

基于定频滞环控制的逆变器死区补偿研究^{*}

陈伟国, 曾江

(华南理工大学 电力学院, 广东 广州 510641)

摘要: 针对逆变器死区带来的控制精度下降、谐波含量增加等问题, 提出一种基于定频滞环控制的死区补偿策略。介绍一种对相间电流误差进行控制的定频滞环控制方法, 并利用扩张状态观测器对其中的扇区判断方法进行改进。通过开关动作前后的电流路径, 分析出死区期间误差会超出滞环宽度上限或下限。实时计算误差超出环宽的幅度, 调整实际环宽, 使误差恰好符合预期环宽, 达到死区补偿的目的。对基于定频滞环控制的逆变器进行仿真, 证明了所提策略可以对死区进行精确补偿。

关键词: 逆变器; 死区补偿; 定频滞环控制; 滞环宽度调节; 扇区判断

中图分类号: TM464 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)04-0069-08

doi: 10.12177/emca.2023.027

Research on Dead Time Compensation of Inverter Based on Constant Frequency Hysteresis Control^{*}

CHEN Weiguo, ZENG Jiang

(School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China)

Abstract: A dead time compensation strategy based on constant frequency hysteresis control is proposed to solve the problems of control accuracy degradation and harmonic content increase caused by inverter dead time. A constant frequency hysteresis control method for phase to phase current error is introduced, and the extended state observer is used to improve the sector judgment method. Through the current path before and after the switch action, it is analyzed that the error during the dead time will exceed the upper or lower limit of the hysteresis width. The magnitude of the error exceeding the loop width is calculated in real-time, and the actual ring width is adjusted to make the error just reach the expected ring width, so as to achieve the purpose of dead time compensation. The simulation of the inverter based on constant frequency hysteresis control verifies that the proposed strategy can accurately compensate the dead time.

Key words: inverter; dead time compensation; constant frequency hysteresis control; hysteresis width adjustment; sector judgment

0 引言

在国内外新能源快速发展的背景下, 并网逆变器作为分布式新能源发电的关键环节, 受到广泛的关注^[1-2]。在实际运行中, 逆变器开关管的导通和关断均有延时, 为了防止上、下开关管同时

导通造成直流侧电容短路, 必须设置死区环节^[3]。但死区环节的引入会使逆变器控制精度下降、输出的电流谐波含量增大^[4], 进而对电网造成不利影响^[5]。

文献[6]分析了逆变器开环和闭环控制时死区对电压谐波含量的影响, 对控制器参数进行了

收稿日期: 2023-01-08; 收到修改稿日期: 2023-02-03

^{*} 基金项目: 广东省自然科学基金项目(2021A1515012616)

作者简介: 陈伟国(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为分布式光伏并网逆变器控制。

曾江(1972—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电能质量分析与控制、智能配电网等

优化以减小死区影响。文献[7]通过选取最优开关频率降低逆变器输出电压畸变率,这类方法只能削弱死区影响,不能完全解决死区问题。文献[8]对死区进行分段补偿,电流较大时各桥臂使用单开关进行控制,不必设置死区环节,方法简单有效,但电流较小时段的极性难以判断,切换死区补偿策略后效果下降。文献[9]利用快速傅里叶变换(FFT)准确判断下一工频周期的电流极性,并通过调整 PWM 脉冲进行死区补偿,但 FFT 会大幅增加控制器计算量。文献[10]分析死区对相电压谐波特性的影响,计算谐波补偿分量并注入调制电压达到抑制死区影响的目的,避免了电流极性的判断,但逆变器同时对各次谐波进行精准控制的难度较高,死区补偿不够精确。

滞环控制因其响应迅速、控制精度高,广泛用于逆变器电流控制^[11-14]。本文首先介绍基于相间电流误差的定频滞环控制原理,提出一种基于线性扩张状态观测器(LESO)的扇区判断方法。随后,分析死区对滞环控制的影响,通过误差电流变化速率实时计算死区期间误差超出环宽的幅度,据此调整滞环宽度以进行死区补偿。最后通过仿真验证所提死区补偿策略的有效性。

1 定频滞环电流控制原理

1.1 相间电流滞环控制

三相三线制逆变器拓扑如图 1 所示。图 1 中 E 为直流侧电容电压, S_{a1} 、 S_{b1} 、 S_{c1} 、 S_{a2} 、 S_{b2} 、 S_{c2} 分别为三相各桥臂上、下开关管, D_{a1} 、 D_{b1} 、 D_{c1} 、 D_{a2} 、 D_{b2} 、 D_{c2} 分别为三相各桥臂上、下反并联二极管, u_a 、 u_b 、 u_c 为逆变器三相桥侧电压, i_a 、 i_b 、 i_c 为逆变器三相输出电流, L 和 R 为滤波电感及其寄生电阻, e_a 、 e_b 、 e_c 为电网三相电压, u_o 为电网中性点对地电压。

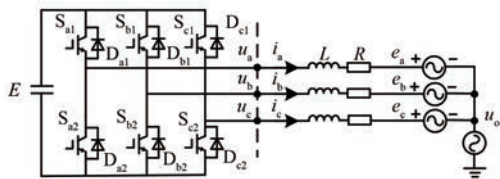


图 1 并网逆变器拓扑图

由图 1 可列出逆变器的数学模型:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + e_a = u_a - u_o \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + e_b = u_b - u_o \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + e_c = u_c - u_o \end{cases} \quad (1)$$

因 u_o 的存在,对三相分别实施定频滞环控制时,各相之间存在耦合。因此,可采用文献[12]提出的定频滞环控制策略,在每个扇区内都能采用两个开关分别对两个相间电流进行独立控制。由式(1)可得到相间电流的误差控制方程如下:

$$\begin{cases} L \frac{d\Delta i_{ab}}{dt} = u_{ab}^* - (S_a - S_b)E \\ L \frac{d\Delta i_{bc}}{dt} = u_{bc}^* - (S_b - S_c)E \\ L \frac{d\Delta i_{ca}}{dt} = u_{ca}^* - (S_c - S_a)E \end{cases} \quad (2)$$

式中: Δi_{ab} 为 A、B 相间电流误差; u_{ab}^* 为桥侧 A、B 相间参考电压,其他各式同理;寄生电阻 R 通常较小,忽略不计。

将参考电压矢量 u^* 的六角形区域按图 2 所示分为 I 至 VI 共六个扇区。

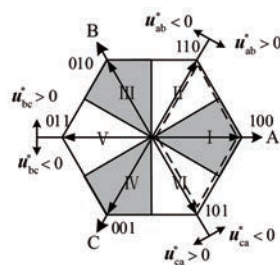


图 2 参考电压矢量扇区分

图 2 中,阴影区域第三相开关恒为“1”,非阴影区域第三相开关恒为“0”,再利用另外两相开关管对相间电流误差进行控制。具体数据如表 1 所示。

以扇区 I 为例,令 $S_a = 1$,根据式(2)可得到:

$$\begin{cases} L \frac{d\Delta i_{ab}}{dt} = u_{ab}^* - (1 - S_b)E \\ L \frac{d\Delta i_{ca}}{dt} = u_{ca}^* - (S_c - 1)E \end{cases} \quad (3)$$

由于此时 $u_{ab}^* > 0$ 、 $u_{ca}^* < 0$,当 $S_b = 0$ 时 Δi_{ab} 减小, $S_b = 1$ 时 Δi_{ab} 增大;当 $S_c = 0$ 时 Δi_{ca} 增大, $S_c = 1$

时 Δi_{ca} 减小。

表 1 各扇区内三相开关所控制的相间电流误差

扇区	A 相开关	B 相开关	C 相开关
I	恒为“1”	$S_b = 0, \Delta i_{ab}$ 减	$S_c = 0, \Delta i_{ca}$ 增
		$S_b = 1, \Delta i_{ab}$ 增	$S_c = 1, \Delta i_{ca}$ 减
II	$S_a = 0, \Delta i_{ca}$ 减	$S_b = 0, \Delta i_{bc}$ 增	恒为“0”
	$S_a = 1, \Delta i_{ca}$ 增	$S_b = 1, \Delta i_{bc}$ 减	
III	$S_a = 0, \Delta i_{ab}$ 增	恒为“1”	$S_c = 0, \Delta i_{bc}$ 减
	$S_a = 1, \Delta i_{ab}$ 减		$S_c = 1, \Delta i_{bc}$ 增
IV	恒为“0”	$S_b = 0, \Delta i_{ab}$ 减	$S_c = 0, \Delta i_{ca}$ 增
		$S_b = 1, \Delta i_{ab}$ 增	$S_c = 1, \Delta i_{ca}$ 减
V	$S_a = 0, \Delta i_{ca}$ 减	$S_b = 0, \Delta i_{bc}$ 增	恒为“1”
	$S_a = 1, \Delta i_{ca}$ 增	$S_b = 1, \Delta i_{bc}$ 减	
VI	$S_a = 0, \Delta i_{ab}$ 增	恒为“0”	$S_c = 0, \Delta i_{bc}$ 减
	$S_a = 1, \Delta i_{ab}$ 减		$S_c = 1, \Delta i_{bc}$ 增

1.2 滞环宽度计算

对相间电流误差进行解耦控制后,还需要实时调整环宽,使开关频率为定值。将正在动作的两个开关管“0”值的中点,均调整到同一脉冲信号号处,如图 3 所示。

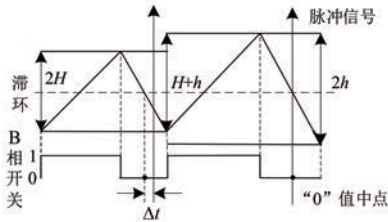


图 3 环宽调节示意图

图 3 是扇区 I 内, S_b 对相间电流误差 Δi_{ab} 的控制示意图。在时间较短的两个开关周期内,参考电压可近似为恒定值。由式(3)可知,此时 Δi_{ab} 增大和减小的速率可看做是不变的。根据上一周期的环宽 H 和 $S_b = 1$ 的时间 T_1 、 $S_b = 0$ 的时间 T_2 ,可计算 Δi_{ab} 上升和下降的速率:

$$\begin{cases} \frac{d\Delta i_{ab}}{dt} = \frac{2H}{T_1}, S_b = 1 \\ \frac{d\Delta i_{ab}}{dt} = \frac{2H}{T_2}, S_b = 0 \end{cases} \quad (4)$$

脉冲信号的间距为给定值 T , 根据图 3 和式(4)可列出下式:

$$\left(\frac{H}{2H/T_2} - \Delta t \right) + \frac{H+h}{2H/T_1} + \frac{h}{2H/T_2} = T \quad (5)$$

式中: Δt 为上一周期开关信号“0”值中点与脉冲的时间差; h 为下个周期的环宽, h 的具体计算方法为

$$h = \frac{H(2T - T_1 - T_2 + 2\Delta t)}{T_1 + T_2} \quad (6)$$

根据式(6)调节环宽, 不仅能将开关周期调整为 T , 还能将开关“0”值中点调节到与脉冲重合。

由于第三个相间电流误差为两个受控电流之和的负数, 即 $\Delta i_{bc} = -(\Delta i_{ab} + \Delta i_{ca})$ 。且根据表 1 可知, 扇区 I 内, 当两个开关 S_b 和 S_c 同时为“0”时, Δi_{ab} 减小, Δi_{ca} 增大。因此两个开关“0”值中点重合时, Δi_{ab} 和 Δi_{ca} 大多数情况下方向相反, 可使不受控的第三个相间电流误差 Δi_{bc} 维持在较小值, 如图 4 所示。

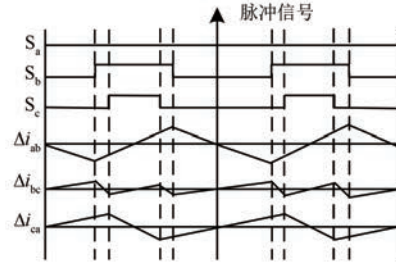


图 4 扇区 I 内开关信号对应的电流误差变化

2 扇区判断

文献[12]采用额外的三个外滞环比较器, 根据电流误差越限方向进行参考电压的扇区判断, 这也是一种常用的扇区判断方法^[13-14]。但误差越限后, 直到扇区判断完成, 电流会有一段时间的失控, 而且滞环对实时性要求非常高, 需要占用较多资源。因此可用测量到的网侧电压估计参考电压, 并用于扇区判断。根据式(1)可推导出参考电压计算公式:

$$\begin{cases} u_a^* = e_a + L \frac{di_a^*}{dt} \\ u_b^* = e_b + L \frac{di_b^*}{dt} \\ u_c^* = e_c + L \frac{di_c^*}{dt} \end{cases} \quad (7)$$

式中: u_a^* 、 u_b^* 、 u_c^* 为三相参考电压; i_a^* 、 i_b^* 、 i_c^* 为三相参考电流; u_o 在后文的坐标变换中会消去, 忽略不计。

计算 i^* 的一阶微分即可实现对 u^* 的估计, 但微分计算对高频信号敏感, 对系统稳定性有影响。三阶 LESO 如下所示:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 & 0 \\ -\beta_2 & 0 & 1 \\ -\beta_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \beta_1 \\ b_0 & \beta_2 \\ 0 & \beta_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u' \\ y \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: u' 、 y 为观测器输入; z_1 、 z_2 、 z_3 为观测器输出; b_0 为输入增益; β_1 、 β_2 、 β_3 为观测器增益。

只输入 y , 不输入 u' , 即令 $u' = 0$, 可得到 LESO 的传递函数:

$$\begin{cases} \frac{z_1(s)}{Y(s)} = \frac{\beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3}{s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3} \\ \frac{z_2(s)}{Y(s)} = \frac{\beta_2 s + \beta_3}{s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3} \cdot s \\ \frac{z_3(s)}{Y(s)} = \frac{\beta_3}{s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3} \cdot s^2 \end{cases} \quad (9)$$

由式(9)可知, 此时 LESO 的输出 z_1 、 z_2 、 z_3 是对 y 及其一、二阶微分的估计, 且 LESO 各观测值是低通滤波后的信号, 对高频信号有一定程度的抑制作用。因此可利用 LESO 求参考电流 i^* 的一阶微分, 使用极点配置法^[15]对参数 β_1 、 β_2 、 β_3 进行配置:

$$\beta_1 = 3\omega_o, \beta_2 = 3\omega_o^2, \beta_3 = \omega_o^3 \quad (10)$$

式中: ω_o 为观测器带宽参数。

这种参数配置方法能使观测器快速、无超调地跟踪输入信号。令 ω_o 依次 = 3 000、5 000、7 000 rad/s, 画出 LESO 输入 y 到输出 z_2 的波特图, 如图 5 所示, 观察带宽参数 ω_o 对 LESO 微分计算的影响。

由图 5 可知, 随着 ω_o 取值的增大, LESO 可求得更高频信号的微分, 但同时也会过于放大高频信号。 ω_o 过小则会导致相位滞后, 因此, 需要根据参考电流频率或动态变化速率选择合适的 ω_o 值。

计算出三相参考电压后, 通过 $abc/\alpha\beta$ 变换求出电压矢量 u^* , 再根据 u^* 的相角即可判断出其

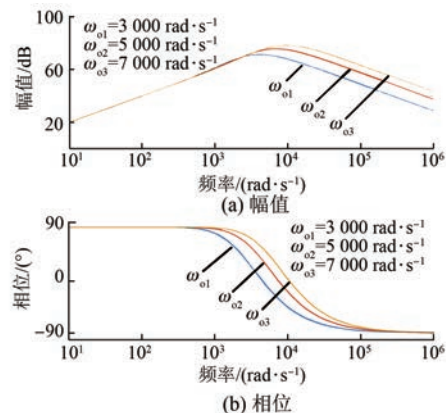


图 5 ω_o 增大对 z_2 的影响

所在扇区。此外, 由于采用的是两种方式切换控制的策略, 只要 $u_{ab}^* > 0$ 、 $u_{ca}^* < 0$, 即图 2 中虚线所画的平行四边形区域, 采用表 1 中扇区 I 的控制都是可行的, 其他扇区类似, 因此只要 u^* 相角计算的误差绝对值在 30° 以内, 开关对相间电流误差均可进行有效控制。

3 死区补偿

3.1 死区对滞环控制的影响

以扇区 I 内 S_b 对 A、B 相间电流误差 Δi_{ab} 的控制为例, 分析死区对滞环控制的影响。死区环节通常是将上、下开关管的导通推迟一段时间, 在 S_b 从“1”切换到“0”的过程中, A、B 相电流路径如图 6 所示。

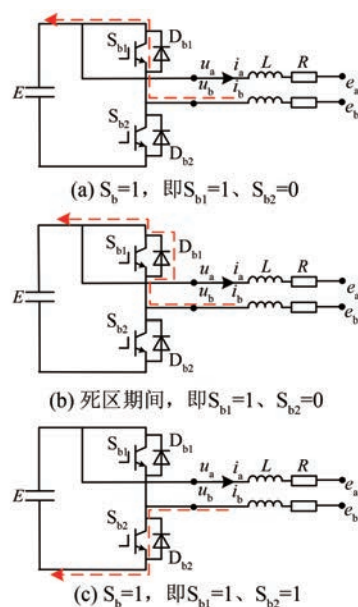


图 6 S_b 切换状态过程中的电流路径

将参考电流设定为与电压同相,扇区 I 期间,由于 S_a 恒为“1”状态,A 相电流 i_a 始终从 S_{a1} 向外流,不受死区影响,因此将图 6 中 A 相桥臂进行简化便于分析。

B 相电流 i_b 在扇区 I 期间向内流,图 6(a) 中, S_b 处于“1”状态, i_b 经过 S_{b1} 流进直流侧,使 A、B 相电压 u_{ab} 为 0;图 6(b) 中, S_b 处于“1”切换到“0”中间的死区状态,虽然两个开关管都关断,但是在电感 L 的续流作用下, i_b 还是会向内流,经过二极管 D_{b1} 流入直流侧,由于此时 i_b 与 S_b 为“1”时一样从上方流入, u_{ab} 仍为 0;图 6(c) 中,直至死区环节过去, S_b 处于“0”状态,电流 i_b 才会经过 S_{b2} 流进直流侧,使 u_{ab} 从 0 切换到 E 。

因此在 S_b 从“1”切换到“0”中间的死区状态,由于 S_{b2} 的延迟导通, u_{ab} 推迟了一个死区时间才能切换到 E 。根据表 1, S_b 为“1”状态时, Δi_{ab} 增大; S_b 为“0”状态时, Δi_{ab} 减小,故 Δi_{ab} 在死区期间会继续增大,超出滞环上限。

S_b 从“0”切换到“1”的过程与图 6 是正好相反的,从图 6(c)、图 6(b)、图 6(a) 依次过渡,但图 6(c) 切换到图 6(b) 时,即使进入死区, i_b 也能从直流侧下方流入迅速切换到上方流入,因此 S_b 从“0”切换到“1”中间的死区,不影响 u_{ab} 幅值的切换,也不会影响对电流误差 Δi_{ab} 的控制。具体如图 7 所示。

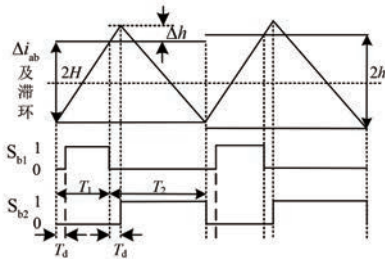


图 7 死区对 Δi_{ab} 的影响

图 7 中 T_d 为死区时间, Δh 为 Δi_{ab} 超出环宽的幅度。在扇区 I 内,死区会使 Δi_{ab} 偏大,超出滞环上限。死区对 Δi_{ca} 的影响如图 8 所示。

在扇区 I 内,C 相电流 i_c 同样是向内流,C 相开关 S_c 从“1”切换到“0”过程中的死区会对 Δi_{ca} 造成影响。但根据表 1, S_c 对 Δi_{ca} 的控制逻辑与 S_b 对 Δi_{ab} 的相反,因此 Δi_{ca} 会超出滞环下限。其他扇区也可根据电流路径来分析死区对相间电压

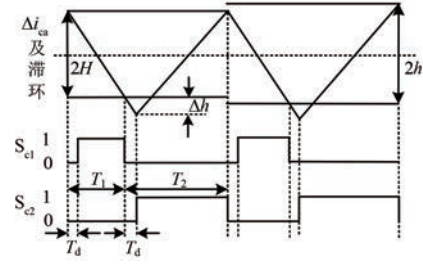


图 8 死区对 Δi_{ca} 的影响

切换的影响,结合表 1 判断电流误差的越限方向。

3.2 基于环宽调整的死区补偿

死区的存在,不仅会使电流误差变大,还会使式(4)对电流上升、下降速率的计算出现偏差,因此需要分析死区对频率控制的影响。上文中, T_1 和 T_2 是 S_b 为状态“1”和“0”的理想时间,也是扇区 I 内 Δi_{ab} 的上升和下降时间。根据图 7 可知,设置死区后 Δi_{ab} 上升和下降的时间需要修改为 $T_1 + T_d$ 和 $T_2 - T_d$ 。据此对式(4)所示的 Δi_{ab} 变化速率公式进行修正:

$$\begin{cases} \frac{d\Delta i_{ab}}{dt} = \frac{2H}{T_1 + T_d}, S_b = 1 \\ \frac{d\Delta i_{ab}}{dt} = \frac{2H}{T_2 - T_d}, S_b = 0 \end{cases} \quad (11)$$

式(5)则修改为

$$\left[\frac{H}{2H/(T_2 - T_d)} - \Delta t \right] + \frac{H + h}{2H/(T_1 + T_d)} + \frac{h}{2H/(T_2 - T_d)} = T \quad (12)$$

据此推导出 h 的具体计算方法:

$$h = \frac{H(2T - T_1 - T_2 + 2\Delta t)}{T_1 + T_2} \quad (13)$$

式(13)与式(6)一致,死区时间 T_d 可以消去。当设置死区后,式(5)仍采用 S_b 为状态“1”和“0”的理想时间 T_1 和 T_2 ,而不是实际上升和下降时间 $T_1 + T_d$ 和 $T_2 - T_d$ 时,也能抵消死区对定频控制的影响,但死区造成的电流误差偏大的问题需要解决。根据式(11)可计算出因死区存在导致的 Δi_{ab} 越限的大小 Δh :

$$\Delta h = \frac{2H}{T_1 + T_d} \cdot T_d \quad (14)$$

据此可提前将 Δi_{ab} 会越出的上环宽减小 Δh 。示意图如图 9 所示。

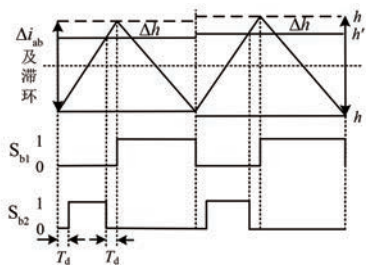


图9 基于环宽调整的死区补偿

图9的上环宽中,实线为实际环宽 h' ,虚线为预期环宽 h 。误差超出 h' 后,恰好达到 h 并改变方向,完全补偿了死区的影响。结合式(14),将受死区影响的上环宽修改为

$$h' = \frac{H(2T - T_1 - T_2 + 2\Delta t)}{T_1 + T_2} - \frac{2H}{T_1 + T_d} \cdot T_d \quad (15)$$

死区不会超出滞环下限,下环宽使用预期环宽 h 即可。在扇区 I 内的 Δi_{ca} 则是上环宽采用 h 不变,下环宽调整为 h' 。其他扇区采用相同的方法调节环宽。

这种方法不用考虑电流极性,而且相对参考电压而言,开关频率通常较高,电流变化速率在两个周期内基本相同,补偿精度较高。

4 仿真实验

采用 MATLAB/Simulink 仿真软件对上文所述的死区补偿策略进行验证。仿真中的并网逆变器模型参数取值为直流侧电压 $E = 800 \text{ V}$,网侧三相电压 $e = 220 \text{ V}$,逆变器输出电流 $i = 30 \text{ A}$,滤波电感 $L = 2 \text{ mH}$,开关频率 20 kHz ,死区时间 $T_d = 2 \mu\text{s}$,LESO 带宽参数 $\omega_o = 5000 \text{ rad/s}$ 。

A 相参考电流及其微分估计结果如图10所示。在初始阶段 LESO 对 A 相电流微分的估计有一定波动,其他时间估计值和理想值几乎重合。

三相电压参考值和扇区判断结果如图11所示。由图11可知,在计算出参考电压后,本策略能实时判断电压矢量所在扇区。死区补偿后的定频滞环控制逆变器输出电流如图12所示。由图12可知,逆变器输出电流除纹波外,非常接近标准正弦波,并且响应时间小于 1 ms ,充分体现了滞环控制的优势所在。一个周期内 A 相的开关次数如图13所示,A 相开关次数在控制期间线性

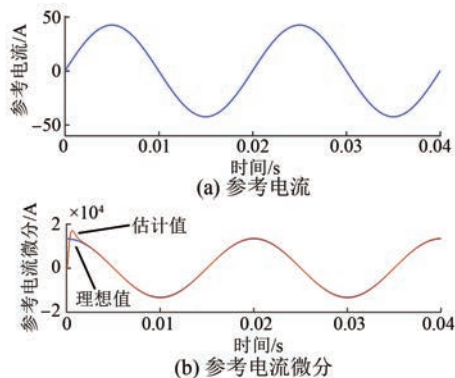


图10 参考电流及其微分估计结果

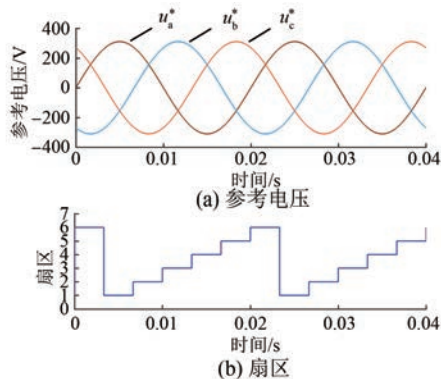


图11 三相参考电压和扇区判断结果

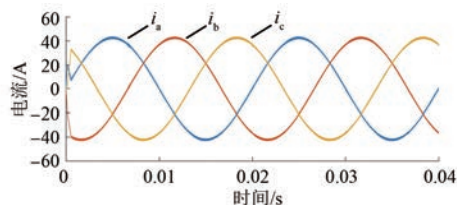


图12 逆变器三相输出电流

增长,0.02 s 的时间内共开关 404 次,频率为 20.2 kHz ,误差为 1%。

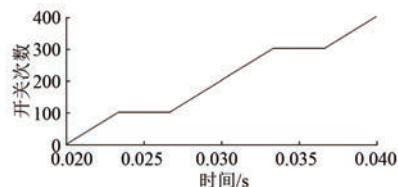
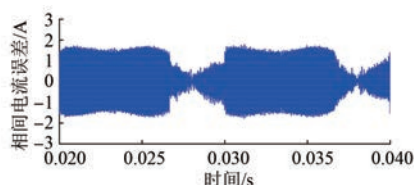


图13 A 相桥臂开关次数

相间电流误差 Δi_{ab} 波形如图14所示。图14中,在不受控制的扇区内,由于相位调节稳定后,另外两个电流误差基本反相, Δi_{ab} 的幅值明显小于其他扇区。

图 14 相间电流误差 Δi_{ab}

取死区补偿前后扇区 I 某段时间内的 Δi_{ab} 波形及滞环宽度上、下限进行观察,如图 15 所示。

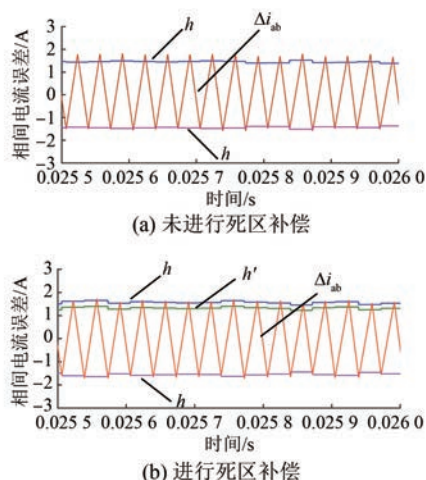
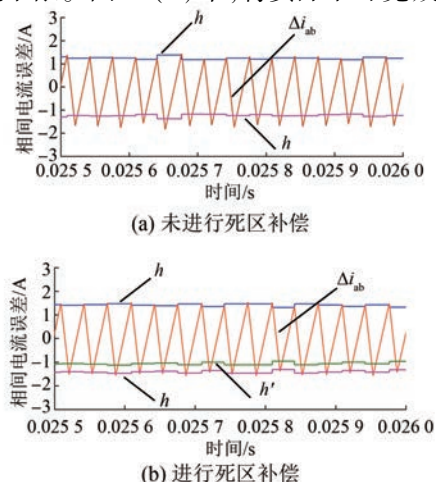
图 15 相间电流误差 Δi_{ab} 及环宽上、下限

图 15(a) 中,因死区影响,误差会超过环宽上限。图 15(b) 中,每次环宽调整时,将上环宽减小,误差越限后,恰好到达预期上环宽,消除了死区对误差的影响。

扇区 I 内死区补偿前后 Δi_{ca} 的波形及滞环宽度上下限如图 16 所示。图 16(a) 中, Δi_{ca} 明显超出环宽下限。图 16(b) 中,将实际下环宽减小,使

图 16 相间电流误差 Δi_{ca} 及环宽上、下限

误差越限后恰好达到预期环宽,同样消除了死区影响。

图 17 为死区补偿前后的 A 相电流 FFT 分析结果,本文使用的定频滞环控制各桥臂开关在每个工频周期均有 1/3 的时间是保持不变的,故图 17 中开关纹波的频率集中在 30 kHz,与图 13 符合。

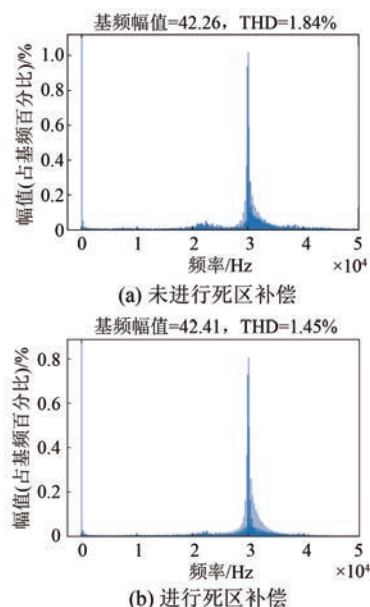


图 17 A 相电流 FFT 分析结果

对比图 17(a) 和图 17(b) 可知,进行死区补偿后,开关频率及其附近谐波含量明显下降,电流的总谐波畸变率(THD)从 1.84% 降到 1.45%。

5 结 语

本文提出了一种基于定频滞环控制的死区补偿策略。首先,利用 LESO 进行扇区判断,省去三个外滞环比较器。其次,分析死区对滞环控制的影响,根据电流变化速率实时计算误差超出的幅度并对环宽进行调整,对死区进行精确地补偿。最后,通过仿真验证了所提死区补偿策略的有效性。此外,这种环宽调节的方法也能补偿滞环控制因各环节的延时造成的环宽越限问题,实用性较强。

【参考文献】

- [1] KABALCI E. Review on novel single-phase grid-connected solar inverters: circuits and control methods[J]. Solar Energy, 2020, 198: 247.

- [2] 马明, 廖鹏, 蔡雨希, 等. LCL 并网逆变器的自抗扰控制策略[J]. 高电压技术, 2021, 47(6): 2223.
- [3] 秦前辉. 低开关频率下三电平并网逆变器的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2020.
- [4] ZHAO Y, QIAO W, WU L. Dead-time effect analysis and compensation for a sliding-mode position observer-based sensorless IPMSM control system[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(3): 2528.
- [5] TRINH Q N, WANG P, TANG Y, et al. Mitigation of DC and harmonic currents generated by voltage measurement errors and grid voltage distortions in transformerless grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(2): 801.
- [6] 李扬, 李金玉, 赵文逸, 等. SPWM 逆变器死区影响分析[J]. 电力电子技术, 2021, 55(10): 69.
- [7] 巫付专, 陈蒙娜, 周元浩, 等. 考虑死区效应单相逆变器开关频率分析[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(24): 96.
- [8] 刘和平, 路莹超, 王华斌, 等. 电压型逆变器分段死区补偿调制策略[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(3): 25.
- [9] 黄仲龙, 曾江, 冯磊. 基于 FFT 的三电平逆变器的死区补偿策略[J]. 电气传动, 2020, 50(6): 41.
- [10] 焦宁, 刘天琪, 王顺亮, 等. 三相两电平逆变器死区效应谐波分析及其补偿方法研究[J]. 电网技术, 2020, 44(6): 2169.
- [11] CHAVALI R V, DEY A, DAS B. A hysteresis current controller PWM scheme applied to three-level NPC inverter for distributed generation interface[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 1486.
- [12] 曾江, 陈浩平, 古智鹏, 等. 基于最优空间矢量的定频滞环控制[J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2016, 44(2): 89.
- [13] 赵钢, 邵广时. 双滞环空间矢量电流控制的三电平有源滤波器[J]. 电力系统及其自动化学报, 2018, 30(4): 131.
- [14] 李国华, 梁敬博, 张宇, 等. 一种新型有源电力滤波器双滞环电流控制策略[J]. 电源学报, 2021, 19(3): 109.
- [15] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003.

(上接第 68 页)

- [17] YE L, ZHANG C, TANG Y, et al. Hierarchical model predictive control strategy based on dynamic active power dispatch for wind power cluster integration[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2019, 34(6): 4617.
- [18] 路朋, 叶林, 裴铭, 等. 风电集群有功功率模型预测协调控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(17): 5887.
- [19] 何成明, 王洪涛, 孙华东, 等. 变速风电机组调频特性分析及风电场时序协同控制策略[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(9): 1.
- [20] 张磊, 杨宸, 叶婧, 等. 计及风电场异步协同的调频指令最优动态分配方法研究[J]. 电力系统及其自动化学报, 2021, 33(12): 18.
- [21] 黄柯昊, 吴水军, 赵伟, 等. 云南风电场一次调频的有功功率分配策略研究[J]. 电力科学与工程, 2021, 37(8): 18.

扫码关注
《电机与控制应用》
微信公众号

