第 51 卷 第 12 期 电机与控制应用 Vol. 51 No. 12, December, 10, 2024
2024 年 12 月 10 日 Electric Machines & Control Application
CCBY-NC-ND 4.0 License
DOI:10.12177/emca.2024.142 文章编号:1673-6540(2024)12-0013-13 中图分类号:TM 464 文献标志码:A

基于固定开关状态切换的三电平逆变器定频滞环电流控制的仿真分析

叶康权, 曾 江*, 刘 佩
(华南理工大学 电力学院,广东 广州 510641)

Simulation Analysis of Fixed Frequency Hysteresis Current Control of Three-level Inverter Based on Fixed Switch State Switching

YE Kangquan, ZENG Jiang*, LIU Pei
(School of Electric Power Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China)

Abstract: **[Objective]** Since the introduction of the dual carbon goals, the rapid development of renewable energy has led to an increasing application of inverters in power systems. Hysteresis current control offers advantages such as fast response and simple control, and it has been widely used in inverter control. However, traditional hysteresis current control requires high accuracy of the reference voltage vector sector, and sector switching can easily lead to uncontrollable error currents due to sector misjudgment. To address this, a hysteresis current control strategy based on fixed switch state switching is proposed. **[Methods]** In the three-level hysteresis current control method, there are various ways to divide the sectors. By combining different sector division methods in the hysteresis control of three-level inverters, the disadvantage of traditional hysteresis control, where both the sector and the control strategy should be updated at sector boundaries, was effectively avoided. This method allowed for errors in sector judgement of the reference voltage vector while ensuring the error current was controlled throughout the entire cycle. With a fixed loop width, the switching frequency was variable, leading to increased switching losses. Therefore, a frequency-fixed control strategy was studied under this approach. By obtaining the error current data from the previous cycle, the hysteresis width for the current cycle was updated to achieve fixed frequency control, and the calculation formula for the next cycle's hysteresis width was provided. **[Results]** The method was validated through Matlab/Simulink simulations. The simulation results showed that the proposed method ensured the error current was controlled throughout the entire cycle, even when the reference voltage vector was at the boundaries of sector switching, and the switching frequency remained around 20 kHz. **[Conclusion]** The proposed frequency-fixed hysteresis current control strategy based on fixed switch state switching aligns well with the theoretical results and demonstrats accuracy.

Key words: three-level; inverter; state switching; fixed frequency hysteresis

摘 要:**【目的】**在双碳目标提出以来新能源迅速发展,逆变器在电力系统中的应用越来越广泛。滞环电流控制具有响应速度快、控制简单等优点,目前已被广泛用于逆变器控制当中,但传统滞环电流控制对参考电压矢量扇区准确度要求高,在扇区切换时容易出现扇区判断失误而导致误差电流失控的现象。为此提出一种基于固定开关状态切换的滞环电流控制策略。**【方法】**三电平滞环电流控制方法中扇区划分有多种方法,通过将三电平逆变器滞环控制中的多种扇区划分方式进行结合,有效避免了传统滞环控制在扇区边界既要更新扇区又要更新控制策略的缺点,允许参考电压矢量扇区判断存在误差的同时保证误差电流在整个周期内受控。定环宽控制下开关频率不定,开关损耗增大,因此对该策略下的定频控制策略进行研究,通过获取上一个周期的误差电流数据,更新当前周期的环宽以实现定频化,并给出了下一个周期滞环宽度的计算式。**【结果】**最后通过 Matlab/Simulink 进行仿真验证,仿真结果表明采用本文所提方法,在参考电压矢量处于扇区切换的边界时,依然能够保证误差电流在整个周期中的受控,开关频率也能够保持在 20 kHz 左右。**【结论】**本文所提的基于固定开关状态切换的定频滞环电流控制策略符合理论结果,具有准确性。

关键词: 三电平; 逆变器; 状态切换; 定频滞环

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

0 引言

自我国提出“双碳”目标以来,新能源发电引起了人们的广泛关注,我国正在加快新能源基地规划建设,其装机容量在短时间内迅速扩大。截止至 2023 年 12 月底,我国启动了三批大型新能源基地项目,如今全国新能源累计装机容量已经达到了 29.2×10^5 MW,其中以光伏发电为代表,光伏发电的装机容量已经达到了 6.1×10^5 MW,风电装机容量达到了 4.4×10^5 MW[1-2]。随着以新能源为主体的新型电力系统不断地建设与发展,电网结构形态、技术装备等都将发生深层次的变革,同时新能源渗透率增加,与电网之间的耦合进一步增强[3]。其中光伏采用太阳能直接进行发电,具有绿色环保、简单便捷以及来源无限的特点,对于安装地点仅仅要求有太阳的照射即可发电。光伏发电的基本原理是光伏板直接接入到逆变器当中,逆变器将光伏板所发出的直流电转换为交流电,并送入到电网当中。但随着光伏发电装机容量的增大,其对电网谐波的污染愈加严重,对电力系统的安全稳定运行带来了挑战[4-6]。此外,逆变器在宽频带中的输出阻抗呈现负阻抗特性,控制误差大时容易激发系统的宽频振荡现象,因此要求逆变器具有极高的控制精度[7-8]。目前常见的逆变器控制方法有滞环控制、自抗扰控制(Active Disturbance Rejection Control, ADRC)、重复控制、比例积分(Proportional Integral, PI)控制和比例谐振(Proportional Resonant, PR)控制等[9-13]。其中,滞环电流控制方法便捷有效、响应速度快且控制逻辑简单,相比于其他控制方法具有更强的优越性,同时滞环电流控制器的鲁棒性也十分优越,是一种重要的逆变器控制方法[14-16]。

在三相逆变器的滞环电流控制器设计中,如直接在三相进行单相滞环控制,则由于相间耦合,任意一相动作都会影响另外两相电流,因此为了进行解耦控制需要采用相间电流作为控制目标或是在 $\alpha\beta$ 坐标下进行控制[17-18]。相间电流解耦控制方法按照输出参考电压矢量的位置进行分区,在不同的区域内采用不同的控制策略,这使得控制器对于扇区的依赖程度十分高。若分区判断完全准确,这时的控制不会出现控制策略错误的情况。但是输出电流经过了 LCL 电路的滤波,想要准确获取参考电压位置就必须要经过多个积分、微分,不仅计算量大还会因为噪声大而淹没掉真实数据。因此在工程实现中,往往采用电网电压作为参考电压分区判断的依据,或者是在电网电压基础上叠加一定的补偿让分区判断更加准确[19]。此时扇区判断在扇区切换的时候仍然存在一小段时间的失误,这会导致控制器的控制策略出错,从而导致输出电流失控、控制精度降低,输出电流的谐波含量也就会大大增加,进一步影响了电网的安全稳定运行[20]。

针对扇区不准确导致的电流失控问题,最直接有效的方法是提高参考电压扇区判断方法的准确度,目前已有众多学者提出不同的扇区判断方法。采用 L 滤波电路时可对参考指令电流求微分,直接根据电路方程求出参考电压,该方法计算量大,同时实际当中滤波电路更为复杂,不仅计算难度大,还会引入噪声导致参考电压判断反复跳变或判断错误。有许多学者使用双滞环控制策略,其中内环用于误差电流控制,外环则是用于判断参考电压矢量扇区,当误差电流处于内环中,说明扇区判断准确且三相误差电流受控,当某一相间误差电流越出外环,则更新对应的滞环输出以及最后输出的扇区。该策略能够有效提高判断分区的准确性,但是必须等到误差电流越出外环时才能够更新参考电压矢量的扇区,从而存在不可避免的短时错误[21-23]。

为了解决传统滞环电流控制在对参考电压矢量扇区判断准确性要求高、扇区边界会失控的问题,本文针对三电平逆变器,提出采用固定开关状态切换的方法,对扇区进行重新划分,通过降低滞环电流控制对于扇区判断的依赖来保证参考电压矢量位于扇区边界时的可控性。这种新的扇区划分方法核心逻辑在于,在不同的扇区之间不存在控制逻辑的改变,避免了传统滞环电流控制在扇区边界既要更新扇区,又要更新控制逻辑的问题。同时由于滞环电流控制在采用定环宽控制时,其开关频率不固定会导致开关损耗进一步增大,降低了开关器件的寿命,因此需要对其进行定频处理。文章中对该方法的定频策略进行研究分析,通过采用上一个周期的滞环环宽、开关时间,对下一个周期的环宽进行调整以实现定频化,为了验证所提出的基于固定开关状态切换策略的有效

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

性,最后使用 Matlab/Simulink 进行仿真验证,证明在扇区边界仍然能够保持误差电流的可控性及开关频率能够稳定保持在 20 kHz,验证了该理论的正确性。

1 相间解耦滞环电流控制原理

本文所述的并网逆变器采用等效电压源作为逆变器输入,由恒压源、NPC 型三电平逆变器和 LCL 滤波器组成,并网发电系统结构如图 1 所示。

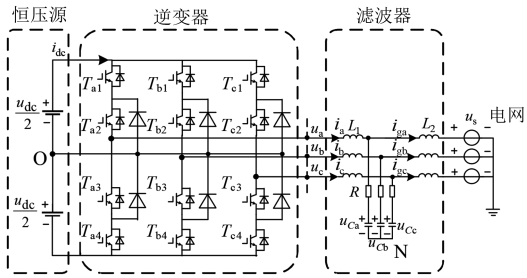

图 1 三电平光伏并网逆变器系统结构

Fig. 1 Structure of three-level photovoltaic grid-connected inverter system

图 1 中:u_{dc} 为逆变桥输入电压;i_{dc} 为直流侧输入电流;u_a、u_b 和 u_c 为逆变桥输出侧的三相电压;i_a、i_b 和 i_c 为逆变桥输出侧三相电流;i_{ga}、i_{gb} 和 i_{gc} 为逆变器网侧三相电流;L_1、L_2 分别为 LCL 滤波器逆变侧、网侧电感;C 为 LCL 滤波器的滤波电容;R 为电容串联阻尼电阻,用于抑制 LCL 滤波电路谐振;u_{Ca}、u_{Cb} 和 u_{Cc} 为滤波电容 C 的三相电压;u_s 为电网电压;T_{wx}(w=a, b, c; x=1, 2, 3, 4)为三相逆变桥各桥臂开关管。

根据基尔霍夫电压和电流定律,列出图 1 中的 NPC 型三电平逆变器在三相静止 abc 坐标系的数学模型为

$$\begin{bmatrix} \dfrac{\mathrm{d}i_x}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}i_{gx}}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}u_{Cx}}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dfrac{R}{L_1} & \dfrac{R}{L_1} & -\dfrac{1}{L_1} \\ \dfrac{R}{L_2} & -\dfrac{R}{L_2} & \dfrac{1}{L_2} \\ \dfrac{1}{C} & -\dfrac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_{gx} \\ u_{Cx} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_x + \begin{bmatrix} 0 \\ -\dfrac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} u_{sx} \tag{1}$$

式中:x 为 abc 三相中任意一相。

根据各开关器件的导通关断状态,定义逆变器三相桥臂的开关状态为

$$s_x = \begin{cases} 1, & T_{x1}、T_{x2} \text{ 导通}, T_{x3}、T_{x4} \text{ 关断} \\ 0, & T_{x2}、T_{x3} \text{ 导通}, T_{x1}、T_{x4} \text{ 关断} \\ -1, & T_{x3}、T_{x4} \text{ 导通}, T_{x1}、T_{x2} \text{ 关断} \end{cases} \tag{2}$$

为了使用开关函数对逆变器输出电压进行描述,可根据式(1)将逆变桥输出电压 u_x 用桥臂开关状态和直流侧中点电压描述:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{aO} \\ u_{bO} \\ u_{cO} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{ON} \\ u_{ON} \\ u_{ON} \end{bmatrix} = \frac{u_{dc}}{2} \cdot \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{ON} \\ u_{ON} \\ u_{ON} \end{bmatrix} \tag{3}$$

式中:u_{xO} 为各相桥侧与直流侧中点 O 之间的电压;u_{ON} 为直流侧中点 O 与滤波电容中点 N 之间的电压。

考虑到三相对称系统中电压和为 0,即:

$$u_a + u_b + u_c = 0 \tag{4}$$

联立式(3)和式(4)得到 u_{ON} 为

$$u_{ON} = -\frac{1}{3}(s_a + s_b + s_c) \cdot \frac{u_{dc}}{2} \tag{5}$$

联立式(5)和式(3),可得三相输出电压的开关函数方程为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_a - \dfrac{1}{3}(s_a + s_b + s_c) \\ s_b - \dfrac{1}{3}(s_a + s_b + s_c) \\ s_c - \dfrac{1}{3}(s_a + s_b + s_c) \end{bmatrix} \cdot \frac{u_{dc}}{2} \tag{6}$$

实际当中电阻 R 十分小,因此可对三相逆变器数学模型进行简化,同时将其化作相间电流的形式,式(1)第 1 条可简化为

$$\begin{cases} L_1 \dfrac{\mathrm{d}i_{ab}}{\mathrm{d}t} = u_{ab} - u_{Cab} \\ L_1 \dfrac{\mathrm{d}i_{bc}}{\mathrm{d}t} = u_{bc} - u_{Cbc} \\ L_1 \dfrac{\mathrm{d}i_{ca}}{\mathrm{d}t} = u_{ca} - u_{Cca} \end{cases} \tag{7}$$

当设定 i_x^* 为参考输出电流时,参考输出电流同样满足:

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

$$\begin{cases} L_1 \dfrac{\mathrm{d}i^*_{\mathrm{ab}}}{\mathrm{d}t} = u^*_{\mathrm{ab}} - u^*_{C\mathrm{ab}} \\ L_1 \dfrac{\mathrm{d}i^*_{\mathrm{bc}}}{\mathrm{d}t} = u^*_{\mathrm{bc}} - u^*_{C\mathrm{bc}} \\ L_1 \dfrac{\mathrm{d}i^*_{\mathrm{ca}}}{\mathrm{d}t} = u^*_{\mathrm{ca}} - u^*_{C\mathrm{ca}} \end{cases} \tag{8}$$

将式(7)和式(8)作差,同时考虑到在相邻的一个开关周期中,电容上的电压变化小到可以忽略不计,则:

$$\begin{cases} L_1 \dfrac{\mathrm{d}\Delta i_{\mathrm{ab}}}{\mathrm{d}t} = u^*_{\mathrm{ab}} - u_{\mathrm{ab}} \\ L_1 \dfrac{\mathrm{d}\Delta i_{\mathrm{bc}}}{\mathrm{d}t} = u^*_{\mathrm{bc}} - u_{\mathrm{bc}} \\ L_1 \dfrac{\mathrm{d}\Delta i_{\mathrm{ca}}}{\mathrm{d}t} = u^*_{\mathrm{ca}} - u_{\mathrm{ca}} \end{cases} \tag{9}$$

联立式(6)与式(9)可以得到误差电流的开关函数表达式为

$$\begin{cases} L_1 \dfrac{\mathrm{d}\Delta i_{\mathrm{ab}}}{\mathrm{d}t} = u^*_{\mathrm{ab}} - (s_{\mathrm{a}} - s_{\mathrm{b}}) \cdot \dfrac{u_{\mathrm{dc}}}{2} \\ L_1 \dfrac{\mathrm{d}\Delta i_{\mathrm{bc}}}{\mathrm{d}t} = u^*_{\mathrm{bc}} - (s_{\mathrm{b}} - s_{\mathrm{c}}) \cdot \dfrac{u_{\mathrm{dc}}}{2} \\ L_1 \dfrac{\mathrm{d}\Delta i_{\mathrm{ca}}}{\mathrm{d}t} = u^*_{\mathrm{ca}} - (s_{\mathrm{c}} - s_{\mathrm{a}}) \cdot \dfrac{u_{\mathrm{dc}}}{2} \end{cases} \tag{10}$$

由式(10)可知,相间误差电流变化率与相应两相的开关状态有关,不再是三相开关状态互相耦合。因此当其中一相的开关状态确定时,就可以通过控制另外两相开关管的动作来实现对相间误差电流的独立控制,即得到了三相解耦的相间解耦误差电流控制方程。同时考虑到在平衡系统里面三相电流之和为0,那么只要保证其中两相的误差电流是受控的,那么第三相的误差电流也一定能够保证在可接受范围内,从而间接实现了三相误差电流的受控。

当三相开关管所处的开关状态不同时,可形成不同的开关电压矢量,这些矢量合成的区域形成逆变器可输出的区域,每一相开关都有1、0、-1三种开关状态,因此组合起来共有27种开关矢量,如图2所示。

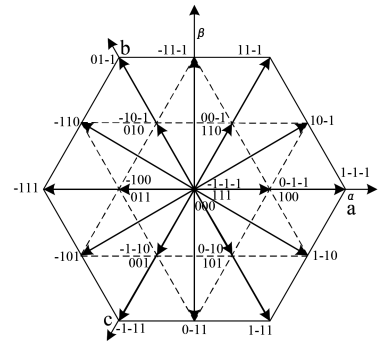

图2 开关电压矢量示意图

Fig. 2 Schematic diagram of switching voltage vector

2 基于固定开关状态切换的滞环电流控制原理

当第三相开关状态固定时,可以将图2的开关电压矢量区域划分为多个多边形的子区域,在每个子区域中均有一相为固定状态,通过其他两相的开关实现对相间误差电流进行独立控制,此时第三个相间误差电流不能直接受控。但是考虑到在三相三线制的对称系统当中三相电流是互相耦合的,且三相电流和为0,因此第三个相间误差电流也能够间接受控。三电平的NPC型逆变器中,第三相固定开关状态可以是1、0、-1其中的一种,当固定相开关状态为-1的时候,图2的开关电压矢量区域一共被划分成了12个子平行四边形,其对应的开关电压矢量分区图如图3所示。由图2可知,存在一个矢量可以由多个开关状态合成,因此图3中的扇区划分方法也不止一种,图3为其中一种划分方法。

当参考电压矢量位于Q1区域时,此时固定相为b相,参与的四个矢量分别为0-10、1-10、0-11、1-11,受控的两个电流分别为i_{ab}、i_{bc},而i_{ca}则是间接受控,同时式(10)可表达为

$$\begin{cases} L_1 \dfrac{\mathrm{d}\Delta i_{\mathrm{ab}}}{\mathrm{d}t} = u^*_{\mathrm{ab}} - (s_{\mathrm{a}} + 1) \cdot \dfrac{u_{\mathrm{dc}}}{2} \\ L_1 \dfrac{\mathrm{d}\Delta i_{\mathrm{bc}}}{\mathrm{d}t} = u^*_{\mathrm{bc}} - (-1 - s_{\mathrm{c}}) \cdot \dfrac{u_{\mathrm{dc}}}{2} \\ L_1 \dfrac{\mathrm{d}\Delta i_{\mathrm{ca}}}{\mathrm{d}t} = u^*_{\mathrm{ca}} - (s_{\mathrm{c}} - s_{\mathrm{a}}) \cdot \dfrac{u_{\mathrm{dc}}}{2} \end{cases} \tag{11}$$

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

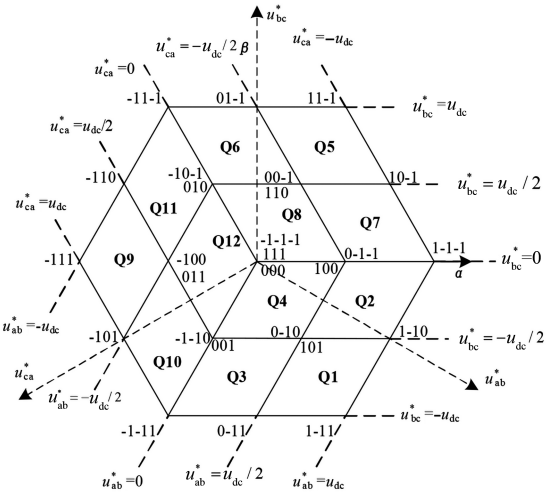

图 3　固定开关状态为−1 时电压矢量区域

Fig. 3　Voltage vector region at a fixed switch state of −1

对应的控制逻辑为：当 s_a 取 1 时，误差电流 Δi_{ab} 增大；当 s_a 取 0 时，误差电流 Δi_{ab} 减小。而对于 c 相的 s_c 而言，取 0 时，误差电流 Δi_{bc} 增大；取 1 时，误差电流 Δi_{bc} 减小。将不同扇区下的开关逻辑整理如表 1 所示，从表中可以看到在每一个分区中都有两个相间误差电流受控，从而能够保持其误差电流在环宽 h 之内，而第三个相间电流最差的情况也能够保证在 $2h$ 之内，进而实现误差电流的间接受控，保证了误差电流在整个周期内的可控性。同时在每一个分区中，即使受控相相同，所采用的控制逻辑也不一定相同。

固定开关状态为−1 的分区方法在扇区判断准确的时候是可以保证误差电流在任意时刻都是可控的，但是实际上参考电压矢量扇区判断存在误差，使得在扇区切换时，所判断的参考电压分区和实际分区不同，这会导致某一相间误差电流出现短暂的失控，直到真实参考电压矢量分区与判断分区再次一致。

以参考电压从 Q3 切换到 Q1 为例，说明在扇区切换时误差电流失控问题。无论是 Q3 区域还是 Q1 区域，其受控相均为 A 相与 C 相，但是在 Q3 区的控制逻辑为当 s_a 取值为 0 时相间误差电流 i_{ab} 上升，s_a 取值为 −1 时相间误差电流 i_{ab} 下降；在 Q1 区的控制逻辑为当 s_a 取值为 1 时相间误差电流 i_{ab} 上升，s_a 取值为 0 时相间误差电流 i_{ab} 下降。当真实参考电压矢量处于 Q3 区，判断的参考电压矢量分区为 Q1，则按照 Q1 的控制逻辑，会使得误差电流一直越出滞环上限。因为当需要误差电流增大的时候，按照 Q1 控制逻辑是 s_a 取 1，与 Q3 控制逻辑 s_a 取 0 效果是一致的，因此不会使得误差电流一直越出滞环下限；当需要误差电流减小的时候，按照 Q1 控制逻辑是 s_a 取 0，而 Q3 控制逻辑则是 s_a 取 −1，此时误差电流无法受控而越出滞环上限；而当真实参考电压矢量处于 Q1 区，判断的参考电压矢量分区为 Q3，则会出现误差电流一直越过滞环下限。因此如果参考电压矢量区域判断不准确时，则会导致控制逻辑错误导致失控，误差电流越出环宽的上下限。

表 1　固定开关状态−1 时不同扇区开关逻辑

Tab. 1　Switching logic of different sectors at a fixed switch state of −1

区域	控制逻辑		
	a相	b相	c相
Q1	$\begin{cases}1 & \Delta i_{ab}\searrow\\ 0 & \Delta i_{ab}\nearrow\end{cases}$	−1	$\begin{cases}1 & \Delta i_{bc}\nearrow\\ 0 & \Delta i_{bc}\searrow\end{cases}$
Q2	$\begin{cases}1 & \Delta i_{ab}\searrow\\ 0 & \Delta i_{ab}\nearrow\end{cases}$	−1	$\begin{cases}0 & \Delta i_{bc}\nearrow\\ -1 & \Delta i_{bc}\searrow\end{cases}$
Q3	$\begin{cases}0 & \Delta i_{ab}\searrow\\ -1 & \Delta i_{ab}\nearrow\end{cases}$	−1	$\begin{cases}1 & \Delta i_{bc}\nearrow\\ 0 & \Delta i_{bc}\searrow\end{cases}$
Q4	$\begin{cases}0 & \Delta i_{ab}\searrow\\ -1 & \Delta i_{ab}\nearrow\end{cases}$	−1	$\begin{cases}0 & \Delta i_{bc}\nearrow\\ -1 & \Delta i_{bc}\searrow\end{cases}$
Q5	$\begin{cases}1 & \Delta i_{ca}\nearrow\\ 0 & \Delta i_{ca}\searrow\end{cases}$	$\begin{cases}1 & \Delta i_{bc}\searrow\\ 0 & \Delta i_{bc}\nearrow\end{cases}$	−1
Q6	$\begin{cases}0 & \Delta i_{ca}\nearrow\\ -1 & \Delta i_{ca}\searrow\end{cases}$	$\begin{cases}1 & \Delta i_{bc}\searrow\\ 0 & \Delta i_{bc}\nearrow\end{cases}$	−1
Q7	$\begin{cases}1 & \Delta i_{ca}\nearrow\\ 0 & \Delta i_{ca}\searrow\end{cases}$	$\begin{cases}0 & \Delta i_{bc}\searrow\\ -1 & \Delta i_{bc}\nearrow\end{cases}$	−1
Q8	$\begin{cases}0 & \Delta i_{ca}\nearrow\\ -1 & \Delta i_{ca}\searrow\end{cases}$	$\begin{cases}0 & \Delta i_{bc}\searrow\\ -1 & \Delta i_{bc}\nearrow\end{cases}$	−1
Q9	−1	$\begin{cases}1 & \Delta i_{ab}\nearrow\\ 0 & \Delta i_{ab}\searrow\end{cases}$	$\begin{cases}1 & \Delta i_{ca}\searrow\\ 0 & \Delta i_{ca}\nearrow\end{cases}$
Q10	−1	$\begin{cases}0 & \Delta i_{ab}\nearrow\\ -1 & \Delta i_{ab}\searrow\end{cases}$	$\begin{cases}1 & \Delta i_{ca}\searrow\\ 0 & \Delta i_{ca}\nearrow\end{cases}$
Q11	−1	$\begin{cases}1 & \Delta i_{ab}\nearrow\\ 0 & \Delta i_{ab}\searrow\end{cases}$	$\begin{cases}0 & \Delta i_{ca}\searrow\\ -1 & \Delta i_{ca}\nearrow\end{cases}$
Q12	−1	$\begin{cases}0 & \Delta i_{ab}\nearrow\\ -1 & \Delta i_{ab}\searrow\end{cases}$	$\begin{cases}0 & \Delta i_{ca}\searrow\\ -1 & \Delta i_{ca}\nearrow\end{cases}$

由此可知，当参考电压矢量切换时，由于不同区域内的控制逻辑并不相同，需要对参考电压矢

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

量所在区域的判断十分精确才能根据相应的逻辑对相间误差电流进行控制。如果扇区判断有误差,则会导致控制策略错误,相间误差电流失控,使得滞环控制精度降低。为了避免由于参考电压矢量区域与控制策略同步切换导致的失控问题,可结合其他开关状态对参考电压矢量区域进行重新划分。

当固定开关状态取 1 的时候,其对应的分区图如图 4 所示;当固定开关状态取 0 时,其对应的分区图如图 5 所示,且仅图中加粗黑区域内受控。

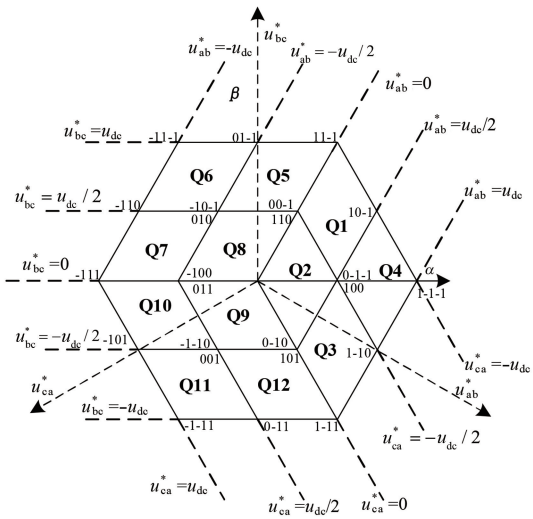

图 4　固定开关状态取 1 时电压矢量区域

Fig. 4　Voltage vector region at a fixed switch state of 1

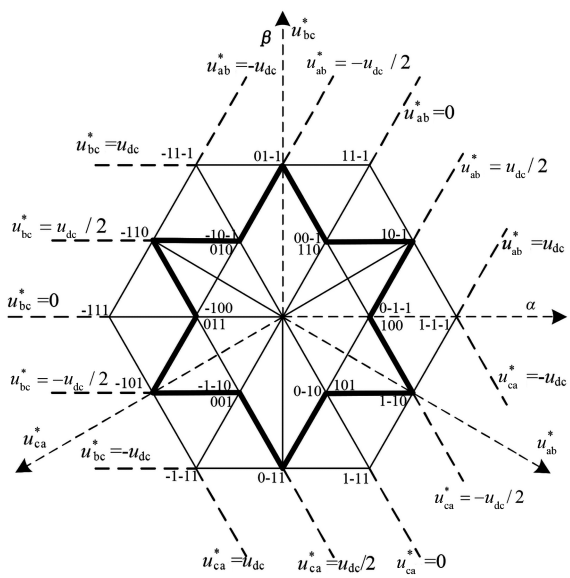

图 5　固定开关状态取 0 时电压矢量区域

Fig. 5　Voltage vector region at a fixed switch state of 0

可将开关状态固定为 1 和-1 的参考电压矢量区域进行结合,在图 3 表述的开关状态固定为-1 的参考电压矢量区域的基础上,在右下部分与开关状态固定为 1 的参考电压矢量区域划分部分结合,如图 6 所示。当参考电压矢量判断存在误差时,由于电压矢量边界位于控制子区域内部,控制逻辑无需发生改变,仍旧可以实现相间误差电流控制在滞环比较器的上下环宽内。如从扇区 N2 切换到 N3,从图中可以知道 N2 与 N3 的边界为经过矢量 0-11 的垂直线,该边界仍然属于固定状态为-1 和 1 两种扇区划分方法的大扇区内部,因此在切换前后不存在失控风险。

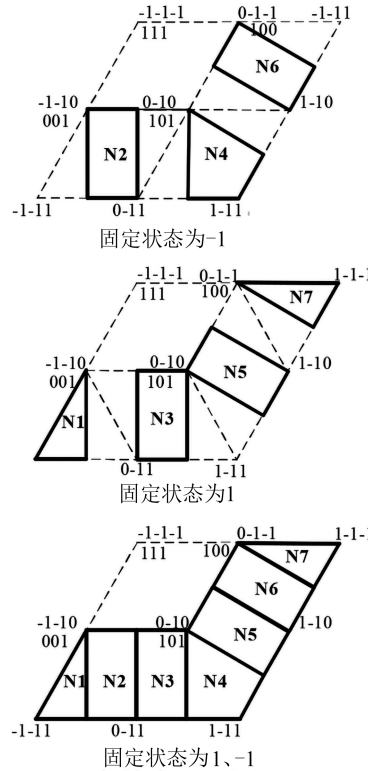

图 6　开关状态固定为 1 和-1 的电压矢量区域结合

Fig. 6　Combination of voltage vector regions at fixed switch states of 1 and -1

由图 6 可知,当位于偶数编号基于开关状态固定为-1 的控制区域时,跨过了开关状态固定为 1 的区域划分边界;而当位于奇数编号基于开关状态固定为 1 的控制区域时,跨过了开关状态固定为-1 的区域划分边界。因此避免了控制逻辑和扇区同时切换,从而使得参考电压矢量处于扇区切换时不会由于控制策略没有及时更新而导致误差电流失控。

当参考电压矢量区域判断具有一定误差时,

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

采用原先矢量区域内的控制逻辑仍然可以使得相间误差电流受控。以图 6 中 N2、N3 区域为例，当参考电压矢量从 N2 过渡切换至 N3 时，如果真实参考电压矢量区域判断仍处于 N2，采用 N3 区域内的滞环电流控制逻辑仍可以使得相间电流受控。因为 N2 右上角的区域也属于开关固定为 1 的平行四边形区域，反之亦然成立，从而使得对于参考电压矢量扇区判断具有一定的容错阈值，即使参考电压矢量区域判断具有一定误差时，仍可实现相间误差电流控制在滞环比较器的上下环宽内。

图 6 已将开关状态固定为-1 和 1 两种扇区分区方法结合，再继续与基于 0 的参考电压矢量区域相结合，最终可以得到完整的基于-1、1 和 0 的固定开关状态切换控制的相间电流滞环控制参考电压矢量分区图，如图 7 所示。

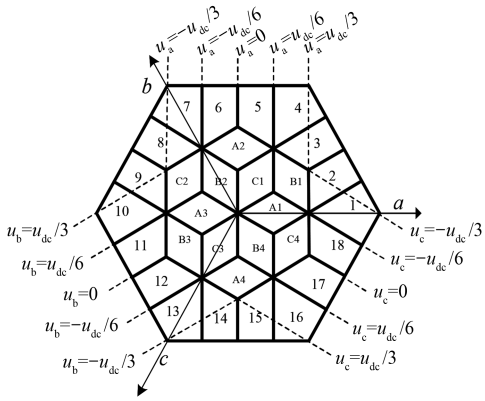

图 7　固定开关状态切换控制的相间电流滞环控制

Fig. 7　Phase-to-phase current hysteresis control with fixed switch state switching

图 7 分区 1 到分区 18 中，偶数编号区域被开关状态固定为-1 控制，奇数编号区域被开关状态固定为 1 控制，其余区域编号前缀代表该相被开关状态固定为 0 控制，从而使得控制策略的边界不与参考电压矢量区域边界重合，参考电压矢量区域切换时，控制策略仍可保持不变从而避免误差电流失控。

3　滞环宽度调节

由式(10)可知，相间误差电流变化率与参考电压大小和当前开关管开关状态有关，为了降低开关损耗，需令开关频率保持恒定。由于开关频率显著高于工频，因此一个开关周期内可忽略参考电压的变化，认为相间误差电流变化率只受到开关状态的影响。

在开关频率较高的情况下，可认为前后两个开关周期的相间误差电流变化率不变。因此可以根据当前开关周期的相间误差电流变化率和设置的滞环宽度预估后一开关周期的时间，然后通过调整下一周期的环宽来调节下一开关周期的时间，定频控制的环宽调节示意图如图 8 所示。

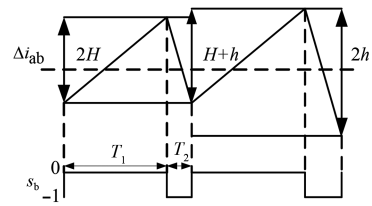

图 8　定频控制的环宽调节

Fig. 8　Loop width adjustment in fixed frequency control

由图 8 可知，根据当前开关周期的滞环环宽 H 和相间误差电流的上升、下降时间，可推导出下一开关周期的滞环上下环宽 h 和开关周期 T 之间的关系：

$$\frac{H+h}{2H/T_1}+\frac{2h}{2H/T_2}=T \tag{12}$$

因此可根据设置的期望开关周期 T 和上一开关周期的滞环环宽 H 和相间误差电流的上升时间 T_1 和下降时间 T_2，计算出下一开关周期应该设置的滞环上下环宽：

$$h=\frac{2HT-HT_1}{T_1+2T_2} \tag{13}$$

4　仿真分析

为了验证本文所提的基于固定开关状态切换的滞环电流控制策略的有效性，使用 Matlab/Simulink 仿真软件进行验证，控制框图如图 9 所示。图中，逆变桥采用图 1 所示的中点钳位型三电平结构，输出采用 LCL 型电路进行滤波。为防止发生谐振，在滤波电容处添加串联电阻，LCL 电路参数参考实验室中现有的 50 kW 光伏逆变器参数进行设定。直流侧电压 U_{dc} 采用电压源模型，幅值设定为 650 V；电网电压有效值为 220 V；I_q 参考值设定为 0，I_d 参考值为 40 A，即逆变器额定单相输出电流有效值为 28.28 A；桥侧电感 L_1 为 0.86 mH；滤波电容 C 为 8 μF；滤波电容的串联电阻 R 为 0.5 Ω；网侧电感 L_2 为 0.033 mH；模型

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

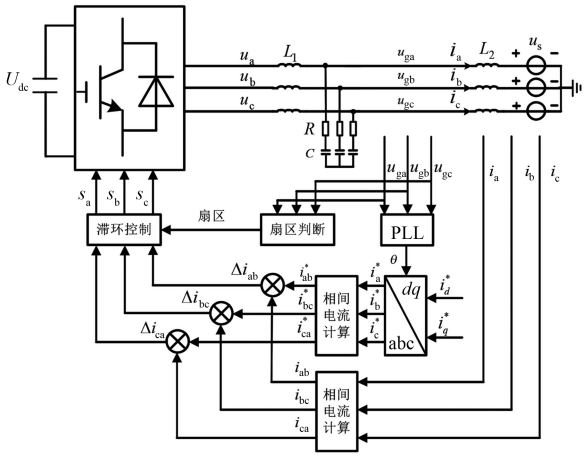

图 9 仿真控制框图

Fig. 9 Simulation control block diagram

仿真步长为 $1e^{-7}$ 秒。

由于仿真输入是电压源模型,控制方面不需要考虑电压外环,因此不需要考虑如 PI 控制等参数设置的问题。同时采用了定开关频率的控制策略,环宽由式(12)计算得出,无需设置固定值,因此设定 dq 轴输出电流后即可通过滞环控制直接输出驱动信号。

4.1 扇区切换时控制效果

图 10 为采用固定相为 1 的分区方法时,电网电压处于第一象限所对应的相间电流误差 Δi_{ab} 和分区图。从图中可以明显看到,在扇区切换时,误差电流有明显的失控现象,这是因为实际参考电压分区判断不准确,导致按照原有控制策略进行控制无法将误差电流控制住。在扇区 4 中 a 相为固定相,b 相为受控相。以 0.025 s 时扇区从 4 切换到 1 的电流失控为例,当误差电流大于环宽时,b 相应该动作为-1;当误差电流小于环宽时,b 相应该动作为 0。而在扇区 1 中 a 相同样为固定相,当误差电流大于环宽时,b 相应该动作为 0;当误差电流小于环宽时,b 相应该动作为-1。由于在电流失控时真实参考电压还处于 4 分区,控制策略却已经按照 1 分区的控制逻辑来运行,也就是 b 相输出 0,这就使得误差电流 Δi_{ab} 增大。当真实参考电压矢量真正切换到 1 分区时,能够将误差电流拉回,误差电流再次受控。

图 11 为在固定开关状态切换下的相间误差电流 Δi_{ab} 与扇区在一个周期内的图像。从图中可以看到,在单个完整电网周期中,扇区切换时刻

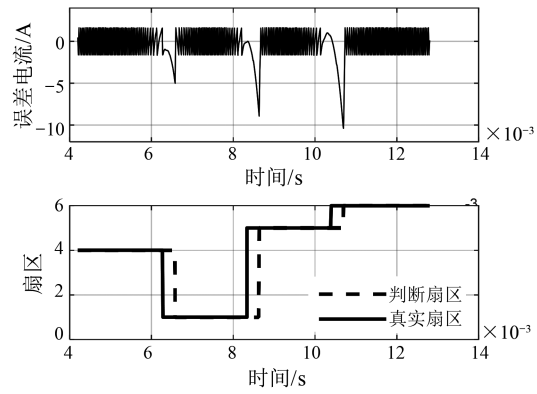

图 10 固定相为 1 的分区下误差电流与扇区图

Fig. 10 Error current and sector diagram of partition with fixed phase state of 1

相间误差电流 Δi_{ab} 没有出现越出环宽上下限的情况。即便是扇区判断在切换期间有一小段时间的判断失误,误差电流 Δi_{ab} 仍处于可控范围内,充分证明了所提出的基于固定开关状态切换策略的有效性。

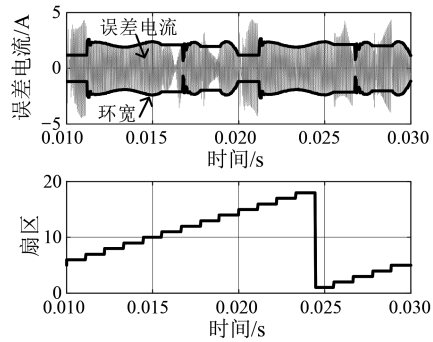

图 11 固定开关状态切换 ab 相间误差电流与扇区

Fig. 11 Diagram of ab-phase error current and sector with fixed switch state switching

图 12 为参考电压矢量分区 1 切换分区 2 时,相间误差电流 Δi_{ab} 的曲线图。从图中可以看出,当参考矢量位于分区 1 时,此时固定相为 a 相,且为恒 1 策略,通过对 b 相进行单独的控制来使得相间误差电流 Δi_{ab} 可控;当参考电压矢量切换到分区 2 时,此时固定相为 c 相,且为恒-1 策略,此时相间误差电流 Δi_{ab} 不可控,但由于三相误差电流为 0,且相间误差电流 Δi_{bc}、Δi_{ca} 均为可控,可以达到间接控制相间误差电流 Δi_{ab} 的状态。在参考电压矢量分区切换时,非直接受控的相间误差电流 Δi_{ab} 依然保持在环宽内,说明即便扇区切换时存在短时判断不准确,对控制策略也没有影响。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

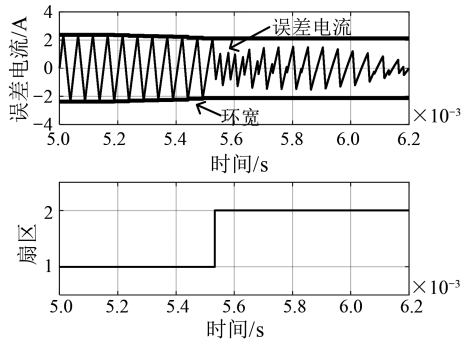

图 12　扇区切换与 ab 相间误差电流曲线

Fig. 12　Sector switching and ab-phase error current curve

4.2　定频控制效果

图 13 为参考矢量位于扇区 6 到扇区 14 时的 a 相开关周期曲线图，其中虚线为采用定环宽控制策略、实线为采用定频控制策略所对应的开关周期曲线。从图中可以看到，在未对控制器采用定频控制时，a 相开关周期不固定，且与环宽相关；当采用定频控制后，a 相开关周期能够准确维持在 50 μs 左右，也就是 20 kHz 的开关频率，证明所提的定频控制策略是有效的。

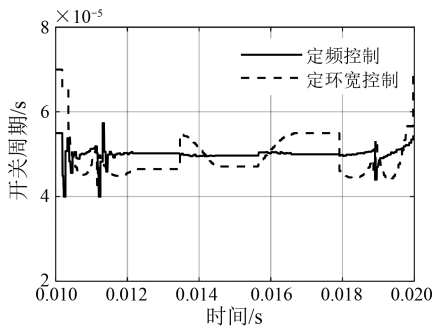

图 13　参考电压矢量扇区为 6 到 14 时 a 相开关周期图

Fig. 13　A-phase switching cycle for reference voltage vector sector from 6 to 14

4.3　稳态输出分析

为验证所提方法的可行性，对逆变器稳态输出进行时域、频域的分析，设定的参考输出电流峰值为 40 A，输出电流如图 14 所示。对于传统恒 1 滞环控制，由于参考电压矢量处于扇区边界而出现扇区判断错误，每个周期中都会出现若干个短时的误差电流失控，在时域中体现为如 0.03 s 右侧的电流波动；对于文中所提方法，图中输出电流无失控现象，输出电流质量得到有效的改善。

对输出电流进行快速傅里叶变换（Fast Fourier Transform，FFT）分析可以更加直观看到电流在各个频率下的含量，分析结果如图 15 所示。图中，纵坐标代表该频率下基波的幅值百分比，20 kHz 的频率是属于开关频率下的纹波。由于输出电流本身含有谐波、扰动分解等，FFT 分解后的电压大多分布在 0～20 kHz 频率范围内，和图 15 结果相吻合，而图中 20 kHz 处是属于开关频率下的纹波。图中本文所提方法非基波部分的含量更低，整体电流总谐波失真（Total Harmonic Distortion，THD）为 1.38%，低于传统恒 1 滞环控制输出电流的 THD，证明本文所提方法效果明显。

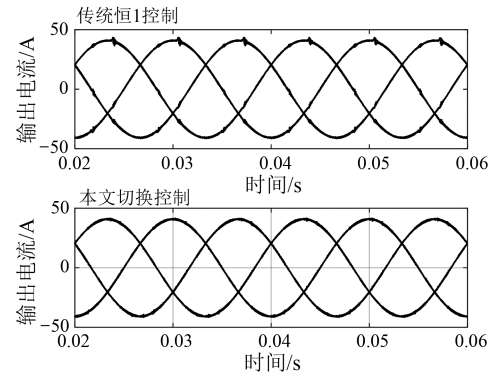

图 14　输出电流波形图

Fig. 14　Output current waveform

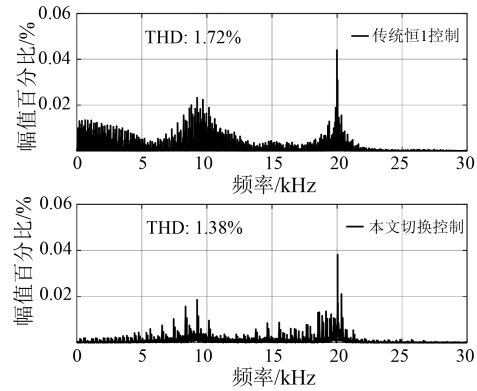

图 15　输出电流 FFT 分析

Fig. 15　FFT analysis of output current

图 16 为网侧电压的 FFT 分析结果，图中 20 kHz 开关频率下传统滞环和本文所提方法基波幅值百分比的含量相差不多，这是合理的。同时在其他频率中，文中所提控制方法的控制效果优于传统滞环，从 THD 中也可以看出文中方法有效。由于输出电流经过系统阻抗产生的压降是很小的，因此网侧电压对比效果没有输出电流的效果明显。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

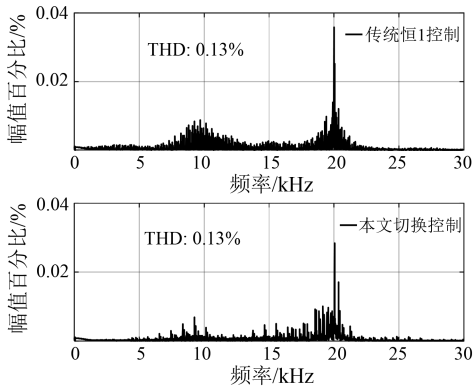

图 16　输出电压 FFT 分析

Fig. 16　FFT analysis of output voltage

此外,对不同工况下的控制误差分析也很有必要的。理论上滞环控制的控制精度主要和环宽有关,在不考虑参考电压扇区判断错误时,输出功率大小对控制误差的影响可忽略不计;但考虑扇区判断错误时,随着负载功率的增大,参考电压矢量和网侧电压矢量的差距增大,扇区判断失误持续时间变长,控制误差也会进一步增大。以实验室常用的 50 kW 逆变器为例,分析在 90% 和 10% 输出功率下的控制表现,图 17 为逆变器输出功率为 10% 即 5 kW 时 a 相参考输出电流和实际输出电流之差对比图,两种控制方法的控制误差基本都保证在 2 A 内。

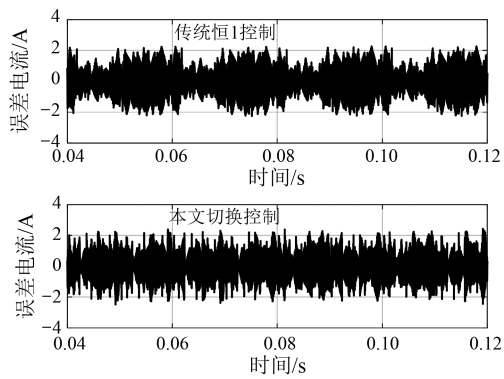

图 17　10%额定负载控制精度对比图

Fig. 17　Comparison of control accuracy at 10% rated load

图 18 是 90% 额定输出时 a 相输出电流误差对比图,图中两种方法控制误差幅值整体都保持在 2 A 内,但传统恒 1 控制由于扇区判断错误持续时间变长,在 0.05 s、0.07 s 等时刻出现了误差电流失控现象导致控制精度下降,该结果符合理论分析。

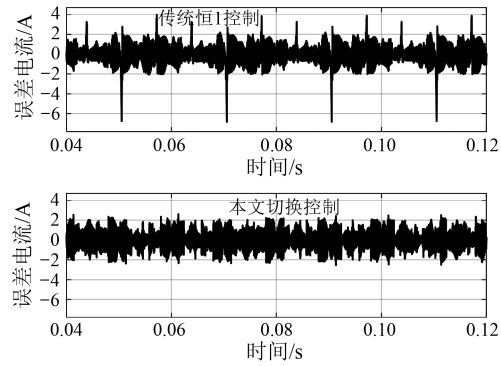

图 18　90%额定负载控制精度对比图

Fig. 18　Comparison of control accuracy at 90% rated load

因此在不同输出功率下本文所提方法控制误差相差不大,而传统恒 1 控制则会随输出功率增大扇区判断失误时间变长,误差增大。

5　结语

本文针对传统滞环电流控制应用于逆变器电流内环时,在参考电压矢量扇区切换时误差电流会出现短时失控现象进行了原理性分析,明确了由于滞环电流控制在参考电压矢量位于不同扇区时采用的控制逻辑并不相同,也就是控制器对扇区准确度依赖性极高,而实际中由于采样误差、噪声等因素又会导致在扇区切换时,判断出的参考矢量扇区和真实参考矢量扇区出现不一致的情况,进而导致控制器所采取的控制策略发生错误,误差电流失控。为解决因扇区判断失误造成的电流失控问题,对三电平逆变器进行建模分析,针对三电平逆变器滞环电流控制可选择三种不同固定开关状态的特点,将三种不同固定开关状态的扇区划分结合起来,有效避免了传统滞环电流控制在扇区切换的同时控制策略也要同步改变的缺点。同时为实现定频控制,通过上一个周期的误差电流数据更新当前周期的环宽,并给出了该方法下的环宽更新计算式。最后通过 Matlab/Simulink 仿真,验证了文中所提到的基于固定开关状态切换的定频滞环电流控制策略的有效性。

参 考 文 献

[1] 王杨, 罗抒予, 姚凌翔, 等. 面向大型新能源基地的太阳能光热发电规划研究综述:场景、模型与发展方向[J/OL]. 电网技术, 2024-7-16. https://

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

link. cnki. net/doi/10. 13335/j. 1000-3673. pst. 2024. 0882.

WANG Y，LUO S Y，YAO L X，et al. A review of concentrating solar power planning for large-scale renewable energy bases：Scenarios，models and development perspectives [J/OL]. Power System Technology，2024-7-16. https://link. cnki. net/doi/10. 13335/j. 1000-3673. pst. 2024. 0882.

[2] 罗佐县. “双碳”目标下新能源高质量发展路径研究[J]. 中外能源，2024，29(7)：1-7.

LUO Z X. Research on high-quality development path of new energy under "dual carbon" goal [J]. Sino-Global Energy，2024，29(7)：1-7.

[3] 张英杰. 构建以新能源为主体的新型电力系统的发展路径研究[J]. 电工技术，2022，43(18)：172-174+178.

ZHANG Y J. Research on the development path of building a new electric power system based on new energy sources [J]. Electric Engineering，2022，43(18)：172-174+178.

[4] 周柯，李旭阳，金庆忍，等. 基于自适应阻抗适配器的新能源并网系统稳定性提升策略[J/OL]. 电网技术，2024-5-20. https://link. cnki. net/doi/10. 13335/j. 1000-3673. pst. 2023. 2063.

ZHOU K，LI X Y，JIN Q R，et al. Stability improvement strategy for new energy grid-connected systems based on adaptive active damper [J/OL]. Power System Technology，2024-5-20. https://link. cnki. net/doi/10. 13335/j. 1000-3673. pst. 2023. 2063.

[5] 葛津铭，尹贻波，李赫，等. 基于直流侧电压等效补偿的光伏并网系统间谐波电流抑制策略[J/OL]. 电网技术，2024-7-18. https://link. cnki. net/doi/10. 13335/j. 1000-3673. pst. 2024. 1036.

GE J M，YIN Y B，LI H，et al. An interharmonic suppression control strategy in PV system based on dc-link voltage equivalent compensation [J/OL]. Power System Technology，2024-7-18. https://link. cnki. net/doi/10. 13335/j. 1000-3673. pst. 2024. 1036.

[6] 杨龙月，任烜辰，蔡智鹏，等. 高光伏渗透率配电网电压控制策略研究综述[J/OL]. 电网技术，2024-5-11. https://link. cnki. net/doi/10. 13335/j. 1000-3673. pst. 2024. 0408.

YANG L Y，REN X C，CAI Z P，et al. Review of voltage control strategies for high PV penetration distribution networks [J]. Power System Technology，2024-5-11. https://link. cnki. net/doi/10. 13335/j. 1000-3673. pst. 2024. 0408.

[7] 刘纯，赵牧驰，汪海蛟，等. 新能源同步发电机序阻抗建模及其对宽频振荡的抑制作用[J]. 电网技术，2024，48(9)：3595-3603.

LIU C，ZHAO M C，WANG H J，et al. Modelling of sequence impedance of renewable energy synchronous generator and its suppression effect on broadband oscillation [J]. Power System Technology，2024，48(9)：3595-3603.

[8] 苏乐，程静，王维庆. 光伏并网的宽频振荡问题分析[J]. 电气传动，2023，53(9)：72-80.

SU L，CHENG J，WANG W Q. Analysis of broadband oscillation problem of photovoltaic grid connection [J]. Electric Drive，2023，53(9)：72-80.

[9] 吕勤，王金跃，周竹菁. LCL 滤波并网逆变器的自抗扰控制[J]. 电力电子技术，2020，54(1)：5-9.

LV Q，WANG J Y，ZHOU Z J. Active disturbance rejection control of LCL filtered grid-connected inverter [J]. Power Electronics，2020，54(1)：5-9.

[10] 周雪松，郭帅朝，马幼婕，等. 基于 LADRC 和准 PR 的三相 LCL 型光伏并网逆变器谐波谐振抑制策略[J]. 太阳能学报，2023，44(3)：465-474.

ZHOU X S，GUO S C，MA Y J，et al. Harmonic resonance suppression strategy of three-phase LCL photovoltaic grid-connected inverter based on LADRC and quasi PR [J]. Acta Energiae Solaris Sinica，2023，44(3)：465-474.

[11] 陈亚爱，赵军伟，周京华，等. 单相并网/离网双模式逆变器控制策略综述[J]. 电气传动，2020，50(5)：39-47.

CHEN Y A，ZHAO J W，ZHOU J H，et al. Overview of control strategies for single-phase grid-connected/off-grid dual-mode inverters [J]. Electric Drive，2020，50(5)：39-47.

[12] 周文，曾四鸣，杨少波，等. 基于混合电平的改进型变环宽滞环控制逆变器[J]. 电力电子技术，2021，55(8)：102-106.

ZHOU W，ZENG S M，YANG S B，et al. Improved variable band hysteresis controlled inverter based on mixed-level [J]. Power Electronics，2021，55(8)：102-106.

[13] 陈美锋，王久和，杨道宽，等. 基于 EL 模型的

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

TNPC 型 APF 自抗扰无源控制策略[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(2): 90-96.
CHEN M F, WANG J H, YANG D K, et al. Active disturbance rejection passivity-based control strategy of TNPC-APF based on EL model [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(2): 90-96.

[14] 孟志强, 邵武, 唐杰, 等. 光伏准 Z 源 H 桥级联多电平逆变器并网调制技术[J]. 太阳能学报, 2022, 43(11): 50-59.
MENG Z Q, SHAO W, TANG J, et al. Grid-connected modulation technology of photovoltaic quasi-Z-source H-bridge cascaded multi-level inverter [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2022, 43(11): 50-59.

[15] 张墙, 刘慧, 孙涛, 等. 有源电力滤波器的 PR+滞环电流控制策略研究[J]. 自动化仪表, 2019, 40(1): 20-23.
ZHANG Q, LIU H, SUN T, et al. Research on PR+ hysteresis current control strategy for active power filter [J]. Process Automation Instrumentation, 2019, 40(1): 20-23.

[16] 郭皓源, 王兵, 李江坪, 等. 基于改进型 SVPWM 滞环控制并网逆变器优化研究[J]. 电工技术, 2023, 44(3): 61-65.
GUO H Y, WANG B, LI J P, et al. Research on optimization of grid-connected inverter based on improved SVPWM hysteresis control [J]. Electric Engineering, 2023, 44(3): 61-65.

[17] WANG B, SHI Y, GAO X. A hysteresis loop control method for output current of three-phase photovoltaic grid-connected inverters [C] // Proceedings of the 2022 2nd International Conference on Control and Intelligent Robotics, Nanjing, 2022.

[18] 谢宝平, 曾江, 陈伟国, 等. LCL 型三电平并网逆变器定频滞环控制研究[J]. 电力电子技术, 2024, 58(3): 1-5.
XIE B P, ZENG J, CHEN W G, et al. Research on constant frequency hysteresis control of LCL type three-level grid-connected inverter [J]. Power Electronics, 2024, 58(3): 1-5.

[19] 贺诗明, 熊健. 基于牛顿插值的 LCL 型并网逆变器机侧电流反馈延时补偿策略[J]. 电网技术, 2020, 44(12):4766-4772.
HE S M, XIONG J. Time delay compensation based on newton interpolation for inverter-side current feedback of LCL-type grid-tied inverter [J]. Power System Technology, 2020, 44(12):4766-4772.

[20] 陈亚爱, 李子漩, 周京华, 等. VIENNA 整流器控制策略综述[J]. 电气传动, 2021, 51(9): 3-10.
CHEN Y A, LI Z X, ZHOU J H, et al. Summary of control strategies for VIENNA rectifier [J]. Electric Drive, 2021, 51(9): 3-10.

[21] 陈伟国, 曾江. 基于定频滞环控制的逆变器死区补偿研究[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(4): 69-76.
CHEN W G, ZENG J. Research on dead time compensation of inverter based on constant frequency hysteresis control [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(4): 69-76.

[22] 陈荣, 刘超. APF 电压空间矢量滞环控制方法研究[J]. 自动化仪表, 2020, 41(11): 82-88.
CHEN R, LIU C. Research on space vector hysteresis control method for APF voltage [J]. Process Automation Instrumentation, 2020, 41(11): 82-88.

[23] 童军, 乔健伟, 刘莉君, 等. 单滞环 SVPWM 电流跟踪控制策略的优化方法[J]. 电气传动, 2019, 49(9):68-72.
TONG J, QIAO J W, LIU L J, et al. Optimization of APF single hysteresis SVPWM current tracking control strategy [J]. Electric Drive, 2019, 49(9): 68-72.

收稿日期:2024-08-19
收到修改稿日期:2024-09-28

作者简介:
叶康权(2000-),男,硕士研究生,研究方向为光伏逆变器控制技术,magork@163.com;
*通信作者:曾江(1972-),男,博士,副教授,研究方向为配电网自动化、电能质量分析与控制,zengxy@scut.edu.cn。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

 DOI: 10.12177/emca.2024.142

Simulation Analysis of Fixed Frequency Hysteresis Current Control of Three-level Inverter Based on Fixed Switch State Switching

YE Kangquan, ZENG Jiang*, LIU Pei

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

Key words: three-level; inverter; state switching; fixed frequency hysteresis

Since the introduction of the dual carbon goals, renewable energy has experienced rapid development, with a continuous increase in the installed capacity of photovoltaic and other renewable energy sources. This has resulted in the growing application of inverters in power systems. With their widespread use, the control precision requirements for inverters in power grids have been gradually increasing. Hysteresis current control, as an important inverter control method, is characterized by its simple control logic, fast response speed, and high control precision. However, traditional hysteresis control adopts different control logics based on the region of the reference voltage vector, which can lead to uncontrollable error currents during sector switching.

To address these issues, this study first conducted modeling and analysis of three-level inverters and detailed the principle of error current loss of control in traditional hysteresis current control during sector switching. Due to factors such as sampling delays, sector judgement of the reference voltage vector in practical environments may involve errors. This can cause brief sector misjudgments during sector switching. Sector misjudgments lead to incorrect outputs of corresponding control strategies, ultimately resulting in uncontrollable error currents at the sector switching boundaries.

The study then analyzed the characteristic of three-level inverter hysteresis control with the third-phase switching state fixed at 1, −1, or 0. By combining the sector division methods for these three fixed switching states, a combined sector division diagram was generated. In this method, the sectors with fixed switch states of 1 and −1 respectively spanned across each other's sector switching boundaries. This effectively avoided the traditional hysteresis control's drawback of requiring simultaneous updates to control strategies at sector boundaries. Even when sector judgement errors for the reference voltage vector existed, the method ensured that error currents remained controlled. To achieve fixed frequency control, error current variation data from the previous cycle was used to update the loop width for the current cycle.

Simulation results showed that this method maintained control of error currents even during sector switching and effectively resolved the loss-of-control problem at sector boundaries in traditional hysteresis control, as shown in Fig. 1. Additionally, the switching frequency remained stable at approximately 20 kHz.

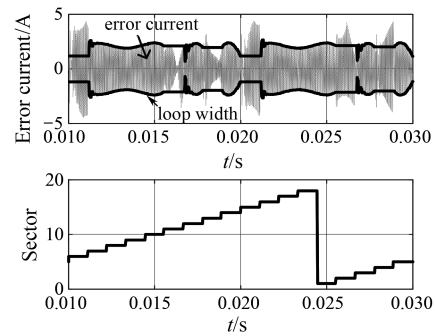

Fig. 1 Diagram of ab-phase error current and sector with fixed switch state switching

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.