

三电平并联型 APF 死区效应分析及其对策研究

武敏¹, 孟润泉¹, 赵刚²

(1. 太原理工大学电气与动力工程学院, 山西 太原 030024;

2. 中煤建筑安装工程集团有限公司, 河北 邯郸 056000)

摘要: 为了解决三电平并联型有源电力滤波器(APF)死区效应问题, 通过分析 APF 死区效应的产生机理和影响因素, 同时结合在实际运行中电流流向突变时存在的一些问题, 提出一种基于电流区间判断的 PWM 信号修正方案。该方案在其他因素不变的前提下可以降低对检测和采样环节精度的依赖, 避免电流过零处抖动而导致极性误判进而引发桥臂直通, 从而减小死区效应对 APF 谐波补偿性能的不良影响。利用 Matlab 对所提方案进行了仿真研究。研究结果表明, 该方法不仅消除了绝大多数死区, 同时排除了冗余的开关切换, 谐波补偿效果优于常规控制。

关键词: 三电平并联型 APF; 死区效应; 电流区间判断; PWM 信号修正; 谐波补偿性能

Tri-level shunt APF dead-time effect analysis and its countermeasure research

WU Min¹, MENG Runquan¹, ZHAO Gang²

(1. College of Electrical and Power Engineering, Taiyuan University of Technology, Taiyuan 030024, China;

2. China Coal Building & Installation Engineering Co., Ltd., Handan 056000, China)

Abstract: In order to reduce the dead-time effect of tri-level shunt active power filter (APF), through the analysis of the production principle and influence factors of dead-time effect in APF, and combining with current flow to the mutations in the actual operation problems, a kind of PWM signal correction scheme based on the current interval judgment is designed. The scheme avoids detecting the current direction directly by setting the current buffers around zero current, by which the interference from current jitter around zero-crossing can be averted in the case of other factors unchanged. In this way the bad influence caused by the dead-time effect on the performance of APF harmonic compensation can be reduced. Last, the proposed schemes are verified by the Matlab simulation, and the results show that not only the vast majority of dead-time is eliminated, but also the redundant switches are removed, thus the harmonic compensation effect is superior to that of the conventional control.

Key words: tri-level shunt APF; dead-time effect; current interval judgment; PWM signal correction; harmonic compensation performance

0 引言

随着电网谐波问题的日益严重, 有源电力滤波技术也越来越受到人们重视。由于构成 APF 功率电路的开关器件存在开关延时, 若按理想情况控制极易造成直通现象, 损坏开关器件, 因此, 通常会触发信号延迟一段时间再导通, 这段时间即为死区时间 T_d ^[1]。死区时间的存在会使 PWM 控制脉冲变窄甚至消失(上升和下降沿重叠), 进而导致 APF 输

出的电压、电流波形发生畸变^[2], 对 APF 的谐波补偿性能造成严重的影响。为了减小死区效应对 APF 谐波补偿性能的影响, 目前的研究更倾向于利用电流反馈来进行死区效应补偿, 即通过直接检测谐波电流来对开关器件的通断时间进行控制^[3-7]。然而, 当前的死区效应补偿策略是在分析电流流向突变发生在同一电平的前提下提出的, 因此, 电流极性突变发生在同一电平上时, 该策略可以对死区效应进行完全补偿。但事实上, 当电流流向突变与该相电压状态变化同时、同向进行时, 仍存在直通的可能, 可见, 该方法对死区效应的补偿是不完备的。同时, 电流极性的判断对传感器及信号调理电路的精度和

抗扰性要求很高, 且存在多余的开关状态切换。另外, 现有死区效应补偿方法对 APF 所选的控制策略依赖性较大、延时较长且不具有通用性^[8]。为此, 通过对主电路开关器件的工作状态与 APF 产生的谐波补偿电流流向间的关系进行分析, 提出一种基于电流区间判断的直接 PWM 信号修正法, 该方法可有效弥补现有死区效应补偿方法的不足。

1 死区效应的产生及影响分析

二极管中点箝位式(NPC)三相三线制三电平并联型 APF 的拓扑结构^[9-11]及其与电网的连接方式如图 1 所示, 与电网的三相对应, APF 功率变换器包含 a、b、c 三个桥臂, 每个桥臂都由四个串联的开关器件 $VT_{x1} \sim VT_{x4}$ (下标 $x=a, b, c$ 分别代表 a、b、c 三相, 下文同)、四个续流二极管 $VD_{x1} \sim VD_{x4}$ 以及两个中点箝位二极管 $VD_{x01} \sim VD_{x02}$ 构成; APF 功率变换器直流侧的两个等值电容 C_1 、 C_2 串联承担并均衡直流侧电压 U_{dc} , C_1 、 C_2 的连接点与各桥臂中点箝位二极管 VD_{x01} 、 VD_{x02} 相连形成参考电位点 0, 这样, 直流母线正端 P 点电位为 $U_{dc}/2$ 、负端 N 点电位为 $-U_{dc}/2$; 交流侧各相输出的谐波补偿电流 i_{ca} 、 i_{cb} 及 i_{cc} 分别经电感 L_a 、 L_b 及 L_c 接入电网。

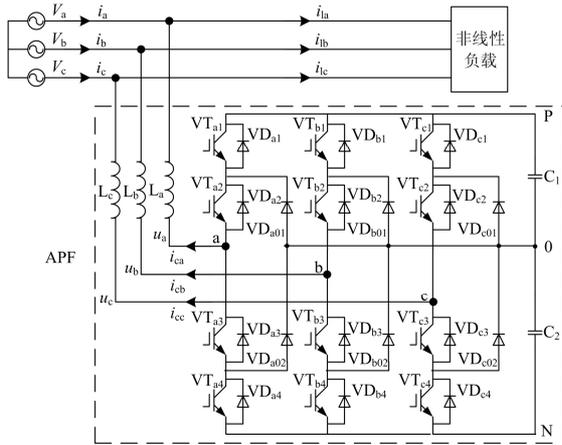


图 1 三电平并联型 APF 拓扑结构图

Fig. 1 Topological structure of tri-level shunt APF

以 a 相为例对死区效应的产生机理进行分析, 规定 i_{ca} 流出 APF 的方向为正。由 APF 交流输出端电压状态与电流流向间的关系可得: VT_{a1} 、 VT_{a2} 、 VT_{a3} 、 VT_{a2} 、 VT_{a3} 、 VT_{a4} 或 VT_{a1} 、 VT_{a2} 、 VT_{a3} 、 VT_{a4} 的同时导通都将导致直通现象的发生, 为此, 理想情况下, 只要让 VT_{a1} 跟 VT_{a3} 互补导通, VT_{a2} 跟 VT_{a4} 互补导通即可避免此类现象的发生。然而, 由于实际开关器件的通断需要一定的时间, 尤其是关断时间较导通时间长, 因此, 通常在同一桥臂互补

的 PWM 信号中加入死区, 以确保完成工作的开关器件可靠关断后与之互补的开关器件再导通。

由三电平并联型 APF 的控制原理可知, a 点的输出电压 u_a 有 $U_{dc}/2$ 、0、 $-U_{dc}/2$ 三种取值^[12-14], 分别称为 a 点输出电压的 P、0、N 三种状态。在一个开关周期内不存在 P、N 间的直接过渡, 只有 P、0 或 0、N 间的相互转换^[15-16]。为研究三电平并联型 APF 输出电流流向与死区效应的关系, 对理想情况下一个载波周期 T_c 内死区效应的产生机理进行分析, 图 2 为 $i_{ca} > 0$ 时的死区效应波形示意图。其中, u_a^* 为 a 相的理想输出电压; $S_1 \sim S_4$ 为 $VT_{a1} \sim VT_{a4}$ 的 PWM 控制信号; u_a 为 a 相实际输出电压; Δu_a 为 a 相实际输出电压跟理想输出电压间的误差电压或畸变电压。为了避免直通现象的发生, u_a^* 在 0、P 间转换时, 互补通断的 VT_{a1} 和 VT_{a3} 不能同时动作: u_a^* 由 0 转向 P 的瞬间, VT_{a1} 延时 T_d 导通, u_a^* 由 P 转向 0 的瞬间, VT_{a3} 延时 T_d 导通, 这一延时致使实际输出电压由 0 向 P 转换时较理想电压延时 T_d , 从而产生误差电压 Δu_a ; u_a^* 在 0、N 间转换时, 互补通断的 VT_{a2} 和 VT_{a4} 不能同时动作: u_a^* 由 N 转向 0 的瞬间, VT_{a2} 延时 T_d 导通, u_a^* 由 0 转向 N 的瞬间, VT_{a4} 延时 T_d 导通, 这一延时致使实际输出电压由 N 向 0 转换时较理想电压延时 T_d , 从而产生误差电压 Δu_a 。同理, $i_{ca} < 0$ 时死区效应的产生机理如图 3 所示。

由图 2、图 3 可知, $i_{ca} > 0$ 时, T_d 时间内 u_a 被箝位到 0 或 N, 实际输出电压 u_a 较理论输出电压 u_a^* 减少了时长为 T_d 的 $U_{dc}/2$, 且出现在电平转换的上升沿之后; $i_{ca} < 0$ 时, T_d 时间内 u_a 被箝位到 0 或 P, 实际输出电压 u_a 较理论输出电压 u_a^* 增加了时长为 T_d 的 $U_{dc}/2$, 且出现在电平转换的下降沿之后, 具体情况如表 1 所示。

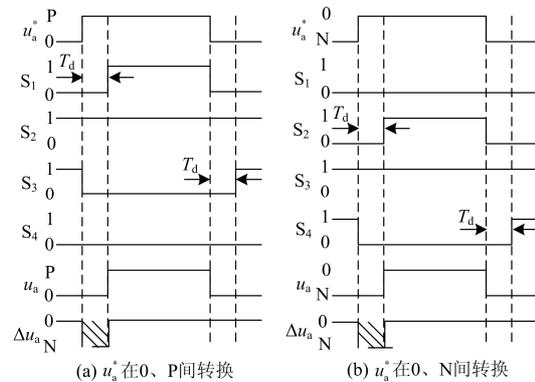


图 2 $i_{ca} > 0$ 时的死区效应波形示意图

Fig. 2 Dead-time effect waveform diagram when $i_{ca} > 0$

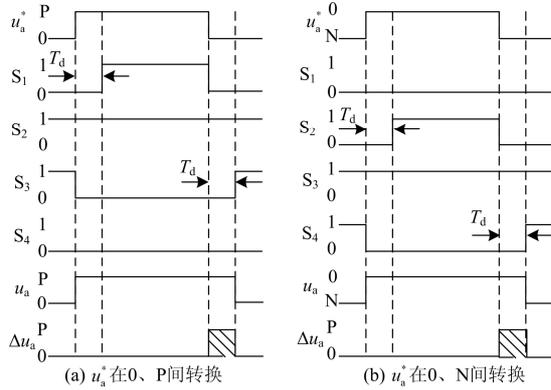


图 3 $i_{ca} < 0$ 时的死区效应波形示意图

Fig. 3 Dead-time effect waveform diagram when $i_{ca} < 0$

表 1 误差电压 Δu_a 汇总表

Table 1 Summary table of error voltage Δu_a

u_a	0→P	P→0	0→N	N→0
$i_{ca} > 0$	$-T_d(U_{dc}/2)$	无	无	$-T_d(U_{dc}/2)$
$i_{ca} < 0$	无	$+T_d(U_{dc}/2)$	$+T_d(U_{dc}/2)$	无

由上述分析可知，在一个载波周期内，死区效应产生的畸变电压 Δu_a 跟死区时间 T_d 及补偿电流 i_{ca} 的流向存在如下关系：

$$\Delta u_a = -\text{sign}(i_{ca}) \cdot T_d \cdot (U_{dc} / 2) \quad (1)$$

式中， $\text{sign}(i_{ca})$ 为符号函数。

$$\text{sign} = \begin{cases} 1 & i_{ca} > 0 \\ 0 & i_{ca} = 0 \\ -1 & i_{ca} < 0 \end{cases}$$

虽然，一个载波周期 T_c 相对较短，期间产生的误差电压对 APF 输出电压的畸变不会造成大的影响，但在实际运行中，载波周期 T_c 越短载波频率 f_c 越高，畸变电压 Δu_a 对 APF 输出电压的影响便不可忽略，考虑 T_c 的影响后， Δu_a 可表示为

$$\Delta u_a = -\text{sign}(i_{ca}) \cdot (T_d / T_c) \cdot (U_{dc} / 2) \quad (2)$$

可见，死区时间 T_d 越大，载波周期 T_c 越小，畸变电压 Δu_a 越大，APF 的输出电压畸变越明显。此外，与两电平相比，三电平并联型 APF 的开关器件数量明显增多，正常工作时通态压降、开关损耗及干扰的存在同样会使 APF 的输出电压及电流发生畸变，从而对 APF 的谐波补偿性能造成影响，因此必须采取一定的对策来尽可能减少或消除死区、降低各开关器件的导通时间及开关次数，进而对并联型 APF 的谐波补偿性能起到一定的优化作用。

2 死区效应削弱对策

仍以 a 相为例，理想情况下，同一桥臂上四个

开关器件的控制向量如表 2 所示，其中“1”代表“导通”，“0”代表“关断”。当 u_a 为状态 P 时只有 VT_{a1}、VT_{a2} 导通； u_a 为状态 0 时只有 VT_{a2}、VT_{a3} 导通； u_a 为状态 N 时只有 VT_{a3}、VT_{a4} 导通。

表 2 理想情况下 a 桥臂各开关器件的控制向量

Table 2 Control vectors of all switch devices on a bridge arm in ideal condition

	ideal condition		
u_a	P	0	N
$i_{ca} > 0$	[1100]	[0110]	[0011]
$i_{ca} < 0$	[1100]	[0110]	[0011]

理想情况下控制向量间的转换流程如图 4 虚线箭头所示，但在实际控制中为了防止直通现象的发生通常在状态转换的过程中引入一段死区时间 T_d ，在这段时间内只有 VT_{a2} 或 VT_{a3} 导通，即 u_a 在 P↔0 转换的 T_d 内只有 VT_{a2} 导通，对应的过渡控制向量为 [0100]； u_a 在 0↔N 转换的 T_d 内只有 VT_{a3} 导通，对应的过渡控制向量为 [0010]，具体转换流程如图 4 实线箭头所示。

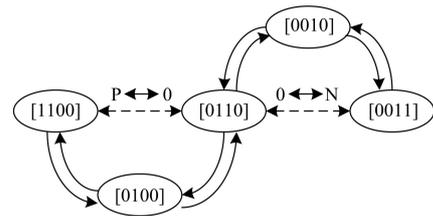


图 4 理想和常规控制中控制向量间的转换流程
Fig. 4 Vector transformation process of the ideal and conventional control

由上述分析可知，a 桥臂上开关器件的控制向量只跟该相电压的状态有关，跟电流流向无关，因此控制向量间的转换决定于该相电压所对的状态转换，即 P、N 分别与 0 状态间相互转换的四种情况。然而，从控制效果来看，表 2 中各开关器件的控制向量可以等效成表 3，因为，当电流 $i_{ca} > 0$ 时，不论电压状态如何，a 桥臂上参与实际控制的只有 VT_{a1} 和 VT_{a2}，而 VT_{a3} 和 VT_{a4} 的导通不仅对控制不起作用而且会在电平转换过程引入死区效应及干扰，因此，从控制效果出发，当 $i_{ca} > 0$ 时，封锁控制无效的开关器件 VT_{a3} 和 VT_{a4}，只对参与实际控制的 VT_{a1} 和 VT_{a2} 加以控制不仅可以有效避免死区效应的引入，而且可以减少不必要的能量损耗及干扰，延长开关器件的使用寿命。同理，当电流 $i_{ca} < 0$ 时，封锁控制无效的开关器件 VT_{a1} 和 VT_{a2}，只对 VT_{a3} 和 VT_{a4} 加以控制，同样可以达到类似的控制效果。

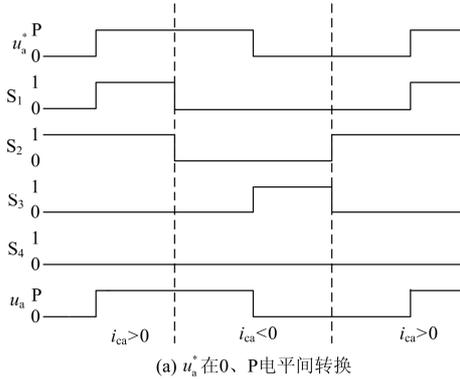
采用上述方法对理想控制向量进行修正，理想输出电压 u_a^* 在 0、P 和 0、N 电平间转换时，a 桥臂

上各开关器件的 PWM 控制信号分别如图 5(a)、图 5(b)所示, 无需插入死区时间 T_d , 因此也不存在由此引入的误差电压 Δu_a 。可见, 根据电流流向的判断结果封锁冗余的开关器件即可避免直通现象的发生。

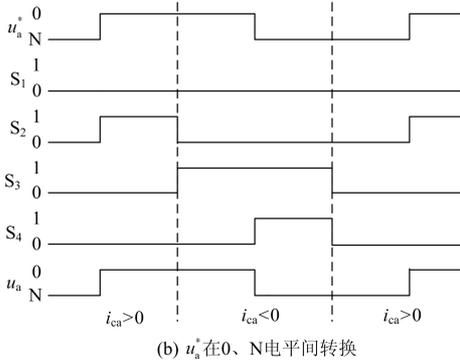
表 3 a桥臂各开关器件的有效控制向量

Table 3 Effective control vectors of all switch devices on a bridge arm

u_a	P	0	N
$i_{ca} > 0$	[1100]	[0100]	[0000]
$i_{ca} < 0$	[0000]	[0010]	[0011]



(a) u_a^* 在 0、P 电平间转换



(b) u_a^* 在 0、N 电平间转换

图 5 修正后的 PWM 控制信号

Fig. 5 Revised PWM control signals

在电流流向不变的情况下, 采用上述控制策略可以有效消除死区效应。然而, 当电平转换与电流流向变化同时发生时, 依然存在直通的可能, 如图 6 所示。 u_a^* 在 0、P 电平间转换时, 随着电流流向的突变, PWM 控制信号也发生了如图 6(a)所示的变化, 若电流由负向正的突变恰好发生在 u_a^* 由 0 向 P 转换的瞬间, 或电流由正向负的突变恰好发生在 u_a^* 由 P 向 0 转换的瞬间时, VT_{a1} 、 VT_{a2} 及 VT_{a3} 同时动作, 即会发生直通现象。同样, u_a^* 在 0、N 电平间转换时, 随着电流流向的突变各开关器件的驱动 PWM 信号也发生了如图 6(b)所示的变化, 若电流由负向正的突变恰好发生在 u_a^* 由 N 向 0 转换的瞬

间, 或电流由正向负的突变恰好发生在 u_a^* 由 0 向 N 转换的瞬间时, VT_{a2} 、 VT_{a3} 及 VT_{a4} 同时动作, 同样会发生直通现象。

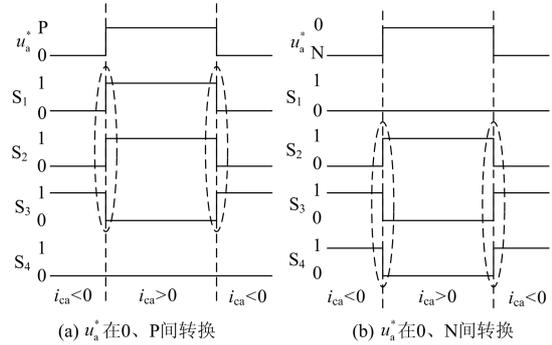
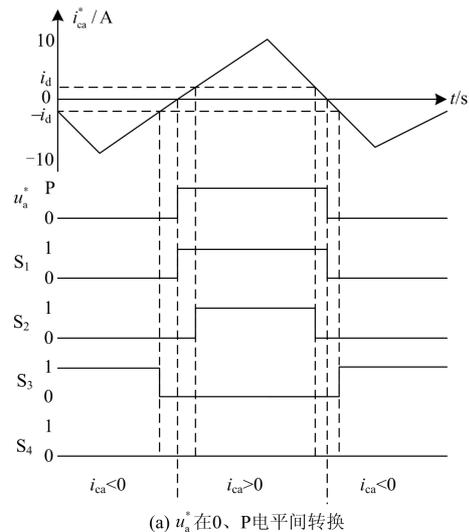


图 6 电流在任意时刻变化时的 PWM 信号

Fig. 6 PWM signals when i_{ca} is changed at any moment

为解决电流过零时可能存在的直通问题, 理论上在电压状态及电流极性同时、同向变化时加入死区即可, 但实际中因受检测回路精度和采样速度等因素的制约, 要做到同时对电压、电流信号极性的准确判断并非易事, 尤其当过零点发生抖动时极易造成误判而造成误动作或失控现象发生。为此, 本文提出了只检测电流信号并在电流过零点前后分别设置缓冲区间的方法, 以降低对检测、采样环节的要求, 以防过零点抖动导致的极性误判。设缓冲区间的边界电流为 i_d , 定义区间 $(i_d, +\infty)$ 为“P 区”, 区间 $(0, i_d)$ 为“缓冲 P 区”, 区间 $(-i_d, 0)$ 为“缓冲 N 区”, 区间 $(-\infty, -i_d)$ 为“N 区”。如图 7 所示, 当谐波电流落在 P 区时, 封锁 VT_{a3} 及 VT_{a4} ; 落在缓冲 P 区时, 封锁 VT_{a2} 、 VT_{a3} 及 VT_{a4} ; 落在缓冲 N 区时, 封锁 VT_{a1} 、 VT_{a2} 及 VT_{a3} ; 落在 N 区时, 封锁 VT_{a1} 及 VT_{a2} 。



(a) u_a^* 在 0、P 电平间转换

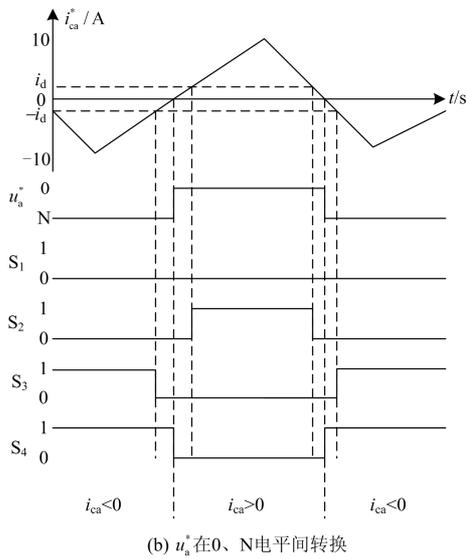


图 7 电流处于不同区域时的 PWM 控制信号

Fig. 7 PWM signals when i_{ca} is changed at any moment

基于电流区间判断的直接 PWM 信号修正法的具体流程如图 8 所示。

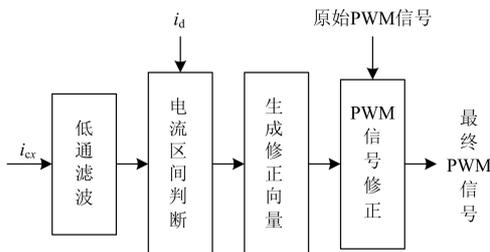


图 8 基于电流区间判断的直接 PWM 信号修正流程

Fig. 8 Direct PWM signals correction process based on the current interval judgment

3 仿真研究

为了验证本文所提方法的有效性，在 Matlab 中首先对 APF 补偿前电源电流的畸变情况进行了仿真；然后，在确保系统参数不变的前提下并入 APF，并分别对常规控制以及基于电流区间判断的直接 PWM 信号修正控制下三电平 APF 的谐波补偿效果进行了仿真；最后，为了进一步验证该方法的有效性，对不同载波周期 T_c 下的谐波补偿效果分别进行了仿真。仿真参数为：电源相电压为 220 V，频率为 50 Hz，负载为阻性负载和三相不可控整流桥，负载电阻为 30 Ω ，APF 直流侧电压 $U_{dc}=800$ V，电容 $C_1=C_2=4\ 700\ \mu\text{F}$ ，交流侧电感 $L=10\ \text{mH}$ ，死区时间 $T_d=5\ \mu\text{s}$ 。

APF 补偿前，电源电流频谱如图 10(a)所示，

THD 高达 27.56%；在 APF 的常规控制下，a 相开关器件 VT_{a1} 、 VT_{a3} 的 PWM 控制信号如图 9(a)所示，开关管的开关次数较多且每个载波周期 ($T_c=0.1\ \text{ms}$) 都有一段死区；电源电流频谱如图 10(b)所示，谐波畸变率 THD 仍高达 6.19%；在基于电流区间判断的直接 PWM 信号修正控制下， VT_{a1} 、 VT_{a3} 的 PWM 控制信号如图 9(b)所示，与常规控制下的图 9(a)相比，剔除了开关器件的不必要导通，开关次数明显减少且只在缓冲区内有死区时间；电源电流频谱如图 10(c)所示，THD 降低到了 3.81%，可见，APF 的谐波补偿性能显著提高。进一步，将 T_c 由 0.1 ms 降到 0.078 125 ms 时，补偿结果如图 10(d)所示，THD 降到 3.50%，可见因所提方法剔除了死区的影响，可以通过降低载波周期进一步提高补偿效果。

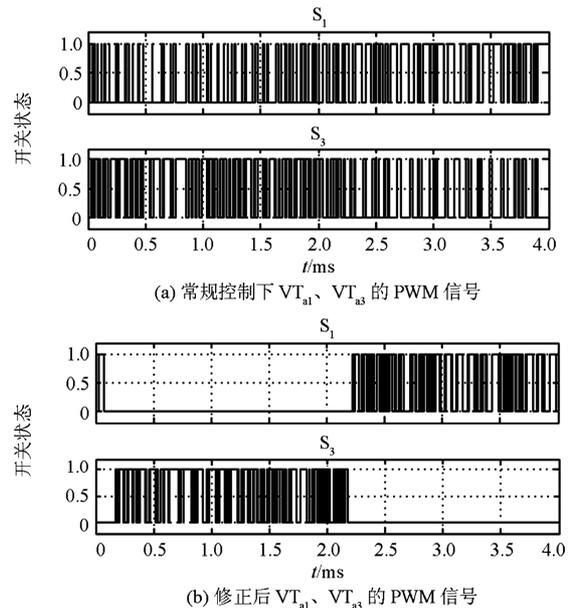
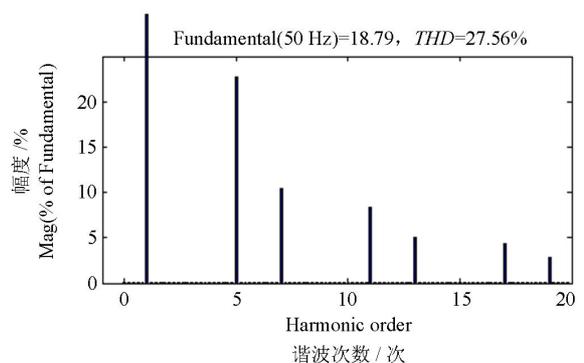


图 9 VT_{a1} 、 VT_{a3} 的 PWM 信号

Fig. 9 PWM signals of VT_{a1} 、 VT_{a3}



(a) APF 补偿前系统电流的 FFT 分析

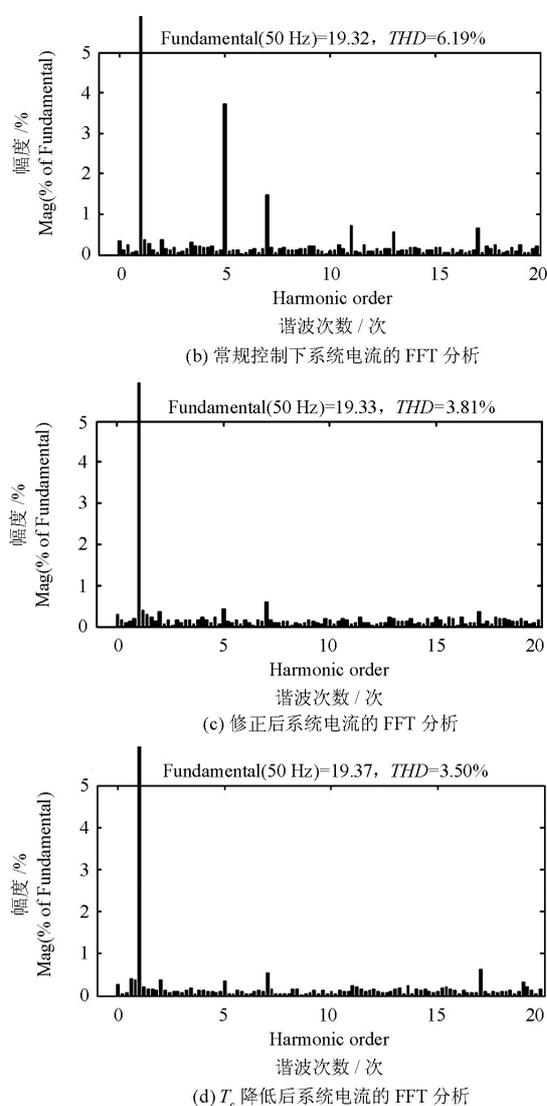


图10 系统电流的FFT分析

Fig. 10 FFT analysis of system current

4 结论

死区时间 T_d 是引起误差电压从而导致死区效应的最直接最重要的因素。对三电平并联型APF而言,在补偿电流方向不变时可以根据其开关控制规律消除 T_d 从而消除死区效应。在交流侧电压变化而补偿电流又恰好过零时则须插入 T_d 以排除桥臂直通隐患,实施过程中可通过在补偿电流过零点前后设置缓冲区间以避免对电流过零点的直接检测,从而降低对检测精度的依赖,避免电流过零点抖动导致的极性误判。基于上述研究结论而提出了基于电流区间判断的PWM信号修正方案,经仿真验证其有效可行,并有以下优点:

- (1) 不仅消除了绝大多数死区,而且大大减少了开关器件的通断次数,降低了开关损耗和开关干扰;
- (2) 电流缓冲区的设置使得无需精确检测电流过零点,避免了电流过零点抖动对控制的干扰;
- (3) 该方案不受APF所采用的控制策略的限制,具有通用性且易于实现;
- (4) 该方案可以在其他条件不变的前提下通过适当降低载波周期来提高APF的谐波补偿效果。

参考文献

- [1] 朱朝文, 袁海文, 刘炳民, 等. 有源电力滤波器主电路死区效应及补偿策略[J]. 电力电子技术, 2013, 47(1): 82-85.
ZHU Chaowen, YUAN Haiwen, LIU Bingmin, et al. Main circuit dead-time effect and compensation strategy of active power filter[J]. Power Electronics, 2013, 47(1): 82-85.
- [2] WAKILEH G J. Power systems harmonics: fundamentals, analysis and filter design[M]. Beijing: Mechanical Industry Press, 2010.
- [3] MEI Hongming, WANG Yi, LIU Jianzheng. A comprehensive power quality compensation method based on feedback control of grid-side current[J]. Power System Technology, 2013, 37(8): 2368-2375.
- [4] 丁晓霖. 三相SPWM逆变器死区特性与补偿策略[J]. 电力电子技术, 2014, 48(1): 33-35.
DING Xiaolin. Dead time characterization and compensation strategy for three-phase SPWM inverter[J]. Power Electronics, 2014, 48(1): 33-35.
- [5] 袁佳歆, 薛钢, 赵震, 等. 三相逆变器无死区最优矢量控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(24): 19-24.
YUAN Jiaxin, XUE Gang, ZHAO Zhen, et al. New optimal dead-time elimination for three-phase voltage source inverters[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(24): 19-24.
- [6] DIAO Naizhe, XUE Zhiwei, SUN Xianrui, et al. A novel multi-carrier no-dead-zone SPWM[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(12): 1853-1863.
- [7] PEI Xuejun, CHEN Yu, KANG Yong, et al. An adaptive dead-time compensation method for sinusoidal PWM-controlled voltage source inverter with output LC filter [C] // IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC, 2011, 26th: 778-785.
- [8] 杨小品, 谈锋博, 李尚盛, 等. 有源电力滤波器控制时延的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(22):

- 43-47.
YANG Xiaopin, DAN Fengbo, LI Shangsheng, et al. Study on control delays of active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(22): 43-47.
- [9] 王峰, 张旭隆, 何凤有, 等. 基于复合模型预测控制策略的三电平APF研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(11): 79-85.
WANG Feng, ZHANG Xulong, HE Fengyou, et al. Research of three-level shunt APF control method based on composite model predictive control strategy[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(11): 79-85.
- [10] 肖鹏, 赵宇, 刘刚, 等. 基于功率平衡算法的NPC三电平变换器中点电压控制[J]. 电网与清洁能源, 2015, 31(2): 98-103.
XIAO Peng, ZHAO Yu, LIU Gang, et al. Neutral point voltage balancing control of NPC converter based on power balance algorithm[J]. Power System and Clean Energy, 2015, 31(2): 98-103.
- [11] 鲍禄山, 王毅非, 黎燕. 基于矢量解耦与预测电流控制相结合的APF的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(5): 88-93.
BAO Lushan, WANG Yifei, LI Yan. Research on APF based on vector decoupling control and predictive current control[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(5): 88-93.
- [12] MEI Hongming, WANG Yi, LIU Jianzheng. A comprehensive power quality compensation method based on feedback control of grid-side current[J]. Power System Technology, 2013, 37(8): 2368-2375.
- [13] 刘宝其, 段善旭, 陈昌松, 等. 基于滞后补偿的PWM逆变器控制策略研究[J]. 电工技术学报, 2014, 29(12): 19-25.
LIU Qibao, DUAN Shanxu, CHEN Changsong, et al. Research on control strategy for PWM inverter based on one-step-delay compensator[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(12): 19-25.
- [14] 李猛, 王志刚, 王寅, 等. 无谐波检测环节的并联型有源电力滤波器研究[J]. 高压电器, 2014, 50(10): 73-77.
LI Meng, WANG Zhigang, WANG Yin, et al. Shunt active power filter based on non-harmonic detection technology[J]. High Voltage Apparatus, 2014, 50(10): 73-77.
- [15] 乔鸣忠, 夏益辉, 朱鹏, 等. 基于电流闭环和死区补偿的变频驱动调速系统低频振荡抑制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(11): 126-133.
QIAO Mingzhong, XIA Yihui, ZHU Peng, et al. Low-frequency oscillation restrain method of induction motor fed by inverter based on current close-loop and dead-time compensation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(11): 126-133.
- [16] 杨宁, 张林, 许春雨. 三电平逆变器死区补偿策略研究[J]. 工矿自动化, 2013, 39(5): 55-59.
YANG Ning, ZHANG Lin, XU Chunyu. Research of dead-time compensation strategy for three-level inverter[J]. Industry and Automation, 2013, 39(5): 55-59.

收稿日期: 2015-08-03; 修回日期: 2015-09-25

作者简介:

武敏(1989-), 女, 通信作者, 硕士研究生, 主要研究方向为电源谐波治理; E-mail: 1035242744@qq.com

孟润泉(1968-), 男, 博士, 讲师, 硕士生导师, 研究方向为电力电子技术及其在电力系统中的应用。E-mail: mengrunquan@126.com

(编辑 魏小丽)