

基于 FFT 的三电平逆变器的死区补偿策略

黄仲龙¹, 曾江¹, 冯磊²

(1. 华南理工大学 电力学院, 广东 广州 510641;

2. 云南电网有限责任公司规划研究中心, 云南 昆明 650051)

摘要:针对死区所带来的三电平逆变器输出电压和输出电流的畸变,通过分析死区效应的机理,对死区时间、功率器件的电压降、开通和关断时间如何影响三电平逆变器的输出电压进行了详细地论述,据此提出了一种基于快速傅里叶变换(FFT)的三电平逆变器的死区补偿策略,该策略利用 FFT 对电流进行滤波以准确判断电流的极性,进而补偿死区。最后,基于三电平逆变器进行仿真验证,结果表明,所提出的采用 FFT 的死区补偿策略能够有效减小死区效应造成的电流畸变,改善零电流钳位现象。

关键词:三电平逆变器;快速傅里叶变换(FFT);死区补偿;死区效应;零电流钳位

中图分类号:TM464 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd19302

Dead-time Compensation Strategy of Three Level Inverter Based on FFT

HUANG Zhonglong¹ ZENG Jiang¹ FENG Lei²

(1. School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510641, Guangdong,

China; 2. Planning and Research Center of Yunnan power Grid Limited Company,

Kunming 650051, Yunnan, China)

Abstract: The mechanism of the dead-time effect was analyzed firstly. Then, considering the influence on the output voltage and current of the three-level inverter by dead time, voltage drop, opening time, turn-off time of power devices and grid voltage, a mathematical model of three level inverter was built, and a dead-time compensation strategy for three level inverter based on fast fourier transform(FFT) was proposed. The FFT was used to filter current to determine the polarity of current accurately in the strategy. The simulation and experimental results based on three-level inverter show that the compensation strategy of the dead time can effectively reduce the harmonic content of the output current introduced by the dead time and avoid the zero-current clamping.

Key words: three-level inverter; fast fourier transformation (FFT); dead-time compensation; dead-time effect; zero-current clamping

随着变频器、电弧炉等非线性负载在配电网中的广泛应用,配电网的谐波问题日益突出。相比于无源滤波器,有源电力滤波器(active power filter, APF)具有体积小、补偿效果好、补偿灵活性好、不易引起系统谐振等优点,已被公认为谐波治理的有效手段^[1-3]。

为了防止逆变器直流侧电容直接短路,须在每一桥臂互补的 PWM 触发信号中加入死区^[4-6],也就是先断后通,以保证同一桥臂上的开关管不会同时导通。但由于引入了死区时间^[7],并网系统的控制性能变差,输出电压与入网电流发生畸变,入网电流谐波含量增大,导致电能质

量严重下降。为此,必须进行死区补偿。

文献[8]建立起二电平逆变器输出电压的数学模型,并基于空间矢量角对电流的方向进行准确的判断从而实现死区补偿。文献[9]克服传统死区补偿无法消除零电流钳位现象的缺点,采用扰动观测器在线估算误差电压,从而实现死区补偿。文献[10]基于平均定子电流的定子侧直流等效电路模型,离线动态调整死区补偿时间,从而在线补偿死区效应。文献[11]深入分析了死区时间,功率器件管压降、开通时间、关断时间等因素对逆变器输出电压的影响并推出其误差电压值,将其加入到参考电压实现死区补偿。文献

[12—15]都是通过 SVPWM 算法修改参考电压或修改 PWM 脉冲宽度,来实现死区补偿。

针对零电流钳位现象,有的传统的方法采用低通滤波器,但存在相移导致误补偿;有的采用观测电压的间接方法判断电流极性^[16],但在非单位功率因数运行下判断方法复杂。

本文将死区当成一种外界干扰,采用快速傅里叶变换(fast fourier transformation, FFT)提取基波电流,即用上一个周期的基波电流值判断正负号补偿当前周期的死区效应,与用当前周期的基波电流值判断正负号补偿当前周期的死区效应的效果是一样的,从而实现对死区的准确补偿。

1 调整 PWM 的死区补偿策略

NPC 三电平逆变器的拓扑结构如图 1 所示,以 A 相为例进行分析,记电流流入电网的方向为正,流入逆变器为负。

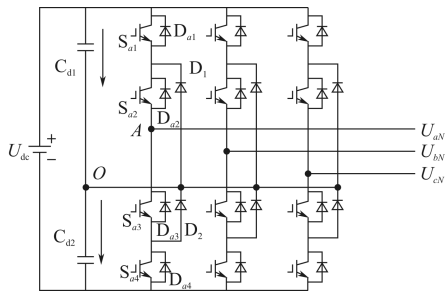


图 1 NPC 逆变器的拓扑结构

Fig. 1 Topology structure of NPC inverter

图 1 中,当 A 相输出电压为正即 P 时, S_{a2} 一直导通, S_{a4} 一直断开,理想情况下 S_{a1} 和 S_{a3} 交替导通,但是实际应用中 S_{a1} 和 S_{a3} 可能同时导通,导致电容 C_{d1} 直接短路,此时如果设置 S_{a1} 和 S_{a3} 同时上升沿延时导通,即设置死区时间,就能有效地避免 S_{a1} 和 S_{a3} 同时导通的情况,同理可分析 A 相参考电压为负即 N 时的情况。由此可知,三电平逆变器只有 2 种情况:O 到 P 再到 O;O 到 N 再到 O,O 状态表示从上到下 4 个开关管的开合状态依次为 0110,P 状态为 1100,N 状态为 0011,1 表示开关闭合,0 表示开关打开,下面分别对其进行分析。

图 2 为处于不同状态时 A 相桥臂电流的流向图。如图 2a 所示,当 A 相电流为正,A 相处于 O 状态时,电流的流向为图中的实线所示,从 O 点经过二极管 D_1 ,开关管 S_{a2} ,A 点输出,此时 A

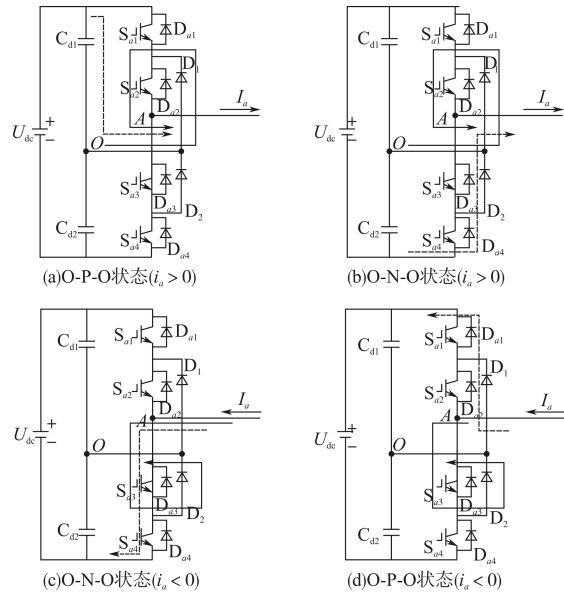


图 2 处于不同状态时 A 相桥臂电流的流向图

Fig. 2 The flow direction of the current of A phase in different states

点电压为 0;A 相处于 P 状态时,电流的流向为图中的虚线所示,从 C_{d1} 上端经过开关管 S_{a1} , S_{a2} ,A 点输出,此时 A 点电压为 $U_{dc}/2$ 。死区时间内 S_{a1} 和 S_{a3} 均处于关闭状态,电流的流向为图 2a 中的实线所示,A 点电压为 0,当 O 切换到 P 状态时,此时相当于 P 状态少作用了 T_d 时间,输出电压出现偏差;当 P 切换到 O 状态时,此时对输出电压没有影响。

如图 2b 所示,当 A 相电流为正,A 相处于 O 状态时,电流的流向为图中的实线所示,从 O 点经过二极管 D_1 ,开关管 S_{a2} ,A 点输出,此时 A 点电压为 0;A 相处于 N 状态时,电流的流向为图中的虚线所示,从 C_{d2} 下端经过开关管 D_{a4} , D_{a3} ,A 点输出,此时 A 点电压为 $-U_{dc}/2$ 。死区时间内 S_{a2} 和 S_{a4} 均处于关闭状态,电流的流向为图 2b 中的虚线所示,A 点电压为 $-U_{dc}/2$,当 O 切换到 N 状态时,此时输出电压无偏差;当 N 切换到 O 状态时,此时相当于 N 状态多作用了 T_d 时间,输出电压出现偏差。

如图 2c 所示,当 A 相电流为负,A 相处于 O 状态时,电流的流向为图中的实线所示,从 A 点经过二极管 S_{a3} ,开关管 D_2 ,O 点输出,此时 A 点电压为 0;A 相处于 N 状态时,电流的流向为图中的虚线所示,从 A 点经过开关管 S_{a3} , S_{a4} , C_{d2} 下端输出,此时 A 点电压为 $-U_{dc}/2$ 。死区时间内 S_{a2} 和 S_{a4} 均处于关闭状态,电流的流向为图 2c 中的

实线所示,A点电压为0,当O切换到N状态时,此时相当于N状态少作用了 T_d 时间,输出电压出现偏差;当N切换到O状态时,此时对输出电压没有影响。

如图2d所示,当A相电流为负,A相处于O状态时,电流的流向为图中的实线所示,从A点经过二极管 S_{a3} ,开关管 D_2 ,O点输出,此时A点电压为0;A相处于P状态时,电流的流向为图中的虚线所示,从A点经过开关管 D_{a2}, D_{a1}, C_{d1} 上端输出,此时A点电压为 $U_{dc}/2$ 。死区时间内 S_{a1} 和 S_{a3} 均处于关闭状态,电流的流向为图2d中的虚线所示,A点电压为 $U_{dc}/2$,当O切换到P状态时,此时对输出电压没有影响;当P切换到O状态时,此时相当于P状态多作用了 T_d 时间,输出电压出现偏差。

根据上面的分析,可以采用一种避开死区的PWM控制方法,当A相电流为正并处于O-P-O状态切换时,其死区效应的示意图如图3所示。

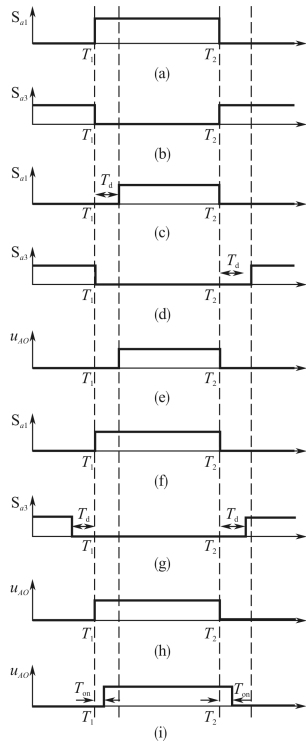


图3 A相电流为正并处于O-P-O状态切换时的死区效应
Fig3 Dead-time effect when A phase current as positive and is in O-P-O state

图3a和图3b分别为 S_{a1} 和 S_{a3} 理想情况下的触发脉冲波形,图3c和图3d分别为采用传统方法加入死区时间后 S_{a1} 和 S_{a3} 的触发脉冲波形,图

3e为采用传统方法逆变器的输出电压(相对于逆变器直流侧电容中点),图3f和图3g为采用本文提出的避开死区的补偿策略时 S_{a1} 和 S_{a3} 的触发脉冲波形,图3h为采用本文避开死区的补偿策略后逆变器的输出电压,图3i为考虑开关管开通和关断时间后逆变器的输出电压。

对于其他3种情况的死区补偿策略,同理可分析。

2 功率管的补偿

由以上的分析可以得知,功率开关管的理想导通时间为 $T_1 \sim T_2$,考虑到开通时间 T_{on} 和关断时间 T_{off} ,功率开关管的导通时间为 $T_1 - T_2 + T_{off} - T_{on}$,所以可以得出1个周期内总的误差时间为

$$T_{err} = T_{off} - T_{on} \quad (1)$$

令理想导通时间为

$$T^* = T_2 - T_1 \quad (2)$$

则三相电压的有效导通时间可以表示为

$$\begin{cases} T_a = T_a^* + T_{err} \\ T_b = T_b^* + T_{err} \\ T_c = T_c^* + T_{err} \end{cases} \quad (3)$$

式中: T_a^*, T_b^*, T_c^* 为三相理想导通时间。

考虑到功率器件的电压降、开通时间、关断时间对逆变器输出电压的影响,可以得到逆变器输出A点相对于O点的电压为

$$u_{AO} = (U_{dc}/2 - U_{ce} + U_d)S_A - \text{sign}(i_A)(U_{ce} + U_d) \quad (4)$$

$$\text{sign}(i_A) = \begin{cases} 1 & i_A \geq 0 \\ -1 & i_A < 0 \end{cases} \quad (5)$$

式中: U_{dc} 为逆变器直流侧电压; U_{ce} 为三极管的电压降; U_d 为续流二极管的电压降; S_A 为A相逆变器桥臂的开关状态,当A相处于O-P-O状态切换时, S_A 在1和0切换,即在 S_{a1} 和 S_{a2} 导通, S_{a2} 和 S_{a3} 导通这2种状态切换。当A相处于O-N-O状态切换时, S_A 在0和-1切换,即在 S_{a3} 和 S_{a4} 导通, S_{a2} 和 S_{a3} 导通这2种状态切换。

由于功率开关管的管压降是随电流的增加而增大的,在这里将其近似等效为线性模型:

$$\begin{cases} U_{ce} \approx U_{ce0} + R_{ce} |i_A| \\ U_d \approx U_{d0} + R_d |i_A| \end{cases} \quad (6)$$

式中: U_{ce0} 为开关器件的截至电压; R_{ce} 为开关器件的等效电阻; U_{d0} 为续流二极管的截至电压; R_d 为续流二极管的等效电阻。

将式(6)代入式(4),可以得到三相输出电压:

$$\begin{cases} u_{AO}=(U_{dc}/2-U_{ce}+U_d)S_A-\text{sign}(i_A)(U_{ce0}+U_{d0})-(R_{ce}+R_d)i_A \\ u_{BO}=(U_{dc}/2-U_{ce}+U_d)S_B-\text{sign}(i_B)(U_{ce0}+U_{d0})-(R_{ce}+R_d)i_B \\ u_{CO}=(U_{dc}/2-U_{ce}+U_d)S_C-\text{sign}(i_C)(U_{ce0}+U_{d0})-(R_{ce}+R_d)i_C \end{cases} \quad (7)$$

当A相处于O-P-O状态切换时,在1个开关周期内, $S_A=1$ 的作用时间为 T_a , $S_A=0$ 的作用时间为 T_s-T_a ,由伏秒平衡原理可得:

$$T_s u_{AO} = \left(\frac{U_{dc}}{2}-U_{ce}+U_d\right) T_a - T_s \text{sign}(i_A)(U_{ce0}+U_{d0}) - T_s (R_{ce}+R_d) i_A \quad (8)$$

可以解得A点相对于O点的等效电压为

$$u_{AO} = \left(\frac{U_{dc}}{2}-U_{ce}+U_d\right) \frac{T_a}{T_s} - \text{sign}(i_A)(U_{ce0}+U_{d0}) - (R_{ce}+R_d) i_A \quad (9)$$

当A相处于O-N-O状态切换时,同理可解得A点相对于O点的等效电压为

$$u_{AO} = \left(\frac{U_{dc}}{2}-U_{ce}+U_d\right) \frac{-T_a}{T_s} - \text{sign}(i_A)(U_{ce0}+U_{d0}) - (R_{ce}+R_d) i_A \quad (10)$$

由于系统为三相平衡系统,所以A,B,C三相的O-P-O,O-N-O状态切换共有6种组合,分别为:O-P-O,O-N-O,O-N-O;O-P-O,O-N-O,O-P-O;O-N-O,O-N-O,O-P-O;O-N-O,O-P-O,O-P-O;O-N-O,O-P-O,O-N-O;O-P-O,O-P-O,O-N-O。下面以第1种组合即A相处于O-P-O状态切换,B相和C相均处于O-N-O状态切换的情况为例进行说明。

三相等效输出电压为

$$\begin{cases} u_{AO} = \left(\frac{U_{dc}}{2}-U_{ce}+U_d\right) \frac{T_a}{T_s} - \text{sign}(i_A)(U_{ce0}+U_{d0}) - (R_{ce}+R_d) i_A \\ u_{BO} = \left(\frac{U_{dc}}{2}-U_{ce}+U_d\right) \frac{-T_b}{T_s} - \text{sign}(i_B)(U_{ce0}+U_{d0}) - (R_{ce}+R_d) i_B \\ u_{CO} = \left(\frac{U_{dc}}{2}-U_{ce}+U_d\right) \frac{-T_c}{T_s} - \text{sign}(i_C)(U_{ce0}+U_{d0}) - (R_{ce}+R_d) i_C \end{cases} \quad (11)$$

由三相平衡,有

$$\begin{cases} u_{AO} = u_{AN} + u_{NO} \\ u_{BO} = u_{BN} + u_{NO} \\ u_{CO} = u_{CN} + u_{NO} \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} i_A + i_B + i_C = 0 \\ u_{AN} + u_{BN} + u_{CN} = 0 \end{cases} \quad (13)$$

联立式(10),式(11)和式(12),可以解得N点相对于O点的电压为

$$u_{NO} = \frac{1}{3}(u_{AO} + u_{BO} + u_{CO}) = \frac{1}{3} \left(\frac{U_{dc}}{2}-U_{ce}+U_d\right) \cdot \frac{T_a - T_b - T_c}{T_s} - \frac{1}{3} [\text{sign}(i_A) + \text{sign}(i_B) + \text{sign}(i_C)](U_{ce0}+U_{d0}) \quad (14)$$

联立式(10)和式(14),可以得到:

$$\begin{cases} u_{AN} = \frac{1}{3} \left(\frac{U_{dc}}{2}-U_{ce}+U_d\right) \frac{2T_a - T_b - T_c}{T_s} - \frac{1}{3} [2\text{sign}(i_A) - \text{sign}(i_B) - \text{sign}(i_C)] \cdot (U_{ce0}+U_{d0}) - (R_{ce}-R_d) i_A \\ u_{BN} = \frac{1}{3} \left(\frac{U_{dc}}{2}-U_{ce}+U_d\right) \frac{-2T_b - T_a - T_c}{T_s} - \frac{1}{3} [2\text{sign}(i_B) - \text{sign}(i_A) - \text{sign}(i_C)] \cdot (U_{ce0}+U_{d0}) - (R_{ce}+R_d) i_B \\ u_{CN} = \frac{1}{3} \left(\frac{U_{dc}}{2}-U_{ce}+U_d\right) \frac{2T_c - T_a - T_b}{T_s} - \frac{1}{3} [2\text{sign}(i_C) - \text{sign}(i_A) - \text{sign}(i_B)] \cdot (U_{ce0}+U_{d0}) - (R_{ce}-R_d) i_C \end{cases} \quad (15)$$

由于 $U_d - U_{ce}$ 远远小于 U_{dc} ,可以将其忽略,并将式(3)代入式(14),可得到:

$$\begin{cases} u_{AN} = \frac{U_{dc}}{6} \frac{2T_a^* + T_b^* + T_c^*}{T_s} + \frac{U_{dc}}{6} \frac{4T_{err}}{T_s} - \frac{1}{3} [2\text{sign}(i_A) - \text{sign}(i_B) - \text{sign}(i_C)] \cdot (U_{ce0}+U_{d0}) - (R_{ce}+R_d) i_A \\ u_{BN} = \frac{U_{dc}}{6} \frac{-2T_b^* - T_a^* + T_c^*}{T_s} + \frac{U_{dc}}{6} \frac{-2T_{err}}{T_s} - \frac{1}{3} [2\text{sign}(i_B) - \text{sign}(i_A) - \text{sign}(i_C)] \cdot (U_{ce0}+U_{d0}) - (R_{ce}+R_d) i_B \\ u_{CN} = \frac{U_{dc}}{6} \frac{-2T_c^* - T_a^* + T_b^*}{T_s} + \frac{U_{dc}}{6} \frac{-2T_{err}}{T_s} - \frac{1}{3} [2\text{sign}(i_C) - \text{sign}(i_A) - \text{sign}(i_B)] \cdot (U_{ce0}+U_{d0}) - (R_{ce}+R_d) i_C \end{cases} \quad (16)$$

由此可以得到三相参考电压的表达式为

$$\begin{cases} u_{A_ref} = U_{dc}(2T_a^* + T_b^* + T_c^*) / (6T_s) \\ u_{B_ref} = U_{dc}(-2T_b^* - T_a^* + T_c^*) / (6T_s) \\ u_{C_ref} = U_{dc}(-2T_c^* - T_a^* + T_b^*) / (6T_s) \end{cases} \quad (17)$$

令

$$\begin{cases} \Delta u_A = \frac{U_{dc}}{6} \cdot \frac{4T_{err}}{T_s} \\ \Delta u_B = \frac{U_{dc}}{6} \cdot \frac{-2T_{err}}{T_s} \\ \Delta u_C = \frac{U_{dc}}{6} \cdot \frac{-2T_{err}}{T_s} \end{cases} \quad (18)$$

$$\begin{cases} \Delta u_{iA} = \frac{1}{3} [2\text{sign}(i_A) - \text{sign}(i_B) - \text{sign}(i_C)] \cdot (U_{ce0} - U_{d0}) \\ \Delta u_{iB} = \frac{1}{3} [2\text{sign}(i_B) - \text{sign}(i_C) - \text{sign}(i_A)] \cdot (U_{ce0} - U_{d0}) \\ \Delta u_{iC} = \frac{1}{3} [2\text{sign}(i_C) - \text{sign}(i_A) - \text{sign}(i_B)] \cdot (U_{ce0} - U_{d0}) \end{cases} \quad (19)$$

于是式(16)可以写成:

$$\begin{cases} u_{AN} = u_{A_ref} + \Delta u_A - \Delta u_{iA} - (R_{ce} + R_d) i_A \\ u_{BN} = u_{B_ref} + \Delta u_B - \Delta u_{iB} - (R_{ce} + R_d) i_B \\ u_{CN} = u_{C_ref} + \Delta u_C - \Delta u_{iC} - (R_{ce} + R_d) i_C \end{cases} \quad (20)$$

对每相的参考电压进行修正:

$$\begin{cases} u_{A_ref}^* = u_{A_ref} - \Delta u_A + \Delta u_{iA} + (R_{ce} + R_d) i_A \\ u_{B_ref}^* = u_{B_ref} - \Delta u_B + \Delta u_{iB} + (R_{ce} + R_d) i_B \\ u_{C_ref}^* = u_{C_ref} - \Delta u_C + \Delta u_{iC} + (R_{ce} + R_d) i_C \end{cases} \quad (21)$$

联立式(20)和式(21),可以得到:

$$\begin{cases} u_{AN} = u_{A_ref}^* \\ u_{BN} = u_{B_ref}^* \\ u_{CN} = u_{C_ref}^* \end{cases} \quad (22)$$

对于其他5种情况,同理可以分析得到死区补偿的表达式。下面将图中容易出现问题的进行说明。

3 基于FFT的电流极性判断

传统的电流极性判断方法,是直接通过判断采样电流值的正负号,或是将采样电流经过低通滤波器后判断其正负号。然而,由于零电流钳位效应,前者会出现在零点附近误判引起误补偿现象,后者虽然能避免出现零电流钳位现象,但是低通滤波器会使电流相位滞后,同样会出现误补偿现象。

如果将死区当成一种外界干扰,而由于死区时间是固定的,它对每个周期的电流造成的影响是相同的,假设有一种滤波器具备传统滤波器的滤波功能,又能使电流的相位滞后1个周期,即用上一个周期滤波后的基波电流值判断正负号补偿当前周期的死区效应,和用当前周期滤波后的基波电流值判断正负号补偿当前周期的死区效应的效果是一样的。而FFT正好具备这种功能,它能从上个周期的采样值提取出基波信号,也即滤波并使信号滞后1个周期。

FFT是DFT的高效算法,它通过许多小的、更加容易进行的变换去实现大规模的变换,降低了运算要求。

DFT的变换公式为

$$I(k) = \sum_{n=0}^{N-1} i(n) e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (23)$$

式中: N 为采样点数

将上述公式分为奇数和偶数序列再进行蝶形运算,就能实现FFT。

旋转因子 $e^{-j2\pi kn/N}$ 具有周期性和对称性,可以使用提取公因式的办法将 k 次乘法变为 $k/2$ 次乘法和 $k/2$ 次加法。选择采样点数为2的 N 次方,不断二分提取公因式,从而可以将计算复杂度从 $O(n^2)$ 降低到 $O(n \cdot \lg n)$ 。

FFT后电流信号变为一系列复数,将基波对于点的实部和虚部提取出来,再进行下式的变换,就能实现对电流基波信号的还原。此时就能准确地判断电流的极性。

$$i_1 = \sqrt{RE(I)^2 + IM(I)^2} \sin[100\pi t + \arctan(\frac{IM(I)}{RE(I)})] \quad (24)$$

4 仿真验证

为了考察本文提出的死区补偿策略的有效性,用Matlab/Simulink搭建了三电平逆变器+LCL滤波器的并网模型进行仿真验证。

基于FFT的仿真模型系统参数设置如下:逆变器侧电感为0.74 mH,网侧电感为0.15 mH,滤波电容为6.6 μ F,三极管的管压降为2 V,二极管的管压降为2.5 V,开关频率为20 kHz,死区时间为4 μ s,设置直流侧电压为650 V,电网电压有效值为220 V,并网电流有效值为15.15 A。

图4为未加入死区补偿时逆变器A相输出电流的FFT分析图和三相输出电流波形的仿真结果。其谐波含量为7.78%。

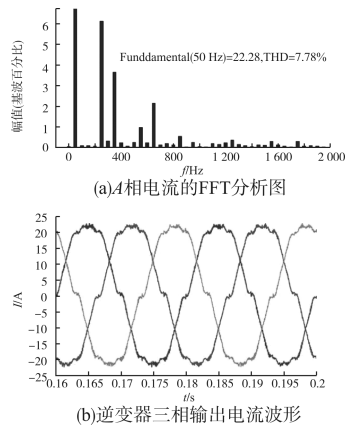


图 4 未加入死区补偿的仿真结果

Fig. 4 The simulation result without dead-time compensation

图 5 为加入死区补偿但未加入 FFT 时逆变器 A 相输出电流的 FFT 分析图和三相输出电流的波形,其谐波含量为 6.60%。

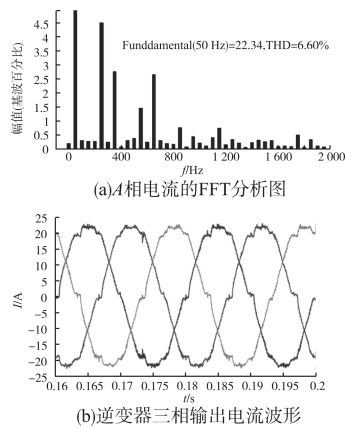


图 5 加入死区补偿但未加入 FFT 的仿真结果

Fig. 5 The simulation results with dead-time compensation but no FFT

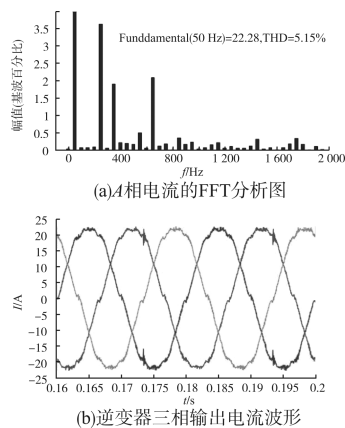


图 6 加入死区补偿并用低通滤波器滤波的仿真结果

Fig. 6 The simulation result adding dead-time compensation with LPF

图 6 为加入死区补偿并加入低通滤波器时

逆变器 A 相输出电流的 FFT 分析图和三相输出电流的波形,其谐波含量为 5.15%;图 7 为加入死区补偿并加入 FFT 时逆变器 A 相输出电流的 FFT 分析图和三相输出电流的波形,其谐波含量为 3.26%。

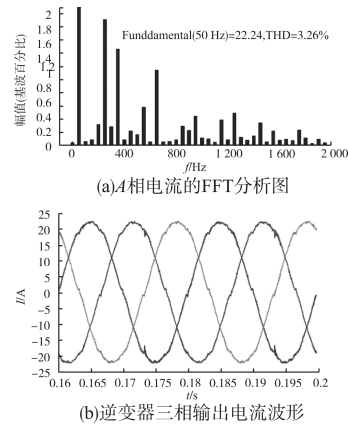


图 7 加入死区补偿并加入 FFT 的仿真结果

Fig. 7 The simulation results with dead-time compensation and FFT

从仿真可以看出,加入本文所提死区补偿策略后输出电流的谐波含量下降,并且加入含低通滤波器的死区补偿和加入含 FFT 的死区补偿策略后输出电流谐波含量明显比未含任何滤波的死区补偿低,证明其能改善零电流钳位效应,并且 FFT 的效果明显比低通滤波器的效果好,能够有效地避免零电流钳位导致的电流极性判断出错而造成误补偿的缺点,验证了本文所提策略的有效性。

5 结论

提出了一种基于 FFT 的三电平逆变器的死区补偿策略,通过调整 PWM 波的上升沿延时或下降沿延时以避免死区效应,用 FFT 对电流进行滤波,克服零电流钳位的缺点,提高了电流极性判断的准确率,并将准确判断的电流极性用以补偿功率管的管压降,开通和关断时间。该死区补偿策略得到了仿真的验证,证明了其有效性。

参考文献

[1] Akagi H. Active Harmonic Filters[J]. Proceedings of the IEEE, 2005, 93(12): 2128—2141.
 [2] 孙孝峰,王伟强,沈虹,等. 基于双阻性有源滤波器的背景谐波抑制策略[J]. 电工技术学报, 2016, 31(16): 145—153.
 [3] 许胜,费树岷,赵剑锋. 同步旋转坐标系中谐波电流分次控

- 制策略[J]. 电工技术学报,2016,31(16):154-162.
- [4] 罗晓雪. 基于三电平逆变器的三相光伏发电系统研究[D]. 湘潭:湘潭大学,2013.
- [5] 李赞,程洋. 多机并联光伏逆变器系统谐振抑制策略[J]. 广东电力,2017,30(10):47-51.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] Zhang S X. Study on Dead-time Effects Compensation Technique of SVM-VSI Drives[M]. Proceedings of the 9th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications. Springer Berlin Heidelberg, 2014.
- [9] 王磊. 逆变器死区效应分析及输出性能改善[D]. 重庆:重庆大学,2011.
- [10] 杨立永,陈智刚,陈为奇,等. 逆变器输出电压模型及新型死区补偿方法[J]. 电工技术学报,2012,27(1):182-187.
- [11] 李春鹏,黄洪奇,孙绍华,等. 采用扰动观测器的并网逆变器死区补偿方法[J]. 电机与控制学报,2013,17(3):28-33,39.
- [12] 孙向东,钟彦儒,任碧莹,等. 一种新颖的死区补偿时间测量方法[J]. 中国电机工程学报[J],2003,23(2):103-107.
- [13] 陈小佳,黄苏融,洪文成,等. 基于空间电压矢量的电压前馈死区补偿方法研究与实现[J]. 电机与控制应用,2009,36(4):6-9.
- [14] 王庆义,邓歆,罗慧,等. 一种新的基于SVPWM策略的死区补偿方法[J]. 电气传动,2008,38(2):19-22.
- [15] 张冲,王鹿军,金利祥,等. 基于电流预测的三电平死区补偿方法[J]. 太阳能学报,2014,35(9),1581-1585.
- [16] 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.

收稿日期:2018-07-15

修改稿日期:2018-09-07

欢迎订阅《电气传动》(月刊)

《电气传动》创刊于1959年,由天津电气科学研究院有限公司和中国自动化学会共同主办,是我国自动化类和电工技术类具有权威性的核心刊物。本刊以促进科技交流,沟通行业、产品信息,培养人才为宗旨。主要栏目包括:综述和专论、交、直流调速、计算机应用、微机及PLC应用、自动控制理论、自动控制系统、控制技术、设计计算、工业应用等。内容涵盖电气传动自动化最新研究成果、发展动态及新技术、新产品、新器件。是科研院所、工矿企业广大科技人员和高等院校师生发表学术见解、应用经验及学术争鸣的园地,也是了解新产品、新器件、新技术的窗口。

邮发代号:6-85 邮局全年订价:180元 零售价:15.00元