DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.6.340 中图分类号：TM131.2 文献标志码：A

GaN HEMT 功率器件的改进型在线死区补偿方法研究

高赟翔[1](中国电源学会会员)，刘 伟[1]，黄 珊[2]，王孝洪[2]，姜庭豪[1]
(1.山东工商学院信息与电子工程学院，烟台 264005；2.华南理工大学自动化科学与工程学院，广州 510000)

摘要：为了保证三相桥臂安全可靠运行，需要设置合理的死区时间。氮化镓高电子迁移率晶体管 GaN HEMT (gallium nitride high-electron mobility transistor)由于器件本身特性，死区时间内电压变化情况与传统 Si 器件存在差异。对 GaN HEMT 功率器件反向导通压降较大的问题进行分析，提出了一种基于 GaN HEMT 功率器件的改进型在线死区补偿方法。该方法既可以避免电路噪声对电流方向判断的影响，同时又可以减小相电压误差，降低电流谐波，提高电路稳定性。最后通过仿真实验和搭建实验平台验证了改进型在线死区补偿方法的有效性，在反向导通压降较大的情况下较传统的死区时间补偿方法具有明显的优势。

关键词：氮化镓高电子迁移率晶体管；在线死区补偿；谐波抑制；效率

Research on Improved Online Dead-time Compensation Method for GaN HEMT Power Devices

GAO Yunxiang[1], *Member*, *CPSS*, LIU Wei[1], HUANG Shan[2], WANG Xiaohong[2], JIANG Tinghao[1]
(1. School of Information and Electronic Engineering, Shandong Technology and Business University, Yantai 264005, China;
2. School of Automation Science and Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510000, China)

Abstract: To ensure the safe and reliable operation of a three-phase bridge leg, it is necessary to set a reasonable dead-time. Due to its own characteristics, the voltage variation in the dead-time of a gallium nitride high-electron mobility transistor (GaN HEMT) is different from those of traditional Si devices. In this paper, the problem of large reverse conduction voltage drops in GaN HEMT power devices is analyzed, and an improved online dead-time compensation method based on GaN HEMT power devices is proposed. This method can not only avoid the influence of circuit noise on the judgment of current direction, but also reduce the phase voltage error and current harmonics, thus improving the circuit stability. Finally, the effectiveness of the improved online dead-time compensation method was verified by simulation experiments and the construction of an experimental platform, indicating that it has obvious advantages over the traditional dead-time compensation method under the condition of large reverse conduction voltage drops.

Keywords: Gallium nitride high-electron mobility transistor (GaN HEMT); online dead-time compensation; harmonic suppression; efficiency

近年来，随着牵引传动、新能源汽车等行业对电机驱动技术在高效率、小尺寸、高功率[1-3]等方面的持续要求，以氮化镓为代表的第三代宽禁带半导体以其特有的优势越来越受到电力电子工程师的青睐[4-8]。目前传统的 Si 功率器件已经取得了巨大的成就，但受制于 Si 材料的物理特性，对于 Si 功率器件的研究已经接近极限[9-10]。氮化镓高电子迁移率晶体管 GaN HEMT(gallium nitride high-electron mobility transistor)相比于传统的 Si 场效应管本身没有反并联二极管，自身是允许反向电流流

收稿日期：2023-05-04；**修回日期：**2023-05-30；**录用日期：**2023-07-27；**网络首发日期：**2023-08-21

过的，因而降低了反向导通损耗[11-14]。另外 GaN HEMT 功率器件有更高的开关速度[15]，相比于传统 Si 功率器件，其死区时间内相电压变化较大，这就意味着需要选择合适的死区时间来确保三相桥臂安全可靠工作，死区时间过小会导致桥臂直通，死区时间过大又会对驱动器的性能造成影响[16-18]，因此死区时间的设计对于电机驱动来说非常重要。

文献[19]基于氮化镓器件提出了一种死区时间优化的模型，采用一种前馈的方式，将一个开关周期分为 20 个小部分，对每一小部分都进行准确分析，无需连续搜索或调整即可直接生成最优死区时间，但该研究是通过硬件电路来进行手动调节死区时间，在方法灵活性上稍有欠缺。文献[20]为了提高效率，对死区时间进行优化，提出了不同负载条件下基于 GaN HEMT 的降压转换器中死区时间优化的简单模型，与可用于硅基转换器的传统模型相比，所提出的模型本质上是有区别的；通过实验验证了所提出的基于分析模型的死区时间优化技术，但只是在模型的基础上验证了所提出方案的准确性，并没有讨论如何实现死区时间优化。文献[21]通过使用测量热量的方法进行大量实验来计算死区时间，但是该方法缺乏理论分析。文献[22]提出了一种自适应的 GaN HEMT 驱动器死区时间控制方法，采用基于桥臂中间位置电压跟漏电容的电流来控制死区时间，但该方法在电流采样时容易受噪声的影响。

综上所述，死区时间优化对于提高 GaN HEMT 功率器件的性能尤为重要。在对氮化镓器件进行了一系列的研究之后发现，其在第三象限的导通特性带来的反向导通压降较大。针对此问题，本文首先分析开关管在死区时间内的反向导通压降对逆变器性能的影响，然后分析传统死区补偿策略的局限性，由于利用传统的死区补偿方法来解决此问题的效果有限，依靠实时电流来判断补偿的正负容易受到干扰，因此，本文采取一种适用于 GaN HEMT 的在线死区补偿策略，根据负载的变化实时调节死区补偿时间，增加灵活性，补偿的正负通过给定的 dq 轴电流获取，有效地避免了电流采样时引入的噪声对电流方向判断造成的影响，最后通过仿真分析和搭建实验平台验证理论分析的准确性。

1　开关管反向导通压降对逆变器控制性能的影响

在半桥驱动器中，为了防止电路在上、下开关切换过程中出现同臂直通现象，通常会设置死区时间，而在矢量控制中，由于电压源型逆变器的输出电压不易测量，因此会选取给定电压代替实际电压进行计算。死区时间内上下开关管为全关断状态，此时实际电压会产生一个死区时长的误差，使得给定电压与实际电压出现偏差。对于 GaN HEMT 而言，死区期间还存在比 Si MOS 器件更高的反向导通压降。死区时间和反向导通压降等非理想因素会加剧电压偏差的产生，使逆变器的输出电压和相电流谐波增大，危害电机正常运转。

以单相桥臂为例进行分析。图 1 给出了 GaN HEMT 逆变器 a 相桥臂拓扑，S_1、S_4 分别为上、下桥臂的驱动信号，i_a 为相电流。图 2 为驱动信号及关键电压信号的示意，S_1^*、S_4^* 分别为上、下桥臂的理想驱动信号；S_1、S_4 分别为考虑死区时间 T_d 后的上、下桥臂驱动信号；u_{aN} 为逆变器交流侧实际输出电压；Δu_{aN} 为交流侧 a 相实际输出电压与理想电压的差值；u_{SW} 为正向导通时的管压降；u_{rev} 为开通状态下的反向管压降；u_{dc} 为开关管漏源极最大电压。$i_a \geqslant 0$ 和 $i_a < 0$ 时开关管的状态变化如图 2 所示。电路的初始状态为上关下开，当 $i_a \geqslant$ 时，开关状态发生变化，下桥臂首先关断，S_4 的状态由 1 到 0 跳变，经过关断延时 T_{off} 后，下桥臂进入反向导通阶段，此时逆变器交流侧输出反向电压 $-u_s$，在死区时间内上、下桥臂保持同时关断，反向电压一直持续到死区结束；当上桥臂开通，S_1 的状态由 0 到 1 跳变，经过开通延时 T_{on} 后，逆变器上管正常导通；一段时间后，上桥臂关断，S_1 的状态由 1 到 0 跳变，再经过关断延时 T_{off} 后，下桥臂进入反向恢复阶段，而反向恢复的波形取决于相电流绝对值的大小，相电流绝对值越大，电压下降斜率越大；

死区时间 T_d 结束后，下桥臂开通，S_4 的状态由 0 到 1 跳变，再经过开通延时 T_{on} 后，完成桥臂换流。

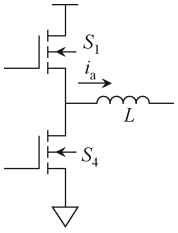


图 1 GaN 逆变器单相桥臂拓扑

Fig. 1 Topology of single-phase bridge leg of GaN inverter

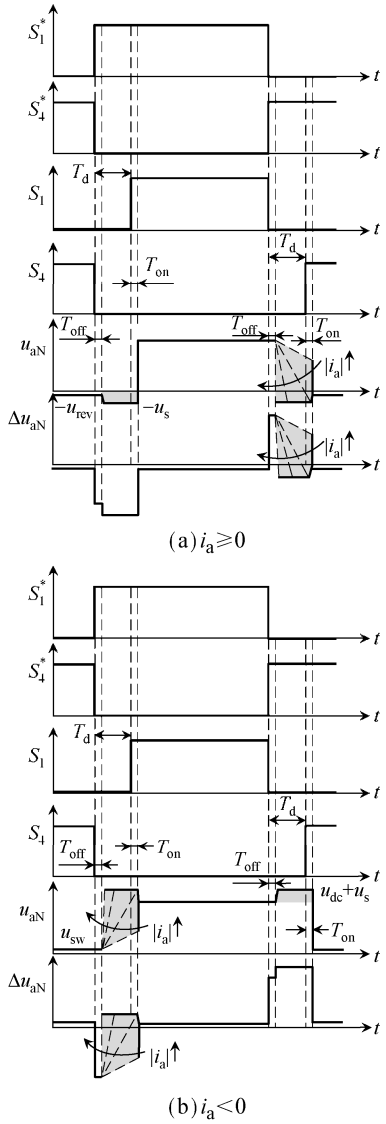


图 2 开关管的状态变化

Fig. 2 Changes in states of switch

当 $i_a \geqslant 0$ 或 $i_a<0$ 时，忽略死区时间以外的导通压降，则由死区效应产生的端电压误差在一个周期 T_s 内的等效值为

$$\Delta u_{aN} = u_{err}\mathrm{sign}(i_a) + \frac{T_d - T_{off} + T_{on}}{T_s} \cdot g(|i_a|)\mathrm{sign}(i_a) \tag{1}$$

式中：$g(|i_a|)$ 为与相电流相关的误差电压函数；u_{err} 为 b、c 相的端电压导通误差，表示为

$$u_{err} = \frac{1}{T_s}[-T_{off}(u_{sw}+u_{rev}) - (T_d - T_{off} + T_{on}) \cdot (u_{dc}+u_s)] \tag{2}$$

当电机三相平衡时，直流母线与电机中性点之间的电压偏移量 u_{NO} 为

$$u_{NO} = -\frac{\Delta u_{aN} + \Delta u_{bN} + \Delta u_{cN}}{3} \tag{3}$$

因此，由死区效应产生的三相电压误差分别表示为

$$\begin{cases} \Delta u_{ao} = \dfrac{2}{3}\Delta u_{aN} - \dfrac{1}{3}\Delta u_{bN} - \dfrac{1}{3}\Delta u_{cN} \\ \Delta u_{bo} = \dfrac{2}{3}\Delta u_{bN} - \dfrac{1}{3}\Delta u_{aN} - \dfrac{1}{3}\Delta u_{cN} \\ \Delta u_{co} = \dfrac{2}{3}\Delta u_{cN} - \dfrac{1}{3}\Delta u_{aN} - \dfrac{1}{3}\Delta u_{bN} \end{cases} \tag{4}$$

将式(4)进行傅里叶变换，得到

$$\begin{cases} \Delta u_{ao} = \dfrac{4u_{err}}{\pi}\sin(\omega t) + \displaystyle\sum_{n=6k\pm1}^{\infty}\frac{4u_{err}}{n\pi}\sin(n\omega t) + G(|i_a|) \\ \Delta u_{bo} = \dfrac{4u_{err}}{\pi}\sin\left(\omega t - \dfrac{2\pi}{3}\right) + \displaystyle\sum_{n=6k\pm1}^{\infty}\frac{4u_{err}}{n\pi} \cdot \sin\left[n\left(\omega t - \dfrac{2\pi}{3}\right)\right] + G(|i_b|) \\ \Delta u_{co} = \dfrac{4u_{err}}{\pi}\sin\left(\omega t + \dfrac{2\pi}{3}\right) + \displaystyle\sum_{n=6k\pm1}^{\infty}\frac{4u_{err}}{n\pi} \cdot \sin\left[n\left(\omega t + \dfrac{2\pi}{3}\right)\right] + G(|i_c|) \end{cases} \tag{5}$$

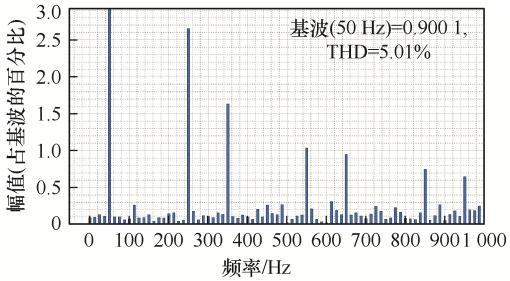
其中，

$$\begin{cases} G(|i_a|) = \dfrac{T_d - T_{off} + T_{on}}{T_s} g(|i_a|)\mathrm{sign}(i_a) \\ G(|i_b|) = \dfrac{T_d - T_{off} + T_{on}}{T_s} g(|i_b|)\mathrm{sign}(i_b) \\ G(|i_c|) = \dfrac{T_d - T_{off} + T_{on}}{T_s} g(|i_c|)\mathrm{sign}(i_c) \end{cases} \tag{6}$$

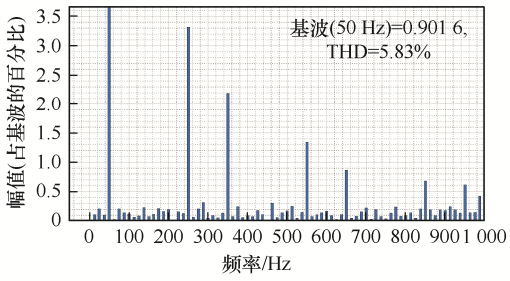
由式(5)可以看出，死区效应的存在会增加逆

变器三相输出电压误差的谐波次数，除此之外，电路的参数会影响到谐波的幅值，相比于传统的 Si 器件，氮化镓器件具有更短的死区时间，因此对于氮化镓功率器件而言，谐波幅值主要取决于反向导通压降的大小。电压误差越大，对相电流产生的影响就越大，进而造成相电流零点附近的零电流钳位现象，使得相电流谐波含量增加，影响电机正常运转。

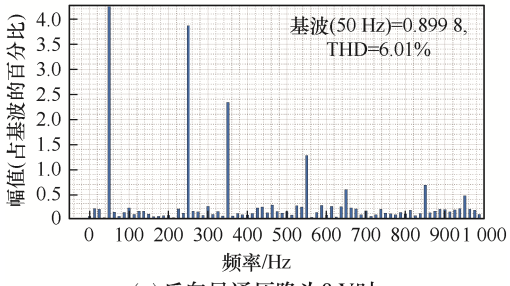
图 3 为不同反向导通压降下电机系统的相电流



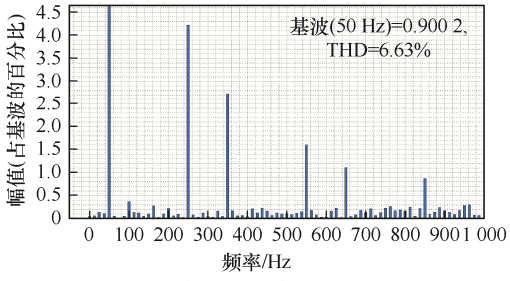
(a) 反向导通压降为0 V时



(b) 反向导通压降为4 V时



(c) 反向导通压降为8 V时



(d) 反向导通压降为12 V时

图 3　不同反向导通压降下的相电流谐波

Fig. 3 Phase current harmonics under different reverse conduction voltage drops

总谐波失真 THD(total harmonic distortion)分析结果，除了反向导通压降外，其余电路参数和控制器参数保持一致。由相电流 THD 结果可以看出，随着反向导通压降的增加，相电流的谐波含量逐渐增大，说明在较大反向导通压降的工况下，电机的电流信号质量会受到影响，死区效应加剧，相电流的 THD 增加。

2　传统死区补偿策略分析

传统的 Si 功率器件的死区补偿方法是运用空间矢量脉宽调制 SVPWM(space vector pulse width modulation)，结合相电流的方向划分出 6 个扇区，再依据电流所在的扇区位置来设置合理的死区补偿时间。图 4 为传统的死区补偿原理示意，其中 T_{com} 为死区补偿时间，T_{on} 为开关管开通延迟时间，T_{off} 为开关管关断延迟时间，虚线 u_{an}^{*} 为理想的输出电压，实线 u_{an} 为实际输出电压，U_{an} 为输出电压幅值。根据死区效应产生的电压误差，可设置合理的死区补偿时间 T_{com}。

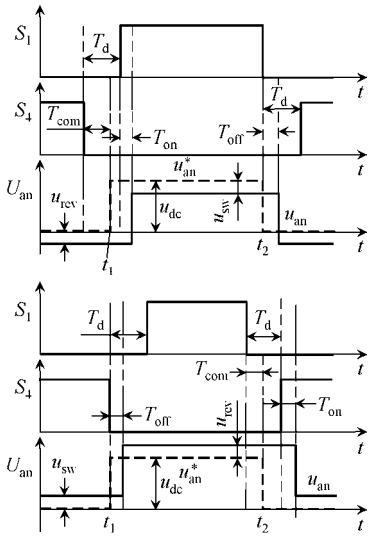


图 4　传统 Si 器件死区补偿时序

Fig. 4 Dead-time compensation timing for traditional Si devices

导通时间误差 T_{err} 可以表示为

$$T_{err}=\mathrm{sign}(i_a)(T_{off}-T_{on}-T_d+T_{com})=\mathrm{sign}(i_a)\Delta T \tag{7}$$

其中，

$$\Delta T = T_{\text{off}} - T_{\text{on}} - T_{\text{d}} + T_{\text{com}} \tag{8}$$

则 m 相(m=a、b、c)的实际导通时间为

$$T_m = T_m^* + T_{\text{err}} = T_m^* + \text{sign}(i_m)\Delta T \tag{9}$$

假设相电流的流向在一个周期内不发生改变，由图 4 可知，m 相实际输出电压 u_{mn} 为

$$u_{mn} = (u_{\text{dc}} + u_{\text{rev}} - u_{\text{sw}})D_m - \frac{1}{2}(u_{\text{rev}} - u_{\text{sw}}) - \frac{1}{2}\text{sign}(i_m)(u_{\text{sw}} + u_{\text{rev}}) \tag{10}$$

式中，D_m 为在一个开关周期内 m 相上桥臂导通占空比。

由式(8)结合死区效应产生的相电压误差可以推导出直流母线与电机中性点之间的电压 u_{no} 为

$$u_{\text{no}} = -\frac{1}{3}(u_{\text{an}} + u_{\text{bn}} + u_{\text{cn}}) = -\frac{1}{3}\cdot \sum_{m=\text{a,b,c}}(u_{\text{dc}} + u_{\text{rev}} - u_{\text{sw}})D_m + \frac{1}{6}\sum_{m=\text{a,b,c}}\text{sign}(i_m)\cdot (u_{\text{sw}} + u_{\text{rev}}) + \frac{1}{2}(u_{\text{rev}} - u_{\text{sw}}) \tag{11}$$

由此可得，a 相的实际电压 u_{ao} 为

$$u_{\text{ao}} = u_{\text{an}} + u_{\text{no}} = \frac{2T_{\text{a}} - T_{\text{b}} - T_{\text{c}}}{3T_{\text{s}}}\cdot (u_{\text{dc}} + u_{\text{rev}} - u_{\text{sw}}) + \frac{1}{6}[\text{sign}(i_{\text{c}}) + \text{sign}(i_{\text{b}}) - 2\text{sign}(i_{\text{a}})]\cdot (u_{\text{sw}} + u_{\text{rev}}) = \frac{2T_{\text{a}}^* - T_{\text{b}}^* - T_{\text{c}}^*}{3T_{\text{s}}}(u_{\text{dc}} + u_{\text{rev}} - u_{\text{sw}}) + \frac{1}{6}[\text{sign}(i_{\text{c}}) + \text{sign}(i_{\text{b}}) - 2\text{sign}(i_{\text{a}})]\left[u_{\text{sw}} + u_{\text{rev}} - \frac{2\Delta T(u_{\text{dc}} + u_{\text{rev}} - u_{\text{sw}})}{T_{\text{s}}}\right] \tag{12}$$

因 Si 功率器件的反向导通压降跟管压降都很小，可以认为

$$u_{\text{dc}} \approx u_{\text{dc}} + u_{\text{rev}} - u_{\text{sw}} \tag{13}$$

将式(13)代入式(12)中可得

$$u_{\text{ao}} = \frac{2T_{\text{a}}^* - T_{\text{b}}^* - T_{\text{c}}^*}{3T_{\text{s}}}u_{\text{dc}} + \frac{1}{6}[\text{sign}(i_{\text{c}}) + \text{sign}(i_{\text{b}}) - 2\text{sign}(i_{\text{a}})]\left(u_{\text{sw}} + u_{\text{rev}} - \frac{2\Delta T u_{\text{dc}}}{T_{\text{s}}}\right) \tag{14}$$

若不考虑死区效应，则 a 相期望相电压 u_{cw}^* 为

$$u_{\text{ao}}^* = \frac{2T_{\text{a}} - T_{\text{b}} - T_{\text{c}}}{3T_{\text{s}}}u_{\text{dc}} \tag{15}$$

由式(15)可知，由死区效应导致的 a 相相电压误差 u_{aerr} 为

$$u_{\text{aerr}} = u_{\text{ao}} - u_{\text{ao}}^* = \frac{1}{6}[\text{sign}(i_{\text{c}}) + \text{sign}(i_{\text{b}}) - 2\text{sign}(i_{\text{a}})]\cdot \left(u_{\text{sw}} + u_{\text{rev}} - \frac{2\Delta T u_{\text{dc}}}{T_{\text{s}}}\right) \tag{16}$$

当死区效应被完全补偿时，$u_{\text{aerr}} = 0$，则有

$$u_{\text{sw}} + u_{\text{rev}} - \frac{2\Delta T u_{\text{dc}}}{T_{\text{s}}} = 0 \tag{17}$$

将式(8)代入式(17)，得到死区效应的补偿时间为

$$T_{\text{com}} = T_{\text{on}} - T_{\text{off}} + T_{\text{d}} + \frac{u_{\text{sw}} + u_{\text{rev}}}{2u_{\text{dc}}}T_{\text{s}} \tag{18}$$

由式(9)可知，时间补偿与相电流的方向有关，再根据 SVPWM 技术，可将相电流的方向分为 6 个区域，每个区域三相电流都有着固定的方向，以此来设计 MOS 管的导通时间。

从式(18)中可知，影响死区补偿时间的参数有功率器件的导通压降、开关延迟时间以及反向二极管的导通压降等，这些参数易受电路寄生参数的影响，然而在实际使用中，往往需要获取逆变器的实时参数，但在电路运行过程中这些参数会随之改变。由此可知，在传统的死区补偿中，补偿时间是根据电路参数计算的且是固定不变的，会受到系统运行状况的制约，补偿时间无法根据实时状态在线更新，补偿效果欠佳。对比 GaN HEMT 器件跟 Si 器件开关波形可以发现，二者存在明显的差异，因此传统的死区补偿方法并不适用于氮化镓逆变器。

3 基于 GaN 功率器件的改进型在线死区补偿策略

根据前面的分析可知，传统的 Si 功率器件在反向压降增大的情况下死区补偿存在明显的不足，

同时传统的死区补偿策略为离线式的电压补偿，补偿参数仅根据电流的方向来改变正负，并不能根据负载的变化来实时更改，大大降低了系统的性能。本文针对传统的死区补偿策略，引入在线补偿策略，对补偿方式进行改进；同时针对三相电流方向获取难度大的问题，引入了由同步旋转坐标系到三相自然坐标系的电流变换，对电流方向进行改进。

将 GaN 功率器件跟加入死区补偿后的 Si 功率器件的开关波形进行对比，可以得到含死区补偿时间的 GaN 功率器件开关波形，如图 5 所示。

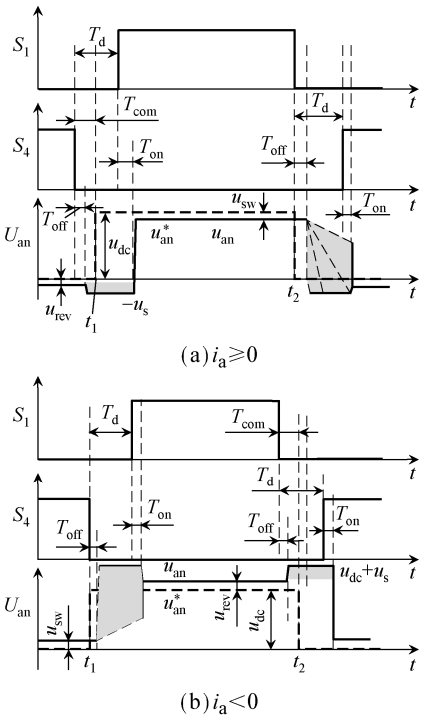


图 5　GaN 死区补偿时序

Fig. 5 GaN dead-time compensation timing

对比图 4 和图 5，根据式(16)中 Si 功率器件逆变器的相电压误差，可以得到氮化镓功率器件逆变器的相电压误差为

$$\begin{aligned} V_{\text{aerr}} = & \frac{1}{6}[\text{sign}(i_{\text{c}})+\text{sign}(i_{\text{b}})-2\text{sign}(i_{\text{a}})]\cdot \\ & \left(u_{\text{sw}}+u_{\text{rev}}-\frac{2\Delta T u_{\text{dc}}}{T_{\text{s}}}\right)+\frac{1}{3}\frac{T_{\text{on}}+T_{\text{d}}-T_{\text{off}}}{T_{\text{s}}}\cdot \\ & \{[\text{sign}(i_{\text{c}})+\text{sign}(i_{\text{b}})-2\text{sign}(i_{\text{a}})](u_{\text{sw}}-2u_{\text{rev}})+ \\ & \text{sign}(i_{\text{b}})g(|i_{\text{b}}|)+\text{sign}(i_{\text{c}})g(|i_{\text{c}}|)-2\text{sign}(i_{\text{a}})g(|i_{\text{a}}|)\} \end{aligned} \tag{19}$$

由式(19)可知，GaN HEMT 的相电压误差表达式较为复杂，如果使用传统固定补偿死区时间的模式将很难保证其控制效果。

根据式(16)和式(19)相电压误差与死区补偿时间的关系可知，相电压误差越大，死区补偿时间也越大，因此死区补偿时间可以根据三相相电压误差的方式来确定。但是永磁同步电机在三相自然坐标系下的数学模型较为复杂，各参数之间存在强耦合性，不利于控制永磁同步电机。因此，本文选取坐标变换后 *d*-*q* 轴坐标下的电压误差来计算死区补偿时间。由电机矢量控制结构框图可知，电流环的输出即为 u_d 和 u_q，由 *d*-*q* 轴坐标系下的电机方程可知，u_d 和 i_q，u_q 与 i_d 相互耦合，为了实现转矩电流和励磁电流的独立控制，确保死区补偿控制的准确性，需要将耦合部分的反电动势进行补偿。则 *d* 轴和 *q* 轴补偿的反电动势 e_d 和 e_q 为

$$\begin{cases} e_d = \dfrac{L_q i_q w_{\text{e}}}{K_{\text{pwm}}} \\ e_q = \dfrac{(L_d i_d + \psi_{\text{f}})w_{\text{e}}}{K_{\text{pwm}}} \end{cases} \tag{20}$$

式中：L_d 和 L_q 为 *d* 轴、*q* 轴相电感；w_{e} 为电机的电角速度；ψ_{f} 为永磁体磁链；K_{pwm} 为 SVPWM 与逆变器环节的放大系数。进行反电动势补偿后，u_d、u_q 可以表示为

$$\begin{cases} u_d = R_{\text{s}} i_d + L_d \dot{i}_d = f_d(L_d, R_{\text{s}}) \\ u_q = R_{\text{s}} i_q + L_q \dot{i}_q = f_q(L_q, R_{\text{s}}) \end{cases} \tag{21}$$

式中，$f_d(L_d, R_{\text{s}})$、$f_q(L_q, R_{\text{s}})$ 为与相电感(L_d和L_q)、相电阻(R_{s})相关的电流与电压关系函数。

由于本文选用的矢量控制方式为 i_d=0 控制，式(21)中的 *d* 轴直流分量较小，如果选用 u_d 来计算死区补偿时间，不能确保控制量的稳定，因此本文采用 u_q 来计算死区补偿时间。由于 i_q 电流的反馈值易于获取，u_q 的参考值与反馈值均由 i_q 计算而来。因此为了简化控制流程，可以直接利用 i_q 电流误差作为控制器的输入，*q* 轴的误差电压 $u_{q\text{err}}$ 与误差电流 $i_{q\text{err}}$ 满足

$$u_{q\text{err}} = R_{\text{s}} i_{q\text{err}} + L_q \dot{i}_{q\text{err}} \tag{22}$$

此外，死区补偿的符号函数所需三相电流的方向，如果选用电路实时电流进行判断，就容易受到采样误差、零电流钳位和电路噪声等的影响。而当电路运行稳定时，实际电流将准确跟踪参考电流，因此本文利用三相参考电流来获取电流方向，可以避免三相实际电流采样产生的问题。i_q^* 电流经过 iPark 变换和 iClark 变换，即可获取三相参考电流。根据上述分析，q 轴电流控制的在线死区补偿控制结构框图如图 6 所示。

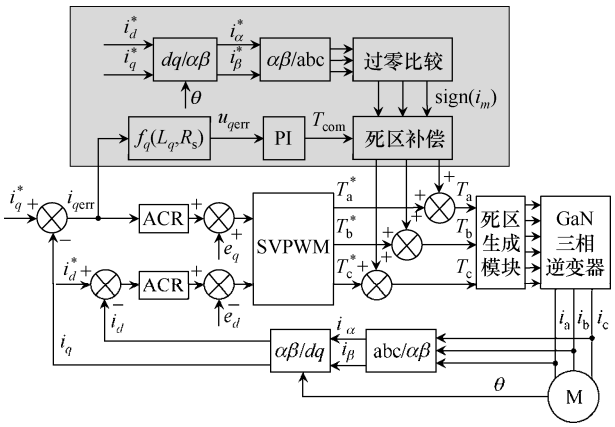


图 6 加入参考电流方向判断后的 GaN 死区补偿框图

Fig. 6 Block diagram of GaN dead-time compensation after adding judgment of reference current direction

由图 6 可知，GaN 在线死区补偿控制的原理是：利用 i_q 电流误差计算得到 u_q 电压误差，再将该误差送入 PI 控制器中，得到死区补偿时间，同时借助参考电流进行电流方向判断，获取符号函数控制补偿的正负，最后与期望导通时间相加，输入到死区生成模块和逆变器模块中。

4 仿真分析

对传统死区补偿策略进行 Matlab 仿真，选用 Simulink 模块的电气仿真模型，同时兼顾电机在运行过程中的离散数字状态对仿真模型和被控量离散化。选用 s-function 模块编写算法，仿真模型如图 7 所示，该模型可以输出三相电流、转子角速度、转子位置等物理量，将这些物理量进行单位转换、离散化处理后输入到 s-function 模块中，经过上层的电机控制算法运算后输出三相比较值，三相比较值再通过 PWM 死区时间生成模块，输出 6 路驱动逆变器工作的 PWM 信号。由于 Matlab 中没有 GaN HEMT 的器件模型，本文参考实测的反向导通压降值，在三相逆变器模块中将 MOS 器件的反向导通压降参数设置为 5 V，使仿真环境贴合实际。本文所有的 Matlab 死区补偿算法仿真验证都基于此模型。

通过转速环跟电流环来控制电机转动，0.05 s 时给定额定转速的 20%(50 Hz)空载启动，转速稳

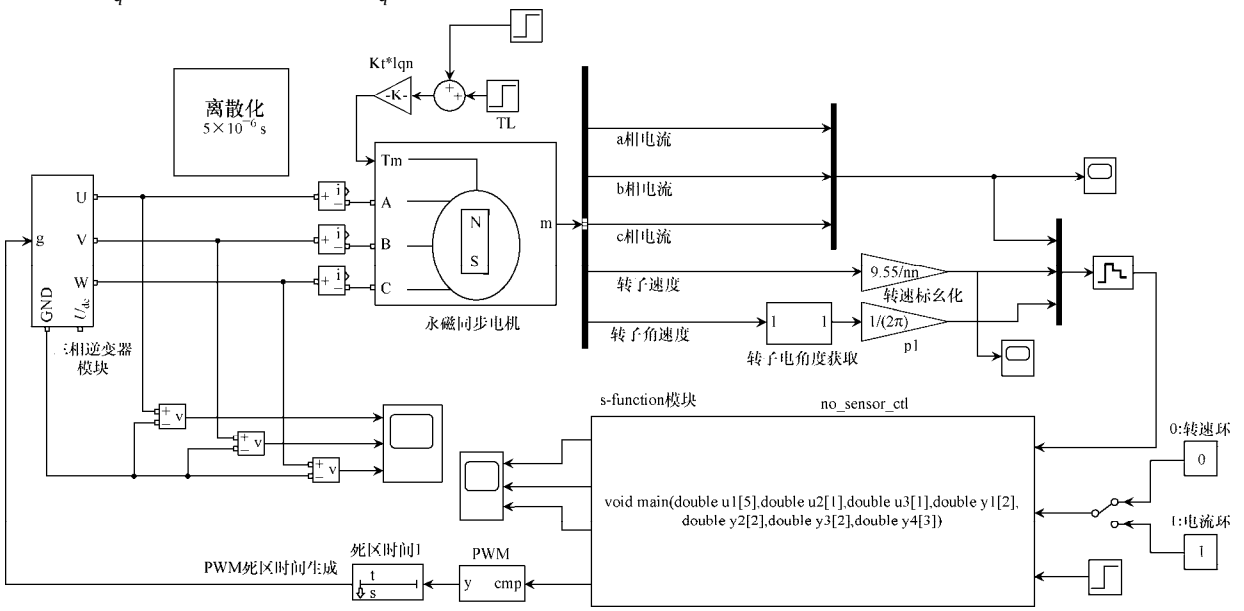
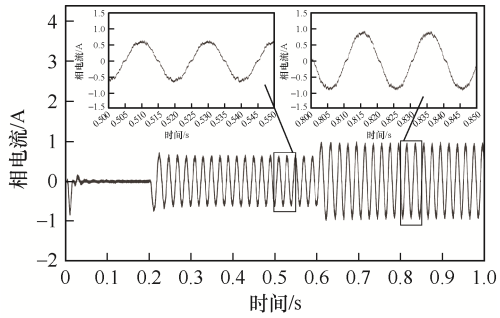


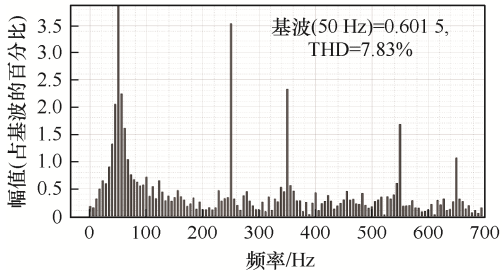
图 7 Matlab 仿真模型

Fig. 7 Matlab simulation model

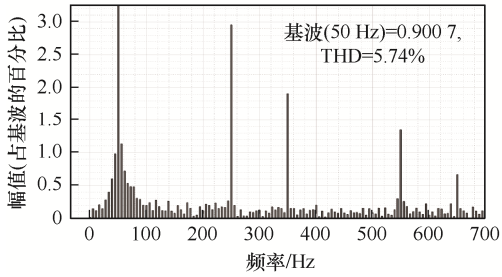
定后，在 0.2 s 时加入额定负载转矩的 20%运行，0.6 s 时将负载转矩增加到额定转矩的 30%。图 8 和图 9 分别展示了未加入死区补偿跟传统死区补偿时的相电流波形，以及在额定转矩的 20%和 30%下相电流的傅里叶分析结果。



(a) 相电流仿真波形



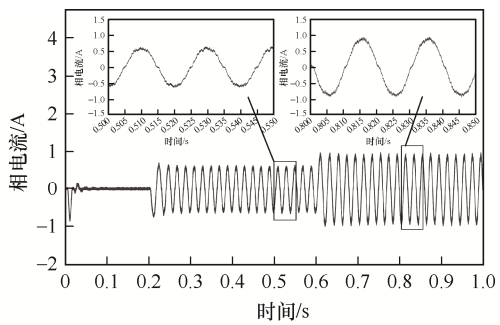
(b) 额定转矩的20%时谐波分析



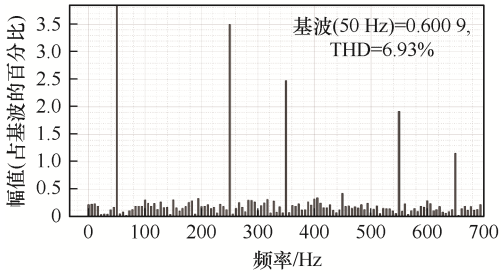
(c) 额定转矩的30%时谐波分析

图 8　无死区补偿时相电流仿真波形和相电流谐波分析

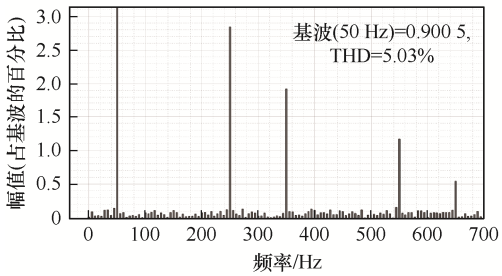
Fig. 8 Simulation waveform of phase current without dead-time compensation, and harmonic analysis of phase current



(a) 相电流仿真波形



(b) 额定转矩的20%时谐波分析



(c) 额定转矩的30%时谐波分析

图 9　传统死区补偿时相电流仿真波形和相电流谐波分析

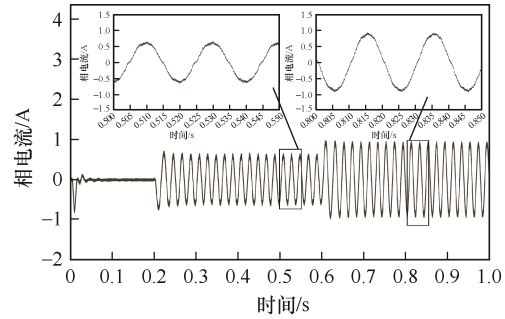
Fig. 9 Simulation waveform of traditional dead-time compensated phase current, and harmonic analysis of phase current

在仿真模型的基础上，将传统死区补偿策略更改为在线死区补偿策略进行仿真分析，同时为了保证算法对比的可靠性，仿真中的电机参数、电流环、转速环、逆变器及滤波器参数均保持不变，仅改变死区补偿部分的算法。

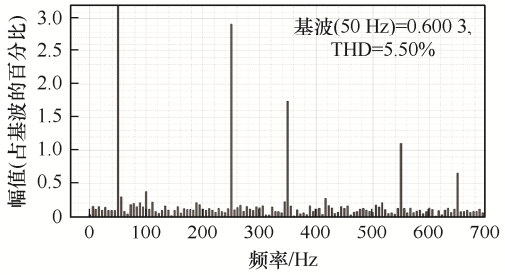
根据图 8 和图 9 可以发现，未加入死区补偿和传统的死区补偿均受反向导通压降、开关噪声、死区时间的影响，导致相电流过零点处不连续，存在较多的电流尖峰扰动，正弦度欠佳。由于仅凭时域波形无法准确对比两者的区别，因此通过傅里叶分析结果进行对比，可以看出，在额定负载转矩的 20%条件下，未补偿时的相电流基波幅值为 0.601 5 A，稳态误差为 0.250%，THD 为 7.83%；加入了传统死区补偿后，相电流基波幅值为 0.600 9 A，稳态误差减小为 0.150%，THD 降低为 6.93%。在额定负载转矩的 30%条件下，未补偿时的相电流基波幅值为 0.900 7 A，稳态误差为 0.075%，THD 为 5.74%；加入传统死区补偿后，相电流基波幅值为 0.900 5 A，稳态误差为 0.056%，THD 下降为 5.03%。

图 10 展现了加入改进型死区补偿后的相电流

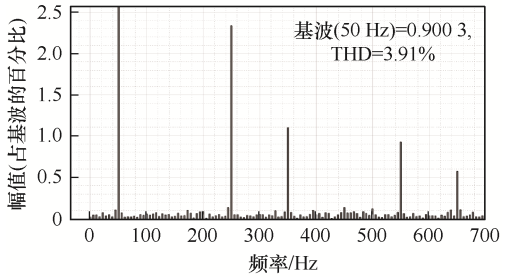
波形和相电流的傅里叶变换分析；同时将无补偿、传统死区补偿跟改进型在线死区补偿的仿真结果进行整理，见表 1。



(a)相电流仿真波形



(b)额定转矩的20%时谐波分析



(c)额定转矩的30%时谐波分析

图 10 GaN 改进型死区补偿相电流仿真波形和谐波分析

Fig. 10 Simulation waveform of GaN improved dead-time compensated phase current, and corresponding harmonic analysis

表 1 不同死区补偿方式下的电流仿真结果

Tab. 1 Simulation results of current in different dead-time compensation modes

补偿方式	额定负载转矩的20%		额定负载转矩的30%	
	稳态误差/%	THD/%	稳态误差/%	THD/%
无补偿	0.250	7.83	0.075	5.74
传统死区补偿	0.150	6.93	0.053	5.03
改进型死区补偿	0.050	5.50	0.033	3.91

将图 10 和图 9 进行对比可知，将改进型在线死区补偿加入后，相电流的尖峰扰动减小，电流在过零点处更加连续，相电流的正弦度增加。在额定负载转矩的 20%条件下，加入改进型在线死区补偿后的相电流基波幅值为 0.600 3 A，稳态误差仅为 0.050%，THD 为 5.50%。在额定负载转矩的 30%条件下，加入改进型死区补偿后的相电流基波幅值为 0.900 3 A，稳态误差仅为 0.033%，THD 为 3.91%。

通过横向比较表 1 中 2 种补偿算法的控制结果，可以很明显地看出改进型在线死区补偿算法相对于传统死区补偿算法在性能上的优越性。

5 实验验证

本文实验用到的永磁同步电机对拖实验平台如图 11 所示。2 台电机通过柔性联轴器相连，其中左边的电机在本文 GaN HEMT 并联逆变驱动器控制下运行；右边的电机为对拖电机，采用额外的伺服驱动器控制，用于提供稳定的负载转矩。2 台电机的参数见表 2。本实验硬件平台的母线电压为 48 V，母线电流为 100 A。

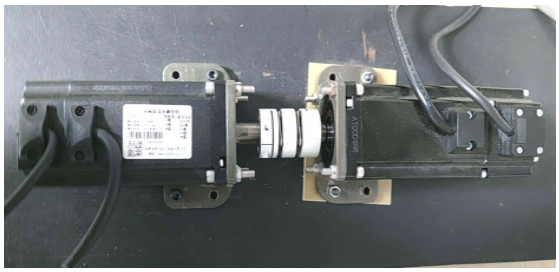


图 11 永磁同步电机对拖实验平台

Fig. 11 Experimental platform of permanent magnet synchronous motor towing

表 2 电机参数

Tab. 2 Motor parameters

参数	数值	
	实验电机	加载电机
额定功率/W	400	400
额定电压/V	24(DC)	220(AC)
额定转距/(N·m)	0.95	1.27
额定转速/(r/min)	3 000	3 000

5.1 GaN HEMT 死区补偿实验

本实验的逆变器负载为图 11 所示的永磁同步

电机对拖平台，设置逆变器的开关频率为 20 kHz，死区时间为 200 ns，电机控制方式为电流环+转速环双闭环控制。

图 12 给出了 GaN HEMT 反向导通电压波形，平均反向导通压降约为 5 V。可以看出，随着相电流方向的变化，下管反向导通电压 V_{DS} 的位置也随之变化，当相电流为负时，下管的反向导通电压出现在母线电位处；当相电流为正时，下管的反向导通电压出现在零电位处；当相电流在 0 附近时，反向导通电压随相电流的正负出现在不同位置；当 i_a<0 时，统计不同电流下的电压波形，如图 12(d)所示，电压在死区时间内的上升时间随着电流绝对值的增加而减小。上述电压 V_{DS} 随电流的变化规律与图 2 的波形一致，证明了前文分析的合理性。

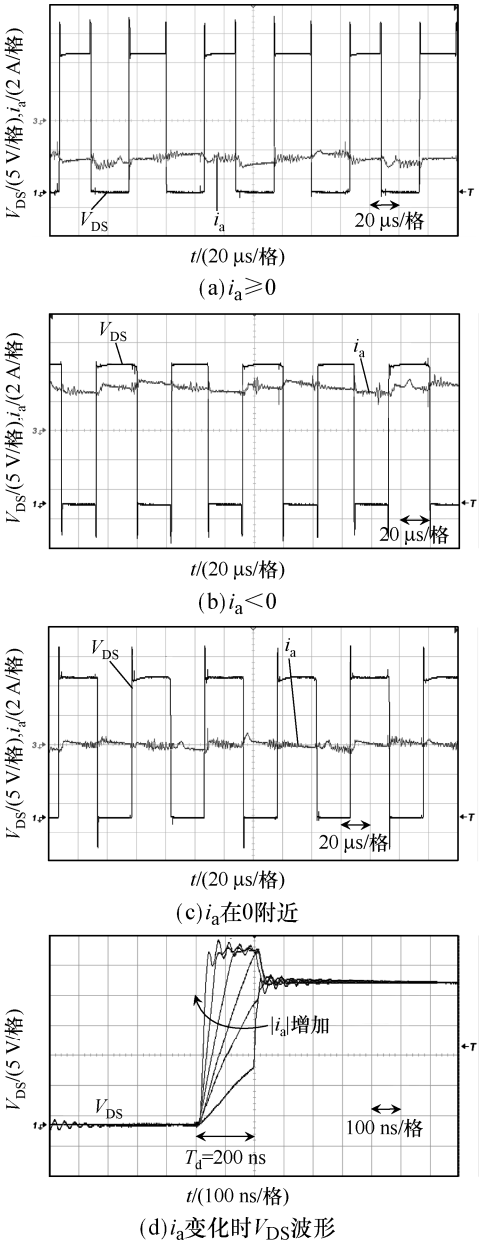


图 12　GaN HEMT 反向导通电压

Fig. 12　GaN HEMT reverse conduction voltage

5.2 电流稳态性能实验

将实验电机空载启动，转速给定设置为 1 500 r/min，即 80 Hz，待转速稳定后，启动对拖电机并加入额定负载转矩的 20%，待相电流稳定后记录不同死区补偿控制方式下的电流波形和相电流 THD，实验波形如图 13 所示。可以看到，无死区补偿、传统死区补偿、改进型死区补偿控制下的相电流 THD 分别为 3.55%、3.48%和 3.23%。

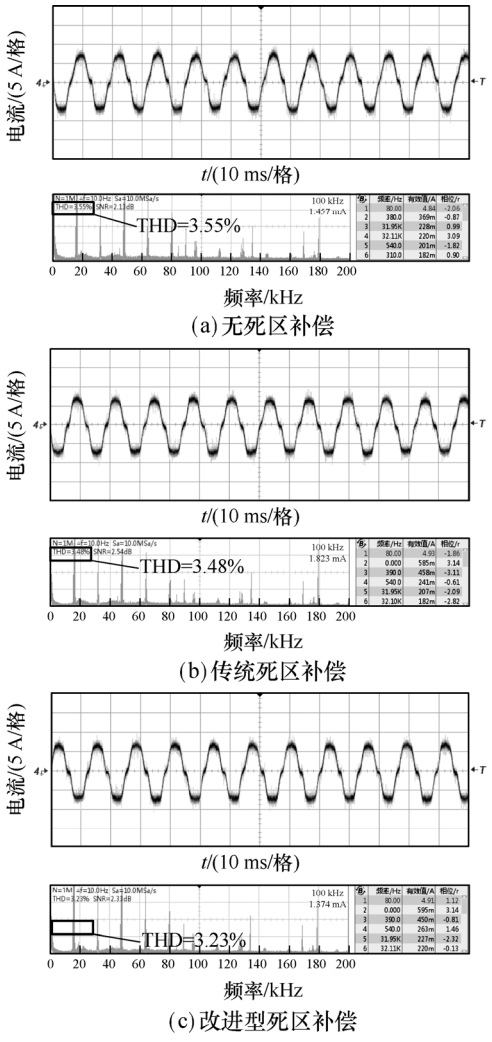


图 13　额定转矩的 20%下稳态实验结果

Fig. 13 Steady-state experimental results at 0.2 times rated toque

保持给定转速不变，逐渐提升负载转矩至其30%，记录上述波形如图 14 所示。可以看到，无死区补偿、传统死区补偿和改进型死区补偿控制下的相电流 THD 分别为 2.09%、2.00%、1.76%。相关实验数据见表 3，由实验结果对比可以看出，

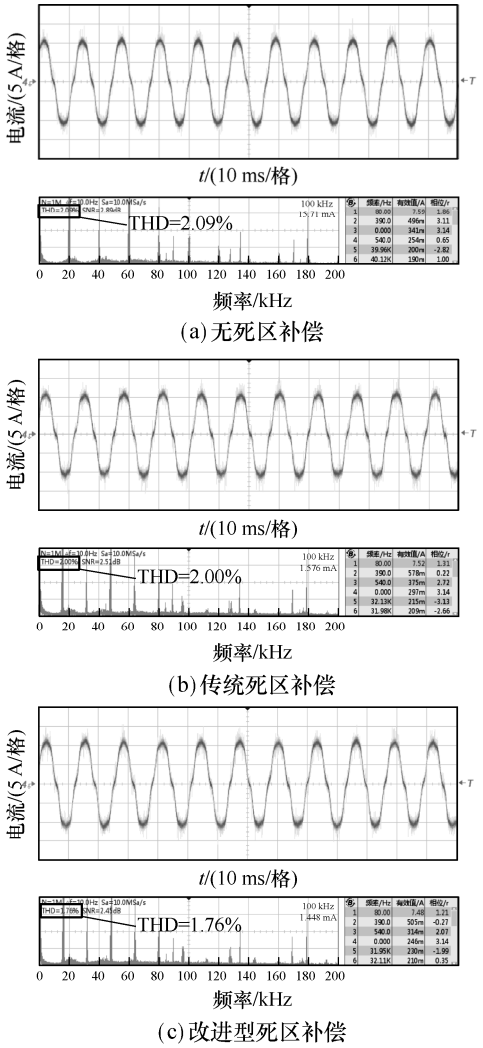


图 14 额定转矩的 30%下稳态实验结果

Fig. 14 Steady-state experimental results at 0.3 times rated torque

表 3 不同死区补偿控制算法下的相电流 THD

Tab. 3 Phase current THD under different dead-time compensation control algorithms

补偿算法	相电流 THD/%	
	额定负载转矩的 20%	额定负载转矩的 30%
无补偿	3.55	2.09
传统死区补偿	3.48	2.00
改进型死区补偿	3.23	1.76

在不同的负载转矩下，改进型死区补偿相对于传统死区补偿在抑制相电流谐波的能力上效果更好。

6 结语

本文针对 GaN HEMT 功率器件反向导通压降较大，传统的 Si 功率器件死区补偿方法不能解决的情况，设计了一种 GaN HEMT 器件的改进型在线死区补偿策略，利用 *d*-*q* 轴电流误差计算得到 *d*-*q* 轴的电压误差，将其输入到控制器后得到可变的补偿时间，该时间可以随负载电流的变化实时更新，相比于传统的手动调节死区时间更加灵活；同时还利用了 *d*-*q* 轴给定电流逆变换的方式获取相电流方向以确定补偿的正负，将电流采样时噪声产生的影响进行了很好地抑制。最后，仿真与实验结果表明，该方法相较于传统 Si 功率器件死区补偿具有更好的补偿效果，有效减小了电流的稳态误差和相电流总谐波失真。

参考文献：

[1] 汪渭滨, 常红, 管月, 等. 基于 GaN 的高效率、高功率密度 ACF 变换器的设计[J]. 电力电子技术, 2023, 57(3): 115-118, 125.
Wang Weibin, Chang Hong, Guan Yue, et al. Design of high efficiency and high power density active clamp flyback converter based on GaN [J]. Power Electronics, 2023, 57(3): 115-118, 125. (in Chinese)

[2] Wang Yifeng, Chen Bo, Hou Yuqi, et al. Analysis and design of a 1-MHz bidirectional multi-CLLC resonant DC-DC converter with GaN devices [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(2): 1425-1434.

[3] 何亮, 刘扬. 第三代半导体 GaN 功率开关器件的发展现状及面临的挑战[J]. 电源学报, 2016, 14(4): 1-13.
He Liang, Liu Yang. Recent progress and challenges of GaN based power electronic devices [J]. Journal of Power Supply, 2016, 14(4): 1-13. (in Chinese)

[4] Huang Qingyun, Yu Ruiyang, Ma Qingxuan, et al. Predictive ZVS control with improved ZVS time margin and

limited variable frequency range for a 99% efficient, 130-W/in3 MHz GaN totem-pole PFC rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 7079-7091.

[5] Ding Xiaofeng, Zhou Yang, Cheng Jiawei. A review of gallium nitride power device and its applications in motor drive [J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2019, 3(1): 54-64.

[6] Mishra U K, Shen Likun, Kazior T E, et al. GaN-based RF power devices and amplifiers [J]. Proceedings of the IEEE, 2008, 96(2): 287-305.

[7] 佟强，刘贺，曲璐. 基于氮化镓的反激同步整流 DC/DC 变换器设计[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 81-89.
Tong Qiang, Liu He, Qu Lu. Design of synchronous rectifier flyback DC/DC converter based on GaN [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 81-89. (in Chinese)

[8] 樊靖轩, 施佳楠, 徐子梁, 等. 基于 GaN 的开关线性复合高速随动脉冲负载直流变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(6): 1818-1829.
Fan Jingxuan, Shi Jianan, Xu Ziliang, et al. High speed switching-linear hybrid followed-up pulse load DC converter based on GaN device[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(6): 1818-1829. (in Chinese)

[9] Bhalsod S K, Bijeev N, Jani V H. Design and simulation of advanced GaN based LLC resonant converter for space applications [C]//2017 International Conference on Current Trends in Computer, Electrical, Electronics and Communication (CTCEEC). Mysore, India, 2017: 733-739.

[10] Wu Yifeng, Kapolnek D, Ibbetson J P, et al. Very-high power density AlGaN/GaN HEMTs [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2001, 48(3): 586-590.

[11] 冷静. GaN 驱动芯片自适应死区时间控制电路设计[D]. 南京: 东南大学, 2019.
Leng Jing. The design of adaptive dead-time control circuit for GaN driver ICs [D]. Nanjing: Southeast University, 2019. (in Chinese)

[12] 肖龙, 陈冬冬. 基于建模数据和最优化算法的 GaN HEMT 精确电热行为建模方法[J]. 电源学报，2024，22(1): 153-162.
Xiao Long, Chen Dongdong. Modeling method for accurate electrothermal behavior of GaN HEMT based on modeling data and optimization algorithm [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(1): 153-162. (in Chinese)

[13] Qin Haihong, Peng Zihe, Zhang Ying, et al. A comparative study of freewheeling methods for eGaN HEMTs in a phase-leg configuration [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(3): 3657-3670.

[14] Jones E A, Wang F, Costinett D, et al. Characterization of an enhancement-mode 650-V GaN HFET [C]//2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Montreal, QC, Canada: IEEE, 2015: 400-407.

[15] 成松林, 向乾尹, 冯全源. 一种 GaN 半桥驱动器电平移位电路设计[J]. 微电子学, 2021, 51(1): 28-32.
Cheng Songlin, Xiang Qianyin, Feng Quanyuan. A level shifter for half-bridge GaN driver [J]. Microelectronics, 2021, 51(1): 28-32. (in Chinese)

[16] Huang Xiucheng, Li Qiang, Liu Zhengyang, et al. Analytical loss model of high voltage GaN HEMT in cascode configuration [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(5): 2208-2219.

[17] 肖宏伟, 何英杰, 刘进军, 等. 基于窄脉冲消除的三电平逆变器矢量不对称死区补偿调制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(4): 1386-1397, 1545.
Xiao Hongwei, He Yingjie, Liu Jinjun, et al. Research on vector asymmetric dead-time compensation modulation strategy of three-level inverter based on narrow pulse elimination [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(4): 1386-1397, 1545. (in Chinese)

[18] 康薇, 肖飞, 任强, 等. 双有源桥 DC-DC 变换器三移相调制及其死区效应分析和补偿[J]. 电工技术学报, 2024, 39(6): 1907-1922.
Kang Wei, Xiao Fei, Ren Qiang, et al. Three-phase-shift modulation and its dead band effect analysis and compensation of dual-active-bridge DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(6):

1907-1922. (in Chinese).

[19] Han Di, Sarlioglu B. Deadtime effect on GaN-based synchronous boost converter and analytical model for optimal deadtime selection [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 601-612.

[20] Asad M, Singha A K, Rao R M S. Dead time optimization in a GaN-based Buck converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(3): 2830- 2844.

[21] Hoffmann L, Gautier C, Lefebvre S, et al. Optimization of the driver of GaN power transistors through measurement of their thermal behavior [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(5): 2359-2366.

[22] Chiu P K, Wang Pin ying, Li Sheng teng, et al. A GaN driver IC with novel highly digitally adaptive dead-time control for synchronous rectifier Buck converter [C]// 2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Detroit, MI, USA: IEEE, 2020: 3788-3792.



高赟翔

作者简介：

高赟翔(1996—)，男，中国电源学会会员，通信作者，硕士研究生。研究方向：电力电子及运动控制。E-mail：2021420021@sdtbu.edu.cn。

刘伟(1977—)，男，博士，副教授。研究方向：电力电子技术应用、嵌入式系统应用、计算机控制及信号处理等。E-mail：liuwei@sdtbu.edu.cn。

黄珊(1998—)，女，硕士研究生。研究方向：电力电子及运动控制。E-mail：571776086@qq.com。

王孝洪(1976—)，男，博士，教授。研究方向：电力电子技术及其在新能源、节能领域的应用，电机驱动技术及其在机器人、运动控制领域的应用。E-mail：xhwang@scut.edu.cn。

姜庭豪(1998—)，男，硕士研究生。研究方向：计算机视觉。E-mail：2021420008@sdtbu.edu.cn。

(责任编辑：陈国珍)

《电源学报》刊期变更为月刊的公告

尊敬的作者、读者及学界同仁：

为进一步加快创新成果的传播速度，提高出版时效，提升《电源学报》的影响力和传播力，经主办单位申请、天津市新闻出版局批复，自 2025 年 10 月起，本刊刊期由双月刊变更为月刊。刊期变更后，每月出版 1 期，2025 年出版 8 期。自 2026 年起每年出版 12 期。

此次刊期调整，本刊将进一步缩短科研成果发表周期，加速学术成果转化应用；扩大优质稿件承载量，促进学科交叉融合发展；同时持续优化稿件处理流程，提升审稿效率与服务质量。

衷心感谢各级主管部门、编委老师、审稿专家及广大作者和读者长期以来的支持与厚爱！《电源学报》将始终秉承“促进学术交流，推动技术革新，驱动我国电源产业的创新发展”的宗旨，持续报道电源领域最具原创性和创新性的新理论、新技术和新成果，打造高水平学术交流平台，为电源产业的发展贡献力量。

特此公告。

《电源学报》编辑部

2025 年 10 月