Electrical Engineering and Automation
June 2016, Volume 5, Issue 1, PP. 8-14

Research on Current Control Strategy of APF Based on Indeterminate Frequency Hysteresis

Hui Qi, Cong Zhao†
Beijing University of Technology, Beijing 100124, China
†Email: zhaocong0902@163.com

Abstract

Harmonics in the grid is widespread. Active power filter (APF) is currently the primary means to control the harmonic pollution in the grid. In order to improve the current tracking performance of active power filter, a current control strategy of space vector pulse width modulation (SVPWM) based on indeterminate frequency hysteresis has been proposed in this paper with the combination of hysteresis control and the space-vector modulation. In this way, the optimal voltage space vector could be determined and the current high performance control was obtained as well. In this study, the Simulink software was used to simulate the strategy referred above. The results of simulation showed that as compared with the control strategy of space voltage vector based on the command voltage vector, the strategy proposed in this paper has some advantages in improving the control effect and reducing the harmonic pollution.

Keywords: Indeterminate Frequency Hysteresis; Active Power Filter; Space Vector Pulse Width Modulation; Current Tracking

基于不定频滞环 APF 的电流控制策略研究

綦慧，赵聪
1. 北京工业大学电子信息与控制工程学院，北京 100124

摘 要：在电网中谐波现象普遍存在。有源电力滤波器（APF）是当前治理电网谐波污染的主要手段。为提高有源电力滤波器的电流跟踪性能，本文将滞环控制和空间矢量调制相结合，提出一种基于不定频滞环的空间电压矢量（SVPWM）电流控制策略，以确定最佳电压空间矢量，获得电流的高品质控制。文中利用 Simulink 软件对上述策略进行建模仿真。仿真结果表明，与基于指令电压矢量的空间电压矢量控制策略相比，该策略在提高控制效果、减少谐波污染上具有一定优势。

关键词：不定频滞环；有源电力滤波器；空间电压矢量；电流跟踪；

引言

近年来，由于电网中非线性负载和非线性电力电子装置的增多，电网传输电中谐波的含量日益增多。而谐波的存在威胁着整个电力系统的安全与质量[1]。当前治理谐波的有效措施多是采用电力电子装置对谐波进行主动抑制，即使用有源电力滤波器对谐波进行治理。有源电力滤波器通过检测负载电流中高次谐波，并向系统中注入与谐波波形相同但方向相反的补偿电流，达到滤除谐波的目的。其中电流控制环节直接影响着补偿谐波电流的精度和速度。有源电力滤波器的性能优劣与其采用的电流控制策略紧密相关。目前其已成为国内外专家学者研究的热点和重点问题 [2-4]。

查阅国内外的研究文献，可以看出滞环电流控制和 SVPWM 是诸多电流控制中比较常用的电流控制方法。其中前者具有高稳定性及高精度，动态响应性能较好等优点，但其开关频率不固定，开关损耗大；后者可以提高直流电压利用率，降低网侧及功率开关通态损耗，但其指令电压矢量受系统和控制滞后扰动的

影响，鲁棒性不好，多适合用于正弦波电流跟踪指令[5-6]。因此，本文拟将两者结合，拟将一种基于不定频滞环 SVPWM 的电流控制策略应用于有源电力滤波器。

本文在详细分析基于不定频滞环 SVPWM 的电流控制策略的基础上，在仿真软件平台上对该策略的实现思路、控制性能进行研究，并将其与传统基于指令电压矢量 SVPWM 的电流控制进行了充分对比，从而验证了该控制策略的可行性和有效性。

1 基于不定频滞环SVPWM电流控制策略

图 1 为电压型有源滤波器基本拓扑结构，包括网侧电源、网侧电阻、交流侧电感、三相半桥电路、非线性负载。其中三相半桥选用 IGBT 开关器件；网侧电感 L 不仅用于保持输出电流连续，还可以滤除网侧高频谐波。

为方便系统分析，忽略网侧三相电阻 R，可以得到系统电压矢量方程：

$$\boldsymbol{V}=\boldsymbol{E}+L d\boldsymbol{I}/dt \tag{1}$$

式中：$\boldsymbol{V}$：三相网侧输出电压矢量；$\boldsymbol{E}$：三相电网电动势矢量；$\boldsymbol{I}$：三相网侧电流矢量；

若设指令电流矢量是 $\boldsymbol{I}^*$,则实际的误差电流矢量为：

$$\Delta\boldsymbol{I}=\boldsymbol{I}^*-\boldsymbol{I} \tag{2}$$

将式(2)带入式(1)，可得：

$$L d\Delta\boldsymbol{I}/dt=\boldsymbol{E}+L d\boldsymbol{I}^*/dt-\boldsymbol{V} \tag{3}$$

若想获得零误差电流响应，则网侧输出指令电压矢量 $\boldsymbol{V}^*$需满足：

$$\boldsymbol{V}^*=\boldsymbol{E}+L d\boldsymbol{I}^*/dt \tag{4}$$

将式(4)带入式(3)中，得到：

$$L d\Delta\boldsymbol{I}/dt=\boldsymbol{V}^*-\boldsymbol{V} \tag{5}$$

在三相半桥电路中，三相网侧输出电压空间矢量 $\boldsymbol{V}=\boldsymbol{V}_k$(k=0, ••• ,7)则：

$$L d\Delta\boldsymbol{I}/dt=\boldsymbol{V}^*-\boldsymbol{V}_k \quad (k=0,\cdots,7) \tag{6}$$

上式(6)表明，在给定参考指令电压矢量 $\boldsymbol{V}^*$条件下，可以通过选择合适的三相电压矢量 $\boldsymbol{V}_k$(k=0, ••• ,7)，控制误差电流矢量的变化率 $d\Delta\boldsymbol{I}/dt$，以抑制误差电流矢量$\Delta\boldsymbol{I}$ 的增长，使其趋向于 0。

基于不定频滞环 SVPWM 电流控制策略原理如图 2 所示。根据由给定指定电流信号 i_a^*、i_b^*、i_c^*与负反馈电流信号 i_a、i_b、i_c 叠加后得到误差电流，经过固定环宽的滞环后得到的比较状态信号 B_a、B_b、B_c，依据指令电压矢量 $\boldsymbol{V}^*$检测判断信号 X_{ab}、X_{bc}、X_{ca}，按照规定的电流控制规则，选择出一个合适的电压空间矢量 $\boldsymbol{V}_k$(k=0, ••• ,7)，用于实现零误差电流响应。

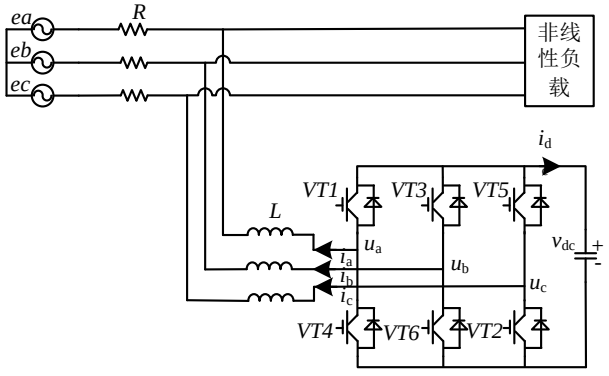


图 1 电压型有源滤波器基本拓扑结构

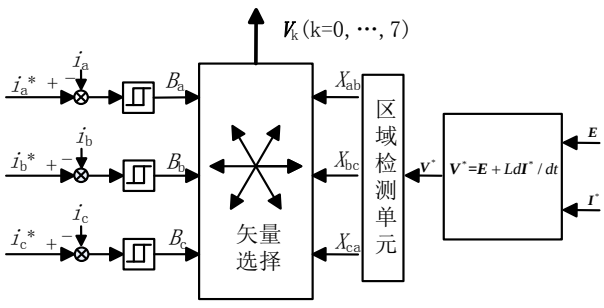
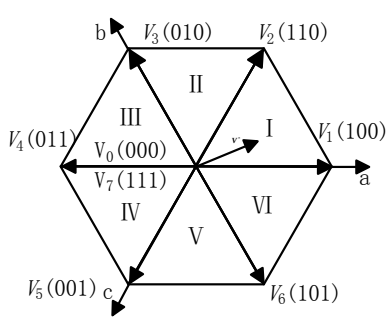


图 2 基于不定频滞环 SVPWM 的控制方法原理图

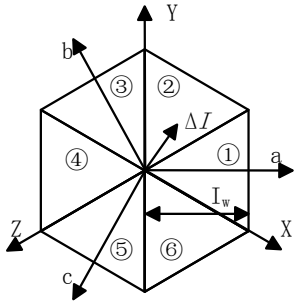
1.1 $\boldsymbol{V}^*$和$\Delta\boldsymbol{I}$ 区域的划分

为了方便研究，需要在矢量空间中对电压矢量 $\boldsymbol{V}^*$和误差电流矢量$\Delta\boldsymbol{I}$ 的区域进行划分，从而确定两者空

间位置。图 3 为 $\boldsymbol{V}^*$和$\Delta\boldsymbol{I}$ 区域的划分。根据三相半控桥 8 种开关模式，将 $\boldsymbol{V}^*$划分为 6 个区域，记为Ⅰ~Ⅵ。考虑到对有利于Δi_a、Δi_b、Δi_c的正负极性判别，将 $\boldsymbol{V}^*$的空间区域坐标轴系(a, b, c）顺时针旋转 30°，得到坐标系(X, Y, Z)及 6 个区域①~⑥，其中 I_w为滞环宽度。



（a） $\boldsymbol{V}^*$区域划分



(b) $\Delta\boldsymbol{I}$ 区域划分

图 3 区域划分

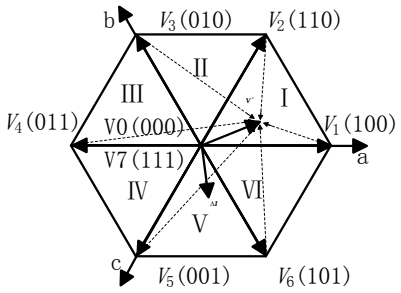


图 4 $Ld\Delta\boldsymbol{I}/dt$、$\boldsymbol{V}^*$和$\Delta\boldsymbol{I}$ 分布

1.2 控制规则及 $\boldsymbol{V}_k$ 的选择

由式(6)可知，通过计算，即可确定指令电压矢量 $\boldsymbol{V}^*$和误差电流矢量$\Delta\boldsymbol{I}$，两者空间位置也随之确定，只需选择一个合适的电压空间矢量 $\boldsymbol{V}_k$(k=0, ••• ,7)，使得误差电流变化率 $d\Delta\boldsymbol{I}/dt$ 与误差电流矢量$\Delta\boldsymbol{I}$ 方向一直相反，在开关频率足够高的情况下，就可以将误差电流矢量控制在一定的滞环宽度内，APF 即可实现对给定电流的跟踪控制。在实现给定电流跟踪控制的前提下，为了限制电流变化率并降低功率器件的开关频率，不定频滞环 SVPWM 的规则可以总结为以下两条：

规则 1：当$|\Delta\boldsymbol{I}|>I_w$时，选择三相电压空间矢量 $\boldsymbol{V}_k$(k=0, ⋯;7)，使得其对应的 $Ld\Delta\boldsymbol{I}/dt$ 具有与误差电流矢量 $\Delta\boldsymbol{I}$ 方向相反的最小分量，以确保电流矢量 $\boldsymbol{I}$ 在跟踪指令电流矢量 $\boldsymbol{I}^*$的同时，限制电流变化率，以抑制电流谐波。

规则 2：当$|\Delta\boldsymbol{I}|<I_w$时，原有的 $\boldsymbol{V}_k$(k=0, ••• ,7)不切换，从而限制开关频率，增加控制方法的稳定性[7]。

可任意设定 $\boldsymbol{V}^*$和$\Delta\boldsymbol{I}$ 所在的区域，假设 $\boldsymbol{V}^*$在Ⅰ区，$\Delta\boldsymbol{I}$ 在⑥区，如图 4 所示。

由式(6)可看出，图中虚线表示的矢量为 $\boldsymbol{V}^*$与电压空间矢量 $\boldsymbol{V}_k$(k=0, ••• ,7)合成所得的 $Ld\Delta\boldsymbol{I}/dt$。若设此时$|\Delta\boldsymbol{I}|>I_w$，则根据控制规则 1，使得 $Ld\Delta\boldsymbol{I}/dt$ 具有与误差电流矢量$\Delta\boldsymbol{I}$ 方向相反的最小分量，可以看出，只有空间矢量 $\boldsymbol{V}_6$满足条件。

同理，当 $\boldsymbol{V}^*$和$\Delta\boldsymbol{I}$ 处于其他区域时，一样可以分析得出所选择的电压空间矢量 $\boldsymbol{V}_k$(k=0, ••• ,7)。

1.3 V^*、ΔI 区域判断及 V_k 的逻辑选择

1.3.1 矢量 V^*所在区域的检测

由公式 4 可知，矢量 $\boldsymbol{V}^*$由电网电动势 $\boldsymbol{E}$ 和指令电流变化率 $Ld\Delta\boldsymbol{I}/dt$ 合成而来，而两者均为已知量，再结合图 3(a)，通过矢量 $\boldsymbol{V}^*$在(a, b, c)坐标轴上的投影 v_a^*、 v_b^*、 v_c^*相关极性判断，确定 $\boldsymbol{V}^*$所在区域。记

$$\begin{cases} X_{ab} = \mathrm{sign}(v_a^* - v_b^*) \\ X_{bc} = \mathrm{sign}(v_b^* - v_c^*) \\ X_{ca} = \mathrm{sign}(v_c^* - v_a^*) \end{cases} \tag{7}$$

式中

$$\mathrm{sign}(x) = \begin{cases} 1 & (x > 0) \\ 0 & (x > 0) \end{cases} \tag{8}$$

结合式(7)、式(8)及图 3(a)，$\boldsymbol{V}^*$所在区域判别的逻辑运算关系可整理为：

$$\begin{cases} \mathrm{R}_{V^*}(\mathrm{I}) = X_{\mathrm{ab}} \bullet X_{\mathrm{bc}} \bullet \bar{X}_{\mathrm{ca}}, \mathrm{R}_{V^*}(\mathrm{II}) = \bar{X}_{\mathrm{ab}} \bullet X_{\mathrm{bc}} \bullet \bar{X}_{\mathrm{ca}} \\ \mathrm{R}_{V^*}(\mathrm{III}) = \bar{X}_{\mathrm{ab}} \bullet X_{\mathrm{bc}} \bullet X_{\mathrm{ca}}, \mathrm{R}_{V^*}(\mathrm{IV}) = \bar{X}_{\mathrm{ab}} \bullet \bar{X}_{\mathrm{bc}} \bullet X_{\mathrm{ca}} \\ \mathrm{R}_{V^*}(\mathrm{V}) = X_{\mathrm{ab}} \bullet \bar{X}_{\mathrm{bc}} \bullet X_{\mathrm{ca}}, \mathrm{R}_{V^*}(\mathrm{VI}) = X_{\mathrm{ab}} \bullet \bar{X}_{\mathrm{bc}} \bullet X_{\mathrm{ca}} \end{cases} \tag{9}$$

1.3.2 电流误差矢量ΔI所在区域的检测

根据图 3(b)中所示，$\Delta \boldsymbol{I}$ 所在区域可以通过$\Delta \boldsymbol{I}$ 在坐标系(a, b, c)三个坐标轴上的分量Δi_{a}、Δi_{b}、Δi_{c} 的正负极性与滞环宽度 $\mathrm{I_w}$判断得出。记比较变量为 B_{a}、B_{b}、B_{c}

$$B_{\mathrm{j}} = \mathrm{sign}(\Delta \mathrm{i_j}) = \begin{cases} 1 & \Delta \mathrm{i_j} > \mathrm{I_w} \\ 0 & \Delta \mathrm{i_j} < \mathrm{I_w} \end{cases} \quad (\mathrm{j = a, b, c}) \tag{10}$$

B_{a}、B_{b}、B_{c}存在 6 种逻辑组合，对应$\Delta \boldsymbol{I}$ 的 6 个区域

具体逻辑关系如表 1 所示：

表 1 $\Delta \boldsymbol{I}$ 所在区域逻辑关系

$\Delta \boldsymbol{I}$所在区域	B_{a}	B_{b}	B_{c}
①	1	0	0
②	1	1	0
③	0	1	0
④	0	1	1
⑤	0	0	1
⑥	1	0	1

结合式(10)和表 1，可以得出 $\Delta \boldsymbol{I}$ 区域判断的逻辑关系：

$$\begin{cases} R_{\Delta \boldsymbol{I}}(1) = B_{\mathrm{a}} \bullet \bar{B}_{\mathrm{b}} \bullet \bar{B}_{\mathrm{c}}, \mathrm{R}_{\Delta \boldsymbol{I}}(2) = B_{\mathrm{a}} \bullet B_{\mathrm{b}} \bullet \bar{B}_{\mathrm{c}} \\ R_{\Delta \boldsymbol{I}}(3) = \bar{B}_{\mathrm{a}} \bullet B_{\mathrm{b}} \bullet \bar{B}_{\mathrm{c}}, \mathrm{R}_{\Delta \boldsymbol{I}}(4) = \bar{B}_{\mathrm{a}} \bullet B_{\mathrm{b}} \bullet B_{\mathrm{c}} \\ R_{\Delta \boldsymbol{I}}(5) = \bar{B}_{\mathrm{a}} \bullet \bar{B}_{\mathrm{b}} \bullet B_{\mathrm{c}}, \mathrm{R}_{\Delta \boldsymbol{I}}(6) = B_{\mathrm{a}} \bullet \bar{B}_{\mathrm{b}} \bullet B_{\mathrm{c}} \end{cases} \tag{11}$$

1.3.3 矢量 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{k}}$的逻辑选择

通过式(9)、式(11)可以确定及 $\boldsymbol{V}^*$、$\Delta \boldsymbol{I}$ 所在区域，结合表 1，就可以选择出合适的电压空间矢量 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{k}}$进行控制，从而确定三相半桥电路中开关函数 S_{a}，S_{b}，S_{c}。其中：

$$\begin{cases} S_{\mathrm{a}} = 1 & (\text{当} \boldsymbol{V}_{\mathrm{k}} = \boldsymbol{V}_1、\boldsymbol{V}_2、\boldsymbol{V}_3) \\ S_{\mathrm{b}} = 1 & (\text{当} \boldsymbol{V}_{\mathrm{k}} = \boldsymbol{V}_2、\boldsymbol{V}_3、\boldsymbol{V}_4) \\ S_{\mathrm{c}} = 1 & (\text{当} \boldsymbol{V}_{\mathrm{k}} = \boldsymbol{V}_4、\boldsymbol{V}_5、\boldsymbol{V}_6) \end{cases} \tag{12}$$

因此，基于不定频 SVPWM 的电流控制的开关函数逻辑表达式为：

$$\begin{aligned} S_a &= R_{\boldsymbol{V}^*}(\mathrm{I}) \bullet \left[R_{\Delta \boldsymbol{I}}(1) + R_{\Delta \boldsymbol{I}}(2) + R_{\Delta \boldsymbol{I}}(3) + R_{\Delta \boldsymbol{I}}(6) \right] + R_{\boldsymbol{V}^*}(\mathrm{II}) \bullet \left[R_{\Delta \boldsymbol{I}}(1) + R_{\Delta \boldsymbol{I}}(2) \right] + R_{\boldsymbol{V}^*}(\mathrm{V}) \bullet \left[R_{\Delta \boldsymbol{I}}(6) + R_{\Delta \boldsymbol{I}}(1) \right] \\ &+ R_{\boldsymbol{V}^*}(\mathrm{VI}) \bullet \left[R_{\Delta \boldsymbol{I}}(1) + R_{\Delta \boldsymbol{I}}(2) + R_{\Delta \boldsymbol{I}}(5) + R_{\Delta \boldsymbol{I}}(6) \right] \\ S_{\mathrm{b}} &= R_{\boldsymbol{V}^*}(\mathrm{I}) \bullet \left[R_{\Delta \boldsymbol{I}}(2) + R_{\Delta \boldsymbol{I}}(3) \right] + R_{\boldsymbol{V}^*}(\mathrm{IV}) \bullet \left[R_{\Delta \boldsymbol{I}}(3) + R_{\Delta \boldsymbol{I}}(4) \right] + R_{\boldsymbol{V}^*}(\mathrm{III}) \bullet \left[R_{\Delta \boldsymbol{I}}(2) + R_{\Delta \boldsymbol{I}}(3) + R_{\Delta \boldsymbol{I}}(4) + R_{\Delta \boldsymbol{I}}(5) \right] \\ &+ R_{\boldsymbol{V}^*}(\mathrm{II}) \bullet \left[R_{\Delta \boldsymbol{I}}(1) + R_{\Delta \boldsymbol{I}}(2) + R_{\Delta \boldsymbol{I}}(3) + R_{\Delta \boldsymbol{I}}(4) \right] \\ S_{\mathrm{c}} &= R_{\boldsymbol{V}^*}(\mathrm{III}) \bullet \left[R_{\Delta \boldsymbol{I}}(4) + R_{\Delta \boldsymbol{I}}(5) \right] + R_{\boldsymbol{V}^*}(\mathrm{VI}) \bullet \left[R_{\Delta \boldsymbol{I}}(5) + R_{\Delta \boldsymbol{I}}(6) \right] + R_{\boldsymbol{V}^*}(\mathrm{IV}) \bullet \left[R_{\Delta \boldsymbol{I}}(3) + R_{\Delta \boldsymbol{I}}(4) + R_{\Delta \boldsymbol{I}}(5) + R_{\Delta \boldsymbol{I}}(6) \right] \end{aligned} \tag{13}$$

2 跟踪指令电压矢量SVPWM电流控制策略

跟踪指令电压矢量 SVPWM 电流控制策略是基于同步旋转坐标系(d, q)获取指令电压空间矢量信号，再采用 SVPWM 选择空间矢量进行跟踪，从而达到控制电流的目的。其原理图如图 5 所示，给定电流信号(i_{a}^*, i_{b}^*, i_{c}^*)与反馈电流信号(i_{a}, i_{b}, i_{c})经过坐标变换后相叠加得到误差电流，误差电流经过 PI 环节和坐标反变换后得到指令电压空间矢量信号(& i_{a}, &i_{b}, &i_{c})，最后通过 SVPWM 选择对应的开关逻辑组合(S_{a}, S_{b}, S_{c})。

这种电流控制策略优点在于直接基于旋转坐标系对电流进行控制，开关频率较低，对跟踪正弦波电流信号有着很好的性能，但坐标变换计算量大，动态电流响应的快速性及鲁棒性不高。对于有源电滤波器这

类动静态响应要求较高的系统，该策略无法完美跟踪电流信号，存在缺陷。

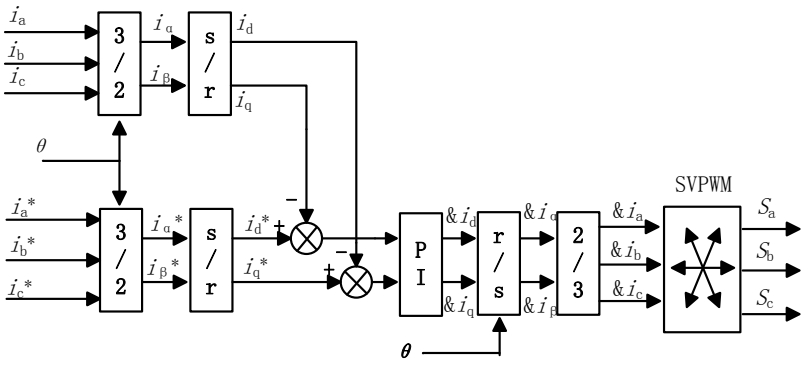


图 5 基于指令电压矢量 SVPWM 的控制方法原理图

3 仿真结果分析

使用 Matlab/ Simulink 对基于不定频滞环 SVPWM 的电流控制策略进行建模和仿真，并在相同条件下与基于指令电压矢量 SVPWM 的电流控制策略的控制效果进行仿真实验比较。

图 6 为搭建的仿真系统模型，包括电源模块、检测模块、非线性负载模块和 APF 模块。图 7 为不定频滞环 SVPWM 的电流控制系统子模块。系统中参数选取如下：三相 220V 电源， 30Ω 负载电阻，滤波电感 10mH，直流母线电容 4200uF。

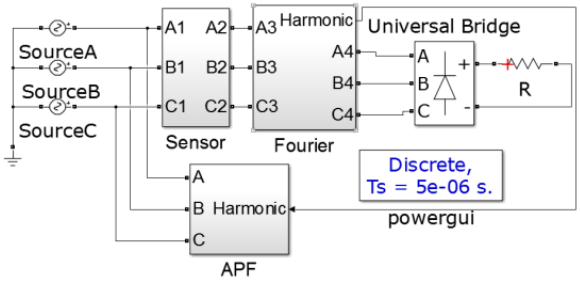


图 6 控制系统框图

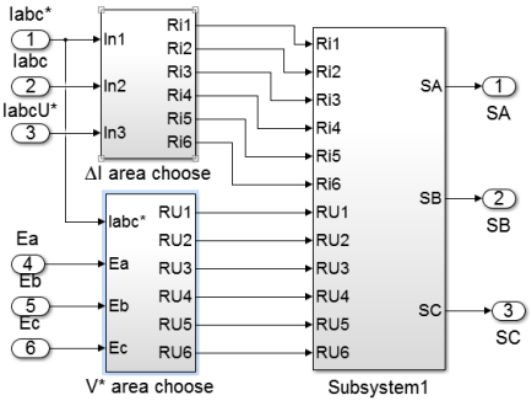
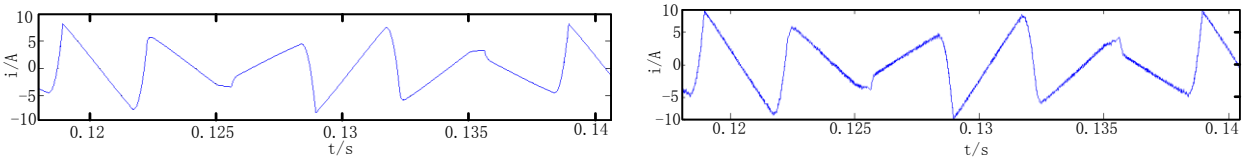


图 7 不定频滞环 SVPWM 控制模块

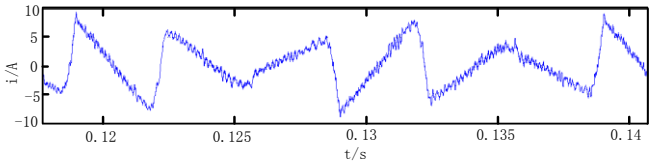
两种电流控制方法输出的谐波仿真结果如图 8 所示，其中图 8(a)为给定谐波电流波形，图 8(b)为基于不定频滞环 SVPWM 控制输出的补偿谐波电流波形，图 8(c)为基于指令电压矢量 SVPWM 控制输出的补偿谐波电流波形。可看出，本文控制算方法控制输出的补偿谐波电流与原始谐波电流波形更为接近，输出谐波波形更为平滑。

电网电流仿真结果如图 9 所示，其中图 9(a)为电网原始电流波形，图 9(b)为基于不定频滞环 SVPWM 控制补偿后电网电流波形，图 9(c)为基于指令电压矢量 SVPWM 控制补偿后电网电流波形。对比仿真结果可看出，本文控制算法补偿后的电网电流波形正弦度更好，纹波更小。

图 10 为原始电网电流信号及两种控制方法补偿过后电网电流信号的谐波分析，其中图 10(a)为电网电流原始信号谐波分析结果，总谐波畸变率(THD)为 27.49%，图 10(b)为经过基于不定频滞环 SVPWM 的控制方法补偿后的电网电流信号谐波分析结果，总谐波畸变率(THD)为 1.67%，图 10(c)为经过基于指令电压矢量 SVPWM 的控制方法补偿后的电网电流信号谐波分析结果，总谐波畸变率(THD)为 4.34%。对比仿真结果可看出，本文控制方法补偿效果更好，总谐波畸变率(THD)相比基于指令电压矢量 SVPWM 控制方法低 2.67%。

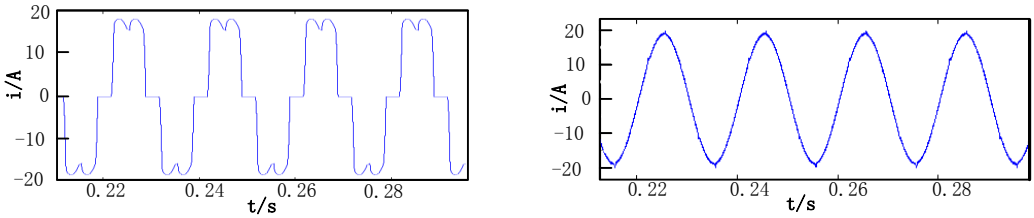


(a) 给定谐波电流　　(b) 基于不定频滞环 SVPWM 控制输出补偿电流

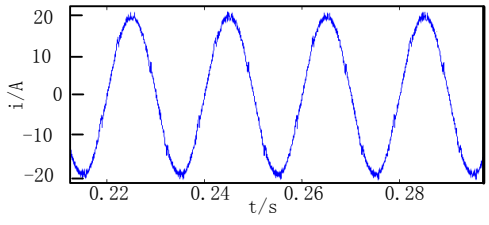


(c) 基于指令电压矢量 SVPWM 控制输出补偿电流

图 8　谐波控制仿真结果

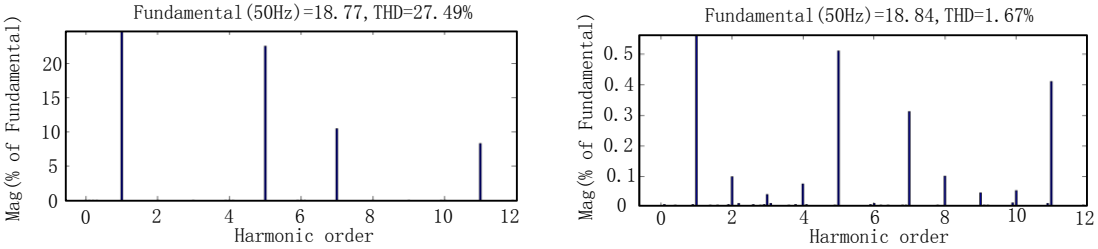


(a) 原始电网电流　　(b) 基于不定频滞环 SVPWM 补偿后电网电流

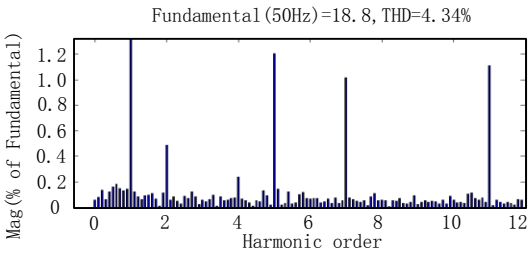


(c) 基于指令电压矢量 SVPWM 补偿后电网电流

图 9 电网电流仿真结果



（a） 原始电网谐波分析　　（b）不定频 SVPWM 控制电网谐波分析



（c）指令电压矢量 SVPWM 控制电网谐波分析

图 10　原始电网及两种控制方法后电流谐波分析

4　结论

本文主要阐述了基于不定频滞环 SVPWM 的有源电力滤波器电流控制策略及仿真。本文从有源电力滤

波器数学模型分析出发，详细介绍了基于不定频滞环 SVPWM 的控制原理，侧重于指令电压矢量及误差电流矢量的区域划分、控制矢量的选择规则，并与基于指令电压矢量 SVPWM 电流控制方法进行了对比。为了验证本文方法的正确性和可行性，基于 Matlab/ Simulink 进行了建模仿真，仿真结果表明本文所设计的控制策略对电网电流补偿效果更加显著，补偿后电网电流电流波形波纹更小，波形更平滑，总谐波畸变率更低。

REFERENCES

[1] Feng Xu Li." Research on the Control Method for Active Power Filter"[D].HuBei: Wuhan Institute of Technology.2013.

[2] Hong Liang Zhou. "Research and Application of Active Power Filter Control Technology"[D].HangZhou: Zhejiang Univirsity, 2002.

[3] Zhong Chen. "Research on the Key Techniques of Shunt Active Power Filter"[D]. HangZhou: Zhejiang University,2005.

[4] Xie Bin. "Research on Harmonic Current Detection Algorithm and Control Technology in Shunt Active Filter"[D]. HuBei: Huazhong University of Science and Technology,2010

[5] Hua Li Yang, Hui Zhao. "Simulation of Hysteresis SVPWM Rectifier by MATLAB Simulink"[J]. Tianjin: Journal of Tianjin University of Technology, 2008, 24(2):32-35.

[6] Jian Zhang, Xiao Xia Jia, Wei Niu, et al." Matlab Simulation and Hardware Realization of SVPWM Frequency Converter"[J]. Electric Drive Automation, 2009, 31(1).

[7] Xing Zhang, ChongWei Zhang. " PWM Rectifiers and Their Control "[M]. Machinery Industry Press, 2003.

【作者简介】



綦慧（1971—）女，汉，博士，副教授，研究方向为电力拖动自动控制系统、工业测控系统。Email: qihui@bjut.edu.cn

赵聪（1991—）男，汉，硕士研究生，研究方向为工控自动化、电网谐波治理。Email: zhaocong0902@163.com。电话：13811872660