

# 并网逆变器闭环控制带宽对死区效应的抑制

黄宵驳 胡海兵

(南京航空航天大学自动化学院, 南京, 210016)

**摘要:**阐述了死区效应的产生机理及其在开环控制下对逆变器输出基波电压的影响和死区谐波频谱分布情况。在此基础上,通过闭环传递函数带宽分析,定量地分析了闭环系统对死区效应的抑制作用以及控制带宽大小对抑制死区效应效果的关系。以单电流闭环控制的 LCL 滤波并网逆变器系统为例,进行闭环控制带宽对死区效应抑制的仿真验证。最后,在一台 250 kW 三相并网逆变器上进行实验验证。仿真和实验结果证明了理论分析的正确性。

**关键词:**逆变器;死区效应;谐波频谱;单电流闭环控制;谐波抑制

**中图分类号:** TM464 **文献标志码:** A **文章编号:** 1005-2615(2014)01-0086-06

## Suppression Effect on Dead-Time in Close-Loop Control for Grid-Connected Inverter

Huang Xiaobo, Hu Haibing

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China)

**Abstract:** The mechanism of dead-time effect is illustrated, as well as its influences on fundamental output voltage and harmonic spectrum distribution. Combining the basic analysis and the bandwidth of the system close-loop transfer function, the suppression effect on dead-time and the close relationship between the close-loop bandwidth and the suppression effect are quantitatively analyzed. Taking the single-loop controlled LCL inverter as an example, the suppression effect of the close-loop control bandwidth on dead-time is verified by simulation. Finally, experiments are performed on a 250 kW grid-tied inverter to check the suppression effect on dead-time. Simulation and experimental results agree well with the theoretical analysis.

**Key words:** inverter; dead-time effect; harmonic spectrum; single-loop current control; harmonic suppression

由于逆变器主电路中的功率开关元件不是理想器件,其固有开关时间的影响导致其开通时间  $t_{on}$  往往小于关断时间  $t_{off}$ ,同一桥臂上下功率管会发生直通现象,因此必须在其驱动信号中设置一段死区时间  $t_d$ ,以保证同一桥臂上下管不在同一时间发生开通<sup>[1]</sup>。尽管  $t_d$  占整个开关周期的比例很小,但由于开关频率较高,形成的死区累积效应比较严重。理论上,PWM 逆变器输出电压中的谐波分量应该集中在以开关频率及其倍频数为中心的周围,当此谐

波经滤波器滤除后,输出电压应为失真度很小的正弦波形<sup>[2-3]</sup>。在实际应用中,死区时间的设置将会造成输出基波电压损失,谐波含量增加,严重影响波形质量<sup>[4-6]</sup>,但是通过闭环控制可以使得输出波形得到一定矫正,从而抑制了死区效应。

为了研究死区效应和闭环控制带宽之间的定量关系,本文在分析开环控制死区效应产生机理和数学推导描述的基础上,对采用单电流闭环控制的 LCL 滤波并网逆变器系统带宽对死区谐波抑制效

果的影响进行理论分析及仿真对比, 最后在一台 250 kW 三相并网逆变器上进行实验验证, 实验结果表明了理论分析及仿真结果的正确性。

## 1 死区效应分析

### 1.1 死区效应产生机理

为简化分析, 以单相 SPWM 逆变器左桥臂为例, 假设电流  $i$  流出桥臂为正, 流入桥臂为负, 如图 1 所示。

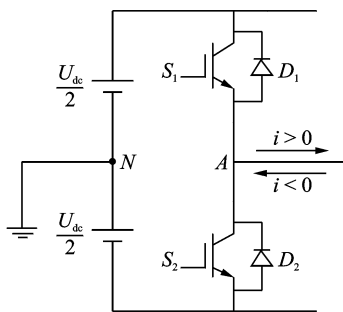


图 1 逆变器左桥臂电流方向示意图

Fig. 1 Current direction of left-leg of inverter

忽略开关管通态管压降和开关时间的影响, 在死区时间内, 同一桥臂的两个开关管均处于关断状态, 输出电流只能通过二极管续流, 桥臂输出电压只与输出电流极性有关, 而与驱动信号的控制逻辑无关。在死区时间  $t_d$  内, 当  $i > 0$  时, 二极管  $D_2$  续流, 桥臂输出电压  $U_{AN}$  为负母线电压  $-U_{dc}/2$ ; 反之, 当  $i < 0$  时, 二极管  $D_1$  续流, 桥臂输出电压  $U_{AN}$  为正母线电压  $U_{dc}/2$ 。

如图 2 所示, 实际输出电压  $U_{AN}$  相比理想输出电压  $U_{AN}^*$  出现了一个误差电压  $U_e$ , 即  $U_e = U_{AN} - U_{AN}^*$ 。

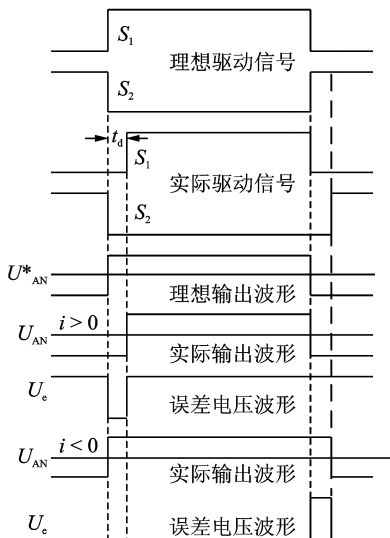


图 2 死区效应波形图

Fig. 2 Sketch of dead-time effect

可见, 误差电压  $U_e$  具有以下特征: (1)  $U_e$  为脉冲电压, 存在于每个开关周期; (2) 幅值等于直流电压  $U_{dc}$ ; (3) 脉冲宽度与死区时间相同, 为  $t_d$ ; (4) 每个脉冲极性都与  $i$  极性相反。

### 1.2 死区谐波频谱

图 3 为逆变器左桥臂在一个基波周期内的死区脉冲电压波形图, 假设输出电流与输出电压基波同相。

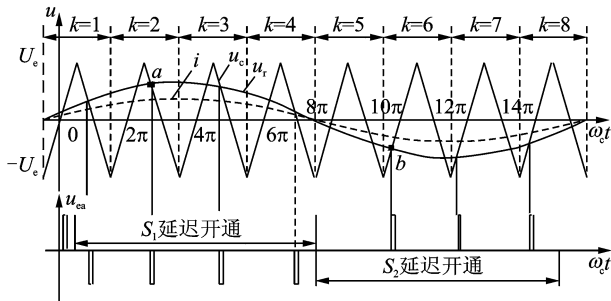


图 3 一个基波周期内死区脉冲电压波形

Fig. 3 Dead-time voltage waveform in one fundamental period

其中调制波表达式为

$$u_r = U_r \sin(\omega_r t + \varphi) \quad (1)$$

三角载波表达式为

$$u_c = \begin{cases} \left(\omega_c t - 2k\pi + \frac{\pi}{2}\right) \frac{2U_c}{\pi} - U_c & 2k\pi - \frac{\pi}{2} \leq \omega_c t < 2k\pi + \frac{\pi}{2} \\ -\left(\omega_c t - 2k\pi - \frac{\pi}{2}\right) \frac{2U_c}{\pi} + U_c & 2k\pi + \frac{\pi}{2} \leq \omega_c t < 2k\pi + \frac{3\pi}{2} \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $U_r, U_c$  分别为调制波和载波的幅值;  $\omega_r, \omega_c$  分别为调制波和载波的角频率。令调制比  $m_a = U_r / U_c$ , 载波比  $N = \omega_c / \omega_r$ ,  $X = \omega_c t$ ,  $Y = \omega_r t + \varphi$ 。

在一个载波周期内, 有

$$2k\pi - \frac{\pi}{2} \leq \omega_c t \leq 2k\pi + \frac{3\pi}{2} \quad (3)$$

图 3 中  $u_r$  和  $u_c$  的交点为

$$\begin{aligned} a: & (2k+1)\pi - \frac{\pi}{2} m_a \sin Y \\ b: & 2k\pi + \frac{\pi}{2} m_a \sin Y \end{aligned} \quad (4)$$

死区误差电压脉冲极性与输出电流  $i$  极性相反, 当  $i > 0$  时左桥臂输出死区误差电压  $u_{en}$  函数可表示为

$$u_{en} = \begin{cases} -\frac{U_{dc}}{2}, X \geq 2k\pi + \frac{\pi}{2} m_a \sin Y \\ \quad \text{且 } X < 2k\pi + \frac{\pi}{2} m_a \sin Y + \omega_c t_d \\ +\frac{U_{dc}}{2}, X \geq (2k+1)\pi - \frac{\pi}{2} m_a \sin Y \\ \quad \text{且 } X < (2k+1)\pi - \frac{\pi}{2} m_a \sin Y + \omega_c t_d \end{cases} \quad (5)$$

设  $m$  为相对于载波的谐波次数,  $n$  为相对于调制波的谐波次数, 则  $u_{ea}$  的双重傅里叶表达式为

$$u_{ea} = \frac{1}{2}A_{00} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_{0n} \cos nY + B_{0n} \sin nY) + \sum_{m=1}^{\infty} (A_{m0} \cos mX + B_{m0} \sin mX) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} [A_{mn} \cos(mX + nY) + B_{mn} \sin(mX + nY)] \quad (6)$$

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{2}{(2\pi)^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_{ea} e^{j(mX+nY)} dXdY \quad (7)$$

从而可得到左桥臂中点输出死区误差电压的傅里叶表达式为

$$u_{ea} = -\frac{2U_{dc}}{\pi^2} \omega_s t_d \sin(\omega_r t) - \frac{2U_{dc}}{\pi^2} \omega_s t_d \sum_{n=3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(n\omega_r t) - \left\{ \frac{2U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0,1,2,\dots}^{\infty} \left[ \frac{1}{m} J_n \left( \frac{mm_a \pi}{2} \right) [(-1)^m + (-1)^n] \times \sin \left( \frac{m\omega_s t_d}{2} \right) \times \cos \left[ (mN + n)\omega_r t - \frac{m\omega_s t_d}{2} \right] \right] \right\} \quad (8)$$

式中  $J_n(x)$  为贝塞尔函数。

同理, 可得右桥臂中点输出死区误差电压的傅里叶表达式为

$$u_{eb} = \frac{2U_{dc}}{\pi^2} \omega_s t_d \sin(\omega_r t) + \frac{2U_{dc}}{\pi^2} \omega_s t_d \sum_{n=3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(n\omega_r t) + \left\{ \frac{2U_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0,1,2,\dots}^{\infty} \left[ \frac{1}{m} J_n \left( \frac{mm_a \pi}{2} \right) [(-1)^{m+n} + 1] \times \sin \left( \frac{m\omega_s t_d}{2} \right) \times \cos \left[ (mN + n)\omega_r t - \frac{m\omega_s t_d}{2} \right] \right] \right\} \quad (9)$$

逆变器输出死区误差电压傅里叶表达式为

$$u_e = u_{ea} - u_{eb} = -\frac{4U_{dc}}{\pi^2} \omega_s t_d \sin(\omega_r t) - \frac{4U_{dc}}{\pi^2} \omega_s t_d \sum_{n=3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(n\omega_r t) - \left\{ \frac{4U_{dc}}{\pi} \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=0,2,\dots}^{\infty} \left[ \frac{1}{m} J_n \left( \frac{mm_a \pi}{2} \right) \sin \left( \frac{m\omega_s t_d}{2} \right) \times \cos \left[ (mN + n)\omega_r t - \frac{m\omega_s t_d}{2} \right] \right] \right\} \quad (10)$$

其基波幅值为

$$U_{e1} = \frac{4U_{dc} \omega_s t_d}{\pi^2} = \frac{4f_s t_d U_{dc}}{\pi} \quad (11)$$

开关频率以下低次谐波幅值为

$$U_{ek} = \frac{4f_s t_d U_{dc}}{k\pi} \quad (k=3,5,7,\dots) \quad (12)$$

开关频率及其倍频数附近谐波次数为  $m\omega_s \pm n\omega_r$  ( $m=2,4,6,\dots; n=0,2,4,\dots$ ) 的谐波幅值为

$$U_{emn} = \frac{4U_{dc}}{m\pi} J_n \left( \frac{mM\pi}{2} \right) \sin \frac{m\omega_s t_d}{2} \quad (13)$$

图4为仿真得到的死区误差电压脉冲波形。可见, 误差电压脉冲极性与输出电流极性相反。

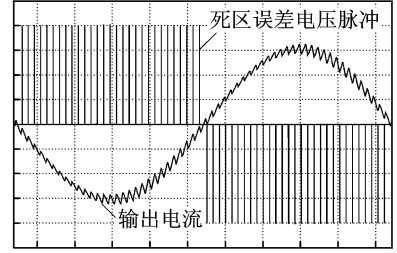


图4 死区误差电压脉冲波形

Fig. 4 Dead-time error voltage waveform

图5为死区误差电压经傅里叶分解后得到的谐波频谱图, 频谱分布与理论分析一致。

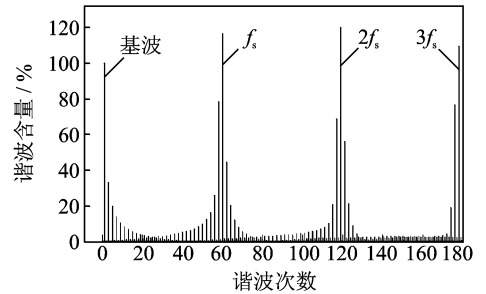


图5 死区谐波频谱

Fig. 5 Dead-time harmonic spectrum

### 1.3 死区效应对输出基波电压影响

由于误差电压  $U_e$  的存在, 即使理想输出电压  $U_{AN}^*$  的谐波分量仅分布在开关频率及其倍频数周围, 逆变器的实际输出电压  $U_{AN}$  也将包含由死区引起的谐波成分。

由于误差电压的基波分量与输出电流反相, 从而给输出电压造成了一定的基波电压损失。图6为

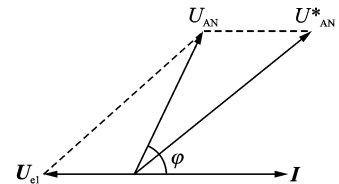


图6 死区对输出基波电压影响矢量关系图

Fig. 6 Vector diagram of dead-time effect on fundamental waveform

实际输出电压  $U_{AN}$  与理想输出电压  $U_{AN}^*$  的矢量关系图, 其中  $U_{e1}$  为误差电压基波矢量,  $I$  为输出电流基波矢量,  $\varphi$  为实际输出电压  $U_{AN}$  与  $I$  的相位角。

由各矢量关系, 可得

$$U_{AN}^* = U_{AN}^2 + U_{e1}^2 + 2U_{AN}U_{e1}\cos\varphi \quad (14)$$

$$\frac{U_{AN}}{U_{AN}^*} = -K\cos\varphi + \sqrt{1 - (K\sin\varphi)^2} \quad (15)$$

其中

$$K = \frac{U_{e1}}{U_{AN}^*} = \frac{4f_s t_d}{m_a \pi} \quad (16)$$

可知, 设置死区后输出基波电压受死区时间  $t_d$ 、开关频率  $f_s$ 、调制比  $m_a$  及功率因数角  $\varphi$  影响。由式 (15) 计算得到如图 7 所示变化规律曲线。

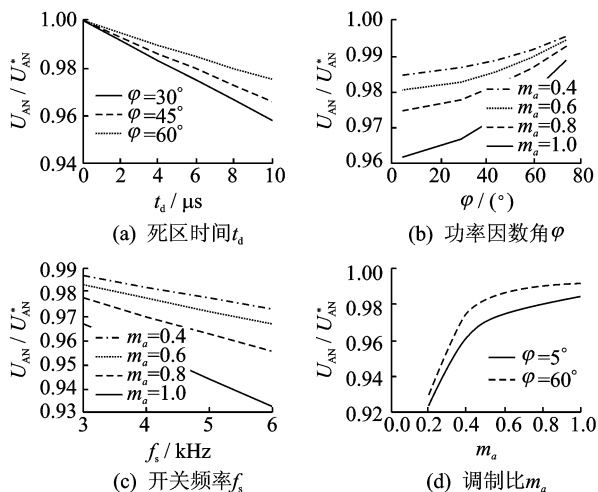


图 7  $U_{AN}/U_{AN}^*$  变换规律曲线

Fig. 7 Variation curves of  $U_{AN}/U_{AN}^*$

图 7(a) 为  $f_s = 3$  kHz,  $m_a = 0.8$ ,  $\varphi = 30, 45$  和  $60^\circ$  时,  $U_{AN}/U_{AN}^*$  随死区时间  $t_d$  的变化曲线。可见, 死区  $t_d$  越大, 基波电压损失越多。

图 7(b) 为  $f_s = 3$  kHz,  $t_d = 4$   $\mu s$ ,  $m_a = 0.4, 0.6, 0.8$  和  $1$  时,  $U_{AN}/U_{AN}^*$  随功率因数角  $\varphi$  的变化曲线。可见,  $\varphi$  越小, 基波电压损失越多。

图 7(c) 为在  $t_d = 4$   $\mu s$ ,  $\varphi = 30^\circ$ ,  $m_a = 0.4, 0.6, 0.8$  和  $1$  时,  $U_{AN}/U_{AN}^*$  随开关频率  $f_s$  的变化曲线。可见,  $f_s$  越高, 死区累积效应越严重, 基波电压损失越多。

图 7(d) 为  $f_s = 3$  kHz,  $t_d = 4$   $\mu s$ ,  $\varphi = 5$  和  $60^\circ$  时,  $U_{AN}/U_{AN}^*$  随调制比  $m_a$  的变化曲线。可见,  $m_a$  越小, 基波电压损失越大。

综上所述, 死区效应会造成逆变器输出基波电压损失, 死区时间  $t_d$ 、开关频率  $f_s$  越大, 功率因数角  $\varphi$ 、调制比  $m_a$  越小, 基波电压损失越严重。

## 2 闭环带宽对死区效应抑制影响

并网逆变器中输出电压被箝位在电网电压, 死

区效应主要影响并网电流质量。由于 LCL 滤波器对高次谐波具有良好的衰减作用, 死区效应产生的高次谐波经 LCL 滤波器衰减后对并网电流波形影响较小, 造成并网电流波形畸变的主要是死区效应中的低次谐波。

图 8 为 LCL 滤波三相并网逆变器电路拓扑及电感  $L_1$  电流闭环控制结构框图。其中,  $i_1$  为逆变桥输出电流,  $i_c$  为电容电流,  $i_2$  为并网电流,  $u_g$  为电网电压,  $k_{PWM}$  为逆变桥等效传递函数,  $u_e$  为死区效应误差电压。忽略滤波电感的电阻和电容的寄生电阻。

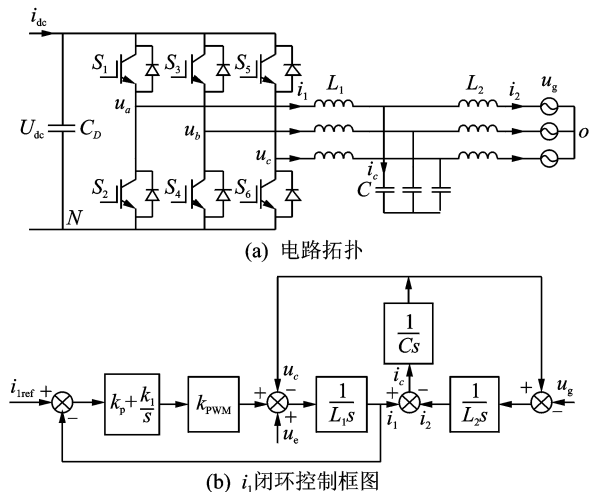


图 8 三相并网逆变器拓扑及单电流环控制框图

Fig. 8 Three-phase grid-connected inverter and block diagram of single-current loop controller

分析系统闭环传递函数时, 可将死区误差电压  $u_e$  及电网电压  $u_g$  看作扰动。因此, 有

$$\frac{i_1}{i_{ref}} = \frac{k_p k_{PWM} L_2 C s^3 + k_i k_{PWM} L_2 C s^2 + k_p k_{PWM} s + k_i k_{PWM}}{L_1 L_2 C s^4 + k_p k_{PWM} L_2 C s^3 + A_0 s^2 + k_p k_{PWM} s + k_i k_{PWM}} \quad (17)$$

其中  $A_0 = k_i k_{PWM} L_2 C + L_1 + L_2$

由闭环传递函数可求得系统闭环带宽求解方程为

$$\frac{k_{PWM}^2 (k_i^2 + k_p^2 \omega_{BW}^2) (1 - L_2 C \omega_{BW}^2)^2}{(L_1 L_2 C \omega_{BW}^4 - A_0 \omega_{BW}^2 + k_i k_p)^2 + k_p^2 k_{PWM}^2 \omega_{BW}^2 (1 - L_2 C \omega_{BW}^2)^2} = a^2 \quad (18)$$

其中  $\omega_{BW} = 2\pi f_{BW}$ ,  $a = 10^{-\frac{30}{20}}$ 。

死区误差电压  $u_e$  可看作叠加于逆变桥输出电压上的一个扰动。由图 5(b) 可得  $i_1$  与死区误差电压  $u_e$  之间的闭环传递函数为

$$\frac{i_1}{u_e} = \frac{L_2 C s^3 + s}{L_1 L_2 C s^4 + k_p k_{PWM} L_2 C s^3 + A_0 s^2 + k_p k_{PWM} s + k_i k_{PWM}} \quad (19)$$

其幅频特性为

$$A(\omega) = \frac{\omega(1 - L_2 C \omega^2)}{\sqrt{(L_1 L_2 C \omega^4 - A_0 \omega^2 + k_i k_p)^2 + k_p^2 k_{\text{PWM}}^2 \omega^2 (1 - L_2 C \omega^2)^2}} \quad (20)$$

由式(18)可知,对于本文所述的逆变器,系统闭环带宽只受PI参数影响。将式(18)闭环带宽所对应的PI参数代入式(20),即可获得该闭环带宽下死区效应各次谐波的衰减度。

假设系统参数为:直流电压  $U_{\text{dc}} = 600 \text{ V}$ , 开关频率  $f_s = 3 \text{ kHz}$ , 电网相电压  $u_g = 220 \text{ V}$ ,  $L_1 = 190 \mu\text{H}$ ,  $C = 600 \mu\text{F}$ ,  $L_2 = 30 \mu\text{H}$ 。通过频率响应法,求得PI参数  $k_p = 0.0009$ ,  $k_i = 4$ 。固定  $k_i$ , 改变  $k_p$  取值,以获得不同系统带宽。图9为不同PI参数下系统闭环传递函数波特图。可见,  $k_i$  不变,  $k_p$  增大时,系统闭环带宽增加,低频段增益减小,高频段增益增大。

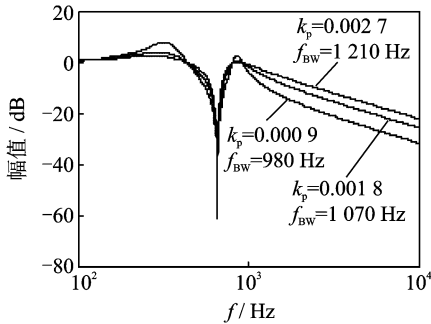


图9 系统闭环传递函数波特图

Fig. 9 Bode diagram of close-loop transfer function

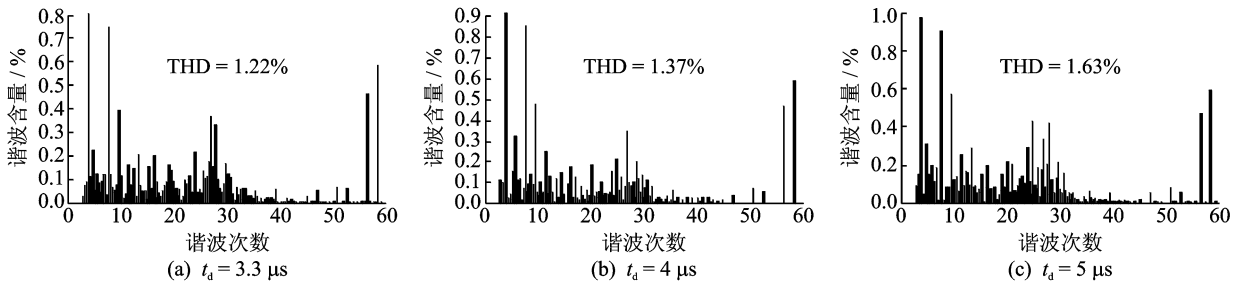


图11 不同死区时低频段谐波频谱

Fig. 11 Harmonic spectra in low frequency band with different  $t_d$

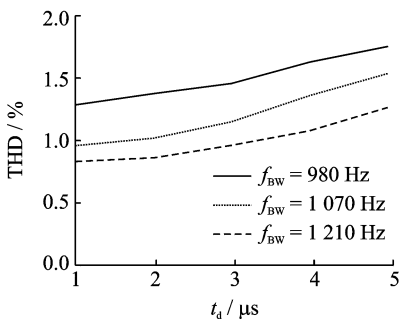


图12 并网电流THD与 $t_d$ 关系曲线

Fig. 12 Relationship curves between grid-connected current THD and  $t_d$

图10为死区误差电压闭环传递函数波特图。可见,闭环带宽增大时,系统对死区效应低次谐波衰减度增加,抑制效果增强,对高次谐波衰减效果基本不变,高频段衰减主要由LCL滤波器特性决定。

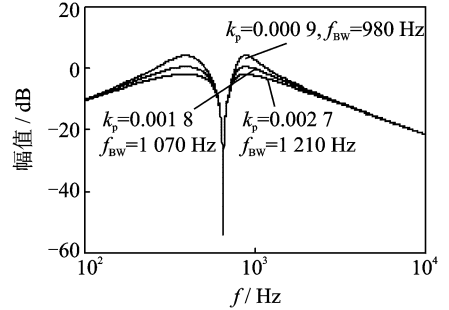


图10 死区误差电压闭环传递函数波特图

Fig. 10 Bode diagram of close-loop transfer function of dead-time error voltage

图11为带宽  $f_{\text{BW}} = 1070 \text{ Hz}$  时仿真所得并网电流谐波频谱。可见,  $t_d$  增大,并网电流THD及低次谐波含量增大,开关频率处谐波含量基本不变。

图12为不同闭环带宽时并网电流THD随死区时间  $t_d$  变化曲线。可见,并网电流THD随  $t_d$  增大而增大,且闭环带宽越大,THD越小,可知电流闭环带宽越大,对并网电流谐波及死区效应的抑制效果越好。

### 3 实验结果

为验证上述理论分析及仿真结果,本文在一台250 kW三相并网逆变器进行实验验证。系统参数为:直流电压  $U_{\text{dc}} = 600 \text{ V}$ , 电网相电压  $U_g = 220 \text{ V}$ , 开关频率  $f_s = 3 \text{ kHz}$ , 滤波电感  $L_1 = 190 \mu\text{H}$ ,  $L_2 = 30 \mu\text{H}$ , 滤波电容  $C = 600 \mu\text{F}$ 。

本文采用TI公司TMS320F28335型DSP芯片实现逆变器控制及并网,开关器件采用Infineon公司1400 A/1200 V的IGBT模块。图13给出了并网逆变器在  $t_d$  分别为3.3和5  $\mu\text{s}$  时满载运行

的并网电流  $i_2$  波形。

对比图 13(a,b),闭环带宽  $f_{BW}=1\ 070\ \text{Hz}$  时,  $t_d$  增大,并网电流 THD 及低次谐波含量均增加;

对比图 13(a,c),  $t_d=3.3\ \mu\text{s}$  时,电流环带宽增大,并网电流 THD 及低次谐波含量均减小。可见,闭环带宽越大,系统对死区效应的抑制效果越好。

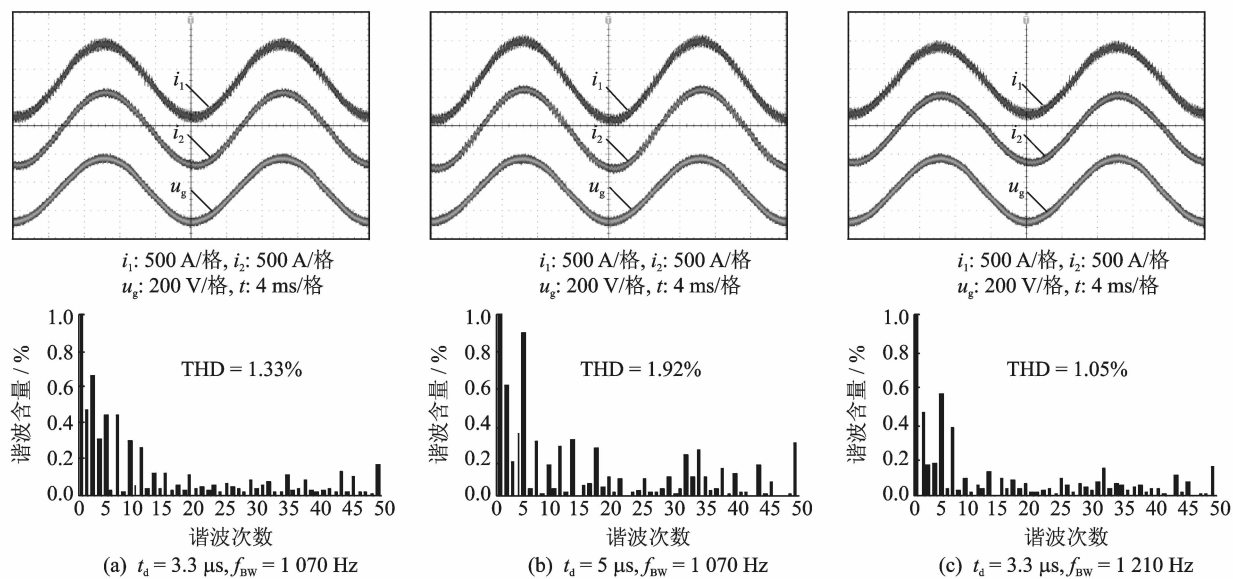


图 13 实验波形及谐波频谱

Fig. 13 Experimental waveforms and harmonic spectra

## 4 结束语

本文针对逆变器的死区效应,分析了死区对逆变器输出基波电压影响以及不同闭环带宽对死区效应的抑制作用。实验结果验证了理论分析及仿真结果的正确性,对合理设计逆变器闭环带宽具有一定的参考意义。

### 参考文献:

[1] 张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京:机械工业出版社,2012:165-168.  
 [2] Evans P d, Close P R. Harmonic distortion in PWM inverter output waveforms[J]. IEE Proceedings B, 1987,134(4): 224-232.  
 [3] Murai Y, Watanabe T, Iwasaki H. Waveform distortion and correction circuit for PWM inverters with

switching lag-times[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 1987, 23(5): 881-886.

[4] Itkonen T, Luukko J, Sankala A. Modeling and analysis of the dead-time effects in parallel PWM two-level three-phase voltage-source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(11): 2446-2455.  
 [5] Jeong S G, Park M H. The analysis and compensation of dead-time effects in PWM inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1991, 38(2): 108-114.  
 [6] Sukegawa T, Kamiyama K, Mizuno K, et al. Fully digital vector-controlled PWM VSI-fed AC drives with an inverter dead-time compensation strategy[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1991, 27(3): 552-559.