基于指数趋近律滑模控制的逆变器死区补偿

孙绍华^{1,2}, 贲洪奇¹, 李春鹏^{1,3}, 张金永¹ (1. 哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150001;

2. 青岛科技大学 自动化与电子工程学院,山东 青岛 266000;

3. 黑龙江省教育学院,黑龙江 哈尔滨 150080)

摘要:为了削弱三相逆变器因开关死区、开关导通关断延迟等对并网电流的影响,在分析死区效应产生的平均误差电压的基础上,改变传统固定死区时间的设定方法,根据电流幅值自适应调整死区时间,建立了逆变器的死区补偿模型。在不需要进行电流极性检测基础上结合滑模变结构控制方法提出了基于指数趋近律滑模控制方法来设计电流控制器,利用反正切函数替代符号函数抑制了滑模控制所固有的抖振现象,实现了死 区补偿和逆变器的鲁棒控制。利用 TMS320F2812 DSP 芯片实现补偿算法,在 10 kW 三相并网逆变器样机上验证了死区补偿算法的有效性。

关键词:逆变器;死区效应;死区补偿;指数趋近律;滑模控制 中图分类号:TN 86;TM 464 文献标识码:A I

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.11.002

0 引言

三相桥式逆变电路中的实际功率开关器件具有 非理想开关特性,即具有开通和关断时间,且开通时 间往往小于关断时间。为了避免桥臂直通,必须在同 一桥臂上下2个功率开关管的控制信号之间设定 "先断后通"的PWM开关死区。尽管死区时间相对 开关周期而言很短,但由于开关频率较高,累积效应 严重,会引起输出误差电压^[14],导致三相并网电流波 形发生畸变,影响并网电流质量,对电网造成"污 染"^[5]。因此有必要对死区效应引起的电压损失进行 有效补偿^[615]。

针对死区效应,主要的解决方案有死区消除和死 区补偿两大方法。其中基于平均误差电压的死区补 偿方法只需在控制程序中加入死区补偿算法来抑 制或消除死区的影响,操作起来更加灵活,适应性更 强,因而成为死区补偿的研究热点。缺点是在实现死 区补偿时对电流的检测要求比较高,如果电流过零 点检测判断不准确将导致误补偿。原因是电流检测 通道中存在着高频噪声(白噪声),当有电流输出时, 被测信号将是实际电流信号与白噪声的叠加,白噪 声的存在使得在过零点附近检测到的电流极性与实 际极性有可能不同,因而难以准确地确定过零点的 位置。而一旦电流极性检测发生错误,必然产生死 区的误补偿,不但没有消除死区对系统的影响,反而 使这种影响加重了一倍。为此文献[6-13]利用 ia 和 ia 进行低通滤波后,再进行反变换得到两相静止坐标 系下电流矢量的幅值和相位角,根据电流矢量角判 断电流的极性,解除了电流过零点的误检测。文献 [14]提出了以检测 a 相、b 相电流之差的过零点,最 后推算出过零点,思路新颖。文献「157给出了一种利

收稿日期:2012-10-12;修回日期:2013-10-07

用功率因数角实现的电流方向间接检测方法,实现 了对电流方向的准确判断,消除了由于电流误判断 在电流波形中引起的过零点"台阶"现象。

上述方法虽然提高了电流极性检测的准确性, 但进行电流检测就存在误判的可能性。近几年有学 者提出了不需要进行电流极性检测的死区补偿方 法^[16-20],避免了由于电流方向检测不准造成的过度补 偿和欠补偿。文献[16]在每个 PWM 周期内对 2 个非 零空间电压矢量作用时间分别进行补偿,但算法实 现过于复杂。文献[17-18]提出的扰动观测器死区补 偿方法采用在线辨识算法,有利于消除功率器件开 关时间及导通压降等非线性因素对死区效应的影 响,但很难迅速跟踪上实际扰动电压,因此补偿效 果不理想。文献[19]采用模糊控制进行死区补偿,缺 点是要提高精度需要增加量化等级数目,从而导致 查询表过于庞大,运算时间增加,耗费硬件资源。

本文在详细分析了逆变器死区效应的基础上, 采用变化的死区时间调整方法,因此不需要进行电 流极性的检测,提出了具有消除抖振的指数趋近律 滑模控制死区补偿策略对三相逆变器进行了死区补 偿,最后在 10 kW 样机中对提出的补偿方法进行了 验证。

1 逆变器死区效应分析

以三相逆变器的 a 相桥臂为例进行死区分析, 图 1 是三相逆变器的主电路结构图。

图 2 是开关管的驱动波形及输出电压波形,电 流以流入电网方向为正方向。图中,*t*_d、*T*_{PWM}分别为死 区时间和逆变器 PWM 周期,(a)(b)为理想的无死区 的上下开关管 V_{T1}、V_{T4} 的驱动信号 *S*₁、*S*₄ 波形,(c) (d)为考虑了外加死区时间及开关器件导通关断延 迟时间的上下开关管 V_{T1}、V_{T4} 的驱动信号 *S*₁、*S*₄ 波



图1三相逆变器主电路

Fig.1 Main circuit of three-phase inverter



Fig.2 Waveforms of trigger signal and output voltage of inverter

形,(e)为理想的输出电压波形,(f)(g)分别为 *i*_a>0 和 *i*_a<0 时实际输出电压波形,(h)(i) 分别为 *i*_a>0 和 *i*_a<0 时理想与实际的电压差。因为开关的开通和关断时间延迟造成的误差电压与死区时间造成的误差电压作用相同,故死区时间 *t*_a中包含了开关的开通延迟和关断延迟时间。

由 *i*_a<0 时的实际输出电压波形可以得到一个 PWM 周期内实际与理想对地电压扰动为:

$$u_{\text{an-averr}} = -\Delta e \cdot \text{sgn}(i_{\text{a}}) \tag{1}$$

$$\operatorname{sgn}(i_{a}) = \begin{cases} 1 & \iota_{a} > 0\\ -1 & i_{a} < 0 \end{cases}$$
(2)

 $\Delta e = \frac{t_{\rm d}}{T_{\rm PWM}} U_{\rm dc}$ b、c相具有相同的工作方式。

由三相对地电压扰动进而可以推出三相相电压 扰动.

$$\begin{bmatrix}
u_{ao-averr} = -\Delta e \frac{2 \operatorname{sgn}(i_{a}) - \operatorname{sgn}(i_{b}) - \operatorname{sgn}(i_{c})}{3} \\
u_{bo-averr} = -\Delta e \frac{2 \operatorname{sgn}(i_{b}) - \operatorname{sgn}(i_{a}) - \operatorname{sgn}(i_{c})}{3} \\
u_{co-averr} = -\Delta e \frac{2 \operatorname{sgn}(i_{c}) - \operatorname{sgn}(i_{b}) - \operatorname{sgn}(i_{a})}{3}
\end{cases}$$
(3)

对上述公式进行傅里叶级数展开[20],得:

其中,*n*=1,3,5,…;ω为电网角频率。

当三相并网逆变器运行于单位功率因数时,假 设滤波电感对称,三相电网对称,则电流扰动为:

$$i_{a-averr} = -\frac{4\Delta e}{\pi Z_x} \sum \frac{1}{n} \sin(n\omega t)$$

$$i_{b-averr} = -\frac{4\Delta e}{\pi Z_x} \sin\left(n\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$i_{c-averr} = -\frac{4\Delta e}{\pi Z_x} \sin\left(n\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$
(5)

其中,n=1,5,7,11,…;Zx为三相对称电感滤波感抗。

由式(5)可以看出,死区造成的误差电压使得并 网电流除了造成基波电流损失外,还产生了5、7、 11、13等低次谐波,且谐波幅值随着谐波次数的增加 而递减,高次谐波可通过低通滤波器滤掉,低次谐波 则引起并网谐波电流的产生,造成并网电流的畸变。

2 死区时间的调整[21]

通常情况下,三相桥臂所加入的死区是固定不变且相等的,即 $t_{d-a}=t_{d-b}=t_{d-c}=t_{do}$ 将式(3)进行变换后得到死区造成的电压扰动矢量为:

$$\Delta U = \frac{-U_{dc}}{T_{PWM}} [t_{d-a} \operatorname{sgn}(i_{a}) + e^{j2\pi/3} t_{d-b} \operatorname{sgn}(i_{b}) + e^{j4\pi/3} t_{d-c} \operatorname{sgn}(i_{c})]$$
(6)

此时死区扰动电压只能取 6 个离散的矢量,因 此通常的补偿方法需要检测电流的极性才能进行正 确的补偿。如果死区扰动电压矢量是连续的,扰动 电压矢量在确定时就不需要电流极性的信息了。

$$\begin{vmatrix} t_{d-a} = k & |i_a| \\ t_{d-b} = k & |i_b| \\ t_{d-c} = k & |i_c| \end{vmatrix}$$
(7)

其中,*k*为常数,具体值由系统决定。 将式(7)代入式(6)中得到.

$$\Delta U = \frac{-kU_{dc}}{T_{PWM}} [|i_{a}| \operatorname{sgn}(i_{a}) + e^{j2\pi/3} |i_{b}| \operatorname{sgn}(i_{b}) + e^{j4\pi/3} |i_{c}| \operatorname{sgn}(i_{c})] = \frac{-kU_{dc}}{T_{PWM}} (i_{a} + e^{j2\pi/3}i_{b} + e^{j4\pi/3}i_{c}) = \frac{-kU_{dc}}{T_{PWM}} i$$
(8)

其中, i 为三相静止坐标系下的并网电流矢量。

假设两相旋转坐标中 d 轴与三相静止坐标系中 a 轴重合,将式(8)变换到 dq 坐标系下,得:

$$\Delta U = \frac{-kU_{\rm dc}}{T_{\rm PWM}} \sqrt{\frac{3}{2}} (i_d + ji_q) = u_{d-\rm err} + ju_{q-\rm err}$$
(9)

由式(8)、(9)可以看出在将死区时间进行调整 后,死区造成的电压扰动成为与电流幅值成比例的连 续矢量,因此只要测得电流的值进行 dq 变换后得到 i_d、i_q,再测得母线电压的值便可得到 dq 坐标系下的 扰动电压值,而不需要电流极性的信息。

3 采用滑模控制器的死区补偿策略

3.1 基于滑模控制的死区补偿策略的提出

由图 1 得同步旋转坐标系下并网逆变器数学 模型:

$$\begin{vmatrix} L\dot{i}_{d} = -Ri_{d} - \omega Li_{q} + u_{d} - e_{d} \\ L\dot{i}_{q} = -Ri_{q} + \omega Li_{d} + u_{q} - e_{q} \\ C\dot{U}_{dc} = i_{L} - \frac{3}{2}(i_{d}s_{d} + i_{q}s_{q}) \\ \begin{cases} u_{d} = s_{d}U_{dc} \\ u_{q} = s_{q}U_{dc} \end{cases}$$
(11)

其中, C为母线总电容, i₁为直流侧电流, s_d, s_q为 dq 坐标系下的二值逻辑开关函数。

无死区时,内环电流电压控制指令为:

$$\begin{cases} u_d^* = L \dot{i}_d + R i_d + \omega L i_q + e_d \\ u_a^* = L \dot{i}_d + R i_a - \omega L i_d + e_q \end{cases}$$
(12)

因为死区效应造成内环电压指令中含有误差电 压,则电压指令变为:

$$\begin{cases} u'_{d} = L\dot{i}_{d} + Ri_{d} + \omega Li_{q} + e_{d} + u_{d-\text{err}} \\ u'_{a} = L\dot{i}_{d} + Ri_{d} - \omega Li_{d} + e_{d} + u_{d-\text{err}} \end{cases}$$
(13)

将补偿电压 u_{d-com} 加到电压指令中去,电压指令变为:

$$\begin{cases} u_d'' = L\dot{i}_d + Ri_d + \omega Li_q + e_d + u_{d-\text{err}} - u_{d-\text{com}} \\ u_q'' = L\dot{i}_q + Ri_q - \omega Li_d + e_q + u_{q-\text{err}} - u_{q-\text{com}} \end{cases}$$
(14)

若 $u_{d-\text{con}} = u_{d-\text{err}}, u_{q-\text{con}} = u_{q-\text{err}},$ 则式(14)指令电压变成了式(12),说明死区误差电压得到完全补偿。

由死区造成的扰动电压(见式(9))可得到补偿 电压 $u_{d-con}=u_{d-er}, u_{q-con}=u_{q-er}$ 。

将补偿电压进行前馈,得到采用 PI 控制器的死 区补偿系统框图见图 3。



图 3 采用 PI 控制器的死区补偿系统框图 Fig.3 Block diagram of dead-time compensation system with PI controller

采用 PI 控制器可以实现死区补偿,但是当受到 大信号扰动时,系统抗干扰性能差、输出纹波电流大。 针对传统 PI 控制的缺陷,强鲁棒性的非线性控制器设计成为必然。滑模变结构控制 SMVSC(Sliding Mode Variable Structure Control)方法以动态响应快、对参数变化和扰动不敏感、物理实现简单等优点成为研究的热点。

基于上述分析,在实现死区补偿时外环仍采用 PI 控制器,内环采用滑模控制器,将死区产生的平均误 差电压作为扰动电压进行前馈,得到采用滑模控制 的死区补偿系统框图见图 4。



图 4 采用滑模控制器的死区补偿系统框图 Fig.4 Block diagram of dead-time compensation system with sliding mode controller

3.2 滑模控制器的设计及仿真验证

滑模控制较大的缺点就是抖振问题,为了消除 抖振,提出了利用指数趋近律设计电流内环滑模控 制器。

取电流的有功分量误差和无功分量误差:

$$\begin{cases} e_1 = i_d^* - i_d \\ e_2 = i_q^* - i_q \end{cases}$$
(15)

定义切换函数:

$$\begin{cases} s_1 = e_1 + \alpha_1 \dot{e}_1 \\ s_2 = e_2 + \alpha_2 \dot{e}_2 \end{cases}$$
(16)

其中,0<α₁<1,0<α₂<1。 对式(16)求导得:

$$\begin{cases} \dot{s}_1 = \dot{e}_1 + \alpha_1 \ddot{e}_1 \\ \dot{s}_2 = \dot{e}_2 + \alpha_2 \ddot{e}_2 \end{cases}$$
(17)

选取指数趋近律:

$$\dot{s}_{1} = -k_{1}s_{1} - k_{2}\operatorname{sgn}(s_{1})
\dot{s}_{2} = -k_{3}s_{2} - k_{4}\operatorname{sgn}(s_{2})$$
(18)

其中,k₁>0,k₂>0,k₃>0,k₄>0。 由式(17)和(18)可得:

$$\begin{cases} \dot{e}_{1} = \frac{1}{\alpha_{1}} \int_{0}^{t} (-k_{1}s_{1} - k_{2}\operatorname{sgn}(s_{1}) - \dot{e}_{1}) d\tau \\ \dot{e}_{2} = \frac{1}{\alpha_{2}} \int_{0}^{t} (-k_{3}s_{2} - k_{4}\operatorname{sgn}(s_{2}) - \dot{e}_{2}) d\tau \end{cases}$$
(19)
可得控制律:

$$\begin{bmatrix}
 u_d = u_{dreq} + u_{drn} \\
 u_q = u_{qreq} + u_{qrn} \\
 u_{dreg} = Ri_d + \omega Li_a + e_d - u_{d-com}
\end{bmatrix}$$
(20)

$$\begin{cases} u_{areq} = L \left[\frac{1}{\alpha_1} \int_0^t (-k_1 s_1 - k_2 \operatorname{sgn}(s_1) - \dot{e}_1) d\tau - \dot{i}_d^* \right] \end{cases}$$
(21)

$$\begin{bmatrix} u_{qreq} = Ri_q - \omega Li_d - u_{q-com} \\ u_{qm} = L \begin{bmatrix} \frac{1}{\alpha_2} \int_0^t (-k_3s_2 - k_4 \operatorname{sgn}(s_2) - \dot{e}_2) \mathrm{d} \ \tau - \dot{i}_q^* \end{bmatrix}$$
(22)

为了证明所设计的控制器具有渐近稳定性,选取 Lyapunov 函数进行证明。

证明有功电流控制器 s₁的稳定性,选取 Lyapunov 函数:

$$v_1 = \frac{1}{2} s_1^2 \tag{23}$$

对时间求导:

$$\dot{v}_1 = -(k_1 s_1^2 + k_2 s_1) < 0$$
 (25)
当 $s_1 < 0$ 时,有:

 $\dot{v}_1 = -(k_1 s_1^2 - k_2 s_1) < 0$ (26) 对于任意的 $s_1 \neq 0$,由式(25)和(26)可得:

$$\dot{v}_1 < 0$$
 (27)

根据 Lyapunov 稳定性定理,系统将在有限时间 内到达滑模面,系统达到滑模面时,系统稳定在参考 点 *i*_d=*i*^{*}_d。

无功电流控制器 s_2 的稳定性证明与 s_1 稳定性证明相同,无功电流将稳定在 $i_q^*=0$ 点。

因此采用指数趋近律滑模控制与采用 PI 控制 一样,可以实现并网逆变器单位功率因数的变换。

滑模控制存在一个比较大的缺点就是抖振问题,上述在利用指数趋近律设计电流内环滑模控制器时,因为实际开关频率不能无限大,其中符号函数 是造成抖振的关键所在,为了削弱抖振,将符号函数 替换为反正切函数,从而可以对抖振进行抑制。

为了验证采用的滑模控制的鲁棒性和快速性, 在负载发生突变时与传统 PI 控制进行了对比,母线 电压仿真波形见图 5。



在负载发生突变时,电流由 10 A 突变到 5 A,由



图 5 可见,采用 PI 控制时电压超调量为 13 V,电压 反相过冲为 3 V,动态调整时间为 0.05 s;采用滑模 控制时电压超调量仅为 3 V,无电压反相过冲调整时 间仅为 0.01 s。

基于上述提出的死区补偿策略,采用 MATLAB 搭 建了 10 kW 并网逆变器仿真模型,进行了死区补偿 仿真,得到死区补偿前后的 FFT 分析,见图 6。



图 6 死区补偿前后 FFT 仿真分析 Fig.6 FFT simulative analysis before and after compensation

由图 6 可见,死区补偿前 THD=2.45%,5、7、11 次谐波含量分别占基波的 1.2%、0.7% 和 0.2%;死 区补偿后 THD=0.66%,5、7 和 11 次谐波含量分别 占基波的 0.4%、0.2%和 0.1%。仿真结果证明 5、7、 11 次谐波含量明显减少,波形质量得到改善。

4 实验验证

为了验证所提死区补偿方法的有效性,本文研制了一台 10 kW 采用隔离变压器进行并网的实验样机。其主要性能指标为:输入母线电压 U_{de} = 400 V, 并网电压 u_o为 120 V/50 Hz。

所采用器件的相关参数如下:功率开关器件采用 EUPEC 的 FS50R12KT3;并网隔离变压器变比 K =12:22;并网滤波电感 L=4 mH;母线电容 C=500 μ F; 开关频率 $f_s=8$ kHz;死区时间设定为 3.2 μ s。

基于 TMS320F2812DSP 芯片在实验样机上进行

了实验,实验波形见图 7—9。图 7 为死区补偿前后 a 相电流波形对比,可以看出死区补偿后,电流正弦度 明显变好。图 8 对补偿前后的 a 相电流进行 FFT 分 析,可以看出死区补偿前 THD=5.1%,FFT 分析中明 显含有较多的 5 次谐波;死区补偿后 THD=4.6%,5 次谐波明显减少,电流质量明显得到改善。图 9 为负 载突变时采用传统 PI 控制和滑模控制 2 种方法得





Fig.7 Comparison of phase-a current between before and after compensation



图 8 死区补偿前后 a 相电流 THD 对比 Fig.8 Comparison of phase-a current THD



sudden load change

到的母线电压波形。可以看出,采用 PI 控制时母线 电压超调量为 50 V,电压反相过冲为 22 V,动态调 整时间为 220 ms;采用滑模控制母线电压超调量仅 为 10 V,反相电压过冲几乎为 0,动态调整时间仅为 50 ms。很明显采用滑模控制比 PI 控制响应时间更 快,超调也更小。

5 结论

本文提出的基于指数趋近律的滑模控制死区补 偿方法,减少了并网电流 THD,改善了并网电流正弦 度,且采用滑模控制具有超调更小、跟踪更快、鲁棒 性更强的优点,是一种比较有效和简易的死区补偿 方法。实验结果验证了其有效性。

参考文献:

- MATSUI Y, WATANBE T, IWASAKI H. Waveform distortion and correction circuit for PWM inverter with switching lag-times [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1987, 23(5):881-886.
- [2] 张文义,佟为明,杨乐民,等.特定消谐式逆变器无死区控制策略研究[J].电力自动化设备,2006,26(1):13-16.
 ZHANG Wenyi,TONG Weiming,YANG Lemin,et al. Study of no-dead-time control strategy in selective harmonic elimination inverter[J]. Electric Power Automation Equipment,2006,26(1): 13-16.
- [3] SEPE R,LAND J. Inverter nonlinearities and discrete-time vector current control[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1994,30(1):1994.
- [4] CHOI J W,SUL S K. A new compensation strategy reducing voltage/current distortion in PWM VSI system operating with low output voltages[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1995,31(5):1001-1008.
- [5] 范瑞祥,周腊吾,肖红霞. APF 逆变器中死区效应研究[J]. 电力 自动化设备,2005,25(2):37-40.
 FAN Ruixiang,ZHOU Lawu,XIAO Hongxia. Research on dead time effect of inverter in APF[J]. Electric Power Automation Equipment,2005,25(2):37-40.
- [6]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.

- [7] 孙向东,钟彦儒. 一种新颖的死区补偿时间测量方法[J]. 中国电机工程学报,2003,23(2):103-107.
 SUN Xiangdong,ZHONG Yanru. A novel measuring method for dead-time compensation[J]. Proceedings of the CSEE,2003,23(2): 103-107.
- [8] 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.
- [9] 吴茂刚,赵荣祥,汤新舟.正弦和空间矢量 PWM 逆变器死区效 应分析与补偿[J].中国电机工程学报,2006,26(12):101-105.

WU Maogang,ZHAO Rongxiang,TANG Xinzhou. Dead-time effects analysis and compensation of SPWM and SVPWM inverter [J]. Proceedings of the CSEE,2006,26(12):101-105.

- [10] 王高林,于泳,杨荣峰,等. 感应电机空间矢量 PWM 控制逆变器死区补偿[J]. 中国电机工程学报,2008,28(15):79-83.
 WANG Gaolin,YU Yong,YANG Rongfeng, et al. Dead-time compensation of space vetor PWM inverter for induction motor [J]. Proceedings of the CSEE,2008,28(15):79-83.
- [11] MUNOZ A R,LIPO T A. On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1999, 14(4):683-689.
- [12] ZHAO H B,WU Q,KAWAMURA M J A. An accurate approach of nonlinearity compensation for VSI inverter output voltage[J]. IEEE Trans on Power Electronics,2004,19(14):1029-1035.
- [13] 王瑞,张学广,徐殿国. 双馈电机转子侧变换器死区补偿方法[J]. 电力自动化设备,2012,32(9):95-100.
 WANG Rui,ZHANG Xueguang,XU Dianguo. Dead time compensation for rotor side converter of DFIG[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(9):95-100.
- [14] 张星,瞿文龙,陆海峰,等. 基于两相电流差检测的逆变器输出 电压补偿新方法[J]. 电工技术学报,2008,23(7):27-32.
 ZHANG Xing,QU Wenlong,LU Haifeng,et al. Compensating inverter output voltage error based on two-phase currents difference detection[J]. Transactions of China Electrotechical Society,2008,23(7):27-32.
- [15]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.
 YANG Liyong,CHEN Zhigang,CHEN Weiqi,et al. Output voltage model of VSI-inverter and a novel dead-time compensation method [J]. Transactions of China Electrotechical Society,2012,27 (1):182-187.
- [16] 周华伟,温旭辉,赵峰,等.一种新颖的电压源逆变器自适应死 区补偿策略[J].中国电机工程学报,2011,31(24):26-33.
 ZHOU Huawei,WEN Xuhui,ZHAO Feng, et al. A novel adap-

tive dead-time compensation strategy for VSI[J]. Proceedings of the CSEE,2011,31(24):26-33.

- [17] URASAKI N, SENJYU T, UEZATO K, et al. Adaptive dead-time compensation strategy for permanent magnet synchronous motor drive[J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 2007, 22(2):271-280.
- [18] 周华伟,温旭辉,赵峰,等. IPMSM 控制系统逆变器死区效应分析与在线补偿[J]. 电气传动,2012,42(1):26-31.
 ZHOU Huawei,WEN Xuhui,ZHAO Feng,et al. Analysis and on-line compensation of inverter dead-time effects in IPMSM drive system[J]. Electric Drive,2012,42(1):26-31.
- [19] 刘栋良,武瑞斌,张遥,等. 基于模糊控制零电流钳位逆变器死 区补偿[J]. 电工技术学报,2011,26(8):119-124.
 LIU Dongliang,WU Ruibin,ZHANG Yao,et al. Inverter dead time compensation of zero current clamping based on fuzzy control[J]. Transactions of China Electrotechical Society,2011, 26(8):119-124.
- [20] ZHAO Hengbing, 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.
- [21]何正义,季学武,瞿文龙.一种新颖的基于死区时间在线调整的 SVPWM补偿算法[J].电工技术学报,2009,24(6):42-47.
 HE Zhengyi,JI Xuewu,QU Wenlong. A novel SVPWM compensation strategy based on regulating dead time on-line [J]. Transactions of China Electrotechical Society,2009,24(6):42-47.

作者简介:

孙绍华(1977-), 女, 山东烟台人, 讲师, 博士研究生, 研究 方向为光伏并网逆变技术(E-mail: sshlisa888@sina.com);

贲洪奇(1965-),男,黑龙江哈尔滨人,教授,博士研究生 导师,研究方向为高频功率变换技术和有源功率因数校正技 术等。

Dead-time compensation of inverter with sliding mode controller based on exponent approaching law

SUN Shaohua^{1,2}, BEN Hongqi¹, LI Chunpeng^{1,3}, ZHANG Jinyong¹

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China;

2. College of Automation and Electronic Engineering, Qingdao University of Science and Technology,

Qingdao 266000, China; 3. Heilongjiang Province Education College, Harbin 150080, China)

Abstract: In order to weaken the effect of dead-time and turn on/off delay on the gird-connected current of three-phase converter, the average error voltage caused by dead-time is analyzed, the fixed dead-time is replaced by the dead-time adaptively adjusted according to the amplitude of the current, and a dead-time compensation model is established. Combined with the sliding mode variable structure control, a current controller based on exponent approaching law is designed, which, without current polarity detection, adopts the arctan function instead of the sign function to suppress the chattering intrinsic in traditional sliding mode control and realizes the dead-time compensation and robust control of inverter. The proposed dead-time compensation is implemented with TMS320F2812 DSP chip and its effectiveness is verified with a 10 kW prototype of three-phase grid-connected inverter.

Key words: electric inverters; dead-time effect; dead-time compensation; exponent approaching law; sliding mode control