靠性研究结果表明,25% 的电机轴承损坏是由于 PWM 逆变器共模电压的 du/dt 引起的,产生所谓的“轴电压”和“轴承电流”^[9]。

共模电压 U_{com} 为电机中性点对地的零序电压,即中性点电压:

$$U_{com} = \frac{U_a + U_b + U_c}{3} = U_o \quad (13)$$

式中: U_a, U_b, U_c —A、B、C 三相的相电压。

当 PWM 逆变器驱动电机时,中性点电压与开关状态的关系如下:

$$(S_a S_b S_c) = \begin{cases} (000) & U_o = -\frac{1}{2}U_{dc} \\ (100)、(010)、(001) & U_o = -\frac{1}{6}U_{dc} \\ (110)、(011)、(101) & U_o = \frac{1}{6}U_{dc} \\ (111) & U_o = \frac{1}{2}U_{dc} \end{cases} \quad (14)$$

式中: S_a, S_b, S_c —三相开关的状态。

由此可见,PWM 逆变器的本质特性决定其共模电压不为零。

当功率器件的开关频率和中性点的 du/dt 达到

一定水平后,由于电机定转子及绕组间存在电容耦合,将建立轴电压(转轴对地电压)。由于转轴与轴承内圈连接,轴承外圈与电机机壳接触,当轴电压超过轴承间润滑剂形成的电介质能承受的最大电压时,会有电流流过轴承,使轴承局部温度迅速升高,熔化产生凹槽,增加轴承机械磨损,同时还因增加了润滑剂中的杂质数量而使噪声加强,降低轴承的机械寿命^[10]。

不同调制比 M 下,4 种调制策略的中性点电压 U_o 波形如图 10 所示。中性点电压的基波幅值如表 2 所示。可以发现,当采用 BCPWM2 和 BCPWM3,且工作在线性调制区时,中性点电压的 du/dt 会很大,一旦建立起来的轴电压超过轴承电压的击穿阈值,轴承电流 $i = Cdu/dt$ 就很大。所以这两种 BCPWM 会不同程度地加速电机轴承的损坏。

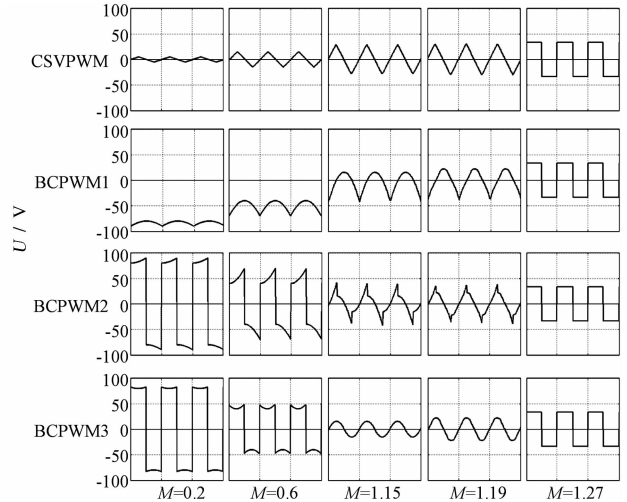


图 10 4 种 SVPWM 在不同调制比下中性点电压波形

表 2 4 种 SVPWM 在不同调制比下中性点电压基波幅值

	CSVPWM	BCPWM1	BCPWM2	BCPWM3
U_o 基波幅值/V	$M=0.2$	4.14	4.13	105.89
	$M=0.6$	12.41	12.43	64.07
	$M=1.15$	23.85	24.07	24.06
	$M=1.19$	24.98	24.70	24.92
	$M=1.25$	37.89	37.90	37.90

3 实验结果

为了验证以上方案的可行性,笔者进行了实验验证。本研究实验平台选用盛迈公司 1 kW 伺服驱动系统,驱动器的数字处理芯片为德州仪器(TI)公司的 TMS320F28234。实验中,额定转速下工作 2 h,BCP-

WM 控制下的驱动器温度比 CSVPWM 控制下的约低 3 °C, 电流波形稍变差, 噪音加强。

调制比 $M=0.6$ 时, 4 种 SVPWM 下相电流 I_a 的波形如图 12 所示。由波形可见, BCPWM 策略下电流的谐波加剧, 与理论分析和仿真研究相符。THD 分析结果也验证了该现象。

4 结束语

在 SVPWM 调制中, 零矢量的选择有一定的灵活性, 通过适当地选择和放置, 不仅可以减少开关次数, 而且能避免在负载电流较大的时刻开关, 最大限度地减少开关损耗。但是具体的应用需从电流畸变, 开关损耗以及中性点电压等方面综合考虑。本研究通过对比分析 CSVPWM 及 3 种 BCPWM 策略, 得到如下结论:

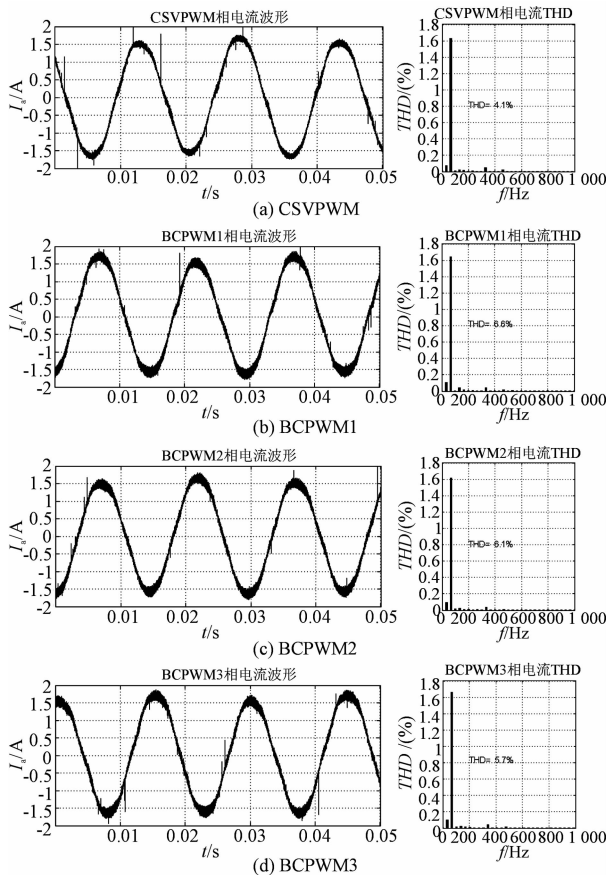


图 12 4 种 SVPWM 实验中的相电流

(1) 在线性调制区, BCPWM 下的相电流 THD 明显高于 CSVPWM 下的; 在过调制区, 4 种 SVPWM 的相电流 THD 基本一致。

(2) 线性调制区, 功率器件的开关损耗大小关系为: $P_{sw_CSVPWM} > P_{sw_BCPWM1} > P_{sw_BCPWM2} > P_{sw_BCPWM3}$ 。

(3) 在线性调制区, BCPWM2 和 BCPWM3 下中性点电压 du/dt 较大, 从而轴承电流较大, 对电机轴承损坏严重; 在过调制区, 4 种调制策略的差距不大。

参考文献 (References):

- [1] TRZYNADLOWSKI A M, KIRLIN R L, LEGOWSKI S F. Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate[J]. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 1997, 44(2): 173-181.
- [2] TRZYNADLOWSKI A M, LEGOWSKI S. Minimum-loss vector PWM strategy for three-phase inverters[J]. *IEEE Transactions on Power Electron*, 1994, 9(2): 26-34.
- [3] 袁泽剑, 钟彦儒, 杨耕, 等. 基于空间电压矢量的最小开关损耗 PWM 技术[J]. *电力电子技术*, 1999(3): 12-15.
- [4] 王立乔, 林平, 张仲超. 最小开关损耗空间矢量调制的谐波分析[J]. *电力系统自动化*, 2003, 27(21): 30-37.
- [5] 张桂斌, 徐政. 最小开关损耗 VSPWM 技术的研究与仿真[J]. *电工技术学报*, 2001, 16(2): 34-40.
- [6] NARAYANAN G, KRISHNAMURTHY K, ZHAO D, et al. Advanced bus-clamping PWM techniques based on space vector approach[J]. *IEEE Transactions on Power Electron*, 2006, 21(4): 974-984.
- [7] DITTMANN N, SCHULZ A, LODDENKOTTER M. Power integration with new econo-PIM IGBT modules[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications Conference*, 1998(2): 1091-1096.
- [8] 黄碧霞. 永磁同步电机及其控制系统的仿真研究[D]. 杭州: 浙江大学电气工程学院, 2008.
- [9] 黄立培, 浦志勇. 大容量 PWM 逆变器对交流电机的轴电压和轴承电流的影响[J]. *电工电能新技术*, 2000, 19(4): 39-43.
- [10] 姜艳姝, 陈希有, 徐殿国, 等. 一种消除 PWM 逆变器驱动系统中电动机端轴电压和轴承电流的前馈有源滤波器[J]. *中国电机工程学报*, 2003, 23(7): 134-138.

[编辑: 李辉]