

三电平逆变器死区补偿策略研究

周京华, 贾斌, 章小卫, 李正熙

(北方工业大学 北京市变频技术工程研究中心 北京 100144)

摘要: 为了避免桥臂直通带来的危害, 必须在 PWM 驱动脉冲中加入死区时间。在电压型逆变器低频和轻载运行时, 死区效应将导致输出电压和电流的畸变。针对三电平逆变器, 根据伏秒等效原理和输出电流极性, 提出一种新型的死区补偿策略, 既补偿了死区时间、功率器件的开通和关断延时, 又考虑了管压降带来的死区效应。基于 DSP 与 CPLD, 构建三电平逆变器硬件平台, 在一台 30kW 三相异步电机上完成了相关实验, 并通过李萨如图对输出电流波形进行分析。实验结果验证了该方法可以有效的改善输出电流波形, 并补偿了由死区效应所造成的输出电压损失, 提高了系统低频运行的性能。

关键词: 三电平逆变器; 死区补偿; 死区时间; 开通和关断延时; 管压降

中图分类号: TM 464

文献标志码: A

文章编号: 1007-449X(2013)05-0069-06

Research on dead-time compensation strategy of three-level inverter

ZHOU Jing-hua, JIA bin, ZHANG Xiao-wei, LI Zheng-xi

(Inverter Technologies Engineering Research Center of Beijing, North China University of Technology, Beijing 100144, China)

Abstract: It is necessary to insert a dead-time in PWM drive pulse to avoid the direct connection of the legs. The dead-time effect will distort the output voltage and current, when voltage-fed inverters operate under low frequency and light load condition. A dead-time compensation strategy is proposed for three-level inverters, based on the volt-second equivalent principle and output current polarity, in order to compensate dead-time, turn-on and turn-off delay, and avoid dead-time effect caused by forward voltage drop. A three-level inverter hardware platform was built on DSP and CPLD, and relevant experiments have been conducted on a 30kW three-phase induction motor, and an analysis of the output current waveform has been conducted by Lissajous figure. The experimental results verify that the strategy improves the output current waveform effectively, and compensates the output voltage drop caused by dead-time effect, and improves the performance of the system under low frequency.

Key words: three-level inverter; dead-time compensation; dead-time; turn-on and turn-off delay; forward voltage drop

收稿日期: 2012-08-13

基金项目: 北京市科技新星计划资助(2009B01); 北京市属市管高等学校人才强教计划资助项目(PHR201008188)

作者简介: 周京华(1974—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为多电平变流技术;

贾斌(1988—), 男, 硕士研究生, 研究方向为三电平大功率调速;

章小卫(1981—), 男, 硕士, 讲师, 研究方向为大功率交流调速;

李正熙(1955—), 男, 博士, 教授, 研究方向为现代电机控制技术。

通讯作者: 周京华

0 引言

三电平拓扑结构具有输出容量大、输出电压高、电流谐波含量小等优点,使得三电平结构在高压大功率交流电机变频调速领域得到了广泛的应用^[1-2]。

为防止逆变器桥臂直通,必须在同一桥臂互补的触发信号中加入死区^[3-4],以保证同桥臂上开关管可靠关断后,与之互补的开关管才能导通。但由于死区时间的引入,导致系统控制性能变差,输出电压与电流发生畸变,特别是低速时可能会导致电动机发生机械谐振。为了克服上述缺点,需要对死区进行补偿^[5]。

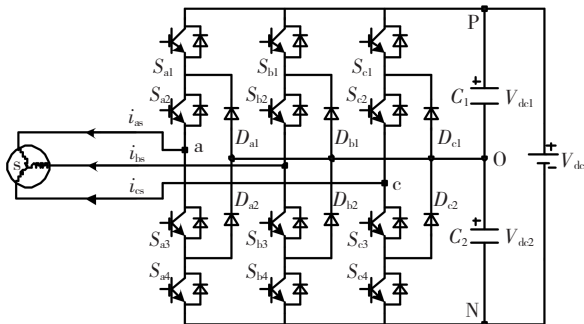
文献[6]中提出了一种应用在两电平逆变器装置中较好的死区补偿的方法,将死区时间、IGBT开通和关断时间、IGBT及续流二极管的管压降等都考虑到。文献[7]给出了一种基于FPGA的三电平逆变器死区补偿方法,但没有考虑IGBT管压降及开关时间对死区补偿的影响。文献[8]基于空间矢量调制,提出一种三电平死区补偿策略,但没有考虑到开关器件的导通压降。文献[9]所给出的三电平死区补偿策略没有考虑功率器件的开关延时。

本文针对三电平逆变器,根据伏秒等效原理,充分考虑到死区时间、功率器件的开通关断延时以及管压降,提出一种新型的三电平逆变器死区补偿算法,并通过实验进行了验证。

1 三电平逆变器死区补偿原理

1.1 死区时间及开关延时补偿

针对三相三电平PWM逆变器带感应电机拓扑结构(图1),以A相为例分析死区补偿策略(规定电流流向电机的方向为正方向)。



断; S_{a3} 管在 $T_1 - T_{com}$ 时刻提前关断, 在 $T_2 + T_{com} + T_d$ 时刻延迟开通。图 2(c) 为考虑到功率器件的开通延时 T_{on} 和关断延时 T_{off} , 实际输出的 A 相对中点 O 的电压 U_{ao} 。图 2(d) 为等效输出 A 相对中点 O 的电压 U_{ao} , 开通延时定义为开关控制信号开通到实际功率器件开通的时间间隔, 它包括了驱动电路的信号延迟时间和功率器件的开通延迟。关断延时的定义与开通延时类似。

图 2(a) 中 S_{a1} 管的理想开通时间为 $T_2 - T_1$, 而图 2(d) 中 S_{a1} 管的等效实际开通时间为 $T_2 - T_1 - T_{on} + T_{off} - T_d + 2T_{com}$ 。

误差时间为

$$T_{err} = T_{off} - T_{on} - T_d + 2T_{com}。$$

当电流为负时, 死区补偿策略如图 2(e) 所示, 误差时间为

$$T_{err} = -(T_{off} - T_{on} - T_d + 2T_{com})。$$

所以 A 相误差时间的表达式为

$$T_{err-a} = \text{sign}(i_{as}) T_{ma}, \quad (1)$$

其中:

$$T_{ma} = T_{off} - T_{on} - T_d + 2T_{com-a},$$

$$\text{sign}(i_{as}) = \begin{cases} 1, & i_{as} > 0, \\ -1, & i_{as} < 0. \end{cases}$$

设 T_a 和 T_a^* 在 U_{as} 为正时表示在一个开关周期内 S_{a1} 管的实际有效导通时间和理想导通时间; 在 U_{as} 为负时表示再一个开关周期内 S_{a4} 管的实际有效导通时间和理想导通时间。则有

$$T_a = T_a^* + \text{sign}(i_{as}) T_{ma}。 \quad (2)$$

同理可得其他两相时间表达式为

$$T_b = T_b^* + \text{sign}(i_{bs}) T_{mb}, \quad (3)$$

$$T_c = T_c^* + \text{sign}(i_{cs}) T_{mc}。 \quad (4)$$

当参考相电压为负时, S_{a3} 一直导通, S_{a1} 一直关断, 同理分析所得结论与式(1) ~ 式(4)一致。

由式(1) ~ 式(4)可以看出, 由于死区时间、IGBT 开通和关断延时的影响, 实际有效导通时间跟理想导通时间差距较大, 可以通过改变补偿时间 T_{com} 来控制误差时间。

1.2 管压降补偿

死区时间一般是由软件进行设置, 数值固定不变, 而功率器件如 IGBT 和二极管的管压降随负载电流的变化而变化, 难以量化, 是死区补偿需要重点考虑的问题。

表 1 为理想状况下, 不同开关状态对应的输出对中点的电压。但实际中由于功率器件两端存在电位差, 输出对中点的电压与理想值会出现偏差。

表 1 输出对中点电压和开关状态表

Table 1 Output-to-midpoint voltage and table of switch status

U_{io}	S_{i1}	S_{i2}	S_{i3}	S_{i4}	S_i
V_{dc1}	ON	ON	OFF	OFF	1
0	OFF	ON	ON	OFF	0
V_{dc2}	OFF	OFF	ON	ON	-1

假设各 IGBT 管的管压降相同, 续流二极管和箝位二极管的管压降相同, 中点电压平衡即 $V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc}/2$ 。以 A 相为例, 当 $i_{as} > 0$ 时, 实际输出点 a 对中点 O 的电压为

$$V_{ao} = \frac{V_{dc}}{2} - 2V_{ce} \quad (\text{当 } S_a = 1 \text{ 时}), \quad (5)$$

$$V_{ao} = -V_d - V_{ce} \quad (\text{当 } S_a = 0 \text{ 时}), \quad (6)$$

$$V_{ao} = -\frac{V_{dc}}{2} - 2V_d \quad (\text{当 } S_a = -1 \text{ 时})。 \quad (7)$$

式中: V_{ce} 为 IGBT 管压降; V_d 为二极管管压降。

当 $i_{as} < 0$ 时, 实际输出点 a 对中点 O 的电压为

$$V_{ao} = \frac{V_{dc}}{2} + 2V_d \quad (\text{当 } S_a = 1 \text{ 时}), \quad (8)$$

$$V_{ao} = V_d + V_{ce} \quad (\text{当 } S_a = 0 \text{ 时}), \quad (9)$$

$$V_{ao} = -\frac{V_{dc}}{2} + 2V_{ce} \quad (\text{当 } S_a = -1 \text{ 时})。 \quad (10)$$

假设在采样周期内电流方向不变, 在考虑到管压降、开关状态和电流方向情况下, 考虑式(5) ~ 式(10) 实际输出对中点的电压表达式为

$$V_{ao} = S_a \left(\frac{1}{2} V_{dc} + V_d - V_{ce} \right) - \text{sign}(i_{as}) (V_{ce} + V_d)。 \quad (11)$$

因为管压降会随着电流的变大而增加, 可以将导通时的功率器件等效成一个斜率电阻, 则运行在正常工作区的功率器件的管压降分别为

$$V_{ce} = V_{ce0} + r_{ce} |i_{as}|, \quad (12)$$

$$V_d = V_{d0} + r_d |i_{as}|。 \quad (13)$$

其中, V_{ce0} 、 V_{d0} 为管压降阈值; r_{ce} 、 r_d 为导通时的斜率电阻。

将式(12)、式(13)代入式(11) 得到

$$V_{ao} = S_a \left(\frac{1}{2} V_{dc} + V_d - V_{ce} \right) - (V_{ce0} + V_{d0}) \text{sign}(i_{as}) - (r_{ce} + r_d) i_{as}。$$

结合式(2) ~ 式(4) 得一个周期内输出到中点的等效电压为

$$V_{ao} = \left[\frac{T_a^* + T_{ma} \text{sign}(i_{as})}{T_s} \right] \left(\frac{1}{2} V_{dc} + V_d - V_{ce} \right) \text{sign}(U_{as-ref}) - (V_{ce0} + V_{d0}) \text{sign}(i_{as}) - (r_{ce} + r_d) i_{as}。$$

同理得其他两相输出到中点的等效电压 V_{bo}

和 V_{co} 。

对于三相对称的负载有

$$\left. \begin{aligned} V_{as} + V_{bs} + V_{cs} &= 0 \\ i_{as} + i_{bs} + i_{cs} &= 0 \end{aligned} \right\}$$

三相电压表达式为

$$\left. \begin{aligned} V_{as} &= V_{ao} + V_{os} \\ V_{bs} &= V_{bo} + V_{os} \\ V_{cs} &= V_{co} + V_{os} \end{aligned} \right\}$$

以 A 相为例,可得实际相电压为

$$\begin{aligned} V_{as} &= V_{ao} - \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) = \\ &= \frac{1}{3T_s} \left(\frac{1}{2}V_{dc} + V_d - V_{ce} \right) M_{as} + \\ &= \frac{1}{3T_s} \left(\frac{1}{2}V_{dc} + V_d - V_{ce} \right) M_u - \\ &= \frac{1}{3}(V_{ce0} + V_{d0}) M_i - (r_{ce} + r_d) i_{as}, \quad (14) \end{aligned}$$

其中:

$$M_{as} = [2\text{sign}(U_{as_ref}) T_a^* - \text{sign}(U_{bs_ref}) T_b^* - \text{sign}(U_{cs_ref}) T_c^*];$$

$$M_u = [2\text{sign}(U_{as_ref}) \text{sign}(i_{as}) T_{ma} - \text{sign}(U_{bs_ref}) \text{sign}(i_{bs}) T_{mb} - \text{sign}(U_{cs_ref}) \text{sign}(i_{cs}) T_{mb}];$$

$$M_i = [2\text{sign}(i_{as}) - \text{sign}(i_{bs}) - \text{sign}(i_{cs})]。$$

因为 $V_d - V_{ce}$ 的值远小于 $V_{dc}/2$, 所以将 $V_d - V_{ce}$ 忽略, 将

$$\left. \begin{aligned} T_a^*/T_s &= |U_{as_ref}|/(V_{dc}/2) \\ T_b^*/T_s &= |U_{bs_ref}|/(V_{dc}/2) \\ T_c^*/T_s &= |U_{cs_ref}|/(V_{dc}/2) \end{aligned} \right\}$$

带入式(14), 得

$$\begin{aligned} V_{as} &= \frac{1}{6} V_{dc} [2\text{sign}(U_{as_ref}) \frac{|U_{as_ref}|}{V_{dc}/2} - \text{sign}(U_{bs_ref}) \frac{|U_{bs_ref}|}{V_{dc}/2} - \\ &= \text{sign}(U_{cs_ref}) \frac{|U_{cs_ref}|}{V_{dc}/2}] + \\ &= \frac{1}{6} V_{dc} [2\text{sign}(U_{as_ref}) \frac{|U_{as_ref}|}{V_{dc}/2} \text{sign}(i_{as}) - \\ &= \text{sign}(U_{bs_ref}) \frac{|U_{bs_ref}|}{V_{dc}/2} \text{sign}(i_{bs}) - \\ &= \text{sign}(U_{cs_ref}) \frac{|U_{cs_ref}|}{V_{dc}/2} \text{sign}(i_{cs})] - \\ &= \frac{1}{3}(V_{ce0} + V_{d0}) [2\text{sign}(i_{as}) - \text{sign}(i_{bs}) - \text{sign}(i_{cs})] - \\ &= (r_{ce} + r_d) i_{as}。 \end{aligned}$$

因管压降及开通关断延时都与电流的大小有关, 设

$$|U_{as_err}| = k |i_{as}|,$$

则

$$\begin{aligned} V_{as} &= U_{as_ref} + k \frac{1}{3} [2\text{sign}(U_{as_ref}) |i_{as}| \text{sign}(i_{as}) - \\ &= \text{sign}(U_{bs_ref}) |i_{bs}| \text{sign}(i_{bs}) - \\ &= \text{sign}(U_{cs_ref}) |i_{cs}| \text{sign}(i_{cs})] - \\ &= \frac{1}{3}(V_{ce0} + V_{d0}) M_i - (r_{ce} + r_d) i_{as}, \quad (15) \end{aligned}$$

其中,

$$\begin{aligned} U_{as_ref} &= \frac{1}{6} V_{dc} [2\text{sign}(U_{as_ref}) \frac{|U_{as_ref}|}{V_{dc}/2} - \\ &= \text{sign}(U_{bs_ref}) \frac{|U_{bs_ref}|}{V_{dc}/2} - \\ &= \text{sign}(U_{cs_ref}) \frac{|U_{cs_ref}|}{V_{dc}/2}]。 \end{aligned}$$

由式(15)可以看出, $(r_{ce} + r_d)$ 项类似于定子电阻, 因此在感应电机中, 定子电阻等于实际电机定子电阻与 $(r_{ce} + r_d)$ 的和。等效定子电阻定义为实际定子电阻加功率器件导通时的斜率电阻, 即

$$r'_s = r_s + (r_{ce} + r_d)。$$

为了使实际相电压与参考相电压相同, 需满足

$$\begin{aligned} k \frac{1}{3} [2\text{sign}(U_{as_ref}) |i_{as}| \text{sign}(i_{as}) - \\ &= \text{sign}(U_{bs_ref}) |i_{bs}| \text{sign}(i_{bs}) - \\ &= \text{sign}(U_{cs_ref}) |i_{cs}| \text{sign}(i_{cs})] - \\ &= \frac{1}{3}(V_{ce0} + V_{d0}) M_i = 0。 \end{aligned}$$

k 的值与此时三相电流值和参考电压矢量角有关。

当参考电压矢量角处在 $0 \sim 60^\circ$ 时

$$k = \frac{(V_{ce0} + V_{d0})}{2i_{as} + i_{bs} - i_{cs}} M_i。$$

当参考电压矢量角处在 $60 \sim 120^\circ$ 时

$$k = \frac{(V_{ce0} + V_{d0})}{i_{as}} M_i。$$

当参考电压矢量角处在 $120 \sim 180^\circ$ 时

$$k = \frac{(V_{ce0} + V_{d0})}{2i_{as} - i_{bs} + i_{cs}} M_i。$$

当参考电压矢量角处在 $180 \sim 240^\circ$ 时

$$k = \frac{(V_{ce0} + V_{d0})}{-2i_{as} - i_{bs} + i_{cs}} M_i。$$

当参考电压矢量角处在 $240 \sim 300^\circ$ 时

$$k = \frac{(V_{ce0} + V_{d0}) M_i}{-i_{as}}。$$

当参考电压矢量角处在 $300 \sim 360^\circ$ 时

$$k = \frac{(V_{ce0} + V_{d0}) M_i}{-2i_{as} + i_{bs} - i_{cs}}。$$

因为

$$T_{ma} = \frac{|U_{as_err}|}{V_{dc}/2} T_s = \frac{k|i_{as}|}{V_{dc}/2} T_s = T_{off} - T_{on} - T_d + 2T_{com_a},$$

所以得到 A 相总的补偿时间为

$$T_{com_a} = \frac{T_d + T_{on} - T_{off}}{2} + \frac{k|i_{as}|}{V_{dc}} T_s \quad (16)$$

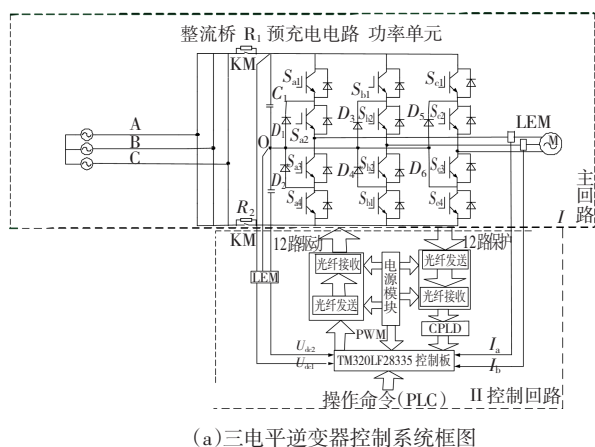
同理可得 B、C 相总的补偿时间为

$$T_{com_b} = \frac{T_d + T_{on} - T_{off}}{2} + \frac{k|i_{bs}|}{V_{dc}} T_s, \quad (17)$$

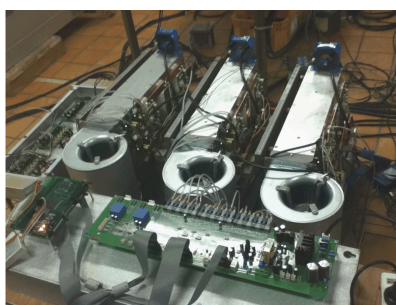
$$T_{com_c} = \frac{T_d + T_{on} - T_{off}}{2} + \frac{k|i_{cs}|}{V_{dc}} T_s. \quad (18)$$

2 实验结果分析

基于 DSP 与 CPLD 构建了三电平逆变器控制系统硬件平台,如图 3 所示。



(a) 三电平逆变器控制系统框图



(b) 三电平控制系统硬件平台

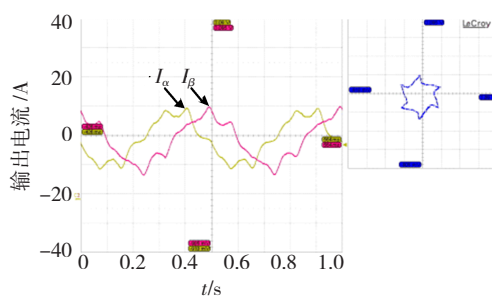
图 3 三电平逆变器控制系统

Fig. 3 Control system of three-level inverter

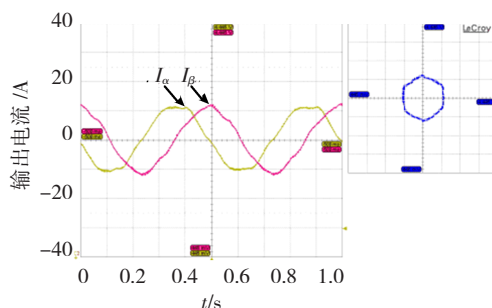
在图 3 所示的硬件平台上进行了开环 V/F 控制的实验。整流侧采用不控整流电路,输入线电压为 380 V。逆变器采用 SVPWM 调制方式,负载为 30 kW 异步电机。开关频率为 1 kHz,采样时间为 1 ms,设置的死区时间为 10 μ s。实验主要验证死区补偿算法的正确性。

图 4 为流入电机的 A、B、C 三相电流经 2s/3s 变换后得到的 I_α 、 I_β 波形和它们的李萨如 (Lissajous)

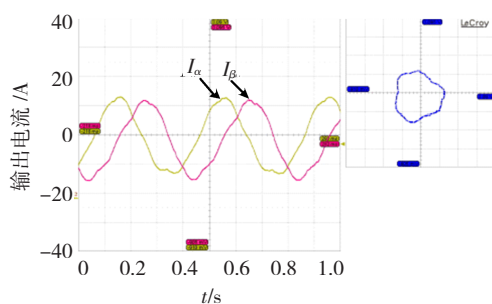
图形。



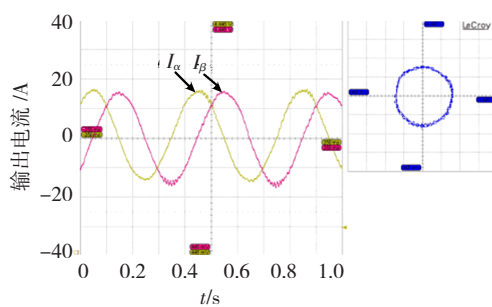
(a) $f=2$ Hz 时,加入死区补偿算法前的波形图



(b) $f=2$ Hz 时,加入死区补偿算法后的波形图



(c) $f=5$ Hz 时,加入死区补偿算法前的波形图



(d) $f=5$ Hz 时,加入死区补偿算法后的波形图

图 4 I_α 、 I_β 电流波形及其李萨如图形

Fig. 4 Current waveform of I_α I_β and Lissajous figure

图 4 (a) 和图 4 (b) 分别为 2 Hz 时加入死区补偿算法前后的波形。加入死区补偿算法后电流波形明显好转, I_α 、 I_β 的李萨如图形也更圆。

图 4 (c) 和图 4 (d) 分别为 5 Hz 时加入死区补偿算法前后的波形。从图中可见,加入死区补偿后,电流波形变好。

在加入考虑开关延时、管压降的死区补偿算法

前后,实测的输出线电压如表 2 所示。

表 2 死区补偿前后输出线电压
Table2 Output line voltage before and after
dead-time compensation

频率/Hz	加入死区补偿前 线电压/V	加入死区补偿后 线电压/V
50	369	375
40	303	308
30	232	236
20	177	181
10	123	127
5	80	83
2	40	44

从表 2 可以看出,在加入死区补偿算法后,实测线电压也有大约 4V 的提升,补偿了由死区效应引起的电压损失。

3 结 语

本文针对三电平逆变器中死区效应产生的电压和电流畸变问题,从死区时间、功率器件的开通关断延时及管压降方面,对死区补偿进行了分析,提出了一种新型的三电平死区补偿策略。实验结果表明在低频下加入死区补偿算法,三电平逆变器输出电流波形明显改善,实际输出线电压也有所升高,证明了该方法的正确性和有效性。

参 考 文 献:

[1] RODRIGUEZ J ,LAI J S ,PENG F Z. Multilevel inverters: a survey of topologies ,control and applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics 2002 ,49(4) : 724 – 738.

[2] 解大 ,解蕾 ,张延迟 ,等. 三电平直接功率拓展控制的最优向量通用判据[J]. 电机与控制学报 2009 ,13(5) : 660 – 666.

XIE Da ,XIE Lei ,ZHANG Yanchi ,et al. Common criteria algorithm with the optimal vector for three-level inverter based on direct pow-

er improved control [J]. Electric Machines and Control 2009 ,13(5) : 660 – 666.

[3] RODRIGUEZ J ,BERNET S ,WU B ,et al. Multilevel voltage – source-converter topologies for industrial medium-voltage drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics 2007 ,54(6) : 2930 – 2945.

[4] 徐飞 ,史黎明 ,李耀华. 一种自适应补偿死区的异步电机参数测量方法[J]. 电机与控制学报 2012 ,16(10) : 1 – 6.

XU Fei ,SHI Liming ,LI Yaohua. Measurement of induction motor parameters by adaptive compensation for dead-time effect [J]. Electric Machines and Control 2012 ,16(10) : 1 – 6.

[5] 周华伟 ,温旭辉 ,赵峰 ,等. 一种抑制 VSI 零电流箝位效应的死区补偿方法[J]. 电机与控制学报 2011 ,15(1) : 26 – 32.

ZHOU Huawei ,WEN Xuhui ,ZHAO Feng ,et al. Dead-time compensation method of restraining zero-current clamping effects for VSI [J]. Electric Machines and Control 2011 ,15(1) : 26 – 32.

[6] CHOI Jongwoo ,SUL Seungki. Output voltage syn. thesis using novel dead time compensation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics 1996 ,11(2) : 221 – 227.

[7] 魏学森 ,严长辉 ,马小亮 ,等. 基于 FPGA 的三电平逆变器死区补偿方法研究[J]. 电力电子技术 2005 ,39(5) : 24 – 17.

WEI Xuesen ,YAN Changhui ,MA Xiaoliang ,et al. Study of dead-area compensating method in three-level inverter based on FPGA [J]. Power Electronics 2005 ,39(5) : 24 – 17.

[8] 金舜 ,钟彦儒. 一种新颖的同时考虑中点电位平衡和窄脉冲消除及死区补偿的三电平空间电压矢量脉宽调制方法[J]. 中国电机工程学报 2005 ,25(6) : 60 – 66.

JIN Shun ,ZHONG Yanru. A novel three-level SVPWM algorithm considering neutral-point control and narrow -pulse elimination and dead-time compensation [J]. Proceedings of the CSEE ,2005 ,25(6) : 60 – 66.

[9] 宋文祥 ,张旭. 基于电流矢量的三电平逆变器死区和管压降补偿策略[J]. 电工电能新技术 2012 ,31(2) : 47 – 51.

SONG Wenxiang ,ZHANG Xu. Dead-time and forward voltage compensation strategy of three level inverter based on the current vector [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy , 2012 ,31(2) : 47 – 51.

(编辑: 张诗阁)