

不同空间矢量调制算法的 共模电压抑制性能对比研究

钟再敏, 王庆龙, 尹 星
(同济大学汽车学院, 上海 201804)

摘 要: 三相逆变器供电的电驱系统中往往会产生幅值较高、高频交变的共模电压, 对电驱系统的电磁兼容性、电机轴承寿命等产生危害。为抑制共模电压, 分析了 SVPWM 调制算法下共模电压的生成机理, 对 AZSPWM1、NSPWM、TSPWM 等共模电压抑制算法进行了仿真与分析。结果表明, 3 种调制算法均能有效地抑制共模电压, TSPWM 算法的开关损耗较低、线性调制区域无限制, 综合性能较优, 但 3 种调制算法的电机相电流谐波含量均比 SVPWM 高。试验结果为共模电压抑制方案的选择进一步提供了理论依据和指导。

关键词: 三相逆变器; 共模电压; 空间矢量调制; 线性调制区域; 谐波含量

中图分类号: TM 46 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)05-0026-08

doi: 10.12177/emca.2021.004

Performance Comparison of Common-Mode Voltage Suppression of Different Space Vector Modulation Algorithms

ZHONG Zaimin, WANG Qinglong, YIN Xing

(School of Automotive Studies, Tongji University, Shanghai 201804, China)

Abstract: The drive system powered by three-phase inverter often produces the common-mode voltage with high amplitude and high frequency, which is harmful to the electromagnetic compatibility of the electric drive system and the service life time of the motor bearing. In order to suppress the common-mode voltage, the generation mechanism of the common-mode voltage under the space vector pulse width modulation (SVPWM) algorithm is analyzed, and the common-mode voltage suppression algorithms such as AZPWM1, NSPWM and TSPWM are simulated and analyzed. The results show that the three algorithms can effectively suppress the common-mode voltage, and the TSPWM algorithm has lower switching loss, unlimited linear modulation region and better comprehensive performance. But the motor phase current harmonic content of the three algorithms is higher than that of SVPWM. The results provide theoretical basis and guidance for the selection of common-mode voltage suppression schemes.

Key words: three-phase inverter; common-mode voltage; space vector modulation; linear modulation region; harmonic content

0 引 言

随着电力电子技术的发展, 三相电压源逆变器(VSI)广泛应用于车用电驱系统领域。三相

逆变器供电的电驱系统中, 电机绕组中性点与参考地之间往往产生幅值较高、高频交变的共模电压(CMV)。这是电机轴电压产生的主要来源之一, 严重的轴电压将击穿电机轴承油膜形

收稿日期: 2021-01-08; 收到修改稿日期: 2021-02-17

作者简介: 钟再敏(1973—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为新能源汽车驱动传动控制技术。

王庆龙(1997—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机设计与控制应用。

尹 星(1996—), 男, 硕士研究生, 研究方向为车用永磁同步电机控制技术。

成轴电流,对电机轴承产生电腐蚀,加速电机轴承老化,缩短电机的使用寿命^[1-2]。此外,共模电压还会对附近设备产生电磁干扰,引起保护装置误动作等^[3]。

目前,共模电压的抑制方法主要分为2个方面:(1)改善逆变器的电路结构或增设硬件,如采用共模滤波器和共模扼流线圈^[4]、改变拓扑结构^[5]等。但该类方法增加了电驱系统的成本和复杂性,通用性较差。(2)对逆变器 PWM 调制算法进行改进,如零矢量替代(AZSPWM)^[6]、最近非零矢量合成(NSPWM)^[7]、三矢量合成(TSPWM)^[8]等,但该类方法通常会对三相逆变器的输出电流谐波含量等性能指标产生或多或少的的影响。

本文分析了传统 SVPWM 调制下共模电压的生成机理,对 AZSPWM1、NSPWM、TSPWM 等调制算法的共模电压抑制原理进行了研究。并结合仿真分析,对3种调制算法的性能进行了对比,对于三相逆变器共模电压抑制方法的选择有一定的参考价值。

1 共模电压生成机理

电驱系统中常采用的三相两电平电压源逆变器的拓扑结构如图1所示。

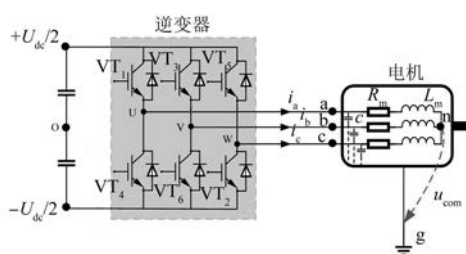


图1 三相逆变器拓扑结构

电机运行时,三相绕组中性点n与参考地g之间的电势差 U_{ng} 称为共模电压 U_{com} ,即:

$$U_{com} = U_{ng} = U_{no} + U_{og} \quad (1)$$

式中: U_{no} 为三相绕组中性点n与支撑电容等效中点o之间的电势差; U_{og} 为支撑电容等效中点与参考地g之间的电势差。

由于 U_{og} 远小于 U_{no} 且变化较为缓慢,通常忽略 U_{og} 的影响,即 $U_{com} = U_{no}$ 。

根据逆变器的拓扑结构可知:

$$\begin{cases} U_{no} = U_{na} + U_{ao} \\ U_{no} = U_{nb} + U_{bo} \\ U_{no} = U_{nc} + U_{co} \end{cases} \quad (2)$$

由于 $U_{na} + U_{nb} + U_{nc} = 0$,共模电压可以表示为

$$U_{com} = \frac{U_{ao} + U_{bo} + U_{co}}{3} \quad (3)$$

当三相逆变器采用 SVPWM 调制算法供电时,供电电压为幅值相等的矩形脉冲,因此,每一时刻的输出电压不完全对称,从而导致电驱系统中共模电压的生成。

逆变器在不同开关状态下,三相绕组输出的电压与共模电压的关系如表1所示。

表1 不同开关状态下的输出电压与共模电压

电压矢量	$S_a S_b S_c$	U_{ao}	U_{bo}	U_{co}	U_{com}
u_0	000	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$
u_1	001	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/6$
u_2	010	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/6$
u_3	011	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/6$
u_4	100	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/6$
u_5	101	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/6$
u_6	110	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/6$
u_7	111	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$

由表1可得,共模电压与基本电压矢量的关系如下:

$$U_{com} = \begin{cases} \pm \frac{U_{dc}}{2}, & \text{零矢量作用} \\ \pm \frac{U_{dc}}{6}, & \text{非零矢量作用} \end{cases} \quad (4)$$

依据式(4)可知,在 SVPWM 调制下,共模电压具有四电平特性。假设在一个开关周期内,参考电压矢量位于第一扇区,如图2所示。

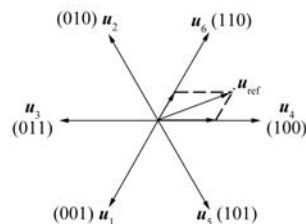


图2 SVPWM 参考电压矢量合成

在开关周期 T_s 内开关时序与共模电压如图3所示。

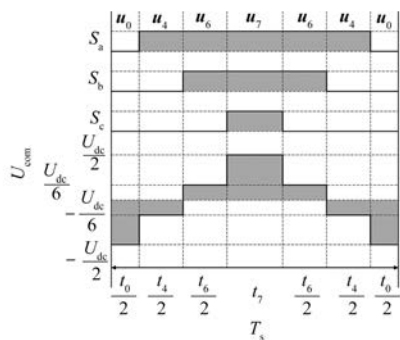


图3 SVPWM 开关时序与共模电压

结合表1与图3可知,采用SVPWM调制算法时,共模电压峰值为 $\pm U_{dc}/2$ 。但如果能够尽量不使用零电压矢量,就能够将共模电压的峰值限制在 $\pm U_{dc}/6$ 以内,从而有效地对共模电压进行抑制。这就是改进型调制算法的基本原理。

2 改进型调制算法抑制原理

2.1 AZSPWM1

与SVPWM类似,AZSPWM1算法采用2个邻近的有效电压矢量合成参考电压矢量。不同的是,AZSPWM1使用2个方向相反的有效电压矢量代替SVPWM中零电压矢量的作用。其扇区划分与参考电压的合成如图4所示。

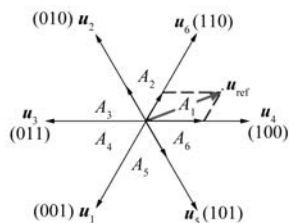


图4 AZSPWM1 扇区划分与参考电压矢量合成

以扇区 A_1 为例,AZSPWM1采用2个邻近的有效电压矢量 u_4 和 u_6 来合成参考电压矢量 u_{ref} ,使用2个方向相反的有效电压矢量 u_2 和 u_5 代替零电压矢量。在该周期内开关时序与共模电压如图5所示。

通过图5可知,由于未使用零电压矢量,采用AZSPWM1调制算法时,共模电压峰值为 $\pm U_{dc}/6$,有效地抑制了共模电压。

2.2 NSPWM

NSPWM算法使用与参考电压矢量最近的3

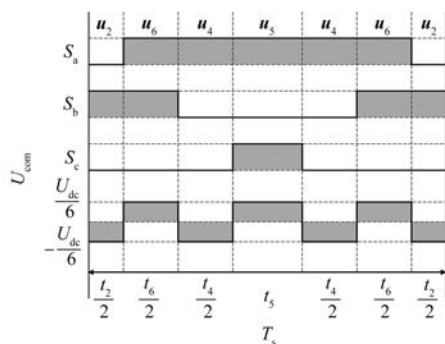


图5 AZSPWM1 开关时序与共模电压

个有效电压矢量来合成参考电压矢量,从而避免使用零电压矢量。其扇区划分与参考电压的合成如图6所示。

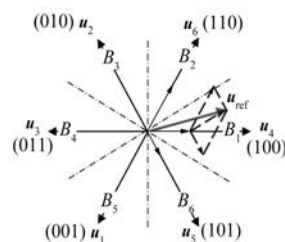


图6 NSPWM 扇区划分与参考电压矢量合成

以扇区 B_1 为例,NSPWM采用3个邻近的有效电压矢量 u_4 、 u_5 和 u_6 合成参考电压矢量 u_{ref} 。在该周期内开关时序与共模电压如图7所示。

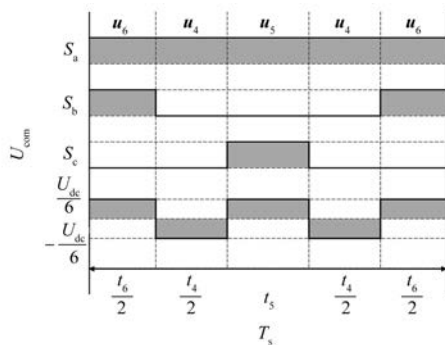


图7 NSPWM 开关时序与共模电压

通过图7可知,由于未使用零电压矢量,采用NSPWM调制算法时,共模电压峰值为 $\pm U_{dc}/6$,有效地抑制了共模电压。但由于参考电压是由3个相邻的有效电压矢量进行合成,为保证输出波形不失真,NSPWM的线性调制范围受到限制,仅适用于高调制度区域。

2.3 TSPWM

TSPWM 算法为了改进 NSPWM 算法线性调制范围有限的缺点,将整个调制区域划分成低调制度(L 区域)与高调制度(H 区域)2部分,分别使用3个选定的电压矢量合成参考电压矢量。其扇区划分如图8所示。

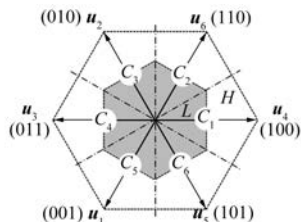


图8 TSPWM 扇区划分

以扇区 C_1 为例,TSPWM 在 L 区域与 H 区域参考电压矢量的合成方式如图9所示。

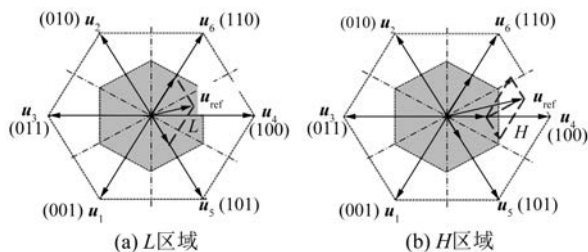


图9 TSPWM 参考电压矢量合成

由图9(a)可知,假设参考电压矢量 u_{ref} 位于 L 区域, TSPWM 使用2个相差 120° 的有效电压矢量 u_5 和 u_6 合成参考电压矢量,并使用零电压矢量 u_7 补偿开关周期内的剩余时间。为实现最少的开关动作,不同扇区中选定的零电压矢量不同。在该周期内开关时序与共模电压如图10(a)所示。

由图9(b)可知,假设参考电压矢量 u_{ref} 位于 H 区域, TSPWM 采用与 NSPWM 相同的调制策略,使用3个有效电压矢量,即 u_4 、 u_5 和 u_6 ,来合成参考电压矢量。在该周期内开关时序与共模电压如图10(b)所示。

通过图10可知,采用 TSPWM 调制算法时,在 L 区域,由于使用了一个零电压矢量,共模电压只是峰-峰值减小了 $2/3$,峰值仍为 $\pm U_{dc}/2$,部分抑制了共模电压。而在 H 区域,由于未使用零电压矢量,共模电压峰值为 $\pm U_{dc}/6$,有效地抑制了共

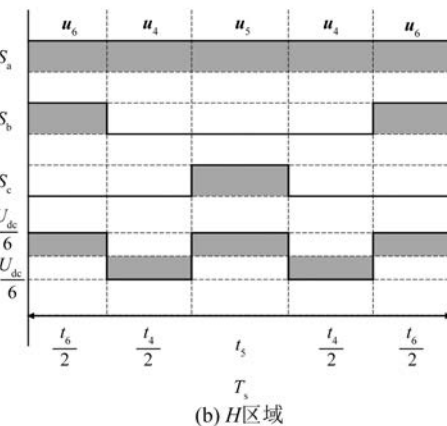
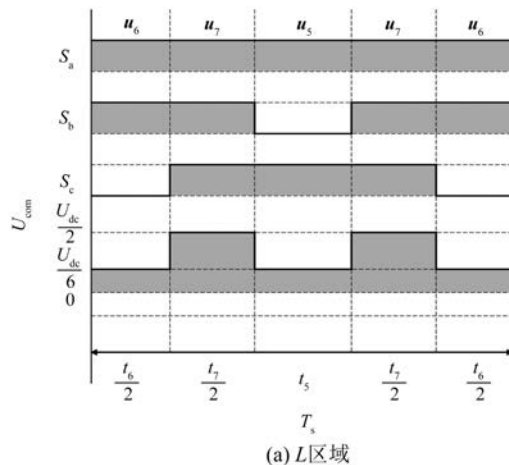


图10 TSPWM 开关时序与共模电压

模电压。

2.4 开关损耗与线性调制区域

通过前文的分析, AZSPWM1、NSPWM 与 TSPWM 均能够有效地对共模电压进行抑制,但3种调制算法的开关损耗与线性调制区域存在差异,分别以扇区 A_1 、 B_1 与 C_1 为例进行分析。

结合图5、图7和图10可得, AZSPWM1 在一个开关周期中,开、关次数各2次,总的切换次数为6次,而 NSPWM 和 TSPWM 在一个开关周期中,由于有一相始终处于箝位状态所以总的切换次数为4次。因此,在相同的开关频率下, NSPWM 与 TSPWM 的开关次数更少,开关损耗更低,特别地,随着开关频率的提高,这种优势愈发明显。

定义调制度:

$$M_i = U_{ref} / (2U_{dc} / \pi) \quad (5)$$

式中: U_{ref} 为参考电压矢量的模值; U_{dc} 为直流母

线电压。

对于 AZSPWM1, 当参考电压矢量 $\mathbf{u}_{\text{ref}}$ 位于扇区 A_1 时, 各电压矢量作用时间分别为

$$\begin{cases} t_4 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M_i T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ t_6 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M_i T_s \sin\theta \\ t_2 = t_5 = \frac{T_s - t_4 - t_6}{2} \end{cases} \quad (6)$$

式中: t_2 、 t_4 、 t_5 和 t_6 分别为有效电压矢量 $\mathbf{u}_2$ 、 $\mathbf{u}_4$ 、 $\mathbf{u}_5$ 和 $\mathbf{u}_6$ 的作用时间。为保证输出波形不失真, 则 t_2 、 t_4 、 t_5 和 t_6 应均 ≥ 0 , 解得:

$$0 \leq M_i \leq 0.91 \quad (7)$$

对于 NSPWM, 当参考电压矢量 $\mathbf{u}_{\text{ref}}$ 位于扇区 B_1 时, 各电压矢量作用时间分别为

$$\begin{cases} t_4 = \frac{6}{\pi} M_i T_s \cos\theta - T_s \\ t_5 = T_s - \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M_i T_s \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) \\ t_6 = T_s + \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M_i T_s \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (8)$$

式中: t_4 、 t_5 和 t_6 分别为有效电压矢量 $\mathbf{u}_4$ 、 $\mathbf{u}_5$ 和 $\mathbf{u}_6$ 的作用时间。

为保证输出波形不失真, 则 t_4 、 t_5 和 t_6 应均 ≥ 0 , 解得:

$$0.61 \leq M_i \leq 0.91 \quad (9)$$

对于 TSPWM, 由于 H 区域内参考电压矢量 $\mathbf{u}_{\text{ref}}$ 的合成方式与 NSPWM 一致, 只对参考电压矢量 $\mathbf{u}_{\text{ref}}$ 位于扇区 C_1 的 L 区域时进行分析, 此时各电压矢量作用时间分别为

$$\begin{cases} t_5 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M_i T_s \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \\ t_6 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M_i T_s \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \\ t_7 = T_s - t_5 - t_6 \end{cases} \quad (10)$$

式中: t_5 、 t_6 和 t_7 分别为有效电压矢量 $\mathbf{u}_5$ 、 $\mathbf{u}_6$ 和零电压矢量 $\mathbf{u}_7$ 的作用时间。为保证输出波形不失真, 则 t_5 、 t_6 和 t_7 应均 ≥ 0 , 解得:

$$0 \leq M_i \leq 0.91 \quad (11)$$

各个调制算法的线性调制区域如图 11 所示。

4 种调制算法在一个开关周期内的开关次数

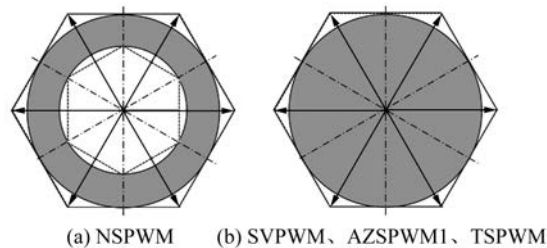


图 11 线性调制区域

与线性调制区域如表 2 所示。

表 2 开关次数与线性调制区域

参数名称	开关次数	线性调制区域
SVPWM	6	$0 \leq M_i \leq 0.91$
AZSPWM1	6	$0 \leq M_i \leq 0.91$
NSPWM	4	$0.61 \leq M_i \leq 0.91$
TSPWM	4	$0 \leq M_i \leq 0.91$

综上所述, AZSPWM1、NSPWM、TSPWM 均能够有效地抑制共模电压, 其中, NSPWM 与 TSPWM 在开关损耗上比 AZSPWM1 更具优势, 但 NSPWM 调制范围有限。而 TSPWM 在 H 区域的参考电压矢量合成方式与 NSPWM 一致, 因此, TSPWM 实际上是通过将调制区域进行划分, 在不同区域上采用不同的参考电压矢量合成方式, 将 NSPWM 的调制范围进行了扩充。

3 仿真分析与试验验证

为验证 AZSPWM1、NSPWM、TSPWM 3 种调制算法对共模电压的抑制效果, 利用 MATLAB/Simulink 软件对 3 种调制算法进行了原理实现与仿真分析, 并与 SVPWM 调制算法进行了比较。仿真参数如表 3 所示。

表 3 仿真参数

参数名称	参数值
直流母线电压 U_{dc}/V	60
电机极对数 p	3
三相定子电阻 R_s/Ω	0.014 96
d 轴电感 L_d/H	0.000 148
q 轴电感 L_q/H	0.000 402
开关频率 k/kHz	10, 20, 30, 40
调制度 M_i	0.2, 0.4, 0.61, 0.8
死区时间 $T_D/\mu\text{s}$	2

将开关频率设置为 10 kHz, 调制度分别设置为 0.2、0.8, 未考虑逆变器死区时, 2 种工况的共模

电压、电机相电流波形及其总谐波失真(THD)分别如图 12、图 13 所示。

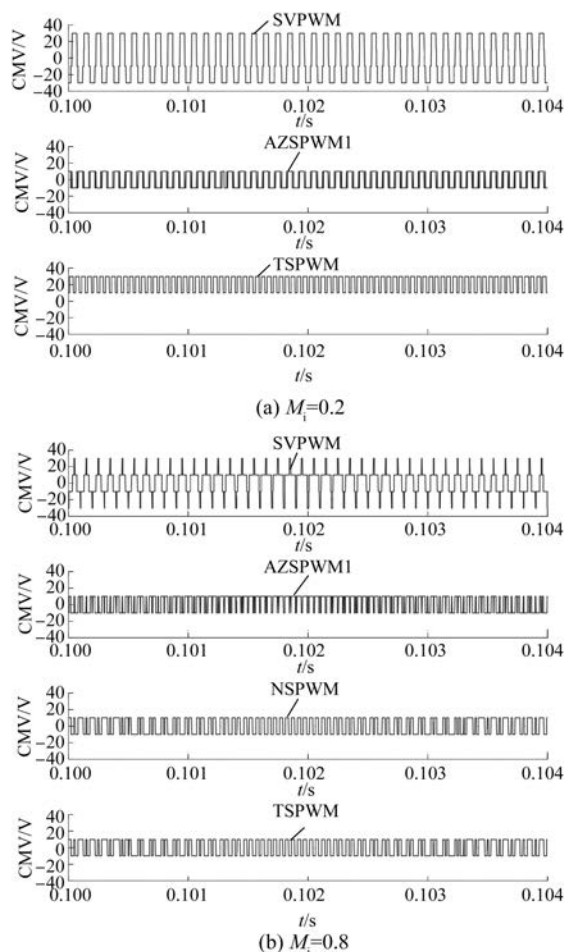


图 12 不同调制算法下的共模电压波形

通过图 12、图 13 可知,3 种调制算法均能够有效地抑制共模电压,但电机相电流的 THD 均高于 SVPWM。在高调制度 ($M_i \geq 0.61$) 区域,由于在 H 区域 TSPWM 与 NSPWM 参考电压矢量合成方式相同,两者的 THD 相等,略低于 AZSPWM1。在低调制度下 ($M_i < 0.61$),由于 TSPWM 使用了一个零电压矢量,其 THD 明显低于 AZSPWM1。

考虑逆变器死区时,2 种工况的共模电压、电机相电流波形及其 THD 分别如图 14、图 15 所示。

对比图 12、图 14 可知,考虑逆变器死区时,高调制度下,AZSPWM1 存在着幅值为 $U_{dc}/2$ 的死区尖峰,NSPWM、TSPWM 则没有死区尖峰。对比图 13、图 15 可知,考虑逆变器死区时,几种调制算法电机相电流的 THD 均有所上升。

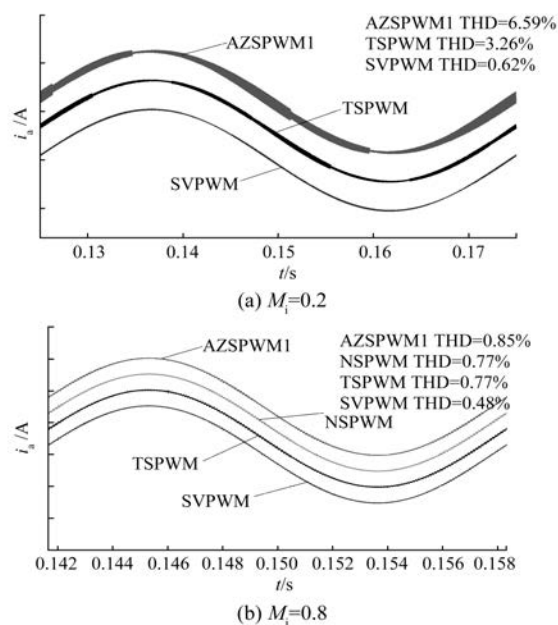


图 13 电机相电流波形及其谐波含量

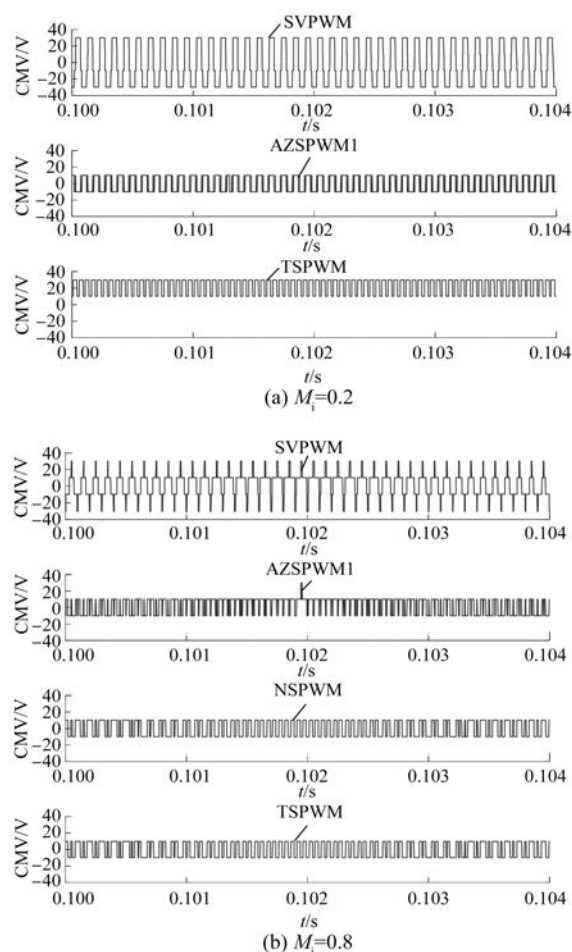


图 14 考虑逆变器死区时不同调制算法下的共模电压波形

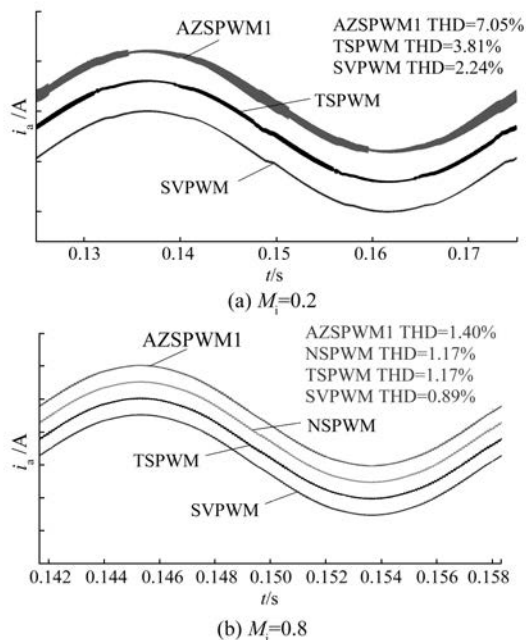


图 15 考虑逆变器死区时电机相电流波形及其 THD

此外,对不同开关频率下的 3 种调制算法进行了仿真分析,探究开关频率对电机相电流谐波含量的影响,仿真结果如图 16 所示。

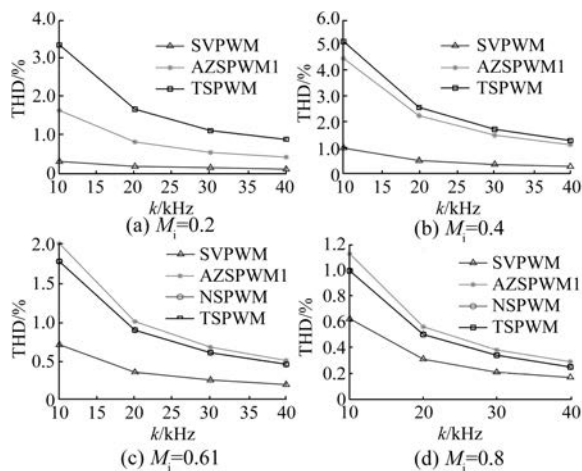


图 16 不同调制度、开关频率下输出电流的 THD

由图 16 可知,在不同调制度、开关频率下, SVPWM 的电机相电流 THD 始终最小, AZSPWM1、NSPWM 和 TSPWM 的输出电流的 THD 均高于 SVPWM。随着开关频率的提高,4 种调制算法电机相电流的 THD 均逐渐减小,不同调制算法间的差异也逐渐减小。而随着调制度的增加,4 种调制算法电机相电流的 THD 均呈先上升

后下降的趋势。

AZSPWM1 在高调制度下用于替换零矢量的有效电压矢量作用时间较短,电机端过电压风险较大,而 TSPWM 在高调制度下的参考电压矢量合成方式与 NSPWM 一致,因此试验仅测试了 TSPWM 调制算法下共模电压的抑制效果,并与 SVPWM 进行了对比,结果如图 17 所示。

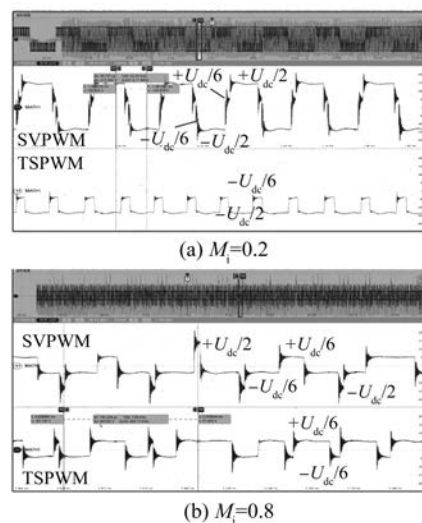


图 17 TSPWM 与 SVPWM 共模电压试验结果

由图 17 可知,TSPWM 能够有效地抑制共模电压,一个开关周期内共模电压的峰-峰值被抑制到原来的 1/3。低调制度下,共模电压幅值为 $U_{dc}/2$;高调制度下,共模电压幅值为 $U_{dc}/6$,与理论分析结果相符。

4 结 语

分析了传统 SVPWM 调制下共模电压的生成机理,探讨了 AZSPWM1、NSPWM、TSPWM 等调制算法的共模电压抑制原理,对 AZSPWM1、NSPWM 与 TSPWM 的共模电压抑制效果、开关损耗、线性调制区域、电机相电流谐波含量等进行了理论与仿真分析,并与 SVPWM 进行了比较。结果表明:

(1) AZSPWM1、NSPWM、TSPWM 均能够有效地抑制共模电压,但电机相电流谐波含量均高于 SVPWM,且 AZSPWM1 存在着死区尖峰。理论上,NSPWM、TSPWM 具有比 SVPWM、AZSPWM1 更低的开关损耗,但 NSPWM 的线性调制区域受限,只适用于高调制度区域。

(2) 在高调制度区域,TSPWM 电机相电流谐

波含量低于 AZSPWM1 算法;在低调制度区域,由于 TSPWM 仍使用了一个零电压矢量,电机相电流谐波含量低于 AZSPWM1,共模电压抑制效果比 AZSPWM1 差。

(3) 总体来说,TSPWM 的综合性能更优。在实际应用时,可以组合使用上述的调制算法,以达到共模电压抑制效果和 THD 上的平衡。为使全区域内均有较好的共模电压抑制效果,低调制度区域使用 TSPWM(NSPWM),低调制度区域使用 AZSPWM1。

【参考文献】

- [1] 姜彤,周春阳,徐永金,等. 汽轮发电机中静止励磁轴电压的分析与抑制[J]. 电力系统保护与控制, 2012,40(6): 142.
- [2] CHEN X, LIU H, ZHANG D, et al. Research on the influence of shaft current on E-motor electromagnetic interference test results [C] // 2020 IEEE 3rd International Conference on Information Systems and Computer Aided Education (ICISCAE), 2020.
- [3] AGRAWAL S, KANCHAN R S. Carrier phase shift modulation for reducing the common mode voltage in a two-level three-phase inverter[C]//IECON 2018 – 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2018.
- [4] AKAGI H, TAMURA S. A passive EMI filter for eliminating both bearing current and ground leakage current from an inverter-driven motor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21 (5): 1459.
- [5] JULIAN A L, ORITI G, LIPO T A. Elimination of common-mode voltage in three-phase sinusoidal power converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(5): 982.
- [6] CACCIATO M, CONSOLI A, SCARCELLA G, et al. Reduction of common-mode currents in PWM inverter motor drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35(2): 469.
- [7] UN E, HAVA A M. A near state PWM method with reduced switching frequency and reduced common mode voltage for three-phase voltage source inverters [C]//2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference, 2007.
- [8] LU H, CHENG X, QU W, et al. A three-phase current reconstruction technique using single DC current sensor based on TSPWM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (3): 1542.

声 明

本刊已许可万方数据、重庆维普、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、北京世纪超星信息技术发展有限责任公司在其网站及其系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行、信息网

络传播本刊全文。该社著作权使用费与本刊相关费用抵消。如作者不同意文章被收录,请在来稿时向本刊声明,本刊将做适当处理。

《电机与控制应用》编辑部

《电机与控制应用》网站已完成百度官网认证

本刊网站已完成百度官网认证。使用百度搜索“电机与控制应用”,显示的搜索结果中,本刊官方网站有“官方”标志。

百度官网认证将有助于本刊作者和读者快速识别网站,防止山寨网站、钓鱼虚假网站侵害本刊作者和读者的权益。