

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.210270

# DPWMMIN 调制方法的损耗分析及其非线性电压 误差补偿策略

汤梦阳<sup>1</sup>, 苗轶如<sup>2</sup>, 雍涛<sup>1</sup>

(1. 西南石油大学智能电网与智能控制南充市重点实验室, 四川 南充 637001;

2. 湖南大学电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

**摘要:** 不连续 PWM 调制与传统空间矢量调制相比能够降低开关次数与损耗, 提高变换效率。然而, 死区效应、管压降会引起感应电机的相电压非线性误差, 导致定子电流谐波畸变增加, 转子磁链观测精度降低, 且传统的基于占空比的补偿方法并不适用于不连续 PWM 调制。针对不连续最小值调制策略(DPWMMIN)的损耗与电压误差展开研究, 首先对导通损耗与开关损耗进行分析与计算, 然后在考虑开关时间、死区时间、管压降的情况下对不同扇区三相桥臂电压误差进行推导。在此基础上, 提出一种针对 DPWMMIN 调制方式的平均电压前馈补偿策略。最后通过仿真实验进行验证, 结果表明该补偿策略能够有效降低定子电流的谐波畸变, 增加转子磁链与速度观测器的精度, 证明理论分析与补偿策略的可行性与正确性。

**关键词:** 不连续 PWM; 开关损耗; 导通损耗; 死区时间; 平均电压前馈补偿

## Loss analysis and nonlinear voltage error compensation strategy of DPWMMIN modulation method

TANG Mengyang<sup>1</sup>, MIAO Yiru<sup>2</sup>, YONG Tao<sup>1</sup>

(1. Key Laboratory of Smart Grid and Intelligent Control in Nanchong, Southwest Petroleum University, Nanchong 637001, China;

2. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

**Abstract:** Compared with traditional space vector modulation, discontinuous PWM modulation can reduce switching times and losses and improve conversion efficiency. However, the dead-time effect and tube voltage drop can cause phase voltage errors in the induction motor, increase harmonic distortion of stator current, reduce accuracy of rotor flux observer, and the traditional voltage error compensation method based on duty cycle is not suitable for discontinuous PWM modulation. In this paper, the loss and voltage error of DPWMMIN are studied. First, the conduction loss and switching loss are analyzed and calculated, and then the three phase-voltage of different sectors is deduced taking into account switching delay, dead time and tube voltage drop. The voltage error is deduced. From this an average voltage feedforward compensation strategy for DPWMMIN modulation is proposed. Finally, the simulation and experimental results show that the compensation strategy can effectively reduce the torque ripple and harmonic distortion of stator current and voltage, and increase the accuracy of the rotor flux observer. This proves the feasibility and correctness of the theoretical analysis and compensation strategy.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 51507055).

**Key words:** DPWMMIN; switching loss; conduction loss; deadtime effect; duty-ratio feedforward compensation

## 0 引言

逆变器按照直流侧电源特性可分为电压源型逆

变器(Voltage Source Inverter, VSI)与电流源型逆变器<sup>[1]</sup>, 其中 VSI 可靠性高, 调制策略简单, 因此被广泛应用与研究<sup>[2-4]</sup>。为了提高 VSI 的电压利用率以及变换效率, 近几年很多学者对 VSI 的控制策略进行了改进<sup>[5-8]</sup>, 对其功率器件损耗、结温、寿命、材料等关键问题展开了深入研究<sup>[9-12]</sup>。同时在传统的

SPWM 与 SVPWM 基础上,很多学者又针对不连续 PWM 技术(DPWM)进行分析与探索<sup>[13-19]</sup>。文献[15]根据双馈风电机组变流器的功率因数角变化范围提出一种分段 DPWM 调制策略,实现对 IGBT 结温波动的抑制。文献[16]提出基于开关损耗函数与死区效应的损耗分析方法,实现最小损耗不连续 PWM 算法。文献[17]表明,采用不连续 SVPWM 调制策略(DSVPWM)与传统空间矢量调制策略(SVPWM)相比,将相邻的半个载波周期中的有效空间矢量移动在一起,消除了中间的零矢量,从而将 7 段矢量序列减小至 5 段,有效降低了开关损耗。文献[18]对多种 DPWM 的统一化实现方法与开关损耗展开研究,证明了 DPWM 算法在整个功率因数和调制度范围具有明显优势。文献[19]对 DPWM 的谐波进行研究,实现了 DPWM 调制方式下的负载电流的重构。

由于开关管在开关过程中存在关断延时,为了防止逆变桥上下桥臂出现直通,需要在每个开关管的驱动信号中加入开通延时,此时会出现一段死区时间,死区时间与功率器件的管压降在逆变器输出电压中产生非线性误差,引入低次谐波,影响转子磁链的观测精度,增加定子电流的谐波畸变。目前对于采用 SPWM、SVPWM 调制策略的死区补偿策略研究已经非常成熟,包括基于每个开关周期的占空比在线<sup>[20-21]</sup>或离线补偿<sup>[22-23]</sup>,根据电流极性关断无效的开关器件以消除死区<sup>[24]</sup>,然而以上补偿策略并不适用于不连续 PWM 调制,因为任意开关周期均存在不动作的开关器件,无法通过修改占空比的方式对其进行补偿。文献[25]将每个开关周期的三相电压平均误差转换到两相静止坐标系( $\alpha$ - $\beta$  轴系)再进行补偿,该补偿方法适用于 DPWM 调制。文献[26]对 DPWM 的管压降与死区效应进行了初步分析,但是并未给出一种适合于 DPWM 的补偿方法。

本文以不连续最小值 PWM 调制(DPWMMIN)进行分析与说明,首先推导出开关管与反并联二极管的导通损耗与开关损耗的理论计算表达式,并与 SPWM、SVPWM 调制方式的损耗进行比较。然后对管压降与死区时间产生的电压误差进行分析,提出一种基于  $\alpha$ - $\beta$  轴系平均电压误差前馈补偿策略,最后通过仿真与实验对该补偿策略的正确性进行验证。

### 1 DPWMMIN 调制策略的损耗计算

三相 VSI 感应电机驱动系统的拓扑结构如图 1 所示,其中,  $u_{dc}$  表示直流母线电压,  $VT_1$ — $VT_6$  表示功率开关管,  $VD_1$ — $VD_6$  表示与开关管反并联的

二极管,  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  表示感应电机的三相定子电流。

开关管与反并联二极管的损耗计算方法与相电流的极性有关,因此需要对不同电流极性进行讨论,以 a 相桥臂进行说明。图 2(a)为  $i_a > 0$  时的电流路径,当 a 相调制信号大于载波信号时,电流流经上桥臂开关管  $VT_1$ ,反之电流通过下桥臂二极管  $VD_4$  完成续流,此时开关管  $VT_4$  处于无效状态。 $i_a < 0$  时的电流路径如图 2(b)所示,电流通过  $VD_1$  完成续流,  $VT_1$  处于无效状态。

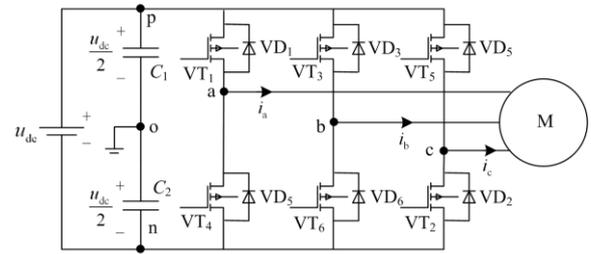


图 1 三相 VSI 拓扑结构

Fig. 1 Topology of three phase voltage source inverter

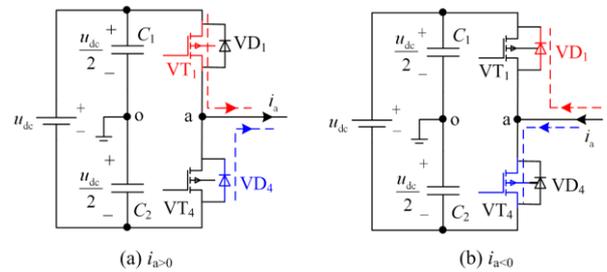


图 2 a 相电流路径示意图

Fig. 2 Current path diagram of phase a

#### 1.1 导通损耗计算

开关管与二极管的导通损耗由两部分构成,即导通压降损耗与导通电阻损耗,计算表达式为

$$\begin{cases} P_{vti\_cond} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_{vt} |i_{vti}(\theta)| d\theta + I_{vti\_rms}^2 r_{vt} \\ P_{vdi\_cond} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_{vd} |i_{vdi}(\theta)| d\theta + I_{vdi\_rms}^2 r_{vd} \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $P_{vti\_cond}$ 、 $P_{vdi\_cond}$  分别表示序号为  $i$  的开关管与二极管的导通损耗;  $u_{vt}$ 、 $u_{vd}$  分别表示开关管与二极管的导通压降;  $i_{vti}$ 、 $i_{vdi}$  分别表示序号为  $i$  的开关管与二极管的导通电流;  $r_{vt}$ 、 $r_{vd}$  分别表示开关管与二极管的导通电阻;  $I_{vti\_rms}$ 、 $I_{vdi\_rms}$  分别表示开关管与二极管各自在一个调制周期内的电流有效值。

经以上分析可知,计算  $VT_1$  与  $VD_4$  的导通损耗  $P_{vt1\_cond}$  与  $P_{vd4\_cond}$  时,只需考虑  $i_a > 0$  的情况即可,它们的电流  $i_{vt1}$ 、 $i_{vd4}$  示意图如图 3 所示。

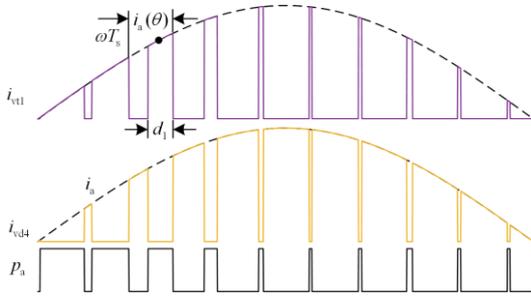

 图3  $i_{vt1}$ 、 $i_{vd4}$  的电流示意图

 Fig. 3 Current diagram of  $i_{vt1}$  and  $i_{vd4}$ 

图3中,  $\omega$  表示调制信号的角频率,  $p_a$  表示 a 相桥臂的开关信号。  $p_a=1$  时, 驱动  $VT_1$  导通, 此时  $i_{vt1}=i_a$ ;  $p_a=0$  时, 驱动  $VT_4$  导通, 此时  $i_{vd4}=i_a$ 。由于开关频率是调制信号频率的 100 倍以上, 因此在一个开关周期  $T_s$  内, 在  $\omega t=\theta$  处,  $VT_1$  的平均电流可以表示为

$$i_{vt1}(\theta) = d_1(\theta)i_a(\theta) \quad (2)$$

式中,  $d_1$  表示  $VT_1$  的开通占空比。

令 a 相电压的占空比参考信号为  $d_{a\_ref}$ ,  $d_1$  与  $d_{a\_ref}$  的关系为

$$d_1 = \frac{1}{2}(d_{a\_ref} + 1) \quad (3)$$

令  $d_{a\_ref}$  的基波信号的初相角为零, 那么在忽略其他谐波的情况下,  $i_a$  可以表示为

$$i_a(\theta) = I \cos(\theta - \varphi) \quad (4)$$

式中:  $I$  表示相电流基波幅值;  $\varphi$  表示  $i_a$  滞后  $d_{a\_ref}$  基波的相位。

本文对感应电机的电动运行状态进行计算, 即  $\varphi \in (0, \pi/2)$ 。  $i_{vt1}$  的有效值  $I_{vt1\_rms}$  计算表达式为

$$I_{vt1\_rms}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_{vt1}^2(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2+\varphi}^{\pi/2+\varphi} d_1(\theta) i_a^2(\theta) d\theta \quad (5)$$

二极管  $VD_4$  导通的占空比为  $1-d_1$ , 根据式(2)、式(4)与式(5),  $VT_1$  与  $VD_4$  的导通损耗可以进一步表示为

$$\left\{ \begin{aligned} P_{vt1\_cond} &= \frac{u_{vt} I}{4\pi} \int_{-\pi/2+\varphi}^{\pi/2+\varphi} [1 + d_{a\_ref}(\theta)] \cos(\theta - \varphi) d\theta + \\ &\quad \frac{I^2 r_{vt}}{4\pi} \int_{-\pi/2+\varphi}^{\pi/2+\varphi} [1 + d_{a\_ref}(\theta)] \cos^2(\theta - \varphi) d\theta \\ P_{vd4\_cond} &= \frac{u_{vd} I}{4\pi} \int_{-\pi/2+\varphi}^{\pi/2+\varphi} [1 - d_{a\_ref}(\theta)] \cos(\theta - \varphi) d\theta + \\ &\quad \frac{I^2 r_{vd}}{4\pi} \int_{-\pi/2+\varphi}^{\pi/2+\varphi} [1 - d_{a\_ref}(\theta)] \cos^2(\theta - \varphi) d\theta \end{aligned} \right. \quad (6)$$

将式中的积分项用系数  $K_{vti1}$ 、 $K_{vti2}$ 、 $K_{vdi1}$ 、 $K_{vdi2}$  表示,  $i=1\sim 6$ , 表示序号为  $i$  的开关管或二极管的损

耗计算表达式中的积分项。因此第  $i$  个开关管与二极管的导通损耗表示为

$$\left\{ \begin{aligned} P_{vti\_cond} &= \frac{K_{vti1} u_{vt} I}{4\pi} + \frac{K_{vti2} I^2 r_{vt}}{4\pi} \\ P_{vdi\_cond} &= \frac{K_{vdi1} u_{vd} I}{4\pi} + \frac{K_{vdi2} I^2 r_{vd}}{4\pi} \end{aligned} \right. \quad (7)$$

采用 DPWMMIN 调制策略,  $d_{a\_ref}$  与调制比  $M$  以及  $\theta$  的关系如下:

$$d_{a\_ref}(\theta) = \begin{cases} -1 + \sqrt{3}M \cos(\theta - \pi/6) & 0 < \theta \leq 2\pi/3 \\ -1 & 2\pi/3 < \theta \leq 4\pi/3 \\ -1 + \sqrt{3}M \cos(\theta + \pi/6) & 4\pi/3 < \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (8)$$

由于  $d_{a\_ref}$  是关于  $\theta$  的分区间函数, 因此在进行积分运算时, 需要对  $\varphi$  进行分区间讨论。当  $\varphi \in (0, \pi/6)$  时, 根据式(6)与式(8),  $K_{vt11}$  的计算过程如下:

$$\begin{aligned} K_{vt11} &= \int_{-\pi/2+\varphi}^0 \sqrt{3}M \cos(\theta + \frac{\pi}{6}) \cos(\theta - \varphi) d\theta + \\ &\quad \int_0^{\pi/2+\varphi} \sqrt{3}M \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) \cos(\theta - \varphi) d\theta = \\ &\quad (\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi + \frac{\sqrt{3}}{2} \varphi \sin \varphi + \frac{3\pi}{4} \cos \varphi) M \end{aligned} \quad (9)$$

采用同样的方法, 得到  $K_{vt12}$ 、 $K_{vd41}$ 、 $K_{vd42}$  的表达式依次为

$$\left\{ \begin{aligned} K_{vt12} &= (\frac{\sqrt{3}}{2} + 2 \cos \varphi - \frac{\sqrt{3}}{6} \cos 2\varphi) M \\ K_{vd41} &= 4 - \frac{\sqrt{3}}{2} M \cos \varphi - \frac{\sqrt{3}}{2} M \varphi \sin \varphi - \frac{3\pi}{4} M \cos \varphi \\ K_{vd42} &= \pi - \frac{\sqrt{3}}{2} M - 2M \cos \varphi + \frac{\sqrt{3}}{6} M \cos 2\varphi \end{aligned} \right. \quad (10)$$

同理, 当  $\varphi \in (\pi/6, \pi/2)$  时,  $K_{vt11}$ 、 $K_{vt12}$ 、 $K_{vd41}$ 、 $K_{vd42}$  的表达式依次为

$$\left\{ \begin{aligned} K_{vt11} &= [\frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\varphi + \frac{\pi}{6}) + \frac{\sqrt{3}}{2} \varphi \sin(\varphi - \frac{\pi}{3}) + \\ &\quad \frac{7\pi}{8} \cos \varphi + \frac{\sqrt{3}\pi}{24} \sin \varphi] M \\ K_{vt12} &= [\sqrt{3} + \frac{2\sqrt{3}}{3} \cos(\varphi + \frac{\pi}{6}) + \frac{\sqrt{3}}{6} \sin(2\varphi - \frac{\pi}{6})] M \\ K_{vd41} &= 4 + [\frac{\sqrt{3}}{2} \varphi \cos(\varphi + \frac{\pi}{6}) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\varphi + \frac{\pi}{6}) - \\ &\quad \frac{7}{8} \pi \cos \varphi - \frac{\sqrt{3}}{24} \pi \sin \varphi] M \\ K_{vd42} &= \pi + \sqrt{3}M [-1 + \frac{2}{3} \sin(\varphi - \frac{\pi}{3}) + \frac{1}{6} \cos(2\varphi + \frac{\pi}{3})] \end{aligned} \right. \quad (11)$$

由于 DPWMMIN 调制策略的上下桥臂驱动信号不保持对称,  $VT_4$  与  $VD_1$  的导通损耗不等于  $VT_1$  与  $VD_4$ , 当  $i_a < 0$  时,  $VT_1$  与  $VD_4$  有电流流过而产生损耗, 因此需要对  $i_a < 0$  的区间进行积分, 同样需要对  $\varphi$  进行分区间讨论, 当  $\varphi \in (0, \pi/6)$  时,  $K_{vt41}$  的计算过程如式(12)所示。

$$K_{vt41} = \int_{\pi/2+\varphi}^{3\pi/2+\varphi} [1 - d_{a\_ref}(\theta)] \cos(\theta - \varphi) d\theta =$$

$$- \int_{\pi/2+\varphi}^{2\pi/3} [2 - \sqrt{3}M \cos(\theta - \frac{\pi}{6})] \cos(\theta - \varphi) d\theta -$$

$$\int_{2\pi/3}^{4\pi/3} 2 \cos(\theta - \varphi) d\theta -$$

$$\int_{4\pi/3}^{3\pi/2+\varphi} [2 - \sqrt{3}M \cos(\theta + \frac{\pi}{6})] \cos(\theta - \varphi) d\theta =$$

$$4 + (\frac{\pi}{4} \cos \varphi - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi - \frac{\sqrt{3}}{2} \varphi \sin \varphi) M$$

$K_{vt42}$ 、 $K_{vd11}$ 、 $K_{vd12}$  关于  $M$  与  $\varphi$  的表达式依次为

$$\begin{cases} K_{vt42} = \pi - (\sqrt{3} - 2 \cos \varphi + \frac{\sqrt{3}}{6} \cos 2\varphi) M \\ K_{vd11} = \frac{M}{2} (\sqrt{3} \cos \varphi + \sqrt{3} \varphi \sin \varphi - \frac{\pi}{2} \cos \varphi) \\ K_{vd12} = M (\sqrt{3} + \frac{\sqrt{3}}{6} \cos 2\varphi - 2 \cos \varphi) \end{cases} \quad (13)$$

同理, 当  $\varphi \in (\pi/6, \pi/2)$  时,  $K_{vt41}$ 、 $K_{vt42}$ 、 $K_{vd11}$ 、 $K_{vd12}$  的表达式依次为

$$\begin{cases} K_{vt41} = 4 - \frac{\sqrt{3}}{2} [\sin(\varphi + \frac{\pi}{6}) + (\frac{\pi}{6} + \varphi) \sin(\varphi - \frac{\pi}{3})] M \\ K_{vt42} = \pi - [\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{2\sqrt{3}}{3} \sin(\varphi - \frac{\pi}{3}) + \frac{\sqrt{3}}{6} \cos(2\varphi + \frac{\pi}{3})] M \\ K_{vd11} = \frac{\sqrt{3}}{2} [\sin(\varphi + \frac{\pi}{6}) + (\frac{\pi}{6} + \varphi) \sin(\varphi - \frac{\pi}{3})] M \\ K_{vd12} = \sqrt{3} M [\frac{1}{2} + \frac{2}{3} \sin(\varphi - \frac{\pi}{3}) + \frac{1}{6} \cos(2\varphi + \frac{\pi}{3})] \end{cases} \quad (14)$$

## 1.2 开关损耗计算

由以上分析可知, 采用 DPWMMIN 调制策略的情况下, 每一个开关管均在  $1/3$  个基波周期保持不动作的状态, 因此根据文献[7], a 相开关管的平均开关损耗  $P_{sw\_a}$  计算方法为

$$P_{sw\_a} = \frac{f_{sw} u_{dc} (E_{on} + E_{off})}{2\pi I_{rate} U_{rate}} \left[ \int_0^{2\pi/3} |i_a(\theta)| d\theta + \int_{4\pi/3}^{2\pi} |i_a(\theta)| d\theta \right] \quad (15)$$

式中:  $E_{on}$  与  $E_{off}$  分别表示在开关频率  $F_{sw}$  状态下的开通能量损耗与关断能量损耗;  $I_{rate}$  与  $U_{rate}$  分别表示开关管的参考电流与参考电压。由于  $i_a$  的基波表

达式是关于  $\varphi$  的函数, 因此同样需要对  $\varphi$  的区间进行讨论, 当  $\varphi \in (0, \pi/6)$  时, 式(15)中的积分项表示为

$$\begin{cases} \int_0^{2\pi/3} |i_a(\theta)| d\theta = I \left[ \int_0^{\pi/2+\varphi} \cos(\theta - \varphi) d\theta - \int_{\pi/2+\varphi}^{2\pi/3} \cos(\theta - \varphi) d\theta \right] \\ \int_{4\pi/3}^{2\pi} |i_a(\theta)| d\theta = I \left[ \int_{3\pi/2+\varphi}^{2\pi} \cos(\theta - \varphi) d\theta - \int_{4\pi/3}^{3\pi/2+\varphi} \cos(\theta - \varphi) d\theta \right] \end{cases} \quad (16)$$

由式(15)、式(16)可得:

$$P_{sw\_a} = (4 - \sqrt{3} \cos \varphi) \frac{f_{sw} u_{dc} (E_{on} + E_{off}) I}{2\pi I_{rate} U_{rate}} \quad (17)$$

当  $\varphi \in (\pi/6, \pi/2)$  时,  $P_{sw\_a}$  表达式为

$$P_{sw\_a} = (2 + \sin \varphi) \frac{f_{sw} u_{dc} (E_{on} + E_{off}) I}{2\pi I_{rate} U_{rate}} \quad (18)$$

b、c 相开关管与二极管的导通损耗、开关损耗计算方法与 a 相相同, 无需单独计算。

## 1.3 损耗计算实例

本文采用的功率开关器件为三菱公司生产的型号为 PM400HSA120 的 IGBT, 根据技术手册以及试验测试, 它的基本参数为:  $u_{vt}=2.3$  V,  $r_{vt}=0.054$   $\Omega$ ,  $I_{rate}=40$  A,  $U_{rate}=120$  V,  $r_{vd}=0.038$   $\Omega$ ,  $u_{vd}=2.1$  V,  $E_{on}=0.58$  mJ,  $E_{off}=0.22$  mJ。在  $u_{dc}=100$  V,  $M=0.65$ , 定子电流幅值为 40 A 的条件下, 根据式(7)、式(9)一式(14)计算 a 相上下桥臂 IGBT 各自的导通损耗, 同时与 SPWM、SVPWM 进行对比, 导通损耗与功率因数角  $\varphi$  变化曲线如图 4(a)所示。无论采用何种调制策略, 导通损耗随着  $\varphi$  的增大而减小, SPWM 与 SVPWM 的导通损耗是一致的, 而对于 DPWMMIN, 由于在  $1/3$  个调制周期内, 下桥臂 IGBT 保持导通状态, 而上桥臂保持关断, 因此  $VT_4$  与  $VD_4$  的总导通损耗大于  $VT_1$  与  $VD_1$ , 对于 a 相桥臂的总导通损耗而言, DPWMMIN 与 SPWM、SVPWM 是一致的。

将相关参数代入式(17)与式(18), 比较几种调制策略下的 a 相桥臂的开关损耗, 如图 4(b)所示。SPWM 与 SVPWM 的开关损耗相同, 且与  $\varphi$  无关, DPWMMIN 的开关损耗要低于 SPWM 与 SVPWM, 且随着  $\varphi$  的增加而增大。

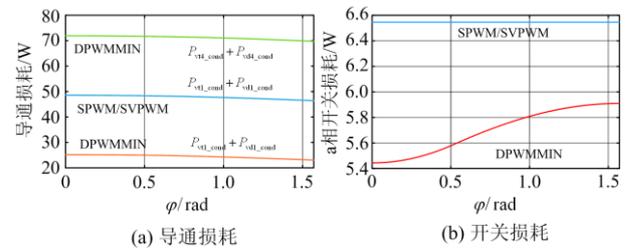


图 4 不同调制策略的损耗曲线

Fig. 4 Loss curves for different modulation strategies

以上结果说明 DPWMMIN 调制与 SPWM、SVPWM 在相同情况下, 上下桥臂的总导通损耗是一致的, 对开关损耗而言, DPWMMIN 调制策略具有明显优势。

## 2 DPWMMIN 调制策略的非线性相电压误差分析

DPWMMIN 调制策略将 VSI 的下桥臂直流母线用作箝位参考电压, 与 SVPWM 相比, 将开关状态的序列数由 7 段减小至 5 段<sup>[27]</sup>, 在不同扇区下, 三相桥臂的开关函数示意图如图 5 所示。

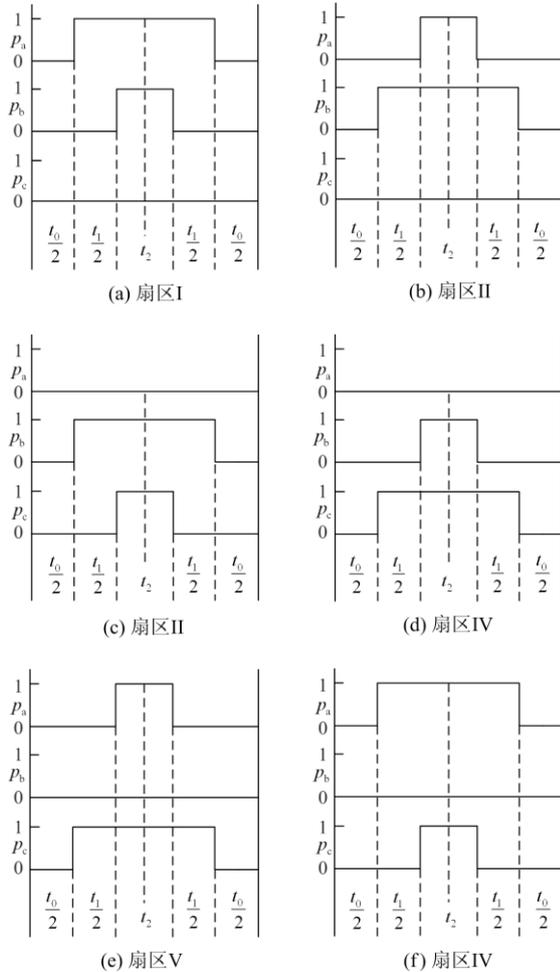


图 5 开关函数示意图

Fig. 5 Diagram of switching function

图 5 中,  $t_0$ 、 $t_1$ 、 $t_2$  依次表示零矢量状态、两个有效矢量状态的作用阶段。VSI 输出电压的非线性误差主要由管压降与死区效应引起, 本文以图 5(a) 所示的扇区 I 为例进行分析。尽管 c 相下桥臂开关管保持开通状态, 当考虑开关管压降与二极管压降

时, c 相桥臂相对下桥臂直流母线 n 的电压  $u_{cn}$  不等于 0 V, 当  $i_c > 0$  时, 电流流经二极管 VD<sub>2</sub>, 此时  $u_{cn} = -u_{vd}$ , 当  $i_c < 0$  时, 电流流经 VT<sub>2</sub>, 此时  $u_{cn} = u_{vt}$ 。a、b 相关关信号的模式是一致的, 因此对一个载波周期内 a 相电压误差进行分析。令死区时间为  $t_d$ , 考虑开关管开通延时时间  $t_{on}$ , 关断延时时间  $t_{off}$ , 由管压降与死区效应引起的 a 相电压误差如图 6 所示。

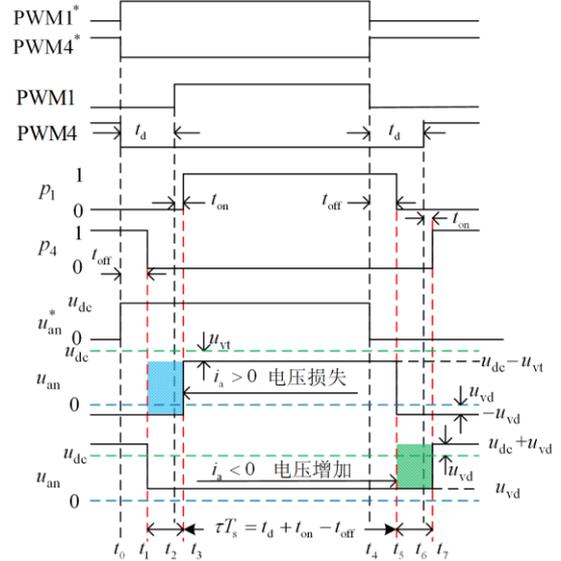


图 6 a 相电压误差示意图

Fig. 6 Diagram of voltage error for phase a

图 6 中, PWM1\*、PWM4\* 依次表示由 DSP 产生用于驱动开关管 VT<sub>1</sub>、VT<sub>4</sub> 的理想信号, PWM1、PWM4 表示加入死区的实际驱动信号, 由于开通、关断延时的存在, VT<sub>1</sub>、VT<sub>4</sub> 的开关信号如图 6 中  $p_1$  与  $p_4$  所示。令  $\tau = (t_d + t_{on} - t_{off})/T_s$ , 根据伏秒平衡原理, 由死区效应与管压降引起的电压平均误差为

$$\Delta u_{an} = \begin{cases} -[\tau u_{dc} + (d_1 - \tau)u_{vt} + (1 - d_1 + \tau)u_{vd}] & (i_a > 0) \\ \tau u_{dc} + (1 - d_1 - \tau)u_{vt} + (d_1 + \tau)u_{vd} & (i_a < 0) \end{cases} \quad (19)$$

定义电压误差  $\Delta u_1$ 、 $\Delta u_2$ 、 $\Delta u_3$ 、 $\Delta u_4$ , 它们的表达式为

$$\begin{cases} \Delta u_1 = -[\tau u_{dc} + (d_k - \tau)u_{vt} + (1 - d_k + \tau)u_{vd}] \\ \Delta u_2 = \tau u_{dc} + (1 - d_k - \tau)u_{vt} + (d_k + \tau)u_{vd} \\ \Delta u_3 = -u_{vd} \\ \Delta u_4 = u_{vt} \end{cases} \quad (20)$$

式中:  $k=1, 3, 5$ , 分别代表上桥臂 VT<sub>1</sub>、VT<sub>3</sub>、VT<sub>5</sub> 各自的占空比。根据图 5 中不同扇区的三相信号的开关函数波形, 可以总结出不同扇区不同电流极性的 VSI 相对下桥臂直流母线的输出电压误差, 如表 1 所示。

表 1 不同扇区的电压误差

Table 1 Voltage error under different sectors

电压扇区	$\Delta u_{an}$		$\Delta u_{bn}$		$\Delta u_{cn}$	
	$i_a > 0$	$i_a < 0$	$i_b > 0$	$i_b < 0$	$i_c > 0$	$i_c < 0$
I	$\Delta u_3$	$\Delta u_4$	$\Delta u_3$	$\Delta u_4$	$\Delta u_1$	$\Delta u_2$
II	$\Delta u_3$	$\Delta u_4$	$\Delta u_3$	$\Delta u_4$	$\Delta u_1$	$\Delta u_2$
III	$\Delta u_1$	$\Delta u_2$	$\Delta u_3$	$\Delta u_4$	$\Delta u_3$	$\Delta u_4$
IV	$\Delta u_1$	$\Delta u_2$	$\Delta u_3$	$\Delta u_4$	$\Delta u_3$	$\Delta u_4$
V	$\Delta u_3$	$\Delta u_4$	$\Delta u_1$	$\Delta u_2$	$\Delta u_3$	$\Delta u_4$
VI	$\Delta u_3$	$\Delta u_4$	$\Delta u_1$	$\Delta u_2$	$\Delta u_3$	$\Delta u_4$

将相对下桥臂直流母线的电压误差  $\Delta u_{an}$ 、 $\Delta u_{bn}$ 、 $\Delta u_{cn}$  代入式(20), 可以得到感应电机的相电压误差  $\Delta u_a$ 、 $\Delta u_b$ 、 $\Delta u_c$ 。

$$\begin{cases} \Delta u_a = \frac{1}{3}(2\Delta u_{an} - \Delta u_{bn} - \Delta u_{cn}) \\ \Delta u_b = \frac{1}{3}(2\Delta u_{bn} - \Delta u_{an} - \Delta u_{cn}) \\ \Delta u_c = \frac{1}{3}(2\Delta u_{cn} - \Delta u_{an} - \Delta u_{bn}) \end{cases} \quad (21)$$

### 3 平均电压误差前馈补偿策略

为了抑制由死区效应与管压降产生的电压误差, 本文提出了一种平均电压前馈补偿策略, 补偿框图如图 7 所示。执行一次离散感应电机矢量控制策略后, 得到转子磁链定向后两相旋转坐标系( $d$ - $q$  轴系)下的定子电压指令值  $u_d^*$ 、 $u_q^*$ , 结合实时转子磁链角度  $\theta_r$ , 可以获得此时定子电压期望幅值  $U^*$  与相角  $\theta$ , 根据  $\theta$  得到此时电压矢量所在扇区, 结合直流母线电压  $u_{dc}$ , 得到此时的三相上桥臂开关管的占空比  $d_1$ 、 $d_3$ 、 $d_5$ , 根据电流极性, 查表再代入式(21) 计算得到相电压误差  $\Delta u_a$ 、 $\Delta u_b$ 、 $\Delta u_c$ 。然后依次进行 Clarke 变换和 Park 变换, 将电压误差映射到  $d$ - $q$  轴系, 即  $\Delta u_d$ 、 $\Delta u_q$ 。最后再执行 DPWMMIN 调制算法前, 分别减去电压误差, 以抵消死区效应与管压降的扰动作用。

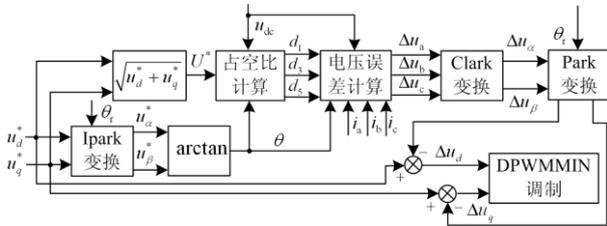


图 7 平均电压前馈补偿策略框图

Fig. 7 Average voltage feedforward compensation strategy

### 4 仿真结果

首先在 Matlab 的 Simulink 平台搭建 VSI 感应

电机驱动系统的仿真模型、DPWMMIN 调制模型、转速与磁链自适应观测模型。在开环控制下, 对本文针对 DPWMMIN 调制方法提出的非线性电压误差补偿策略进行验证, 对比有无补偿情况下定子电压的 THD、基波、5 次、7 次谐波含量, 如图 8 所示。随着死区时间的增加, 线电压的基波含量不断减小, 而 THD 以及 5 次、7 次谐波含量随之增加。采用本文提出的电压前馈补偿策略后, 相比未补偿情况, THD 以及 5 次、7 次谐波含量能够有效降低, 同时基波得到有效的补偿。

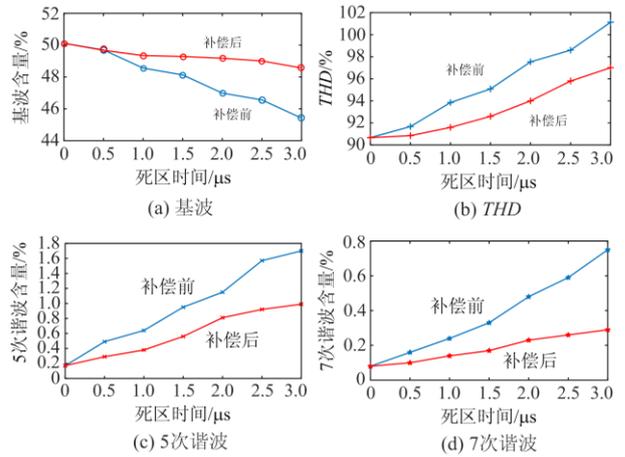


图 8 补偿前后的定子线电压 FFT 分析结果

Fig. 8 FFT results of stator voltage before and after compensation

本文以定子电压模型作为参考模型, 电流模型为可调模型对转子磁链进行观测, 设定死区时间为  $3 \mu s$ , 未补偿情况下的通过观测器得到的转子磁链轨迹如图 9(a)所示, 稳态时接近正六边形, 轨迹不够平滑。加入本文提出的平均电压误差前馈补偿算法的转子磁链轨迹如图 9(b)所示, 稳态时转子磁链的变化比较平滑, 波形更接近圆形。这是由于死区与管压降产生的电压误差会对重构电压的准确性产生较大的影响, 进而影响转子磁链观测器的精确度。

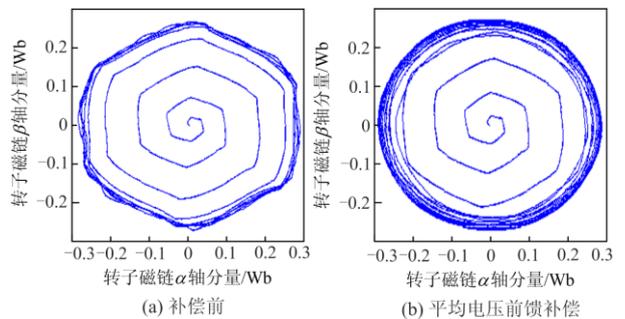


图 9 补偿前后转子磁链轨迹

Fig. 9 Trajectory of rotor flux before and after compensation

## 5 实验结果

在一台 5 kW 感应电机控制实验平台对本文提出的电压误差前馈补偿策略进行实验验证。实验平台如图 10 所示, 同时本文在 LabVIEW 平台开发上了上位机软件, 用于显示与保存 DSP 通过 CAN 总线发送的电机转矩、转速、定子  $d-q$  轴电流等不能通过示波器观测得到的物理量。控制系统与感应电机的主要参数如表 2 所示。

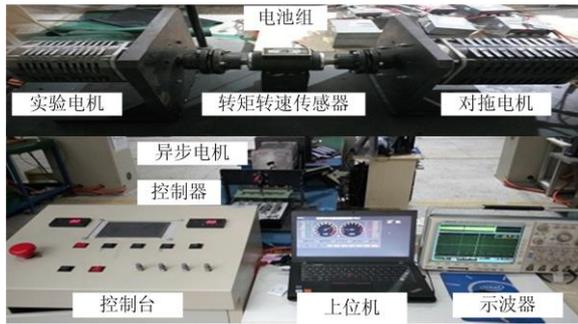


图 10 感应电机控制实验平台

Fig. 10 Experimental setup of inductor motor control

表 2 元器件参数与型号

Table 2 Component parameters and type

元器件	型号
IGBT	三菱 PM400HSA120
直流母线电源	72 V
控制芯片	DSP-TMS320F28069
驱动芯片	IR2113
电流传感器	MLX91205

令感应电机带载运行, 负载转矩为 5 N·m。采用闭环矢量控制系统, 保证电机转速为 1 500 r/min。在 DSP 中设定 3  $\mu$ s 死区时间, 不加入补偿算法。此时的实验结果如图 11 所示。

没有对电压误差进行补偿的情况下, 电机定子电流基波幅值为 38.1 A, THD 为 4.95%, 其中 5 次谐波含量为 2.31%, 7 次谐波含量为 1.79%。受电压低次谐波的影响, 转矩的脉动范围为 4.2 N·m 到 5.6 N·m, 转子磁链定向后的定子  $d-q$  轴电流纹波分别为 6 A 和 5 A。

加入本文提出电压误差前馈补偿算法的实验结果如图 12 所示。

相比较图 11 所示的未补偿情况下的实验结果, 电压前馈补偿能够有效补偿定子电流的基波, 同时有效减小 THD 以及 5、7 次谐波。电磁转矩的脉动范围在 4.5 N·m 到 5.5 N·m 之间, 定子  $d-q$  轴电流纹

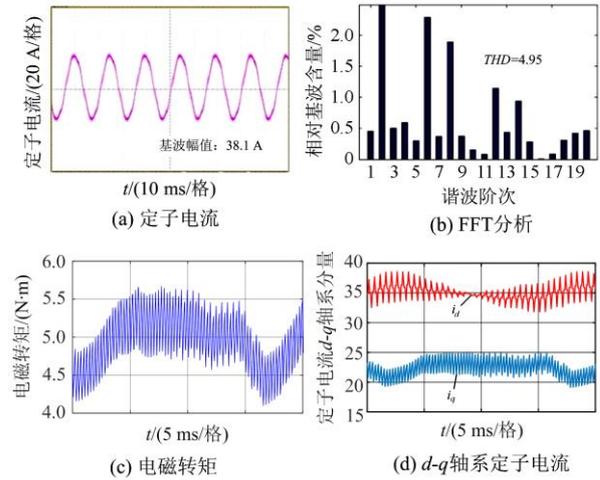


图 11 未补偿的实验结果

Fig. 11 Experimental results without compensation

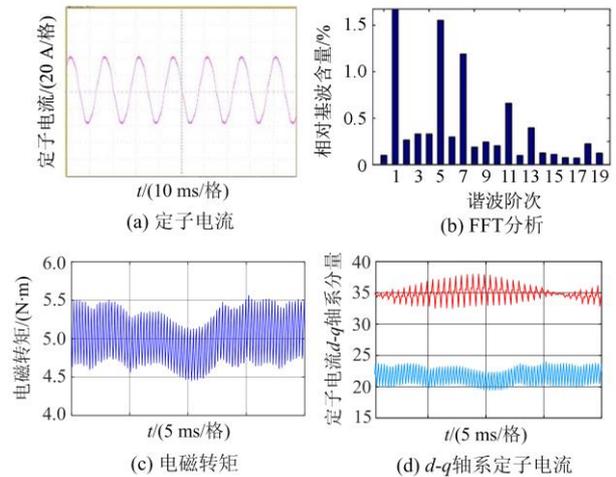


图 12 平均电压前馈补偿的实验结果

Fig. 12 Experimental results with average voltage feedforward compensation

波分别减小至 5 A 和 3 A。实验结果充分说明了本文针对 DPWMMIN 调制提出的电压误差前馈补偿方法是正确可行的。

## 6 结论

本文首先对 DPWMMIN 调制策略的损耗进行分析与计算, 然后对由死区时间与管压降产生的电压误差进行分析, 最后提出了一种电压前馈补偿策略。得到结论如下:

1) 与传统的 SPWM、SVPWM 调制策略相比, 采用 DPWMMIN 调制能够减小功率器件的开关损耗, 同时本文采用的损耗计算方法也适用于其他 DPWM 调制策略。

2) 将相对下桥臂直流母线的电压误差映射至相电压, 在调制之前对相电压指令值进行修正, 能够有效补偿由死区时间与管压降产生的非线性电压误差。

### 参考文献

- [1] AZMI S A, AHMED K H, FINNEY S J, et al. Comparative analysis between voltage and current source inverters in grid-connected application[C] // IET Conference on Renewable Power Generation (RPG 2011), September 6-8, 2011, Edinburgh, UK: 1-6.
- [2] 李江伟, 石瑞才, 王愚, 等. UPS 系统中电压型逆变器开路故障诊断研究[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(23): 148-153.  
LI Jiangwei, SHI Ruicai, WANG Yu, et al. Open-circuit fault diagnosis of a voltage-source inverter in a UPS system[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(23): 148-153.
- [3] LIU Zhen, GAO Houlei, LUO Sibe, et al. A fast boundary protection for an AC transmission line connected to an LCC-HVDC inverter station[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2020, 5(4): 308-319.
- [4] 曹春伟, 江渝. 具有功率约束的逆变器电源电压/功率统一控制模型研究[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(18): 9-18.  
CAO Chunwei, JIANG Yu. Study on a voltage/power unified control model of an inverter with power output limitation[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(18): 9-18.
- [5] 游云峰, 李媛, 肖先勇, 等. 单相级联准 Z 源逆变器有限集模型预测控制[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(1): 1-8.  
YOU Yunfeng, LI Yuan, XIAO Xianyong, et al. Finite control set-model predictive control of single-phase quasi-Z-source cascaded multilevel inverter[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(1): 1-8.
- [6] 余彬, 宋文胜, 冯加旭, 等. 基于虚拟电压矢量的五相电压源逆变器空间矢量调制算法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(1): 212-221, 388.  
YU Bin, SONG Wensheng, FENG Jiaxu, et al. Virtual voltage vectors based space vector PWM method for five phase voltage source inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(1): 212-221, 388.
- [7] 汪玉凤, 张影, 李爽, 等. 多电平级联 H 桥逆变器 3N+1 冗余容错策略的研究[J]. 高压电器, 2018, 54(2): 208-212.  
WANG Yufeng, ZHANG Ying, LI Shuang, et al. Research on 3N + 1 redundancy fault-tolerance strategy of multilevel cascaded H-bridge inverter[J]. High Voltage Apparatus, 2018, 54(2): 208-212.
- [8] 樊梦蝶, 曾成碧, 苗虹. 微网逆变器无功出力按容量分配的改进控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(23): 100-107.  
FAN Mengdie, ZENG Chengbi, MIAO Hong. Improved control strategy of microgrid inverters with reactive power distributed by capacity[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(23): 100-107.
- [9] 黄守道, 陈叶宇, 刘平, 等. 基于频段导向的 PWM 逆变器主动热管理控制[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(5): 34-39.  
HUANG Shoudao, CHEN Yeyu, LIU Ping, et al. Band-oriented active thermal management control of PWM inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(5): 34-39.
- [10] 胡存刚, 马大俊, 王群京, 等. 三电平有源中点钳位逆变器损耗分布平衡控制策略[J]. 电工技术学报, 2017, 32(1): 129-138.  
HU Cungang, MA Dajun, WANG Qiongjing, et al. Control strategy of loss distribution balancing for three-level active neutral-point-clamped inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(1): 129-138.
- [11] 项佳宇, 李学宝, 程金金, 等. 非线性场控电导复合材料参数对 IGBT 模块内 DBC 三结合点电场影响规律仿真研究[J]. 高压电器, 2021, 57(4): 90-97.  
XU Jiayu, LI Xuebao, CHENG Jinjin, et al. Simulation study on the influence rule of parameter of nonlinear field grading composite on electric field at triple junction point of DBC in IGBT modules[J]. High Voltage Apparatus, 2021, 57(4): 90-97.
- [12] 杨兵, 王胜利, 王文杰, 等. 混合式直流断路器 IGBT 关断能力提升技术研究[J]. 高压电器, 2020, 56(5): 24-32.  
YANG Bing, WANG Shengli, WANG Wenjie, et al. Research on IGBT turning off capacity enhancement technology of hybrid DC circuit breaker[J]. High Voltage Apparatus, 2020, 56(5): 24-32.
- [13] 李辉, 白鹏飞, 李洋, 等. 抑制 IGBT 器件结温的双馈风电变流器分段 DSVPWM 策略[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(2): 37-43.  
LI Hui, BAI Pengfei, LI Yang, et al. Segmented DSVPWM strategy to depress IGBT junction temperature of wind-power converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(2): 37-43.
- [14] 社会卿, 刁利军, 陈杰, 等. 三相电压源逆变器最小损耗 PWM 算法性能优化[J]. 中国电机工程学报, 2016,

- 36(11): 3005-3016.
- DU Huiqing, DIAO Lijun, CHEN Jie, et al. Performance optimization of the minimum-loss PWM algorithm for three phase voltage inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(11): 3005-3016.
- [15] AN Shaoliang, SUN Xiangdong, ZHANG Qi, et al. Study on the novel generalized discontinuous SVPWM strategies for three-phase voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 781-789.
- [16] 安少亮, 孙向东, 陈樱娟, 等. 一种新的不连续 PWM 统一化实现方法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24): 59-66.
- AN Shaoliang, SUN Xiangdong, CHEN Yingjuan, et al. A new generalized implementation method of discontinuous PWM[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(24): 59-66.
- [17] 孙超, 邱颖宁, 冯延晖. 基于 SVPWM 扇区号的三相逆变器开路故障诊断[J]. 电力工程技术, 2020, 39(2): 178-185.
- SUN Chao, QIU Yingning, FENG Yanhui. Open-circuit fault diagnosis of three phase converter based on SVPWM sector number[J]. Electric Power Engineering Technology, 2020, 39(2): 178-185.
- [18] 吕广强, 顾星. 能量回馈单元中双载波 SPWM 环流抑制研究[J]. 电力工程技术, 2019, 38(4): 165-170.
- LÜ Guangqiang, GU Xing. Dual-carried wave SVPWM in circuiting-current suppression of energy feedback unit [J]. Electric Power Engineering Technology, 2019, 38(4): 165-170.
- [19] 陈红岩, 郭强, 陈佳, 等. 基于 DPWMMIN 调制策略的感应电机驱动系统[J]. 微电机, 2019, 52(1): 53-57.
- CHEN Hongyan, GUO Qiang, CHEN Jia, et al. Inductor motor drive system based on DPWMMIN modulation strategy[J]. Micromotors, 2019, 52(1): 53-57.
- [20] 韩坤, 孙晓, 刘秉, 等. 一种永磁同步电机矢量控制 SVPWM 死区效应在线补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(2): 620-627.
- HAN Kun, SUN Xiao, LIU Bing, et al. Dead-time on-line compensation scheme of SVPWM for permanent magnet synchronous motor drive system with vector control[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(2): 620-627.
- [21] 孙绍华, 贲洪奇, 李春鹏, 等. 基于指数趋近律滑模控制的逆变器死区补偿[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(9): 9-14.
- SUN Shaohua, BEN Hongqi, LI Chunpeng, et al. Dead-time compensation of inverter with sliding mode controller based on exponent approaching law[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(9): 9-14.
- [22] 黄海宏, 江念涛, 黄楠楠, 等. 三电平有源电力滤波器死区效应分析与补偿[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(11): 99-103.
- HUANG Haihong, JIANG Niantao, HUANG Nannan, et al. Analysis and compensation of dead-time effect of three-level active power filter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(11): 99-103.
- [23] HWANG S H, KIM J M. Dead time compensation method for voltage-fed PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2010, 25(1): 1-10.
- [24] 刘和平, 路莹超, 王华斌, 等. 电压型逆变器分段死区补偿调制策略[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(3): 25-32.
- LIU Heping, LU Yingchao, WANG Huabin, et al. Dead-time compensation modulation strategy of subsection integrated in voltage source inverter[J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(3): 25-32.
- [25] 王高林, 于泳, 杨荣峰. 感应电机空间矢量 PWM 控制逆变器死区效应补偿[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(5): 79-83.
- WANG Gaolin, YU Yong, YANG Yongfeng. Dead-time compensation of space vector PWM inverter for induction motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(5): 79-83.
- [26] ANUCHIN A, GULYAEVA M, BRIZ F, et al. Modeling of AC voltage source inverter with dead-time and voltage drop compensation for DPWM with switching losses minimization[C] // 2017 International Conference on Modern Power Systems (MPS), June 6-9, 2017, Cluj-Napoca, Romania: 1-6.
- [27] 宋鹏云. 一种基于不连续脉宽调制的新型死区补偿方法: 中国, 109149921B[P]. 2019-01-04.
- SONG Pengyun. A novel dead-time compensation method based on discontinuous pulse width modulation: China, 109149921B[P]. 2019-01-04.

收稿日期: 2021-03-15; 修回日期: 2021-05-27

作者简介:

汤梦阳(1990—), 男, 硕士, 讲师, 研究方向为电力电子技术在电力系统中的应用、电机控制; E-mail: 413322826@qq.com

苗轶如(1988—), 男, 通信作者, 博士, 研究方向为电力电子技术、动力学与控制; E-mail: 514801219@qq.com

雍涛(1990—), 男, 硕士, 助教, 研究方向为现代控制理论。E-mail: 271749657@qq.com

(编辑 葛艳娜)