

三相并网型逆变器死区补偿方法

张 伟, 张继元, 舒 杰, 王 浩

(中国科学院广州能源研究所, 广东 广州 510000)

摘要:为防止逆变器上下桥臂发生短路,需要在 IGBT 的驱动信号中设置死区时间。由于死区时间的存在会改变逆变器直流侧的电压输出,导致网侧电流输出畸变,将死区效应所造成的电压扰动矢量进行前馈补偿,根据并网型逆变器的电流特点,提出了一种用低通滤波器与加权滤波的方法获取正序电流的方法,用以判断电压补偿矢量。通过实验验证了该方法的准确性和有效性。

关键词:逆变器;死区时间;正序电流

中图分类号:TM464

文献标识码:A

文章编号:1000-100X(2016)07-0061-02

Dead-time Compensation Method for Three-phase Grid-connected Inverter

ZHANG Wei, ZHANG Ji-yuan, SHU Jie, WANG Hao

(Guangzhou Institute of Energy Conversion, Guangzhou 510000, China)

Abstract:In order to prevent the short circuit of the upper and lower bridge arm of the inverter, the dead-time in the driving signal of IGBT is needed. In order to overcome the inverter output distortion caused by dead-time effect, the low pass filter and weighted filtering are used to obtain positive sequence current and to judge the voltage dead-time compensation of the grid-connected inverter. All the methods are improved in the experiment.

Keywords: inverter; dead-time; positive sequence current

Foundation Project: Supported by Natural Science Foundation of Guangdong Province (No.2014A030310191)

1 引言

理论上,三相并网型逆变器的上下桥臂功率开关器件的驱动信号是互补的,但实际上 IGBT 的导通和关断都存在延时,为了避免上下桥臂直通,导致直流侧短路,需要在开关管动作期间设置死区时间。为了克服由此而产生的死区效应对逆变器输出电能质量的影响^[1-2],需要对死区时间进行补偿,目前较为成熟的分析方法是将死区效应看作扰动电压矢量,在指令电压矢量的基础上叠加一个死区补偿量以抵消死区引起的扰动电压矢量^[3-4],该方法的关键是准确判断电流的极性,尤其是在电流过零时,需要克服采样噪声和死区效应对零电流采样的干扰,否则容易造成零电流箝位的现象^[5-6]。

此处提出了一种利用一阶低通滤波器和加权滤波的方式结合并网型逆变器输出电流特性,获取正序电流量用以判断电流极性,从而确定死区电压补偿量,并通过实验验证了该滤波方法的准确性和对逆变器输出电流质量的提升效果。

基金项目:广东省自然科学基金(2014A030310191)

定稿日期:2015-12-15

作者简介:张 伟(1987-),男,广东广州人,硕士研究生,研究方向为光伏微电网技术。

2 逆变器死区效应分析

三相并网型逆变器的拓扑结构如图 1 所示。

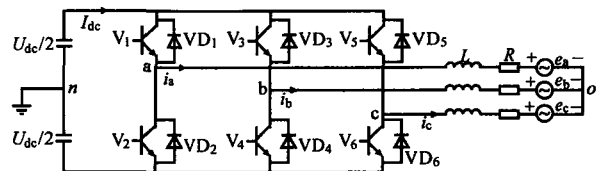


图 1 三相并网型逆变器拓扑结构

Fig. 1 Three-phase grid-connected inverter topology

图 2 为 V_1, V_2 的驱动波形与实际输出电压波形的比较,以电流流入电网方向为正。其中 T_d 为死区时间, u_{gv1}, u_{gv2} 为理想情况下 a 相上下桥臂驱动信号, u_{gv1}', u_{gv2}' 为死区时间 T_d 时上下桥臂实际驱动信号, u_{an} 为理想状态下直流侧输出电压波形, u_{an1} 为当电流 $i_a > 0$, 直流侧实际输出电压波形, u_{an2} 为当电流 $i_a < 0$, 直流侧实际输出电压波形。

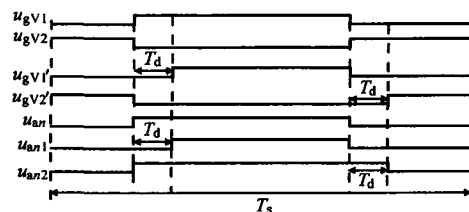


图 2 死区时间对输出电压的影响

Fig. 2 Effect of dead-time on output voltage

由于死区时间影响的性质与电流极性有关,取电流极性函数为 $\text{sign}(i_a)$,若 $i_a > 0$, $\text{sign}(i_a) = 1$;若 $i_a < 0$, $\text{sign}(i_a) = -1$ 。

对于直流侧,死区效应相当于在每个 PWM 周期内产生如下的扰动:

$$u_{\text{non}} = [\text{sign}(i_a)/T_s] T_d U_{\text{dc}} \quad (1)$$

b, c 相的死区时间设定值与 a 相相同,根据三相电压关系可得:

$$\begin{cases} u_{\text{nona}} = (U_{\text{dc}}/T_s) T_d [2\text{sign}(i_a) - \text{sign}(i_b) - \text{sign}(i_c)] \\ u_{\text{nonb}} = (U_{\text{dc}}/T_s) T_d [2\text{sign}(i_b) - \text{sign}(i_a) - \text{sign}(i_c)] \\ u_{\text{nonc}} = (U_{\text{dc}}/T_s) T_d [2\text{sign}(i_c) - \text{sign}(i_a) - \text{sign}(i_b)] \end{cases} \quad (2)$$

3 死区补偿方法

扰动电压矢量的表达式为:

$$\Delta U = (U_{\text{dc}}/T_s) T_d [\text{sign}(i_a) + e^{j2\pi/3} \text{sign}(i_b) + e^{j4\pi/3} \text{sign}(i_c)] \quad (3)$$

由上式可知,死区扰动电压只能取依据电流方向确定的 6 种离散矢量。

设电网侧三相电流 $[i_a, i_b, i_c]$,采用一个一阶低通滤波器进行滤波。其传递函数: $G(s) = k/(Ts+1)$ 。

对于角频率为 ω 的信号,经过滤波后,其幅值衰减为 $|A| = k/\sqrt{1+T^2\omega^2}$,相位滞后为 $\arctan(\omega T)$ 。为了获取基波正序电流分量,滤波参数取 $k=2, T=1/182$,则频率为 50 Hz 的基波电流,其增益为 1,延时 $\pi/3$,为分析方便,设三相电流为:

$$\begin{cases} i_a = i^+ \cos(\omega t + \varphi^+) + i^- \cos(\omega t + \varphi^-) \\ i_b = i^+ \cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi^+) + i^- \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi^-) \\ i_c = i^+ \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi^+) + i^- \cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi^-) \end{cases} \quad (4)$$

而延时 60° 的三相电流表达式为:

$$\begin{cases} i_{a1} = i^+ \cos(\omega t - \pi/3 + \varphi^+) + i^- \cos(\omega t - \pi/3 + \varphi^-) \\ i_{b1} = i^+ \cos(\omega t - \pi + \varphi^+) + i^- \cos(\omega t + \pi/3 + \varphi^-) \\ i_{c1} = i^+ \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi^+) + i^- \cos(\omega t - \pi + \varphi^-) \end{cases} \quad (5)$$

图 3 为电流矢量与延时 60° 矢量关系。

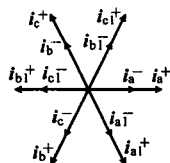


图 3 电流矢量与延时 60° 矢量关系图

Fig. 3 Diagram of current vector and delay 60° vector

可用如下公式提取正序电流幅值相位信息:

$$\begin{cases} i_{a2} = i_a + i_{c1} = \sqrt{3} i^+ \cos(\omega t + \pi/6 + \varphi^+) \\ i_{b2} = i_b + i_{a1} = \sqrt{3} i^+ \cos(\omega t - \pi/2 + \varphi^+) \\ i_{c2} = i_c + i_{b1} = \sqrt{3} i^+ \cos(\omega t + \pi/6 + \varphi^+) \\ i_a^+ = i^+ \cos(\omega t + \varphi^+), \quad i_b^+ = i^+ \cos(\omega t - 2\pi/3 + \varphi^+) \\ i_c^+ = i^+ \cos(\omega t + 2\pi/3 + \varphi^+) \end{cases} \quad (6)$$

将式(6)中后 3 式得到的基波代入式(3)中就可准确地判断需要补偿的电压扰动量。

4 实验结果分析

所使用的实验装置拓扑结构如图 1 所示,逆变器滤波参数电感 200 mH,电容 $40 \mu\text{H}$,额定输出功率 100 kVA,采用 DSP28335 作为控制芯片,死区时间由 DSP 的 PWM 模块产生,设置为 $6 \mu\text{s}$ 。图 4 为电流 THD 与输出功率关系曲线。

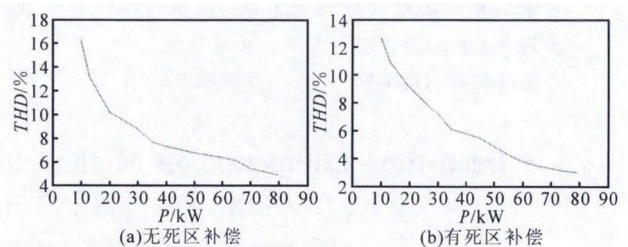


图 4 电流 THD 与输出功率关系曲线

Fig. 4 Relationship between current THD and output power

经过实验证明加入死区补偿后,电流谐波得到了明显抑制,THD 明显降低。图 5 为上位机程序读出的 a 相电网电压 u_a , a 相正序电流 i_a^+ 与实际电流 i_a 波形,其中电压值刻度是实际值的 4.096 倍,电流为实际电流值,可见正序滤波算法对谐波和电流突变有明显的抑制效果。

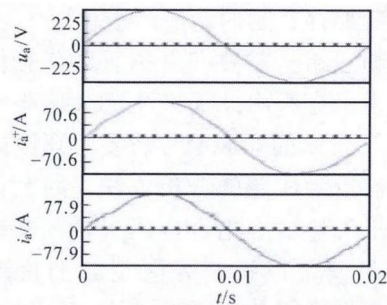


图 5 a 相电压、电流及正序电流

Fig. 5 Voltage, current and positive sequence current of a phase

图 6 为实际输出电流波形比较。

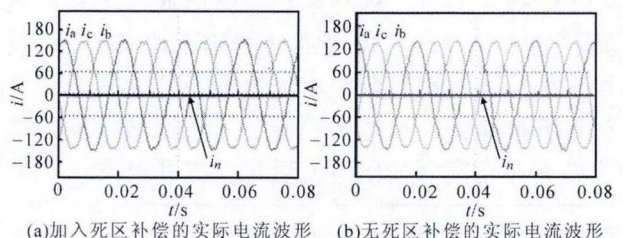


图 6 实际输出电流波形比较

Fig. 6 Comparison of actual output current waveforms

电流调整曲线,可见驱动器的负载调整率几乎为零,即输出电流随着 LED 颗粒数量的变化基本保持不变。图 5b 为驱动器调光性能测试,横坐标是 PWM 信号占空比,纵坐标是输出电流。可见,当 PWM 信号在占空比小于 10% 时,驱动器没有输出,即处于关断状态。当 PWM 信号占空比大于 90% 时,驱动器输出 1.1 A。当 PWM 信号占空比在 10%~90% 的范围内,驱动器的调光线性度良好。

表 1 不同 u_{in} 下, $\lambda, THD, \eta, U_o, I_o$ 实测值

Table 1 Measured values of $\lambda, THD, \eta, U_o, I_o$

u_{in}/V	λ	THD/%	$\eta/\%$	U_o/V	I_o/A
190.11	0.992 1	6.58	91.12	38.11	1.104 9
199.98	0.990 5	6.98	91.91	38.09	1.102 4
209.99	0.988 7	7.41	91.46	38.07	1.098 6
219.97	0.986 6	7.79	91.58	38.05	1.095
230.09	0.984 2	8.15	91.56	38.03	1.091
239.98	0.981 6	8.51	91.72	37.99	1.086 6
250.01	0.978 6	8.86	91.77	37.96	1.082 3
260.03	0.975 3	9.22	91.78	37.94	1.077 7

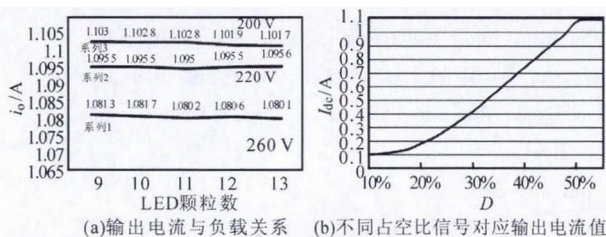


图 5 关系曲线图

Fig. 5 The relationship curve graph

(上接第 62 页)

5 结论

对死区现象进行分析,并提出一种基于正序电流的补偿死区扰动电压矢量的方法,并通过实验验证了该方法的有效性。相较于目前使用较多的带通滤波器,其优势之处:①响应速度更快,带通滤波器的响应速度与带宽的设置有关,而此处运用了一个一阶低通滤波器和加权滤波方法,可更快的跟踪电网电流,当电流发生突变能够快速响应;②能够适应电网畸变,由于负序电流多为电网故障而产生的谐波电流,其频率与正序电流相等,相序不同,带通滤波器不能有效滤波;③易于数字化,容易编程实现。

参考文献

[1] Sukegawa T, Kamiyama K, Mizuno K, et al. Fully Digital,

6 结论

在此详细搭建了基于 zigbee 无线调光的 LED 驱动器架构,采用模拟调光方式,实现 LED 驱动器可调输出。此处详细分析了初级恒流控制原理、单级 PFC 的电路,并详细给出了初级反馈的反激变压器计算方法。实验研究结果表明,该控制器在电流范围 0.1~1.1 A 范围内,电流精确可调。在 220 V 输入情况下,功率因数达到 0.986 6,整机效率为 91.58%。

参考文献

[1] 方志烈. 半导体照明技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2009.
 [2] 陈浩, 席光, 刘胜, 等. 一种精确调光的 LED 电源设计[J]. 电源技术, 2011, 35(2): 218-220.
 [3] 周国雄, 晏密英. 一种输出可调智能开关稳压电源设计[J]. 微计算机信息, 2008, 34(3): 187-189.
 [4] CHIU H J, LO Y K, CHEN J T, et al. A High-efficiency Dimmable LED Driver for Low-power Lighting Applications[J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 2010, 57(2): 735-743
 [5] 龙兴明, 周静. 基于 SA7527 的 LED 照明驱动电源的研制[J]. 电子器件, 2007, 17(3): 25-29.
 [6] 沈霞, 王洪诚, 蒋林, 等. 基于反激变换器的高功率因数 LED 驱动电源设计[J]. 电力自动化设备, 2001, 31(6): 140-143.

Vector-controlled PWM VSI-fed AC Drives With an Inverter Dead-time Compensation Strategy[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1991, 27(3): 552-559.

[2] Naomitsu Urasaki, Tomonobu Senjyu, Katsumi Uezato, et al. On-line dead-time Compensation Method for Voltage Source Inverter Fed Motor Drives[A]. 19th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition[C]. 2004: 122-127.
 [3] Hyun Soo Kim, Kyeong Hwa Kim, Myung Joong Youn. On-line Dead-time Compensation Method Based on Time Delay Control[J]. IEEE Trans. on Control Systems Technology, 2003, 11(2): 279-285.
 [4] 郑伟, 季筱隆, 刘玮, 等. 一种基于电流矢量的死区时间补偿方案[J]. 电气传动, 2005, 35(4): 34-36.
 [5] 胡庆波, 吕征宇. 一种新颖的基于空间矢量 PWM 的死区补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(3): 13-17.
 [6] 荆涛, 范蟠果. 一种新颖的空间矢量死区补偿算法研究[J]. 电力电子技术, 2008, 42(6): 84-86.