



# 两电平牵引逆变器同步优化 PWM的死区补偿方法

杜京润, 向超群, 陈慧清, 张 准  
(中南大学 交通运输工程学院, 湖南 长沙 410075)

**摘 要:** 牵引逆变器开关频率通常低于1 kHz。逆变器运行至中、高频区域时, 载波比下降导致其输出谐波增加, 造成输出性能下降。同时, 电流峰值增大使IGBT产生较大功率损耗, 影响行车安全。相比于异步调制, 同步调制可有效降低开关损耗、提高波形质量, 更适用于大功率低开关频率运行场景。随着开关频率的升高, 死区时间占基波周期的比例增加, 对变流器输出谐波的影响也随之增大。针对上述问题, 文章提出一种开关角同步调制的死区补偿策略, 以降低对逆变器输出加权总谐波畸变和总功率损耗的影响。首先, 针对开关角同步调制下的死区进行数学建模; 其次, 计算具有死区效应的逆变器输出电压的傅里叶系数, 修正开关角调制输出电压函数和谐波计算公式; 再次, 通过判断电压边沿类型和负载电流方向对死区进行在线补偿; 最后, 基于功率损耗最小PWM(power loss minimized PWM, PLMPWM), 通过硬件试验对所提方法的有效性进行了验证。结果表明, 所提方法可有效补偿死区, 降低因死区引起的偶次谐波含量, 保障低载波比条件下逆变器的输出波形质量。

**关键词:** 牵引逆变器; 开关角同步调制; 死区效应; 傅里叶系数; 在线补偿

**中图分类号:** U266.4; U264.3<sup>+</sup>7 **文献标志码:** A **文章编号:** 1000-128X(2026)02-0198-09

## 0 引言

磁浮列车牵引逆变器受限于散热系统, 功率器件的开关频率一般低于1 kHz, 全速工况下大部分处于同步调制区域。我国自主研发的磁浮列车牵引变流系统输出基波频率范围为0~356 Hz<sup>[1]</sup>, 若允许的开关频率不超过1 kHz, 当采用异步调制时, 较低的开关频率将导致全速域载波比大幅变化, 不仅使得逆变器输出电压和电流的低次谐波含量增加、输出性能下降<sup>[2-3]</sup>, 而且谐波还会导致输出电流峰值增大, 造成IGBT等功率器件产生较大功率损耗, 加速老化进程<sup>[4-5]</sup>。因此, 当逆变器运行于中高频区域时(载波比不大于15), 需采用同步调制保证逆变器输出电压的同步性与对称性, 进而抑制谐波畸变、确保牵引系统的控制性能<sup>[6]</sup>。

为防止桥臂直通现象, 在采用同步调制策略时, 仍需在上一桥臂的上下开关器件驱动信号间插入一段死区时间<sup>[7-8]</sup>。该死区会导致交流侧相桥臂的电压脉冲出现缺失, 进而引起输出电压与电流的波形畸变, 同时也会降低牵引变流器的直流电压利用率<sup>[9-11]</sup>。尤其在开关频率升高(即脉冲数量增多)的情况下, 此类死区效应更为显著, 进一步加剧了对牵引变流器输出谐波控制的不利影响。

为减轻死区效应对变流器运行性能的负面作用, 不少研究致力于死区补偿技术的探索。通过优化闭环控制策略, 可以校正因死区时间产生的控制偏差, 从而削弱其影响。例如, 文献[12]研究了死区引起的误差频率特征, 并提出采用在特定频率具备高增益的准谐振控制器, 以抑制死区带来的谐波; 文献[13]则利用滑模控制代替常规PI控制, 以增强对死区效应的抑制能

基金项目: 湖南省教育厅优秀青年基金项目(24B0025); 湖南省区域联合基金项目(2025JJ70036)

通信作者: 向超群, 男, 博士, 副教授, 博士生导师, 主要从事电力牵引传动与控制方面的研究; E-mail: xiangchq@csu.edu.cn

引用格式: 杜京润, 向超群, 陈慧清, 等. 两电平牵引逆变器同步优化PWM的死区补偿方法[J]. 机车电传动, 2026(2): 198-206.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2026.02.022.

Citation: DU Jingrun, XIANG Chaoqun, CHEN Huiqing, et al. Dead-time compensation method for synchronously optimized PWM in two-level traction inverters[J]. Electric drive for locomotives, 2026(2): 198-206.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2026.02.022.

力。然而, 这些方法在实现误差消除的同时, 往往需引入更为复杂的控制结构, 且控制器参数整定较为困难。

基于上述分析, 本文将针对同步优化PWM提出专用的在线死区补偿策略, 建立含死区效应的开关角调制(基于PLMPWM<sup>[14-15]</sup>)输出电压傅里叶系数修正公式, 实现低载波比下偶次谐波的有效抑制。该方法通过高精度电流传感器检测电流方向, 动态调整开关信号时序以抵消死区电压误差, 并通过试验验证了其有效性, 具有良好的扩展性和实用性。

## 1 死区建模

死区时间 $T_d$ 是为了防止同一桥臂的上下管直通而设置的。在开关状态切换时, 会先关断正在导通的管子, 等待 $T_d$ 时间后, 再开通另一个管子。在死区期间, 上下IGBT都处于关断状态, 电流必须通过反并联二极管续流。因此, 死区时间内逆变器的输出电压不由开关信号 $s_x$ 决定, 而是由该相电流 $i_x$ 的方向决定。当 $i_x > 0$ (电流流出逆变器)时, 电流无法通过上管, 只能通过下管的反并联二极管续流, 此时 $x$ 相输出通过二极管连接到负直流母线, 实际输出电压为 $u_{xo} = -U_{dc}/2$ ; 当 $i_x < 0$ (电流流入逆变器)时, 电流无法通过下管, 只能通过上管的反并联二极管续流, 此时输出点通过二极管连接到正直流母线, 实际输出电压为 $u_{xo} = U_{dc}/2$ 。

考虑死区效应, 将实际输出电压表示为理想电压与一个误差电压之和, 如式(1)。

$$u_{xo\_act} = u_{xo\_id} + \Delta u_x \quad (1)$$

式中:  $u_{xo\_act}$ 表示 $x$ 相( $x=a, b, c$ )实际电压;  $u_{xo\_id}$ 表示理想电压;  $\Delta u_x$ 表示死区引起的误差电压。

当理想电压 $u_{xo\_id}$ 从负电压切换到正电压时, 如果 $i_x > 0$ , 在死区时间内, 输出电压被钳位至 $-U_{dc}/2$ , 导致实际上升沿延迟。 $\Delta u_x$ 为负脉冲, 幅度为 $-U_{dc}$ , 宽度为 $T_d$ ; 若 $i_x < 0$ , 在死区时间内, 输出电压被钳位至 $U_{dc}/2$ , 实际电压立刻变为高电平, 无误差。当理想电压 $u_{xo\_id}$ 从正电压切换到负电压时, 若 $i_x > 0$ , 在死区时间内输出电压被钳位至 $-U_{dc}/2$ , 实际电压立刻变为低电平, 无误差; 如果 $i_x < 0$ , 在死区时间内, 输出电压被钳位至 $U_{dc}/2$ , 导致实际下降沿延迟。 $\Delta u_x$ 为正脉冲, 幅度为

$U_{dc}$ , 宽度为 $T_d$ 。误差电压分析总结如表1所示。

表1 误差电压 $\Delta u_x$ 分析

Table 1 Analysis of error voltage ( $\Delta u_x$ )

| 电流方向      | 开关切换 | 死区期间实际输出    | $\Delta u_x \cdot T_x$ |
|-----------|------|-------------|------------------------|
| $i_x > 0$ | 0→1  | $-U_{dc}/2$ | $-U_{dc} \cdot T_d$    |
|           | 1→0  | $-U_{dc}/2$ | 0                      |
| $i_x < 0$ | 0→1  | $U_{dc}/2$  | 0                      |
|           | 1→0  | $U_{dc}/2$  | $U_{dc} \cdot T_d$     |

优化PWM中, 一个基波周期对应 $2\pi$  rad, 死区时间 $T_d$ 对应的电角度为 $\theta_d$ , 表示为

$$\theta_d = 2\pi f_1 T_d \quad (2)$$

根据上述分析, 在角度域中, 误差电压可以表示为

$$\Delta u_x(\theta) = u_{dc} \sum_{m=1}^{4N+1} \delta_m \cdot \text{rect}\left(\frac{\theta - (\theta_m + \theta_d/2)}{\theta_d}\right) \quad (3)$$

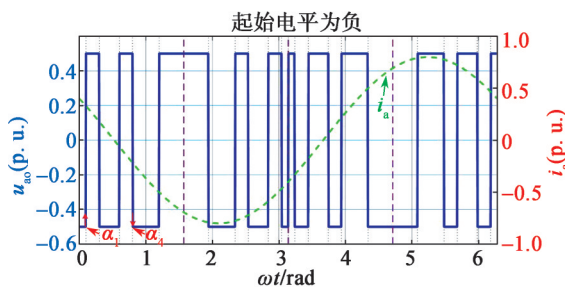
式中:  $\theta_m$ 表示第 $m$ 个开关时刻对应的电角度。

如式(4)所示, 使用 $\delta_m$ 表示死区对输出电压的增加和削减。矩形函数 $\text{rect}$ 的定义为式(5)。

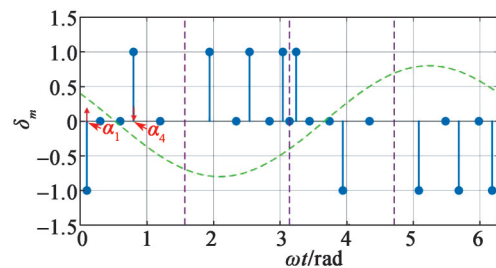
$$\delta_m = \begin{cases} -1, & \text{上升沿, } i_x > 0 \\ 1, & \text{下降沿, } i_x < 0 \\ 0, & \text{其他情况} \end{cases} \quad (4)$$

$$\text{rect}\left(\frac{\theta - (\theta_m + \theta_d/2)}{\theta_d}\right) = \begin{cases} 1, & |\theta - \theta_m| \leq \frac{\theta_d}{2} \\ 0, & \text{其他情况} \end{cases} \quad (5)$$

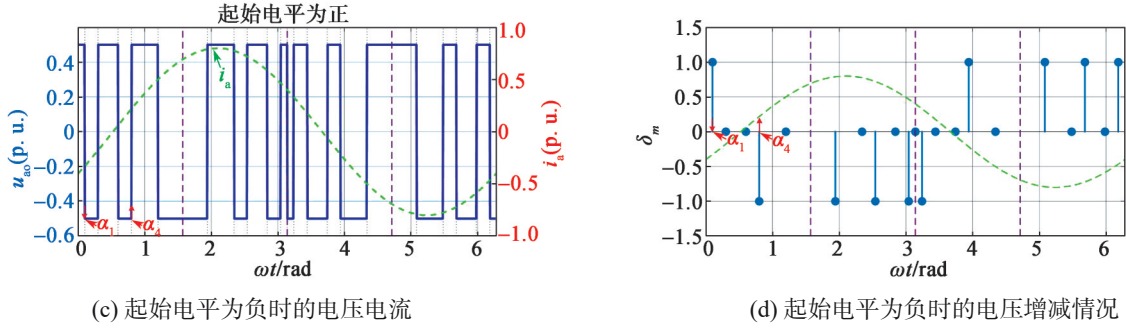
根据式(4)可知,  $\delta_m$ 的取值与边沿类型以及电流方向相关。优化PWM起始电平不同, 则电流方向和相同开关角处的边沿类型也会不同。电压起始电平不同时的 $\delta_m$ 值示意如图1所示。图1中, 当起始电平为低电平时, 此时电压幅值为负, 电流滞后 $\pi$ 弧度。第1个开关角对应上升沿, 此时电流为正,  $\delta_m = -1$ , 物理意义表示死区削弱输出电压; 第4个开关角对应下降沿, 此时电流为负,  $\delta_m = 1$ , 物理意义表示此时死区增加了输出电压。类似地, 当起始电平为高电平时, 此时电压幅值为正。第1个开关角对应下降沿, 此时电流为负,  $\delta_m = 1$ , 物理意义为此时死区增加了输出电压; 第4个开关角对应上升沿, 此时电流为正,  $\delta_m = -1$ , 物理意义表示此时死区削减了输出电压。



(a) 起始电平为正时的电压电流



(b) 起始电平为正时的电压增减情况

图1 电压起始电平不同时的 $\delta_m$ 值示意图Fig. 1 Schematic diagram of  $\delta_m$  values versus varying voltage starting levels

## 2 死区对开关角调制输出电压的影响

死区会导致开关角位置发生偏移, 破坏理想波形的对称性, 导致输出电压波形畸变和额外的功率损耗, 因此, 本章从修正逆变器输出电压的角度给出死区对逆变器输出质量的影响。

对于周期为 $2\pi$ 的函数, 傅里叶系数为:

$$\left. \begin{aligned} a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \Delta u_x(\theta) \cos(n\theta) d\theta \\ b_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \Delta u_x(\theta) \sin(n\theta) d\theta \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

将误差电压代入上式, 得

$$a_n = \frac{U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{4N+1} \delta_m \int_0^{2\pi} \text{rect}\left(\frac{\theta - (\theta_m + \theta_d/2)}{\theta_d}\right) \cos(n\theta) d\theta \quad (7)$$

由于矩形函数只在 $[\theta_m, \theta_m + \theta_d]$ 区间内非零, 将上述积分简化为

$$a_n = \frac{U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{4N+1} \delta_m \int_{\theta_m}^{\theta_m + \theta_d} \cos(n\theta) d\theta \quad (8)$$

计算上式中的积分, 如式(9)。

$$\int_{\theta_m}^{\theta_m + \theta_d} \cos(n\theta) d\theta = \frac{\sin(n\theta)}{n} \Big|_{\theta_m}^{\theta_m + \theta_d} = \frac{\sin(n(\theta_m + \theta_d)) - \sin(n\theta_m)}{n} \quad (9)$$

其中

$$\sin(n(\theta_m + \theta_d)) - \sin(n\theta_m) = 2 \cos\left(\frac{n(2\theta_m + \theta_d)}{2}\right) \sin\left(\frac{n\theta_d}{2}\right) \quad (10)$$

因此

$$\int_{\theta_m}^{\theta_m + \theta_d} \cos(n\theta) d\theta = \frac{2}{n} \cos\left(n\theta_m + \frac{n\theta_d}{2}\right) \sin\left(\frac{n\theta_d}{2}\right) \quad (11)$$

将式(11)代入式(8), 得到修正后的傅里叶系数为

$$a_n = \frac{2U_{dc}}{n\pi} \sin\left(\frac{n\theta_d}{2}\right) \sum_{m=1}^{4N+1} \delta_m \cos\left(n\theta_m + \frac{n\theta_d}{2}\right) \quad (12)$$

同理

$$\int_{\theta_m}^{\theta_m + \theta_d} \sin(n\theta) d\theta = -\frac{\cos(n\theta)}{n} \Big|_{\theta_m}^{\theta_m + \theta_d} = \frac{-\cos(n(\theta_m + \theta_d)) + \cos(n\theta_m)}{n} \quad (13)$$

其中

$$\begin{aligned} & -\cos(n(\theta_m + \theta_d)) + \cos(n\theta_m) = \\ & 2 \sin\left(\frac{n(2\theta_m + \theta_d)}{2}\right) \sin\left(\frac{n\theta_d}{2}\right) \end{aligned} \quad (14)$$

因此

$$\int_{\theta_m}^{\theta_m + \theta_d} \sin(n\theta) d\theta = \frac{2}{n} \sin\left(n\theta_m + \frac{n\theta_d}{2}\right) \sin\left(\frac{n\theta_d}{2}\right) \quad (15)$$

得到修正后的傅里叶系数为

$$b_n = \frac{2U_{dc}}{n\pi} \sin\left(\frac{n\theta_d}{2}\right) \sum_{m=1}^{4N+1} \delta_m \sin\left(n\theta_m + \frac{n\theta_d}{2}\right) \quad (16)$$

则实际输出电压的傅里叶系数为

$$\left. \begin{aligned} a_{n\_act} &= a_{n\_id} + a_n \\ b_{n\_act} &= b_{n\_id} + b_n \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

其中, 理想情况(不考虑死区)系数为

$$\left. \begin{aligned} a_{n\_id} &= 0 \\ b_{n\_id} &= \pm \frac{2U_{dc}}{\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \cos(n\alpha_i) \right] \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

则考虑死区后的输出电压的完整角度域的表达式为

$$u_{xo\_act} = \sum_{n=1}^{\infty} u_{n\_act} \sin(n\theta + \varphi_{dn}) \quad (19)$$

其中 $n$ 次谐波幅值和相位可以表示如下:

$$\left. \begin{aligned} u_{n\_act} &= \sqrt{a_{n\_act}^2 + b_{n\_act}^2} \\ \varphi_{dn} &= \arctan\left(\frac{a_{n\_act}}{b_{n\_act}}\right) \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

代入文献[14-15]中的电流计算公式、损耗计算公式以及谐波计算公式, 即可在MATLAB中计算得到考虑死区效应后的加权总谐波畸变(weighted total harmonic distortion, WTHD)和功率损耗 $p_{ave}$ 。

图2和图3分别为11脉冲PLMPWM运行区间内考虑死区效应前后逆变器输出电流和电压的计算结果对比。可以看出, 电压波形与图1分析结果保持一致, 开关角在相应位置严格改变了一个死区角度 $\theta_d$ 。将考虑死区的电压作用于逆变器后, 其输出电流 $i_a$ 如图3中蓝色曲线所示。相比理想情况(红色曲线), 考虑死区效应后, 电流幅值变化了5~10 A。

完成上述分析后, 对逆变器输出 WTHD 和功率损耗进行了计算, 并与理想情况进行了对比, 如图4所示。可以看出, 在11脉冲的3个调制比下, 考虑死区效应后 WTHD 增加, 平均增加了0.000 1左右, 这是因为死区对理想波形的开关角进行了一点改变, 引入了

偶次谐波, 同时由于原波形被破坏, 奇次谐波含量也有略微改变。死区效应对功率损耗的影响更加明显, 在调制比  $M=0.42$  时, 功率损耗增加了7 W,  $M=0.47$  时, 功率损耗增加了6 W, 而在  $M=0.51$  时功率损耗增加了4.5 W左右。

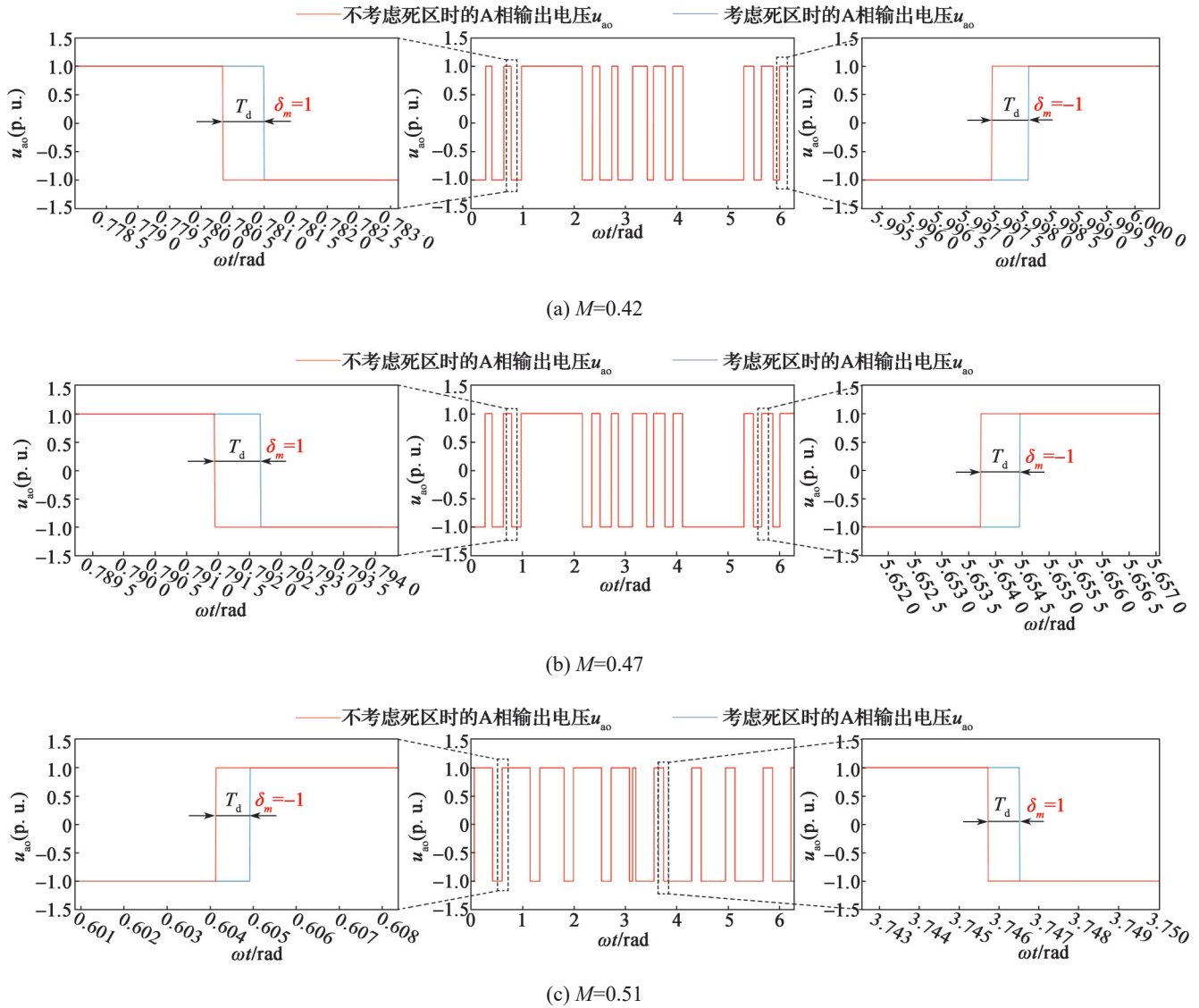
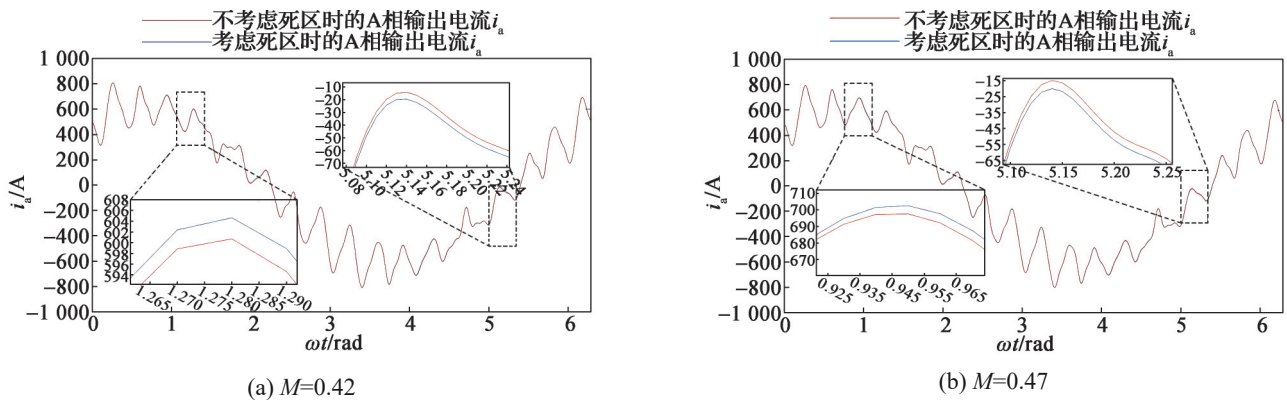


图2 考虑死区前后的PLMPWM 11脉冲电压波形比较(1 428 kW)

Fig. 2 Comparison of voltage waveforms before and after dead-time compensation for 11-pulse PLMPWM (1 428 kW)



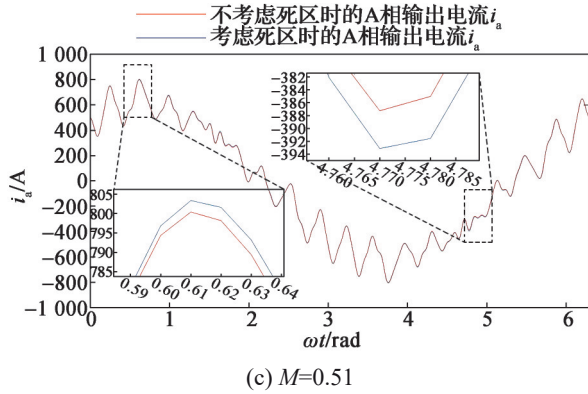


图3 考虑死区前后的PLMPWM 11脉冲电流波形比较  
Fig. 3 Comparison of current waveforms before and after dead-time compensation for 11-pulse PLMPWM

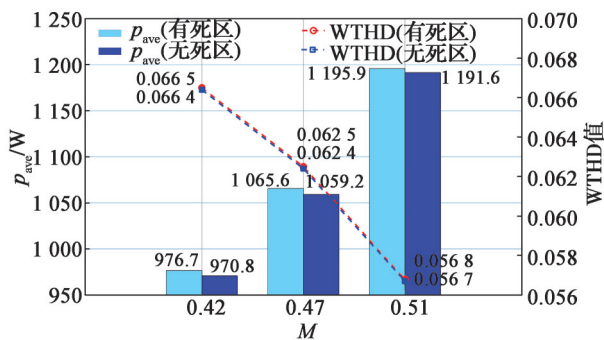


图4 考虑死区前后的PLMPWM 11脉冲WTHD和功率损耗  
Fig. 4 Comparison of WTHD and power loss before and after dead-time compensation for 11-pulse PLMPWM

### 3 针对开关角调制的死区补偿

为了严格保证输出PWM波形的精度，在实际系统中运行时，采用死区在线补偿方法。实时检测电流方向（电流方向由电流传感器LAH 50-P检测得到，其误差可以控制在 $\pm 0.25\%$ 以内），并据此动态调整开关信号的指令时序，以抵消死区效应带来的电压误差。在不改变预先计算的开关角的前提下，提前或延迟开关信号的边沿，使得电压脉冲的实际跳变时刻与理想时刻对齐，从而使逆变器的实际输出电压逼近理想波形。死区补偿原理如图5所示。

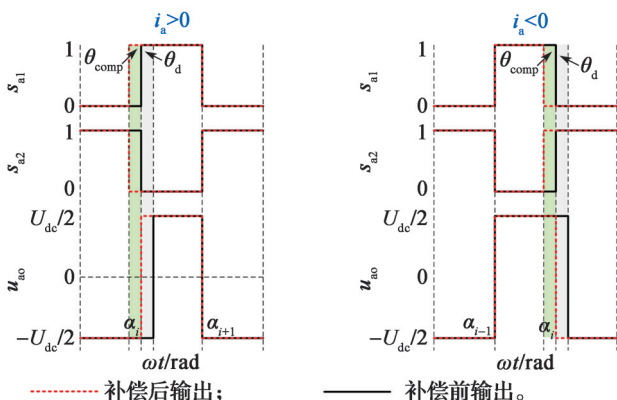


图5 死区补偿原理  
Fig. 5 Schematic of dead zone compensation

图5中，当检测电流 $i_x > 0$ 时：

① 理想上升沿（需要输出高电平）：在死区期间，电流会通过下桥臂二极管续流，将输出钳位在低电平。为了补偿，需要提前发出上管的开通信号。具体而言，理想开关角应调整为 $\alpha_{i\_act} = \alpha_{i\_id} - \theta_d$ 。这样，经过 $T_d$ 时间的死区延迟后，上管实际开通的时刻正好是理想的上升沿时刻。

② 理想下降沿（需要输出低电平）：在死区期间，输出被钳位在低电平，与理想状态一致。因此，下管可以立即关断，无须补偿。理想关断时刻就是实际关断时刻。

当检测电流 $i_x < 0$ 时：

① 理想上升沿：死区期间，电流通过上桥臂二极管续流，输出已是高电平，与理想状态一致。因此，上管可以立即开通，无须补偿。

② 理想下降沿：死区期间，输出被钳位在高电平。为了补偿，需要提前发出下管的开通信号。下降沿处的理想开关角应该调整为 $\alpha_{i\_act} = \alpha_{i\_id} - \theta_d$ 。

定义补偿角度 $\theta_{comp}$ ，则实际作用于驱动电路的第 $i$ 个开关角 $\alpha_{i\_act}$ 为

$$\alpha_{i\_act} = \alpha_{i\_id} + \theta_{comp} \quad (21)$$

其中， $\theta_{comp}$ 可以表示为

$$\theta_{comp} = \begin{cases} -\theta_d, & \text{上升沿且 } i_x > 0, \text{ 或下降沿且 } i_x < 0 \\ 0, & \text{其他情况} \end{cases} \quad (22)$$

式中 $\theta_d$ 前面的负号表示“提前”含义。

### 4 试验验证

针对3 kW逆变器-异步电机试验系统，采用如图5所示的方法进行死区补偿，试验平台如图6所示，试验参数见表2所示。采用“两电平逆变器+三相异步电机”的目的在于，在一个通用平台上验证所提死区补偿策略的有效性，从而为其后续适配于包括同步电机驱动在内的各种特定牵引场景奠定可靠的基础。异步电机控制成熟、模型公开，作为负载能够清晰地反映算法对输出性能指标的改善效果。

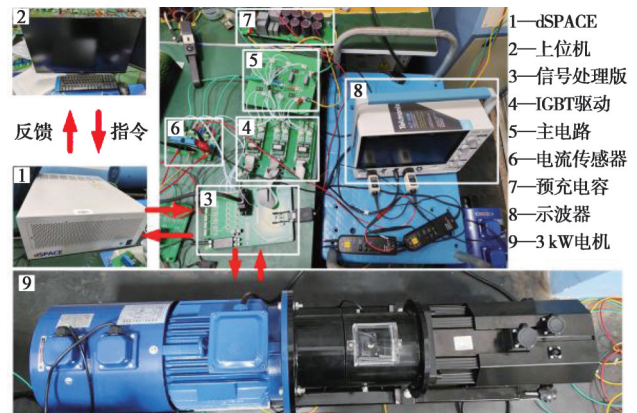


图6 两电平逆变器试验平台

Fig. 6 Experimental platform of two-level inverter

表2 试验参数

Table 2 Experimental parameters

| 参数名称              | 数值/型号                     | 参数名称                 | 数值/型号           |
|-------------------|---------------------------|----------------------|-----------------|
| 直流电压 $U_{dc}/V$   | 487                       | 额定功率 $P_N/kW$        | 3               |
| 额定频率 $f_N/Hz$     | 50                        | 定子漏抗 $X_{ls}/\Omega$ | 2.442           |
| 定子电阻 $R_s/\Omega$ | 2.075                     | 转子漏抗 $X_{lr}/\Omega$ | 2.108           |
| 转子电阻 $R_r/\Omega$ | 1.1911                    | 励磁电抗 $X_m/\Omega$    | 54.890          |
| IGBT 型号           | Infineon-IKW<br>50N120CS7 | 驱动型号                 | 2QD0108T17-C-A1 |

首先, 实测一相桥臂的2个IGBT的栅极-发射极电压 (驱动型号为2QD0108T17-C-A1), 实测死区时间  $T_d$  为  $3\mu s$ , 如图7所示; 然后对死区引起的输出电压波形进行分析, 如图8所示。在3个调制比下, 死区效应导致  $i_a > 0$  时电压在上升沿处发生滞后, 滞后角度为  $\theta_d$  ( $\theta_d = 2\pi f T_d$ ); 当  $i_a < 0$  时, 电压在下降沿处发生滞后, 滞后角度为  $\theta_d$ , 这与上述分析结果一致。

如图9~图11所示, 对比死区补偿前后, 监测逆变器输出电压  $u_{ao}$  和逆变器相电流  $i_a$ 。由于死区时间较小, 电压变化不显著, 补偿前后  $u_{ao}$  波形均满足对称的11脉冲的对称条件。分析输出电流的谐波频谱可知,

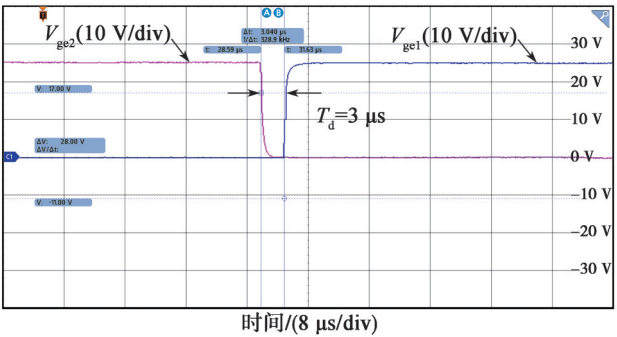


图7 死区时间测量

Fig. 7 Dead-time measurements

补偿前后偶次谐波变化较为明显, 具体体现在占比较高的2次谐波、4次谐波以及6次谐波在死区补偿后幅值占比下降明显, 3个调制比下的电流谐波分析结果大致相同。补偿前后死区 THD 值如图12。

结合图12统计结果来看, 在3个调制比下, 死区补偿后, 2次谐波大幅降低, 降幅超过60%; 在  $M=0.62$  和  $M=0.7$  时, 死区补偿后4次谐波略有增大; 在  $M=0.66$  时, 死区补偿后4次谐波幅值减小; 在  $M=0.62$  和  $M=0.7$  时, 死区补偿后6次谐波减小, 而在  $M=0.66$  时, 6次谐波略有增大。总体来看, 死区补偿后, 偶次谐波

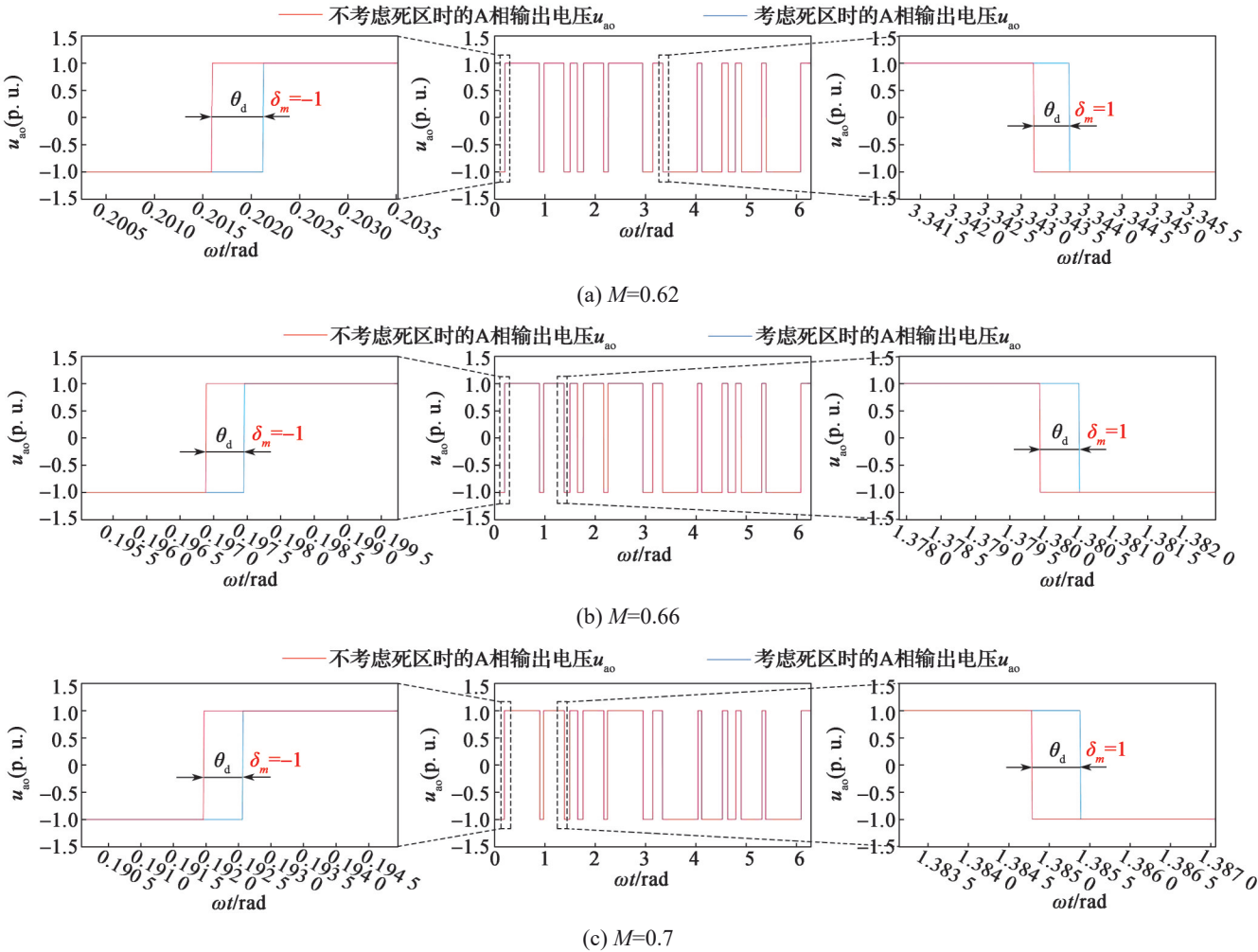


图8 考虑死区前后的PLMPWM 11脉冲电压波形比较(3 kW)

Fig. 8 Comparison of voltage waveforms before and after dead-time compensation for 11-pulse PLMPWM (3 kW)

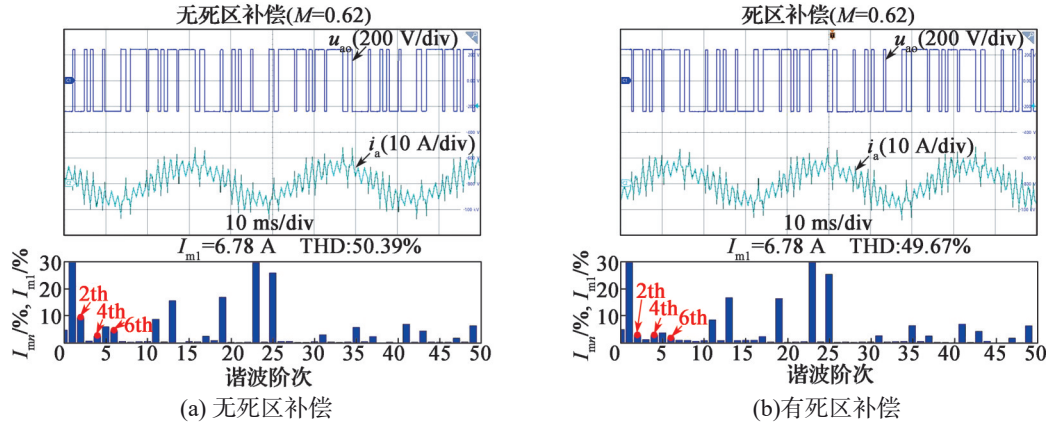


图 9 死区补偿前后逆变器输出波形比较 ( $M=0.62$ )

Fig. 9 Comparison of inverter output waveforms before and after dead-time compensation ( $M=0.62$ )

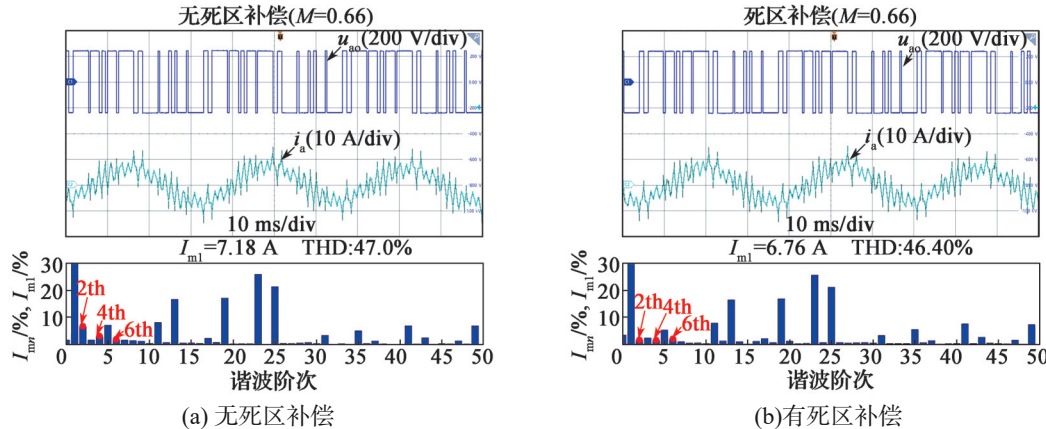


图 10 死区补偿前后逆变器输出波形比较 ( $M=0.66$ )

Fig. 10 Comparison of inverter output waveforms before and after dead-time compensation ( $M=0.66$ )

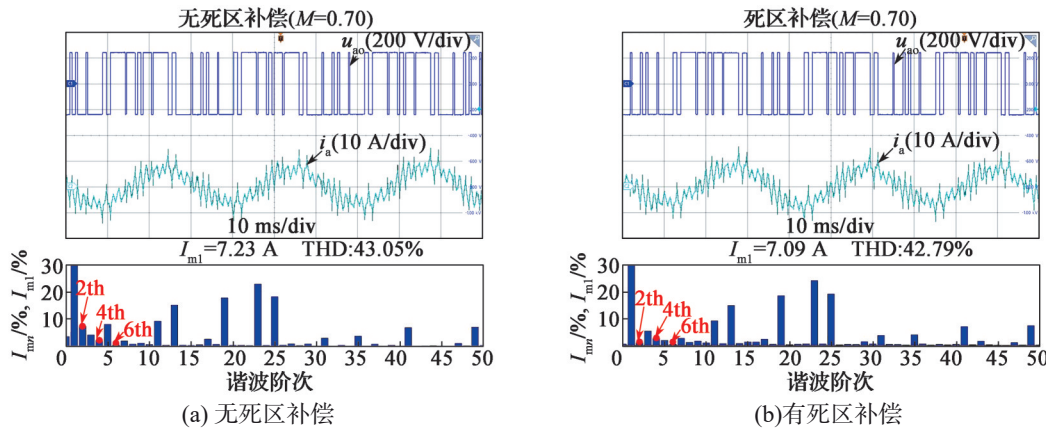
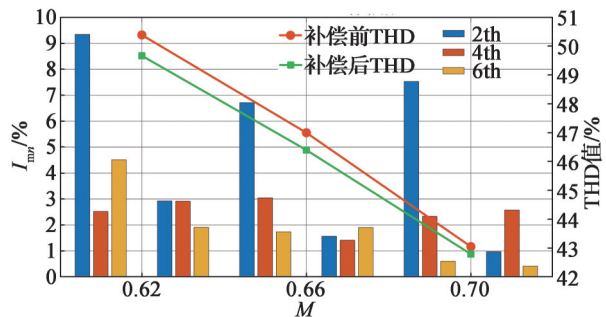


图 11 死区补偿前后逆变器输出波形比较 ( $M=0.70$ )

Fig. 11 Comparison of inverter output waveforms before and after dead-time compensation ( $M=0.70$ )



总含量下降。由于本文所提 PLMPWM 基波周期内的开关角个数有限,死区效应引起偶次谐波占比较小,故在死区补偿后总谐波畸变 (THD) 降幅较小。

## 5 结论

本文针对大功率牵引逆变器在低开关频率、同步优化 PWM 调制下死区效应加剧的问题,提出了一种基于开关角在线补偿的死区补偿方法。通过建立含死区效应的输出电压数学模型,修正傅里叶系数,并依据

电压边沿类型与负载电流方向实时调整开关信号时序, 实现了对死区误差电压的精确补偿。研究结果表明:

① 死区效应会导致同步调制下输出电压的开关角位置发生偏移, 引入偶次谐波并轻微增加功率损耗, 且其影响程度随调制比降低而增强; 所提补偿方法能够有效消除这一偏移, 使偶次谐波含量显著下降, 从而保障低载波比条件下逆变器的输出波形质量。

② 与现有采用准谐振控制器或滑模控制的死区抑制策略相比, 本文方法不改变主控制结构, 无须复杂参数整定, 直接针对同步调制中有限开关角的位置进行精确修正, 具有物理意义清晰、实现简便的优点。同时研究证实了在优化同步调制(如PLMPWM)中, 由于基波周期内开关角数量有限, 死区效应对输出电压波形的影响程度低于异步高开关频率场景, 这一认识有助于更合理地评估不同调制策略下死区补偿的优先级与设计边界。

#### 参考文献:

- [1] 赵牧天, 葛琼璇, 朱进权, 等. 大功率三电平ANPC牵引逆变器改进同步SVPWM策略[J]. 中国电机工程学报, 2026, 46(1): 357-375.  
ZHAO Mutian, GE Qiongxuan, ZHU Jinquan, et al. Improved synchronized SVPWM strategy for high-power three-level ANPC traction inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2026, 46(1): 357-375.
- [2] SAHOO S K, BHATTACHARYA T. Rotor flux-oriented control of induction motor with synchronized sinusoidal PWM for traction application[J]. IEEE transactions on power electronics, 2016, 31(6): 4429-4439.
- [3] YAN Y, LEI J T, LIU B X, et al. Proportional resonant control with phase correction for stability and dynamics enhancement under low carrier ratio conditions[J]. IEEE transactions on power electronics, 2023, 38(7): 8597-8611.
- [4] XIAO L F, LI J, XIONG Y Q, et al. Strategy and implementation of harmonic-reduced synchronized SVPWM for high-power traction machine drives[J]. IEEE transactions on power electronics, 2020, 35(11): 12457-12471.
- [5] 王泽群, 田小宇, 宋致儒, 等. 基于导通饱和和压降的IGBT器件结温在线提取方法[J]. 机车电传动, 2023(5): 170-176.  
WANG Zequn, TIAN Xiaoyu, SONG Zhiru, et al. An online extraction method of junction temperature in IGBT devices with saturation voltage drop[J]. Electric drive for locomotives, 2023(5): 170-176.
- [6] GAO Z, GE Q X, LI Y H, et al. Hybrid improved carrier-based PWM strategy for three-level neutral-point-clamped inverter with wide frequency range[J]. IEEE transactions on power electronics, 2021, 36(7): 8517-8538.
- [7] 倪瑞政, 李庭, 陈杰, 等. 一种脉冲式死区补偿方法的研究[J]. 电工技术学报, 2019, 34(增刊2): 553-559.  
NI Ruizheng, LI Ting, CHEN Jie, et al. Research on a pulse dead zone compensation method[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2019, 34(Suppl 2): 553-559.
- [8] 叶少茜, 张希, 朱翀. 兼顾共模电压抑制与中性点电压平衡的T型三电平逆变器DPWM策略[J]. 电源学报, 2024, 22(5): 133-142.  
YE Shaoqian, ZHANG Xi, ZHU Chong. DPWM strategy for T-type three-level inverter considering common-mode voltage reduction and neutral-point voltage balance[J]. Journal of power supply, 2024, 22(5): 133-142.
- [9] 王小鹏, 朱天亮, 程东亮, 等. 基于相电压反馈的三电平逆变器死区补偿[J]. 电源学报, 2021, 19(2): 48-56.  
WANG Xiaopeng, ZHU Tianliang, CHENG Dongliang, et al. Three-level inverter dead-time compensation based on phase voltage feedback[J]. Journal of power supply, 2021, 19(2): 48-56.
- [10] SONG X L, SHEN Z W, ZHOU D H, et al. A dead time compensation method for three-level inverters based on current ripple prediction[C]//IEEE. IECON 2023-49th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Singapore: IEEE, 2023: 1-6.
- [11] NING J C, BEN H Q, LI J H, et al. A Small-sized high-precision digital closed-loop modulation method for dead-time compensation for flying capacitor three-level inverters[J]. IEEE transactions on power electronics, 2024, 39(4): 3968-3973.
- [12] LI H Y, TAO Y B, LI G J, et al. Enhancing the voltage quality of grid-forming converters by using improved dead time compensation strategy[C]//IEEE. 2024 4th International Conference on Neural Networks, Information and Communication Engineering. Guangzhou: IEEE, 2024: 1380-1385.
- [13] MEMIJE D, CARRANZA O, RODRIGUEZ J J, et al. Reduction the dead-time effects on the inverter in renewable energy conversion systems by applying sliding mode control [C]//IEEE. 2020 IEEE 11th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems. Dubrovnik: IEEE, 2020: 429-434.
- [14] 金淼鑫, 杜京润, 范子寅, 等. 牵引变流器五分频多目标优化同步调制策略[J]. 机车电传动, 2024(2): 51-58.  
JIN Miaoxin, DU Jingrun, FAN Ziyin, et al. Synchronous modulation strategy for multi-objective optimization of traction converters under five-division frequency operation conditions[J]. Electric drive for locomotives, 2024(2): 51-58.
- [15] XIANG Chaoqun, DU Jingrun, GE Xinlai, et al. Optimization of synchronous modulation strategy for traction inverters with reduced power loss[J]. IEEE transactions on transportation electrification, 2026, 12(2): 2525-2536.

Dead-time compensation method for synchronously optimized PWM  
in two-level traction inverters

DU Jingrun, XIANG Chaoqun, CHEN Huiqing, ZHANG Zhun

(School of Traffic & Transportation Engineering, Central South University, Changsha, Hunan 410075, China)

**Abstract:** The switching frequency of traction inverters typically remains below 1 kHz. When they operate in the medium- and high-frequency ranges, the carrier ratio decreases, leading to increased output harmonics and degraded output performance; peak current increases, causing significant IGBT power losses, which can jeopardize train operational safety. Compared with asynchronous modulation, synchronous modulation effectively reduces switching losses and improves waveform quality, making it more suitable for high-power, low-switching-frequency operating scenarios. However, as switching frequency increases, dead time occupies a rising fraction of the fundamental period, amplifying its effect on converter output harmonics. To address these issues, a dead-time compensation strategy based on switching-angle synchronous modulation is proposed to reduce impacts on the weighted total harmonic distortion (WTHD) and total power loss in inverter output. First, dead time under switching-angle synchronous modulation was mathematically modeled. Second, the Fourier coefficients of inverter output voltage with the dead-time effect were calculated, and the output voltage function and harmonic calculation formulas for switching-angle modulation were modified accordingly. Next, the voltage edge type and the load current direction were determined to enable online dead-time compensation. Based on the power loss minimized PWM (PLMPWM), the effectiveness of the proposed method was verified through hardware experiments. Results show that the proposed method effectively compensates dead time, reduces even-order harmonics introduced by dead time, and ensures the output waveform quality of inverters under low-carrier-ratio conditions.

**Keywords:** traction inverters; switching-angle synchronous modulation; dead-time effect; Fourier coefficients; online dead-time compensation

收稿日期：2025-12-16；修回日期：2026-01-28

责任编辑：詹 婧