

一种 TSPWM 调制算法的等效实现方式

杨 晨， 黄平林

(江苏大学 机械工程学院, 江苏 镇江 212013)

摘要：针对传统三相逆变器中由于高频开关动作而产生高峰值高频共模电压的问题。首先对电机驱动系统空间矢量脉宽调制(SVPWM)与三态脉宽调制(TSPWM)下的共模电压进行对比分析，并在此基础上研究了非连续脉宽调制(DPWM1)的调制波与TSPWM的调制波之间的关系，给出了基于载波的TSPWM调制实现方法。然后，研究了正负极性载波之间的关系，给出了负极性载波在工程上的一种实现方式。最后对所提出的TSPWM调制实现方法进行仿真和试验验证。结果表明，可以用DPWM1的调制波的实现方式来实现TSPWM的调制波，负极性载波下的脉宽调制(PWM)信号可以由正极性载波代替生成。

关键词：三相电压源逆变器；共模电压；三态脉宽调制(TSPWM)；非连续脉宽调制(DPWM1)

中图分类号：TM464 文献标志码：A 文章编号：1673-6540(2023)11-0046-06

doi: 10.12177/emca.2023.134

An Equivalent Implementation Method of TSPWM Modulation Algorithm

YANG Chen, HUANG Pinglin

(School of Mechanical Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

Abstract: To address the problem of high peak high frequency common-mode voltage due to high frequency switching action in conventional three-phase inverters. The common mode voltage under space vector pulse width modulation (SVPWM) and tri-state space pulse width modulation (TSPWM) of motor drive system is firstly compared and analyzed, and on this basis, the relationship between the modulating waveform of discontinuous pulse width modulation (DPWM1) and the modulating waveform of TSPWM is investigated, and the method of realizing TSPWM modulation based on carrier wave is given. Then, the relationship between positive and negative polarity carriers is studied, and a way of implementing negative polarity carriers in engineering is given. Finally, the TSPWM modulation implementation proposed is verified by simulation and experiment. The results show that the modulating waveform of TSPWM can be implemented in the same way as the modulating waveform of DPWM1, and the pulse width modulation (PWM) signal under a negative polarity carrier can be generated by a positive polarity carrier instead.

Key words: three-phase voltage-source inverter; common-mode voltage; tri-state space pulse width modulation (TSPWM); discontinuous pulse width modulation (DPWM1)

0 引言

具有高频开关特性的三相电压源逆变器(VSI)，凭借其谐波含量低的优点近年来在电机驱动领域得到了广泛应用。然而在功率转换电路

的快速开关动作中，较大的 dV/dt 会在电机侧产生高峰值、高频的共模电压(CMV)。这种共模噪声会通过各种寄生共模路径产生接地漏电流^[1-2]，产生影响其他系统运行的传导或辐射电磁干扰(EMI)^[3-6]，同时产生较大的轴电压降低轴承的使

收稿日期：2023-06-29；收到修改稿日期：2023-08-07

作者简介：杨 晨(1995—)，男，硕士研究生，研究方向为机电控制。

黄平林(1976—)，博士，高级工程师，研究方向为机电控制、特种电机开发及电力电子技术。(通信作者)

用寿命^[7-8]。

由于共模电压带来的相关问题可以通过无源和有源共模衰减技术来抑制。无源衰减技术包括使用共模滤波器^[8]、共模扼流圈^[9]或是改变逆变器的拓扑结构等^[10]。有源共模衰减技术使用零矢量电压调制策略来降低共模电压峰值,避免导致最高共模电压的出现,诸如非零矢量脉宽调制(NSPWM)^[11]、三态脉宽调制(TSPWM)^[12]、等效零矢量脉宽调制(AZSPWM)^[13]等。

TSPWM 算法相较于其他的共模电压抑制算法,因具有开关损耗更低、线性调制区域无限制以及电流谐波更小的优点^[14]而受到了广泛关注。文献[15]提出了一种根据转速实现变载频分段异步调制的同时根据相电流幅值动态地改变钳位模式的多模式 TSPWM 调制模式以提高控制效率。文献[16]在 TSPWM 调制策略的基础上加入了一种电压重构型过调制策略,提高了 TSPWM 的调制范围。文献[17-18]提出了基于基本电压矢量作用时间的 TSPWM 实现方法,并且根据逆变器侧功率因数选取钳位区间来最大程度地降低开关损耗。文献[19-20]提出了一种 TSPWM 的调制方波来降低双三相驱动系统的共模电压。

本文在分析电机驱动系统共模电压的基础上,研究了 TSPWM 的调制波与载波的实现方式,并通过仿真与试验,验证了其有效性,为 TSPWM 调制的工程应用提供了一种有效方式。

1 电机驱动系统共模电压分析

对于电机驱动系统而言,如果使用传统的空间矢量脉宽调制(SVPWM),由于零矢量(000 与 111)开关状态的存在会导致共模电压在一个周期内出现了 $\pm V_{dc}/2$ 峰值。

而对于 TSPWM 这种调制,其低调制 L 区在一个扇区内仅使用共模电压极性相同的电压矢量合成参考矢量,如表 1 和表 2 所示;而在高调制 H 区则是直接弃用零矢量来合成参考矢量,使得 TSPWM 调制始终生成峰峰值为 $\pm V_{dc}/3$ 的 CMV,如表 3 所示。

2 TSPWM 调制算法等效实现方式

2.1 基于载波的 TSPWM 调制波等效实现算法

传统的 TSPWM 调制算法在抑制共模电压的

峰值与减小开关损耗方面有着良好的效果,然而现有文献使用的调制波实现算法仍然是在静止坐标系下的,使用扇区判断的方式以确定矢量的作用时间的顺序来合成有效的调制波,因而将其应用于多电平逆变器中时会产生计算量较大的问题。针对以上问题,本文给出了一种基于载波的 TSPWM 调制波等效实现算法。

表 1 TSPWM 低调制比扇区 I、III 与 V 内开关状态与共模电

开关状态	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	共模电压
111	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
011	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{6}$
101	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{6}$
110	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{6}$

表 2 TSPWM 低调制比扇区 II、IV 与 VI 内开关状态与共模电压

开关状态	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	共模电压
000	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$
001	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$
010	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$
100	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$

表 3 TSPWM 高调制比开关状态与共模电压

开关状态	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	共模电压
001	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$
011	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{6}$
010	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$
100	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$
101	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{6}$
110	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{6}$

一般而言,TSPWM 的调制波根据下表生成^[18]。表 4 中, μ_l 和 μ_r 分别为参考电压矢量相邻的左、右基本电压矢量作用时间。

表 4 TSPWM 的调制波生成

N	T_a	T_b	T_c
1	1	$1-\mu r$	$1-\mu l$
2	μr	μl	0
3	$1-\mu l$	1	$1-\mu r$
4	0	μr	μl
5	$1-\mu r$	$1-\mu l$	1
6	μl	0	μr

可以看出,TSPWM 存在繁琐的扇区判断。为了研究 TSPWM 的调制波形,在 MATLAB/Simulink 中搭建 TSPWM 与非连续脉宽调制 1(DPWM1)的调制仿真模型如图 1 所示,通过模型来研究不同调制比下的调制波。

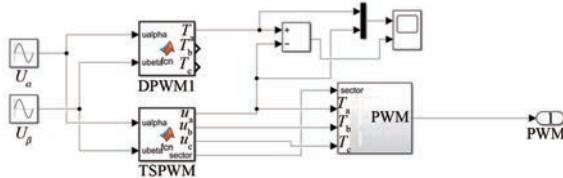


图 1 不同调制仿真分析对比图

图 2 显示了调制比为 1 时 TSPWM 的调制波,并与相同调制比下 DPWM1 的调制波进行对比,可以看出两者波形完全重合,二者的误差在 $[-9 \times 10^{-5}, 9 \times 10^{-5}]$ 之间。

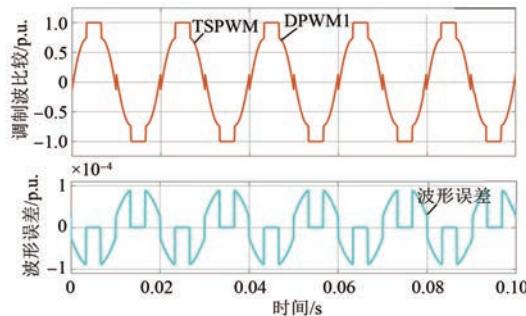


图 2 不同调制方式波形对比图

为了进一步研究 TSPWM 与 DPWM1 的调制波之间的关系,设调制比从 0.05 到 1.154 7,取调制比的步进为 0.05,测得不同调制比下误差的最值,如图 3 所示。

由图 3 可知,任意调制比下的 TSPWM 与 DPWM1 的调制波波形误差的最值均小于 2×10^{-4} ,因此可以认为 TSPWM 的调制波与 DPWM1 的调制波为同一波形。而 DPWM1 的调制波可由

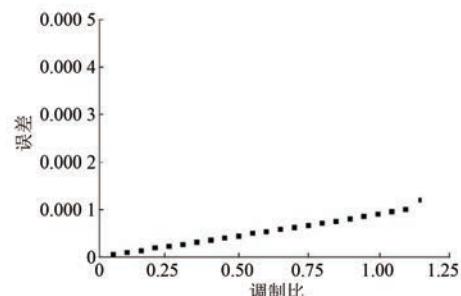


图 3 不同调制比下误差的最值图

交替零序分量合成,因此 TSPWM 的调制波也可由交替零序分量生成,这种实现方式无需借助扇区判断,可用于多电平逆变器中。

根据 DPWM1 的交替零序分量实现方式,TSPWM 的调制波可由如下生成:使用反 Clarke 变换,将两相正弦波 U_α 与 U_β 转换成三相正弦波 U_a 、 U_b 和 U_c ,并比较三相正弦波的最值。然后计算注入的零序分量,其计算公式如下:

$$V_0 = \begin{cases} 1 - U_{\max}, & |U_{\max}| \geq |U_{\min}| \\ -1 - U_{\min}, & |U_{\max}| < |U_{\min}| \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_{\max} 和 U_{\min} 分别为三相电压的最大值和最小值; V_0 为零序分量。

将零序分量 V_0 加入三相正弦波 U_a 、 U_b 和 U_c 后便可得到 TSPWM 的调制波,本文的生成方式相较于传统的扇区判断计算更简单,在多电平逆变器中更易实现。

2.2 基于负极性载波的工程实现方式

一般而言,对于 NSPWM、TSPWM 等调制,均需要使用到正负极性两种载波,即使用先增后减与先减后增两种极性三角载波,然而对于 DSP 或 STM32,其本身只有先增后减的计数模式,本文给出一种工程上实用的在先增后减计数模式下负极性载波的实现方式。

为了研究正负极性载波之间的关系,在 MATLAB/Simulink 中建立了相应的仿真模型,取占空比为 0.1,开关频率为 20 kHz,测得相应的 PWM 波形如图 4(a)所示,可以看出,相同占空比下,正负极性载波生成的 PWM 波形并不是相互电平翻转。将占空比为 0.1 下的负极性载波与占空比为 0.9 下的正极性载波生成的 PWM 波形进行对比,结果如图 4(b)所示,可以看出,两者生成的 PWM 波形电平相互翻转,即占空比为 D 下的

负极性载波生成的 PWM 可由占空比为 $1-D$ 下的正极性载波下的 PWM 电平取反得到。

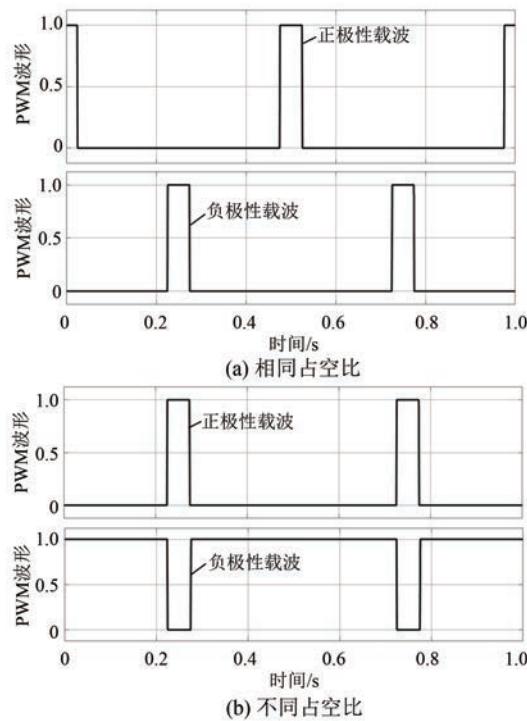


图 4 两种占空比下不同极性载波方式下 PWM 波形对比

因而在 DSP 中,若是使用正极性载波,设定:

```
AQCTLA. bit. CAU = AQ_SET  
AQCTLA. bit. CAD = AQ_CLEAR
```

```
CMPA. bit. CMPA = D * TBPRD
```

在使用负极性载波时,设定:

```
AQCTLA. bit. CAU = AQ_CLEAR  
AQCTLA. bit. CAD = AQ_SET
```

```
CMPA. bit. CMPA = (1 - D) * TBPRD
```

而在 STM32 中,若是使用正极性载波,设定:

```
TIMx_CCMR1;OC1M[2:0] = PWM 模式 1
```

```
TIMx_CCR1 = D
```

在使用负极性载波时,设定:

```
TIMx_CCMR1;OC1M[2:0] = PWM 模式 2
```

```
TIMx_CCR1 = 1 - D
```

3 仿真与试验验证

3.1 仿真验证

为了进一步验证该实现方法对于抑制 CMV 与减小开关损耗的效果,在仿真模型中加入 TSPWM 调制来实现模型,并与传统的 SVPWM 下

的模型进行比较,其中直流电压 $V_{dc} = 24$ V,开关频率为 20 kHz,同时考虑到死区时间对 CMV 的影响,在仿真中加入 1 μ s 死区时间,分别在不同调制比下测得各自的 CMV 与 1 路 PWM 驱动信号,对比如图 5 和图 6 所示。

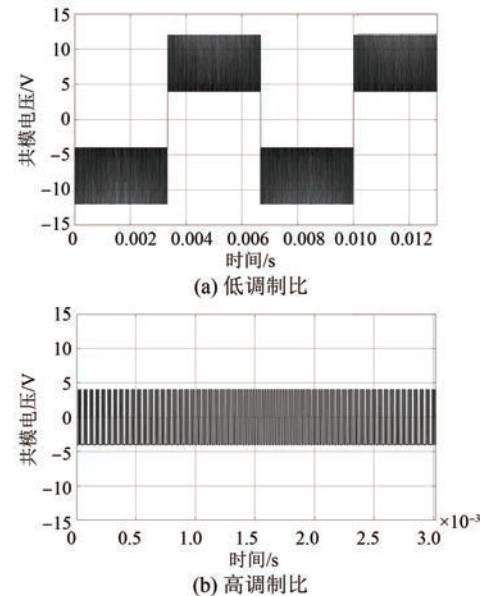


图 5 TSPWM 调制方式下共模电压图

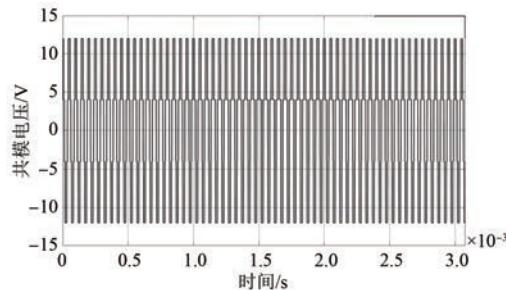


图 6 SVPWM 调制方式下共模电压图

从图 5 和图 6 可知,本文模型下的 CMV 峰值在 $[V_{dc}/6, V_{dc}/2]$ 、 $[-V_{dc}/6, -V_{dc}/2]$ 和 $[-V_{dc}/6, V_{dc}/6]$ 之间变化,其每个扇区内的峰峰值为 $V_{dc}/3$;而传统 SVPWM 的 CMV 峰值在 $[-V_{dc}/2, -V_{dc}/2]$ 之间,其峰峰值为 V_{dc} 。相较于 SVPWM 调制方法,该实现方法将 CMV 的峰峰值在每个扇区内降低了 $2V_{dc}/3$,抑制了 CMV 带来的 EMI 问题。

从图 7 的 PWM 的波形可以看出,本文实现方法在 0.02 s 内出现了 2 次开关管不动作现象,在整个时间内持续时间约为 6.7 ms,开关动作相较于 SVPWM 调制方式下减少了约 1/3,减小了高

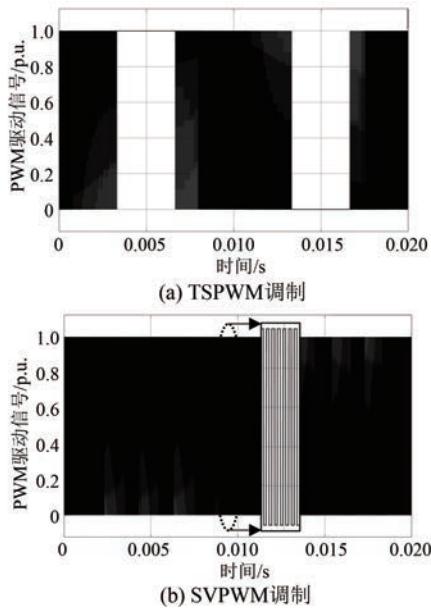


图 7 不同调制方式下 PWM 信号图

频下的开关损耗。

3.2 试验验证

图 8 和图 9 为给定开关频率为 20 kHz, 直流母线电压为 $V_{dc} = 24$ V, 死区时间 $1 \mu\text{s}$ 的条件下, 不同调制算法下的共模电压图。通过对比分析可知, 本文所实现的 TSPWM 调制下的共模电压, 无论是在低调制比下还是在高调制比下在每个扇区内的峰峰值均在 8 V 左右, 即 $V_{dc}/3$ 之间, 相比于传统的 SVPWM, 共模电压峰峰值减少了约 1/3。

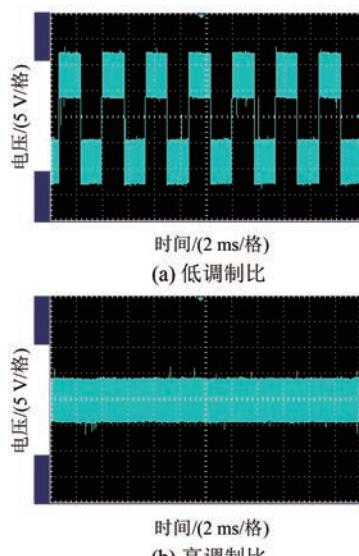


图 8 TSPWM 调制不同调制比下共模电压图

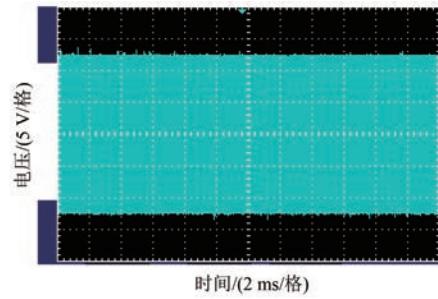


图 9 SVPWM 调制下共模电压图

图 10 和图 11 为在相同测试条件不同调制算法下的 PWM 驱动信号图。通过对比分析可知, 本文实现的 TSPWM 调制下的开关管存在一段时间不动作现象, 相比于传统的 SVPWM, 开关损耗减少了约 1/3。

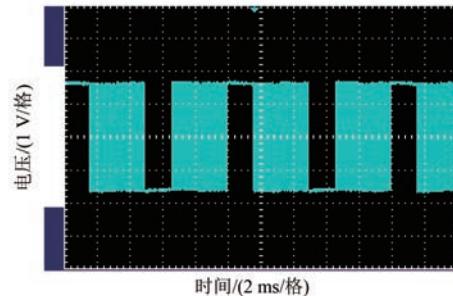


图 10 SVPWM 调制下 PWM 驱动信号图

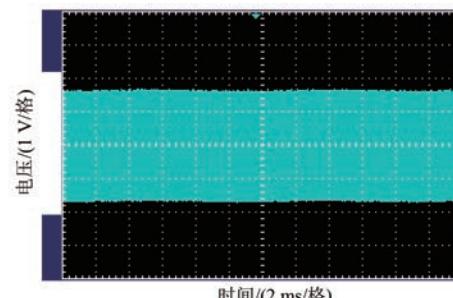


图 11 TSPWM 调制下 PWM 驱动信号图

4 结语

(1) TSPWM 调制相对于 SVPWM 调制可以在全区域下将电机驱动系统的共模电压的峰峰值降低 $2V_{dc}/3$ 。

(2) DPWM1 的调制波与 TSPWM 的调制波在任意调制比下的波形误差不超过 2×10^{-4} , 可以根据 DPWM1 使用零序分量注入的方式实现 TSPWM 调制。

(3) TSPWM 调制所使用的负极性载波下的 PWM 信号可以由正极性载波实现,他们之间的关系为占空比为 D 时负极性载波下的 PWM 信号与占空比为 $1-D$ 时正极性载波下的生成的信号相反。

【参考文献】

- [1] 马海啸, 邵鹏程, 兰摘星. 用于漏电流抑制的正、反向钳位 H10 三相逆变器 [J]. 电机与控制学报, 2022, 26(11): 95-103.
- [2] 黎国扬, 庄圣贤, 熊振中. 一种低漏电流钳位式光伏并网逆变器 [J]. 太阳能学报, 2021, 42(6): 124-129.
- [3] 陈嘉楠. 三相 PWM 逆变器传导电磁干扰主动抑制方法研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2021.
- [4] 周天翔, 陈恒林, 袁文琦, 等. 基于高通滤波测试的逆变器端口共模干扰建模 [J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(13): 4686-4695.
- [5] 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.
- [6] 陈致君, 王涛, 刘闯, 等. 具有共模电压抑制能力的 PMSM 混合模型预测转矩控制 [J]. 电机与控制应用, 2022, 49(9): 8-16.
- [7] 杨二乐. 牵引电机高频轴电流建模及抑制方法研究 [D]. 北京: 北京交通大学, 2021.
- [8] KUMAR M, JAYARAMAN K. Design of a modified single-stage and multistage EMI filter to attenuate common mode and differential mode noise in SiC inverter [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(4): 4290-4302.
- [9] KUMAR M, JAYARAMAN K. Common mode impedance shaping choke to attenuate the conducted EMI in three phase drive [C] // 2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2020.
- [10] ZHANG M, ATKINSON D J, JI B, et al. A near-state three-dimensional space vector modulation for a three-phase four-leg voltage source inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(11): 5715-5726.
- [11] 陈方诺. 基于氮化镓的永磁同步电机驱动系统研究 [D]. 徐州: 中国矿业大学, 2022.
- [12] 袁雪. 基于交错并联 DC-DC 的 EV 驱动-充电集成系统传导干扰研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2020.
- [13] 高海洋. 基于改进 PWM 调制策略的三相永磁同步电机系统共模电压抑制研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2022.
- [14] 钟再敏, 王庆龙, 尹星. 不同空间矢量调制算法的共模电压抑制性能对比研究 [J]. 电机与控制应用, 2021, 48(5): 26-33.
- [15] 夏衍, 孙立鹏, 李军伟, 等. 基于 TSPWM 的电动汽车电机驱动系统多模式调制策略研究 [J/OL]. 电工技术学报, 2023-08-07. <https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.22225>.
- [16] 宗沙沙. 基于 SiC 逆变器的电动汽车永磁同步电机控制系统研究 [D]. 济南: 山东大学, 2021.
- [17] 倪荣来. 基于 TSPWM 的车用感应电机控制系统的开发 [D]. 淄博: 山东理工大学, 2017.
- [18] 倪荣来, 李军伟, 陆海峰, 等. 基于 TSPWM 的车用交流感应电机控制器设计 [J]. 微特电机, 2016, 44(10): 64-69.
- [19] LU F K, LU H F, LI Y D, et al. A method to reduce common-mode voltage of dual three-phase motor based on TSPWM [C] // 2019 International Conference on Power Electronics, 2019.
- [20] LU F K, LU H F, LI Y D, et al. A modulation method to eliminate common-mode voltage of dual three-phase motor [C] // 2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2019.