三相 DC/AC 变换器死区效应分析与精确补偿

张 瑾 齐铂金 张少如

(北京航空航天大学 机械工程及自动化学院，北京 100191) (河北师范大学 物理科学与信息工程学院，石家庄 050016)

秦文萍

(太原理工大学 电气与动力工程学院，太原 030024)

摘 要：在现有无死区控制方法的基础上，提出一种新的死区补偿策略. 分析了死区效应以及开关器件非理想特性使逆变器输出电压产生畸变的原因，通过修正原始驱动信号，抑制了开关器件非理想特性对逆变器的影响，实现了死区效应的精确补偿. 同时，改进了电流方向检测电路，提高了电流方向在零点附近的检测精度. 实验结果证实，所提补偿策略简单可行，与现有死区补偿方法相比，逆变器输出波形正弦度进一步提高，获得了更优的补偿效果.

关 键 词：电压源逆变器；死区效应；谐波畸变；电流检测

中图分类号：TM 464

文献标识码：A **文 章 编 号**：1001-5965(2009)12-1477-06

Analysis and accurate compensation of dead-time for three-phase DC/AC inverter

Zhang Jin Qi Bojin

(School of Mechanical Engineering and Automation, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Zhang Shaoru

(College of Physics and Information Engineering, Hebei Normal University, Shijiazhuang 050016, China)

Qin Wenping

(College of Electrical and Power Engineering, Taiyuan University of Technology, Taiyuan 030024, China)

Abstract: A novel approach to compensate the dead-time effect based on the existing no-dead-time technique was presented. The reason of the inverter output voltage distortion was analyzed with the consideration of the dead-time and the non-ideal characteristics of the switching devices. The proposed method was implemented by adjusting the pulse width of the original driving signals to compensate the switching delay and voltage drop effect of the power devices, thus the effects were prevented from propagating into the ac-side. An improved current polarity detecting circuit with high precision was introduced to overcome the difficulties in current polarity detecting around the zero current crossing point. A more accurate output voltage synthesis was obtained with simple logic and flexible implementation, by applying this compensation strategy to a general purpose inverter system. Experimental results verify the effectiveness of the proposed method.

Key words: voltage-source inverter; dead-time; harmonic distortion; current measurement

随着功率半导体技术的进步以及脉宽调制(PWM，Pulse Width Modulation)技术的逐步完善，DC/AC 变换器的输出波形已经得到较好控制. 然而在实际电路中，为避免桥臂直通，驱动信

收稿日期：2009-02-17

基金项目：国家 863 计划资助项目(2006AA11A145)

作者简介：张 瑾 (1980—)，男，北京人，博士生，zhangjin_ntu@hotmail.com.

号必须设置死区，死区的加入会导致死区效应，造成波形畸变. 尤其当逆变器输出电压较低时，死区效应的影响更为严重[1-2].

为了消除死区效应对逆变器的不良影响，国内外学者对此开展了大量的研究，提出了多种补偿方法. 这些方法中，一类是基于平均理论，通过计算死区效应在一个基波周期内引起的平均伏秒误差来获得补偿值，再用该补偿值修正调制信号[1,3-4]；另一类方法则是通过计算每个开关周期内的伏秒误差，将补偿值逐个补偿到驱动脉冲上[5-9]. 这两类补偿方法，前者易于实现，对硬件要求不高，但是补偿速度相对较慢；后者相对前者对死区补偿更为快速和准确，但对控制器的运算速度要求较高. 有别于上述两类补偿方法，文献[2]通过对负载电流在不同流向时的等效电路进行分析后得出，当某相线电流方向不变时，只需开通该相桥臂的其中一只开关管(上管或下管). 由于只送一路驱动信号，因此无需设置死区.

造成逆变器输出波形畸变的原因除了死区效应之外，开关器件的非理想特性(如导通压降、开关延迟等)也会使逆变器的输出波形产生畸变[4,7,10]，文献[2]并没有考虑这些因素的影响，因此波形畸变依然存在. 本文在文献[2]的基础上，考虑开关器件非理想特性，提出了一种精确补偿逆变器死区效应的控制策略. 最后，通过实验验证了所提补偿策略的有效性.

1 死区效应

1.1 死区效应分析

典型的电压源三相 DC/AC 变换器如图 1 所示. 不失一般性，取变换器的 A 相进行分析. 一个基波周期 T_1 内 A 相线电流 i_a 的方向如图 2a 所示，定义电流从桥臂端点流出方向为正向；图 2b 和 2c 分别为理想驱动信号 S_1^* 和 S_4^* 的波形；图 2d 为 S_1^* 和 S_4^* 作用下(无死区)A 相桥臂理想输出电压 V_{ao}^*；图 2e 和 2f 分别为设置死区后 S_1 和 S_4 的驱动信号，从图中可见，实际驱动信号相对理想信号延时 t_d(t_d 即为死区时间). 在死区作用时间内，虽然 S_1 和 S_4 全部关断，但感性负载中的能量仍通过反并联二极管续流. 当 $i_a>0$ 时，二极管 D_4 导通，实际输出电压 $V_{ao}=-V_{dc}/2$，V_{dc} 为电源电压；当 $i_a<0$ 时，二极管 D_1 导通，$V_{ao}=V_{dc}/2$. 图 2g 为 A 相桥臂实际输出电压 V_{ao} 的波形；图 2h 为 V_{ao} 与理想电压 V_{ao}^* 之间的误差电压 ΔV. 通过以上分析可以得出，死区效应导致电压误差的直接原因是：死区时间内存在二极管续流，使 V_{ao} 的脉冲宽度产生了非对称变化，从而导致了电压误差.

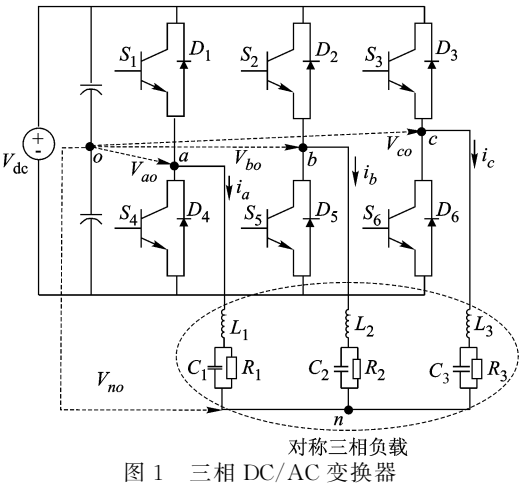


图 1 三相 DC/AC 变换器

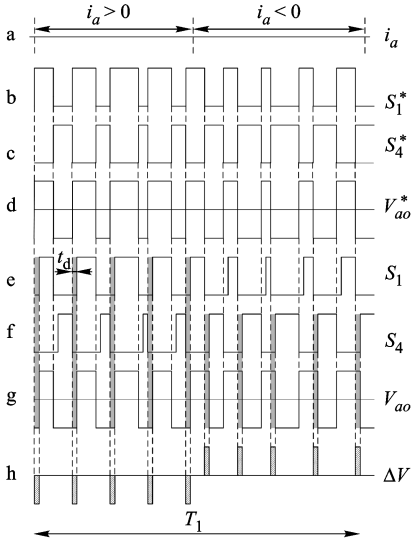
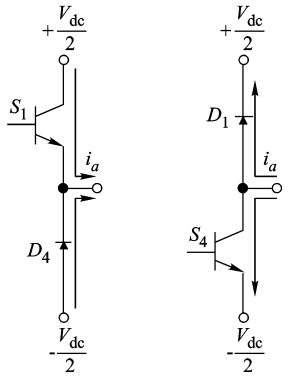


图 2 死区效应对输出电压的影响

1.2 无死区控制策略

三相 DC/AC 变换器 A 相桥臂的等效电路如图 3 所示. 当 $i_a>0$ 且 S_1 导通时，电流 i_a 经 S_1 流



a $i_a>0$ b $i_a<0$

图 3 A 相桥臂等效电路

过;S_1关断时,i_a经D_4续流;因此这两种情况下S_4无需导通,等效电路如图 3a 所示.同理,当$i_a<0$时S_1无需导通,等效电路如图 3b 所示.总之,当电流方向不变时,只有一只开关管的主开关有电流流过,而另一只开关管的主开关无论有无驱动信号均无电流流过,因此只需开通有电流流过的那只开关管,即可实现正常换流[2].该方法能从根本上避免直通,故无需在驱动信号中设置死区.

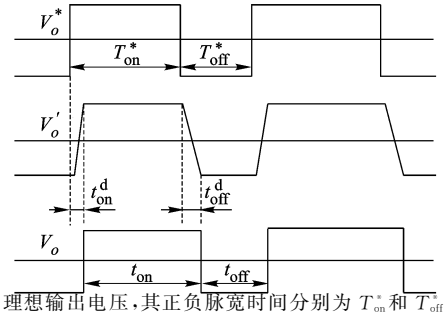
2　考虑器件非理想特性的精确补偿

上一节对死区效应的分析与补偿是在假设开关器件为理想元件的前提下进行的,而实际的开关器件还存在许多非理想特性,这些非理想特性也会对逆变器的输出波形产生影响.

2.1　器件的开关延迟

器件开关延迟对逆变器输出波形的影响如图 4 所示.从图 4 可知,V_o的正负脉宽时间满足:

$$\left.\begin{aligned} t_{\mathrm{on}} &= T^{*}_{\mathrm{on}} + t^{\mathrm{d}}_{\mathrm{off}} - t^{\mathrm{d}}_{\mathrm{on}} \\ t_{\mathrm{off}} &= T^{*}_{\mathrm{off}} + t^{\mathrm{d}}_{\mathrm{on}} - t^{\mathrm{d}}_{\mathrm{off}} \end{aligned}\right\} \tag{1}$$



V_o^*— 理想输出电压,其正负脉宽时间分别为T^*_{on}和T^*_{off};
V_o'— 实际输出电压,器件的开通、关断时间分别为$t^{\mathrm{d}}_{\mathrm{on}}$和$t^{\mathrm{d}}_{\mathrm{off}}$;
V_o— 等效输出电压.

图 4　开关延迟对输出波形的影响

2.2　器件的导通压降

开关器件的导通压降包括主开关的导通压降和反并联二极管的导通压降.下面基于文献[2]提出的补偿方法,讨论导通压降引起的电压误差[7].

仍以 A 相为例,当$i_a>0$时,只开通S_1,则A相桥臂输出电压为

$$V_{ao}=\begin{cases}\dfrac{V_{\mathrm{dc}}}{2}-V_{\mathrm{ce}} & S_1\ \text{导通}\\ -\dfrac{V_{\mathrm{dc}}}{2}-V_{\mathrm{d}} & S_1\ \text{关断}\end{cases} \tag{2}$$

式中V_{ce}和V_{d}分别为主开关和二极管的导通压降.

当$i_a<0$时,只开通S_4,A相桥臂输出电压为

$$V_{ao}=\begin{cases}-\dfrac{V_{\mathrm{dc}}}{2}+V_{\mathrm{ce}} & S_4\ \text{导通}\\ \dfrac{V_{\mathrm{dc}}}{2}+V_{\mathrm{d}} & S_4\ \text{关断}\end{cases} \tag{3}$$

综合式(2)～式(3),A相桥臂输出电压可表示为

$$V_{ao}=(V_{\mathrm{dc}}-V_{\mathrm{ce}}+V_{\mathrm{d}})\cdot\left(S_a-\frac{1}{2}\right)-\frac{1}{2}\operatorname{sgn} i_a\cdot(V_{\mathrm{ce}}+V_{\mathrm{d}}) \tag{4}$$

式中　$S_a=\begin{cases}1 & i_a>0,S_1\ \text{导通或}\ i_a<0,S_4\ \text{关断}\\ 0 & i_a>0,S_1\ \text{关断或}\ i_a<0,S_4\ \text{导通}\end{cases}$

$$\operatorname{sgn} i_a=\begin{cases}1 & i_a>0\\ -1 & i_a<0\end{cases}$$

设开关周期T相对基波周期T_1足够短,则可认为在开关周期内电流方向不变,因此一个开关周期内A相桥臂平均输出电压为

$$\overline{V}_{ao}=(V_{\mathrm{dc}}-V_{\mathrm{ce}}+V_{\mathrm{d}})\cdot\left(\frac{t_a}{T}-\frac{1}{2}\right)-\frac{1}{2}\operatorname{sgn} i_a\cdot(V_{\mathrm{ce}}+V_{\mathrm{d}}) \tag{5}$$

式中　$t_a=\begin{cases}S_1\ \text{的有效导通时间} & i_a>0\\ S_4\ \text{的有效关断时间} & i_a<0\end{cases}$

同理可以得到B相和C相的桥臂平均输出电压:

$$\left.\begin{aligned}\overline{V}_{bo}&=(V_{\mathrm{dc}}-V_{\mathrm{ce}}+V_{\mathrm{d}})\cdot\left(\frac{t_b}{T}-\frac{1}{2}\right)-\frac{1}{2}\operatorname{sgn} i_b\cdot(V_{\mathrm{ce}}+V_{\mathrm{d}})\\ \overline{V}_{co}&=(V_{\mathrm{dc}}-V_{\mathrm{ce}}+V_{\mathrm{d}})\cdot\left(\frac{t_c}{T}-\frac{1}{2}\right)-\frac{1}{2}\operatorname{sgn} i_c\cdot(V_{\mathrm{ce}}+V_{\mathrm{d}})\end{aligned}\right\} \tag{6}$$

式中

$$t_b=\begin{cases}S_2\ \text{的有效导通时间} & i_b>0\\ S_5\ \text{的有效关断时间} & i_b<0\end{cases}$$

$$\operatorname{sgn} i_b=\begin{cases}1 & i_b>0\\ -1 & i_b<0\end{cases}$$

$$t_c=\begin{cases}S_3\ \text{的有效导通时间} & i_c>0\\ S_6\ \text{的有效关断时间} & i_c<0\end{cases}$$

$$\operatorname{sgn} i_c=\begin{cases}1 & i_c>0\\ -1 & i_c<0\end{cases}$$

一个开关周期内各相桥臂平均输出电压$\overline{V}_{io}$与各相平均相电压$\overline{V}_{in}$满足:

$$\overline{V}_{io}=\overline{V}_{in}+\overline{V}_{no} \tag{7}$$

式中,$\overline{V}_{no}$为一个开关周期内星型负载中点n相对

直流侧中点 o 的平均电压；$i=a,b,c$.

由于负载为三相对称负载，因此有

$$\overline{V}_{an}+\overline{V}_{bn}+\overline{V}_{cn}=0 \tag{8}$$

根据式(5)～式(8)可得

$$\overline{V}_{no}=\frac{1}{3}(V_{dc}-V_{ce}+V_d)\cdot\left(\frac{t_a+t_b+t_c}{T}-\frac{3}{2}\right)-\frac{1}{6}(\operatorname{sgn} i_a+\operatorname{sgn} i_b+\operatorname{sgn} i_c)\cdot(V_{ce}+V_d) \tag{9}$$

考虑到主开关与续流二极管导通压降数值相当，且与 V_{dc} 相比足够小，故 $(-V_{ce}+V_d)$ 项可忽略不计. 将式(5)、式(6)和式(9)代入式(7)并化简可得以下通式：

$$\overline{V}_{in}=\frac{1}{3}V_{dc}\cdot\frac{2t_i-t_j-t_k}{T}-\frac{1}{6}(2\operatorname{sgn} i_i-\operatorname{sgn} i_j-\operatorname{sgn} i_k)\cdot(V_{ce}+V_d) \tag{10}$$

式中，$i=a,b,c$；$j=a,b,c$；$k=a,b,c$；$i\neq j\neq k$.

令 $M=t_{off}^{d}-t_{on}^{d}$，则根据式(1)有

$$t_i=T_i+M\cdot\operatorname{sgn} i_i \tag{11}$$

式中

$$T_i=\begin{cases}i\text{ 相桥臂上管的理想导通时间} & i_i>0\\ i\text{ 相桥臂下管的理想关断时间} & i_i<0\end{cases}$$

将式(11)代入式(10)，可得

$$\overline{V}_{in}=\frac{1}{3}V_{dc}\cdot\frac{2T_i-T_j-T_k}{T}+\frac{1}{6}(2\operatorname{sgn} i_i-\operatorname{sgn} i_j-\operatorname{sgn} i_k)\cdot\left(V_{dc}\frac{2M}{T}-V_{ce}-V_d\right) \tag{12}$$

令

$$\left.\begin{aligned}\overline{V}_{in}^{*}&=\frac{1}{3}V_{dc}\cdot\frac{2T_i-T_j-T_k}{T}\\ \overline{V}'_{in}&=\frac{1}{6}(2\operatorname{sgn} i_i-\operatorname{sgn} i_j-\operatorname{sgn} i_k)\cdot\left(V_{dc}\frac{2M}{T}-V_{ce}-V_d\right)\end{aligned}\right\} \tag{13}$$

则有

$$\overline{V}_{in}=\overline{V}_{in}^{*}+\overline{V}'_{in} \tag{14}$$

式中，$\overline{V}_{in}^{*}$ 为各相平均相电压的理想值；$\overline{V}'_{in}$ 为导通压降引起的各相相电压误差值.

从式(14)可以看出：即使驱动信号不设置死区，仅仅由于开关器件的非理想特性，逆变器输出电压也会产生畸变. 若要消除这些电压畸变，可通过调节驱动信号使 $(V_{dc}\cdot 2M/T-V_{ce}-V_d)=0$，即

$$V_{dc}\cdot\frac{2(M+T_{com})}{T}-V_{ce}-V_d=0 \tag{15}$$

由上式可得补偿时间为

$$T_{com}=\frac{(V_{ce}+V_d)\cdot T}{2V_{dc}}-t_{off}^{d}+t_{on}^{d} \tag{16}$$

3 补偿策略的实现

3.1 电流方向判断

若要实现上述补偿策略必须准确判断各相线电流的方向. 判断电流方向的常规方法是通过过零比较器将电流信号与零电位进行比较. 由于桥臂输出电流 V_I 存在波动(见图 5a)，而且受器件本身检测精度的限制，比较器在电流过零点附近存在比较盲区. 针对这一问题，本文提出一种改进的电流方向检测电路，如图 6 所示.

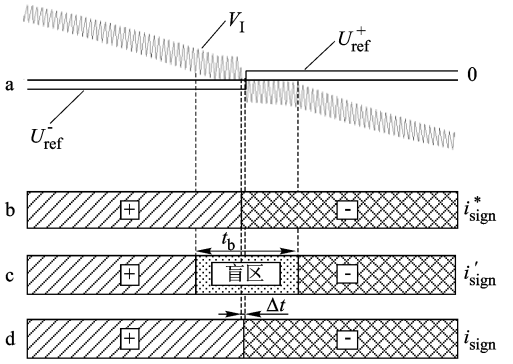


图 5 电流方向检测电路输出信号

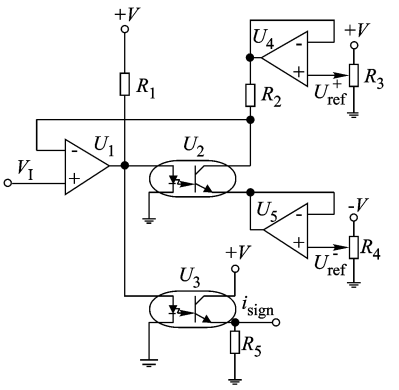


图 6 电流方向检测电路

若电流信号 $V_I>0$，比较器 U_1 输出高电平，使光耦 U_3 导通，电流方向信号 i_{sign} 为高电平，表示电流方向为正向；同时 U_1 还使光耦 U_2 导通，进而 U_5 的输出端与 U_1 的反向端相连，U_1 的基准电压为负电压 U_{ref}^{-}. 虽然零点附近电流信号是一个很小的正电压，但负基准电压无疑增大了比较器的灵敏度，避免了比较盲区. 当电流信号极性翻转且电位低于 U_{ref}^{-} 后，U_1 输出低电平，U_2 随即关断，

此时 U_4 的输出端与 U_1 的反向端相连,基准电压变为正电压 U_{ref}^{+},i_{sign} 由高电平变为低电平,表示电流方向为负向.尽管 i_{sign} 与理想信号 i_{sign}^{*}(见图 5b)相比滞后 Δt(见图 5d),存在一定的误差,但相对于常规比较器的盲区时间 t_{b}(见图 5c),Δt 很小,因此该电路拥有比传统电流检测电路更高的检测精度.

3.2　非理想特性参数的确定

开关器件的非理想特性参数随器件工作电流的变化而变化,很难对其进行精确的在线检测.较为可行的方法是对这些参数进行离线测量,利用所得数据建立查找表.查找表的输入为在线测量所得的电流幅值,输出则是该电流条件下对应的特性参数值.有了这些参数值,就可以根据式(16)计算补偿值 T_{com},最后根据电流方向将 T_{com} 补偿到相应的驱动信号上.

本文所提出的补偿策略的具体实现流程如图 7 所示.

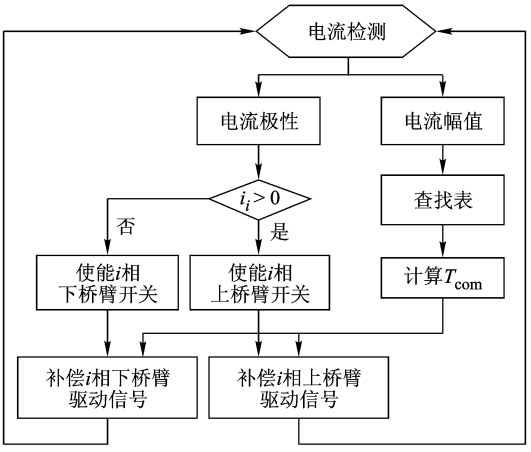


图 7　补偿策略实现流程图

4　实验结果

为验证理论分析的正确性,按照表 1 所列参数针对逆变器低电压输出情况进行了实验研究.实验主电路如图 1 所示,整个控制系统基于德州仪器(TI)公司的 TMS320F2812 型 DSP.

表 1　实验参数

参数名称	符号	数值
输入电源电压	V_{dc}	30 V
滤波电感	L	2 mH
滤波电容	C	10 μF
负载电阻	R	25 Ω
开关频率	f_{s}	10 kHz
基波频率	f_1	50 Hz
调制比	m	0.9

图 8 为采用文献[2]提出的死区补偿策略后 A 相相电压及线电流波形,可以看出由于逆变器输出电压较低,开关器件非理想特性对波形畸变的影响很大,因此该补偿策略改善波形畸变的效果并不显著,实验结果与前面的分析一致.

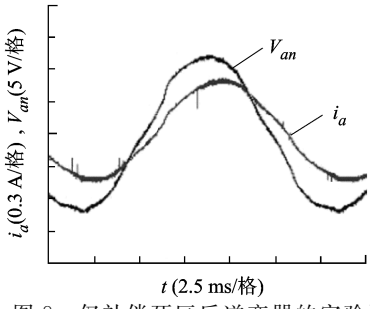


图 8　仅补偿死区后逆变器的实验波形

实现本文所提补偿策略的前提是准确判断三相线电流的方向.如果电流方向判断不准,不但不能达到死区补偿的目的,反而会产生新的畸变,如图 9 所示.图 10 为采用本文提出的电流方向检测电路后开关管 S_1 的驱动信号与 A 相线电流波形,可见电流方向判断准确.

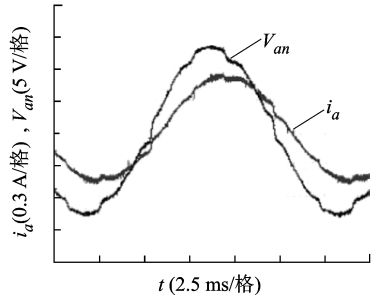


图 9　未准确判断电流方向时的实验波形

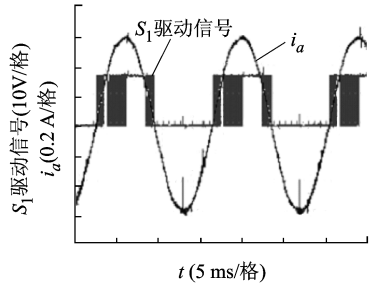


图 10　采用本文提出的电流方向检测电路后的实验波形

图 11 为采用本文提出的死区精确补偿策略后的实验波形,从图中可以看出,逆变器相电压波形几乎无畸变,补偿效果明显优于文献[2]提出的补偿策略(对比图 8).

图 12 比较了输入电压 V_{dc} 变化时,无死区补偿、只补偿死区和应用本文所提补偿策略 3 种情况下,相电压波形的谐波畸变(THD,Total Harmonic Distortion).从图中可以看出,如果不对死区进行补偿,THD 数值始终较大;如果仅对死区

进行补偿，当 V_{dc} 较高时(大于 100 V)，补偿效果较好，但 V_{dc} 较小时，该方法的补偿效果变差. 例如，$V_{dc}=10$ V 时，THD 达到 10.51%. 应用本文提出的死区精确补偿策略后，THD 大致保持在 0.8%，补偿效果基本不受直流侧输入电压的影响.

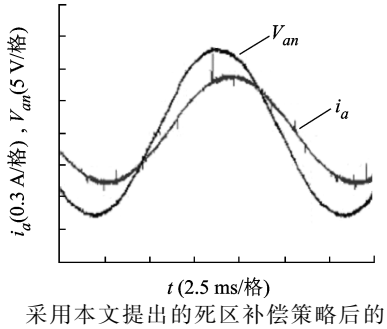


图 11 采用本文提出的死区补偿策略后的实验波形

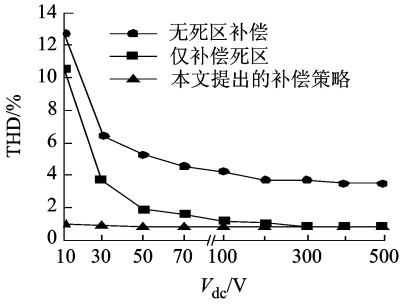


图 12 输入电压变化时应用不同补偿策略后的 THD 对比

5 结束语

本文分析了死区效应和开关器件的非理想特性使三相 DC/AC 逆变器产生电压畸变的原因，并提出了一种精确补偿策略. 为消除电压畸变，除了需要对死区效应进行补偿外还必须考虑开关器件的非理想特性. 推导了消除开关器件非理想特性影响的脉宽补偿量，根据线电流的方向，将补偿量叠加到相应的驱动信号中，实现了死区效应的精确补偿. 改进了电流方向检测电路，提高了电流方向在零点附近的判断精度. 实验结果证明，本文所提补偿策略补偿效果良好，即使在直流侧输入电压较低时，逆变器波形畸变依然得到有效抑制.

参考文献 (References)

[1] Choi J W, Sul S K. A new compensation strategy reducing voltage/current distortion in PWM VSI systems operating with low output voltages[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 1995, 31(5): 1001－1008

[2] Chen L H, Peng F Z. Dead-time elimination for voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(2): 574－580

[3] 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

[4] Munoz A R, Lipo T A. On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(4): 683－689

[5] 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

[6] Leggate D, Kerkman R J. Pulse-based dead-time compensator for PWM voltage inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44(2): 191－197

[7] Choi J W, Sul S K. Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(2): 221－227

[8] Blaabjerg F, Pedersen J K, Thoegersen P. Improved modulation techniques for PWM-VSI drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44(1): 87－95

[9] Lin J L. A new approach of dead-time compensation for PWM voltage inverters[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2002, 49(4): 476－483

[10] Zhao H B, Wu Q M J, Kawamura A. An accurate approach of nonlinearity compensation for VSI inverter output voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(4): 1029－1035

(编 辑：文丽芳)