DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.8.167 **中图分类号**：TM461 **文献标志码**：A

有源电力滤波器事件触发型切换控制

于方舟[1]，李 强[2]，侯 佳[1]，吕小峰[2]，张 凡[2]
(1.大庆黄和光储实证研究有限公司，大庆 163000；2.中国石油集团川庆钻探工程有限公司，成都 610051)

摘要：为提高有源电力滤波器APF(active power filter)的暂态及稳态性能指标，减少稳态开关损耗，提出了APF事件触发型切换控制。通过建立APF系统的动态模型，结合Lyapunov函数获取满足系统稳定性的约束条件。根据该约束条件，分析系统到达稳态的参数设计范围，获得正常运行模式下的开关矢量选择方式。基于此，制定了控制器的切换原则，使得APF系统能够快速跟踪目标电流，到达稳态后可以在确保控制精度的基础上减少开关管的动作次数。最后，通过仿真和实验证明了所设计方法的正确性和优越性。

关键词：有源电力滤波器；切换系统；事件触发；稳定性

Event Triggering Control of Active Power Filter Based on Switching Model

YU Fangzhou[1], LI Qiang[2], HOU Jia[1], LÜ Xiaofeng[2], ZHANG Fan[2]
(1. Daqing Huanghe Solar and Energy Storage Empirical Research Co., Ltd., Daqing 163000, China; 2. CNPC Chuanqing Drilling Engineering Co., Ltd., Chengdu 610051, China)

Abstract: To improve the transient-and steady-state performance indexes for an active power filter (APF) and reduce the steady-state switching loss, an APF event triggering control based on a switching model is proposed. By establishing the dynamic model of the APF system and combining with the Lyapunov function, the constraint conditions satisfying the system stability are obtained, according to which the design range of parameters when the system reaches its steady state is analyzed and the switch vector selection method in a normal operation mode is obtained. On this basis, the switching principle for the controller is formulated, so that the APF system can quickly track the target current and reduce the number of switching tube actions on the premise of ensuring the control accuracy when it reaches the steady state. Finally, the correctness and superiority of the proposed design method were proved by simulation and experimental results.

Keywords: Active power filter (APF); switching system; event triggering; stability

近年来，电力电子装置在电力系统的大规模使用中不断向电网注入无功和谐波成分，影响电网电能质量，威胁电网安全。有源电力滤波器 APF (active power filter)作为1种有效的谐波抑制和无功补偿设备，得到了广泛关注[1-4]。

由于电力电子电路的工作过程本质上是由离散化的连续子系统组成，因此本文拟从混杂动态系统的角度对APF系统进行分析[5-6]。文献[7]通过选取能量函数来构造Lyapunov方程，分析了系统在切换平衡点处的稳定性。但是最终设计的切换率以暂态特性为主，当系统到达稳态后将会引发较高的开关损耗。文献[8]根据三相电源电压的空间矢量图和凸组合稳定条件，结合Lyapunov稳定理论设计了切换原则，但是并未综合考虑暂态控制和稳态控制下的切换方式。文献[9]根据切换系统理论和空

收稿日期：2023-10-20；**录用日期**：2023-12-13；**网络首发日期**：2024-04-28
基金项目：国家自然科学基金联合基金项目(U2106218)
This work is supported by National Natural Science Foundation Joint Fund Project under the grant U2106218

间电压矢量法证明了切换动态模型的二次稳定性，并设计了相应的切换控制序列，但是切换率的离散化设计以 Lyapunov 函数的快速衰减为目标，忽略了稳态时快速切换带来的开关损耗问题。

综合以上分析，本文以 APF 为研究对象，提出基于切换模型的事件触发控制，根据 Lyapunov 函数获得系统稳定性的约束条件，进而推导获得相应的控制器触发原则，通过仿真和实验证明所设计方法的优越性。

1 APF 系统动态模型

图 1 为 APF 常用的 1 种拓扑结构[10]，主要包括交流侧滤波电感 L、直流侧稳压电容 C 和三相功率桥 3 部分。R 为滤波电感和线路的等效电阻；u_{dc} 为直流侧电容电压；e_a、e_b、e_c 分别为三相电源电压；i_a、i_b、i_c 分别为 APF 三相交流侧电流；u_a、u_b、u_c 分别为 APF 装置交流侧输入电压，其瞬时值的大小取决于开关管的工作状态；S_j、$\overline{S_j}$ (j=a，b，c)代表 6 只开关管的工作状态。

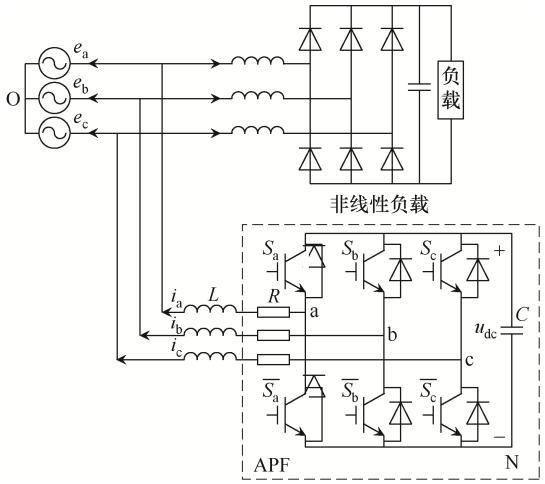


图 1 APF 拓扑

Fig. 1 Topology of APF

APF 主电路在 abc 坐标系下的数学模型为

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u} \tag{1}$$

式中：

$$\boldsymbol{x} = \begin{bmatrix} x_a & x_b \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} = \begin{bmatrix} i_a & i_b \end{bmatrix}^{\mathrm{T}};\quad \boldsymbol{u} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} -\dfrac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\dfrac{R}{L} \end{bmatrix};$$

$$\boldsymbol{B} = \frac{1}{L}\begin{bmatrix} -e_a + (S_a - \dfrac{S_a + S_b + S_c}{3})u_{dc} \\ -e_b + (S_b - \dfrac{S_a + S_b + S_c}{3})u_{dc} \end{bmatrix}。$$

APF 的主要控制目标为将电流控制到期望值 $\boldsymbol{x}^* = [x_a^* \ x_b^*]^{\mathrm{T}}$，因此定义电流偏差 $\boldsymbol{\zeta} = \boldsymbol{x} - \boldsymbol{x}^* = [(x_a - x_a^*) \ \ (x_b - x_b^*)]^{\mathrm{T}}$，进而得到电流偏差变化率为

$$\dot{\boldsymbol{\zeta}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{\zeta} + \boldsymbol{B}_\upsilon \boldsymbol{u} \tag{2}$$

式中，$\boldsymbol{B}_\upsilon = \dfrac{1}{L}\begin{bmatrix} -e_a + S_{a\upsilon}u_{dc} - L\dot{x}_a^* - Rx_a^* \\ -e_b + S_{b\upsilon}u_{dc} - L\dot{x}_b^* - Rx_a^* \end{bmatrix}$，$\upsilon$=0~7 代表不同开关组合下切换子系统的集合。

对于式(2)描述的切换系统，利用给定的正定矩阵 $\boldsymbol{Q}$，可证明存在正定对称矩阵 $\boldsymbol{P}$ 满足 $\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P} + \boldsymbol{P}\boldsymbol{A} = -\boldsymbol{Q}$。根据 Lyapunov 函数得系统轨线导数为

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{V}}(\boldsymbol{\zeta}) &= \dot{\boldsymbol{\zeta}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{\zeta} + \boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\dot{\boldsymbol{\zeta}} = (\boldsymbol{A}\boldsymbol{\zeta} + \boldsymbol{B}_\upsilon\boldsymbol{u})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{\zeta} + \\ &\quad \boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}(\boldsymbol{A}\boldsymbol{\zeta} + \boldsymbol{B}_\upsilon\boldsymbol{u}) = \boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P} + \boldsymbol{P}\boldsymbol{A})\boldsymbol{\zeta} + \\ &\quad 2\boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{B}_\upsilon\boldsymbol{u} = -\boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{\zeta} + 2\boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{B}_\upsilon\boldsymbol{u} = \\ &\quad \begin{cases} -\boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{\zeta} & \boldsymbol{B}_\upsilon\boldsymbol{u} = 0 \\ < -\boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{\zeta} & 2\boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{B}_\upsilon\boldsymbol{u} < 0 \end{cases} \end{aligned} \tag{3}$$

可见，当系统满足 $\boldsymbol{B}_\upsilon\boldsymbol{u} = 0$ 或者 $2\boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{B}_\upsilon\boldsymbol{u} < 0$ 时，由切换系统的 Lyapunov 稳定性理论可知系统渐进稳定。

2 基于切换率的事件触发控制

根据 APF 系统的稳定性要求[11]，本文提出 1 种基于上述切换模型的事件触发控制。通过分析情况 1 ($\boldsymbol{B}_\upsilon\boldsymbol{u} = 0$) 和情况 2 ($2\boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{B}_\upsilon\boldsymbol{u} < 0$) 2 种情况下的开关触发方式，制定考虑不同运行状态的控制器切换原则，在减少开关次数的基础上提升暂态和稳态控制性能。

2.1 情况 1 时的开关触发方式

首先分析情况 1 系统渐近稳定时的开关触发方式，根据式(2)和式(3)可得

$$\boldsymbol{B}_\upsilon\boldsymbol{u}=\frac{1}{L}\begin{bmatrix}-e_{\mathrm{a}}+S_{\mathrm{a}\upsilon}u_{\mathrm{dc}}-L\dot{x}_{\mathrm{a}}^{*}-Rx_{\mathrm{a}}^{*}\\-e_{\mathrm{b}}+S_{\mathrm{b}\upsilon}u_{\mathrm{dc}}-L\dot{x}_{\mathrm{b}}^{*}-Rx_{\mathrm{b}}^{*}\end{bmatrix}=\frac{1}{L}\begin{bmatrix}S_{\mathrm{a}\upsilon}\boldsymbol{u}_{\mathrm{dc}}-\boldsymbol{U}_{\mathrm{a}}^{*}\\S_{\mathrm{b}\upsilon}\boldsymbol{u}_{\mathrm{dc}}-\boldsymbol{U}_{\mathrm{b}}^{*}\end{bmatrix}\tag{4}$$

由空间电压矢量法可知，根据开关矢量 $\boldsymbol{V}_m$(m=0~7)可以得到合成的电压矢量为

$$\boldsymbol{U}^{*}=\sum_{m=0}^{7}c_m\boldsymbol{V}_m\tag{5}$$

式中，c_m (m=0~7)为对应开关矢量的作用时间。图 2 为空间电压矢量图，假设 $\boldsymbol{U}^{*}$ 位于图 2 所示的扇区 I，开关矢量 $\boldsymbol{V}_1$ 和 $\boldsymbol{V}_2$ 的作用时间分别为 c_1 和 c_2，在开关周期 T 内，零矢量($\boldsymbol{V}_0$ 和 $\boldsymbol{V}_7$)的作用时间为 $T-c_1-c_2$。因此，每个开关在各周期 T 内的作用时间为

$$\begin{cases}T(S_{\mathrm{a}})=c_1+c_2+c_6+c_7\\T(S_{\mathrm{b}})=c_2+c_3+c_4+c_7\\T(S_{\mathrm{c}})=c_4+c_5+c_6+c_7\end{cases}\tag{6}$$

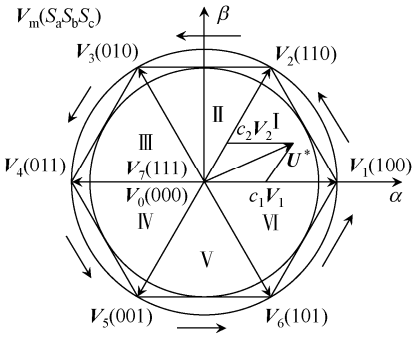


图 2　空间电压矢量

Fig. 2 Space voltage vector

在每个控制周期 T 内有 $\boldsymbol{B}_\upsilon\boldsymbol{u}=0$，因此式(2)离散化后可以得到

$$\zeta(k+1)=G(T)\zeta(k)\tag{7}$$

式中：k 为采样时刻；$G(T)=\mathrm{e}^{\boldsymbol{A}T}=\mathrm{e}^{-\frac{R}{L}T}\boldsymbol{I}$，$\boldsymbol{I}$ 为二阶单位矩阵，$\boldsymbol{A}$ 为连续时间系统的状态矩阵，$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}-\frac{R}{L}&0\\0&-\frac{R}{L}\end{bmatrix}$。进而可以推导出

$$\zeta(k+1)=[G(T)]^k\zeta(0)=\mathrm{e}^{-k\frac{R}{L}T}\zeta(0)\tag{8}$$

因此，电流偏差以指数形式衰减至 0，但是若线路阻抗 R 过小或者滤波电感 L 过大，则趋于稳态的速度越慢，时间越长。

鉴于实际设备的限制，通常初始的电流偏差必须小于设备所允许的最大电流偏差 $\zeta_{\max}$；此外设备正常运行中，允许 $\zeta_{\max}$ 的持续时间在 T_1 以内，即

$$\begin{cases}\mathrm{e}^{-k\frac{R}{L}T}\left|\zeta(0)\right|<\left|\zeta_{\max}\right|\\kT<T_1\end{cases}\tag{9}$$

因此，情况 1 时，APF 系统的约束条件为

$$\frac{R}{L}>\frac{1}{T_1}\ln\left|\frac{\zeta(0)}{\zeta_{\max}}\right|\tag{10}$$

若 R/L 满足式(10)，则可以使系统在设备允许的工作条件下趋于稳态，否则可能导致保护环节动作乃至停机。

2.2　情况 2 时的开关触发方式

为了使系统快速到达平衡点 ζ_{e}，需保证系统全局渐近稳定，即等效于寻找切换序列，切换序列为

$$\begin{cases}S_\upsilon=\arg\min\limits_{\upsilon=0\sim7}\boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{B}_\upsilon\boldsymbol{u}\\\boldsymbol{B}_\upsilon\boldsymbol{u}=\boldsymbol{V}_m-\boldsymbol{U}^{*}\quad\upsilon=m\end{cases}\tag{11}$$

式(11)又可以进一步细化为

$$\begin{cases}S_\upsilon=\arg\min\limits_{\upsilon=0\sim7}\boldsymbol{B}_\upsilon\boldsymbol{u}&\zeta>0\\S_\upsilon=\arg\max\limits_{\upsilon=0\sim7}\boldsymbol{B}_\upsilon\boldsymbol{u}&\zeta<0\end{cases}\tag{12}$$

式(12)中 S_υ 的最大和最小取值是相对于 $\boldsymbol{\zeta}$ 而言的，即寻找与 $\boldsymbol{\zeta}$ 方向相反的最大的 $\boldsymbol{B}_\upsilon\boldsymbol{u}$。

利用测得的电压电流信息可以计算出电压和电流合成矢量的位置信息，假设 $\boldsymbol{\zeta}$ 的位置如图 3 所示，凡是处于 $\boldsymbol{\zeta}$ 垂直轴 $\zeta_\perp$ 右侧方向的 $\boldsymbol{B}_\upsilon\boldsymbol{u}$ 均满足式(3)的稳定性要求。当 $\boldsymbol{U}^{*}$ 位于 S_1 时，与 $\boldsymbol{\zeta}$ 反向且取得最大 $\boldsymbol{B}_\upsilon\boldsymbol{u}$ 的开关矢量为 $\boldsymbol{V}_1$，同理可以得到 $\boldsymbol{\zeta}$ 处于不同位置时满足式(3)稳定性要求的可选开关矢量，以及满足式(12)的开关矢量，见表 1。

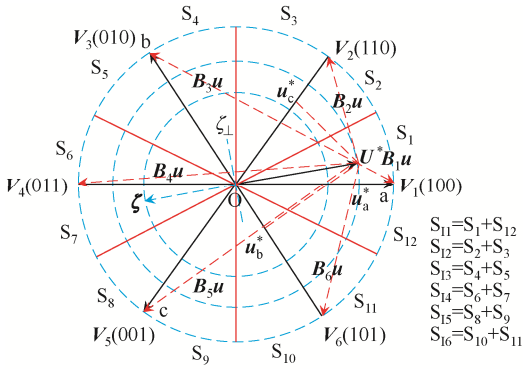


图 3　电压与电流矢量关系

Fig. 3 Relationship between voltage and current vectors

此时，开关触发信息为

$$\begin{cases} S_a = S_{I3} + S_{I4} + S_{I5} \\ S_b = S_{I1} + S_{I5} + S_{I6} \\ S_c = S_{I1} + S_{I2} + S_{I3} \end{cases} \tag{13}$$

表 1 U^*位于 S_1，ζ 不同位置时的开关矢量

Tab. 1 Switching vectors with various positions of ζ when U^* is located at S_1

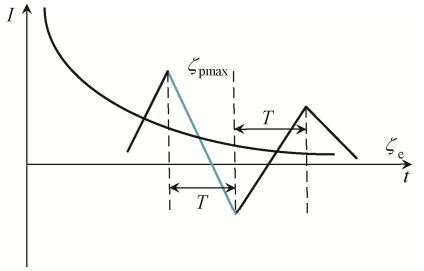
ζ的位置	S_{I1}	S_{I2}	S_{I3}	S_{I4}	S_{I5}	S_{I6}
满足式(3)	V_3V_4 $V_5V_{0/7}$	V_4V_5 $V_6V_{0/7}$	V_6V_1	V_1	V_1V_2	V_2V_3
满足式(12)	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3

采用同样的方式，可以得到 U^*不同位置时的开关触发信息。

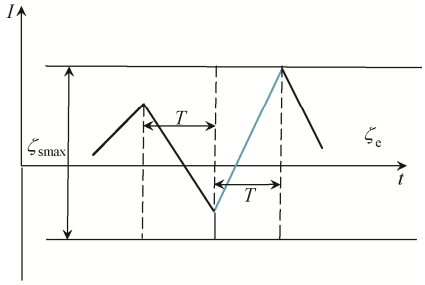
将式(2)离散化后为

$$\zeta(k+1) = (I + AT)\zeta(k) + B_\upsilon T \tag{14}$$

这种情况下，电流偏差将以最快的速度回归稳态，对开关应力提出了较高的要求，假设设备所允许的每个控制周期内的最大电流偏差变化率为 ζ_{pmax}，稳态过程所允许的最大稳态电流偏差为 ζ_{smax}，且不存在控制延时，则电流偏差如图 4 所示。



(a) 暂态最大电流偏差变化率示意



(b) 最大稳态电流偏差示意

图 4 电流偏差示意

Fig. 4 Schematic of current deviation

在暂态过程中需要满足的条件为

$$\left|\frac{\zeta(k+1) - \zeta(k)}{T}\right| = |A\zeta(k) + B_\upsilon| < |\zeta_{pmax}| \tag{15}$$

如果处于稳态，则需满足的条件为

$$\zeta(k) < \zeta_e \pm 0.5\zeta_{smax} \tag{16}$$

若连续 N 个控制周期均不满足式(15)和式(16)所示的约束条件，则启动保护程序。

就响应速度而言，情况 2 要快于情况 1；就控制精度而言，采用固定周期控制时，情况 1 要优于情况 2，具体如图 5 所示。但是当采样时刻获得的 $\zeta(k)$ 位于 $\zeta_e \pm \delta$ 范围内时，若采用情况 1，则 T 时刻之后 $\zeta(k+1) = \delta_2$；如果开关管不动作，电流偏差还按照原来的斜率进行改变，则 $\zeta(k+1) = \delta_1$。针对这种情况，可考虑选择开关管不动作，以减小开关损耗。

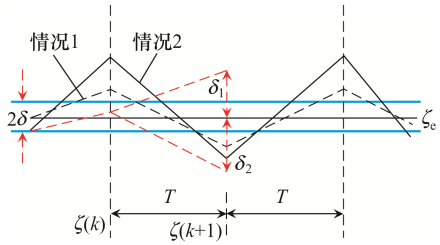


图 5 稳态时的电流偏差示意

Fig. 5 Schematic of current deviation in steady state

2.3 切换规则

通过以上分析可以知，不管是情况 2 还是情况 1，都可以保证系统的 Lyapunov 稳定性，然而两者之间又互为补充，前者具备暂态控制优势，后者具备稳态控制优势。因此，为了进一步优化系统性能，制定控制器的切换规则如下：

(1)如果 $|\zeta| < \delta$，则停止切换；

(2)如果在 1 个控制周期内，情况 1 无法使电流偏差到达 ζ_e，则采用情况 2 的切换方式，此时的触发条件为 $|\zeta| \geqslant |AT|$；

(3)如果 $|AT| > |\zeta| > \delta$，则采用情况 1 的切换方式。

3 仿真和实验验证

3.1 仿真验证

在 MATLAB/Simulink 下建立图 1 所示仿真模

型。交流侧相电压峰值 U_m=311 V，滤波电感 L=2 mH，交流侧等效电阻 R=0.1 Ω，直流侧电容 C=2 400 μF，令直流侧初始电压给定值 u_{dc}^*=700 V，则电压外环 PI 调节器比例常数 k_p=1.5，积分常数 k_i=0.7。

图 6 给出了第 2 节所述情况 1 和情况 2 的电流跟踪效果。可见，情况 1 下的电流跟踪效果更好，电流更连续，电流谐波总畸变率 THD(total harmonic distortion)为 1.70%；而情况 2 中，由于每个工作周期开关管仅动作一次，因此开关频率较低，电流纹波明显，THD 为 2.95%；情况 3 则说明补偿电流与负载电流可以相互抵消；该仿真结果与理论分析一致。图 7 对所提触发控制的开关次数与仅采用情况 1 的控制方式进行了对比，在 0.5 s 内所提触发控制的单管开关动作次数降低了 38%。

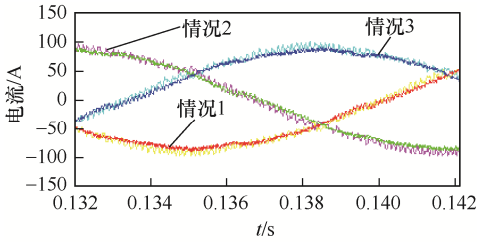


图 6　2 种情况下的电流对比

Fig. 6 Comparison of current in two cases

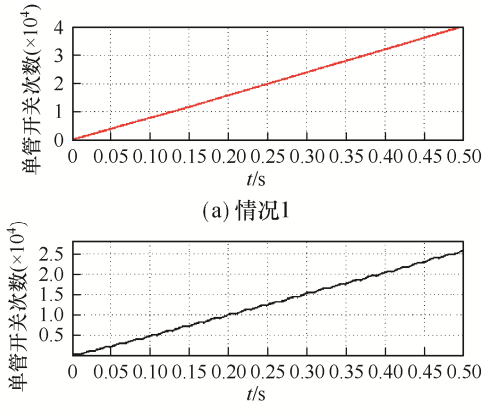


图 7　所设计触发控制和情况 1 开关次数对比

Fig. 7 Comparison of switching times under proposed triggering control scheme and Case 1

3.2　实验验证

为了进一步对比所提触发控制和情况 2 的电流暂态效果，本文开展了实验研究，实验参数与仿真保持一致，实验模型如图 8 所示。

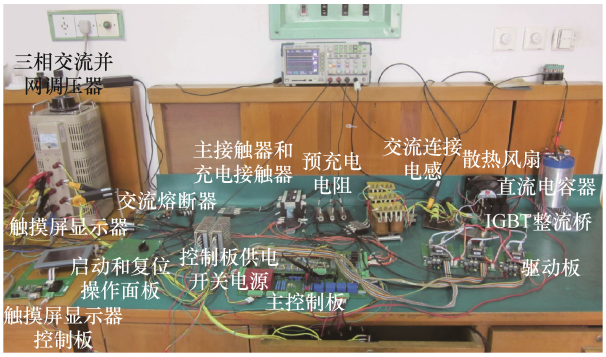


图 8　实验模型

Fig. 8 Experimental model

图 9 为采用所提控制时的电压及电流波形。由图可见，补偿后的网侧电流波形平滑且接近正弦波。经 FFT 分析计算，负载电流的 THD 由 51.20%降低到 4.32%，进一步验证了所设计控制策略的有效性。

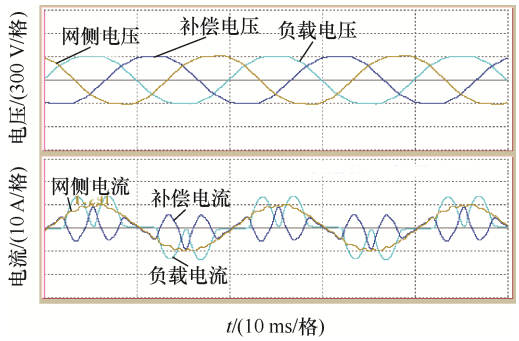
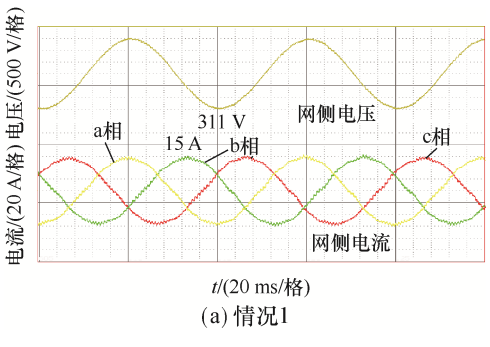
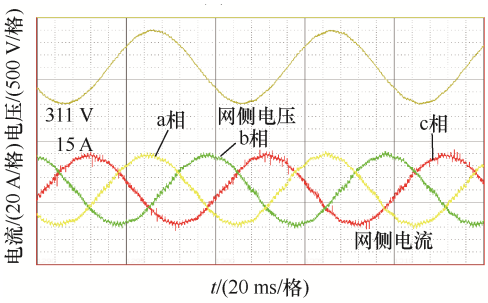


图 9　所提触发控制下的电压及电流波形

Fig. 9 Volfage and current waveforms under proposed triggering control scheme

图 10 分别给出了情况 1 和情况 2 控制下的稳态控制效果。从图中可以看出，情况 1 的波形比情况 2 更为平滑，毛刺更少。频谱分析表明，情况 2 的电流 THD 为 3.92%，而情况 1 的电流 THD 仅为 2.25%，相比降低了 42.6%，进一步验证了理论分析的正确性。



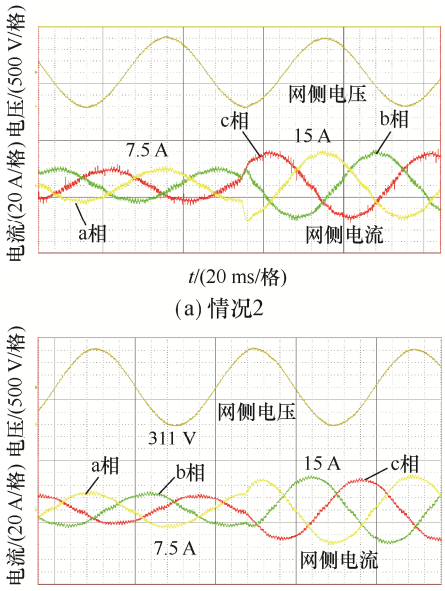


(b) 情况2

图 10 稳态控制效果对比

Fig. 10 Comparison of control effect in steady state

图 11 分别给出了情况 2 和所提触发控制在负载变化时的暂态控制效果。可见所提控制基本保持了和情况 2 一样的电流暂态响应速度，但整个过程电流过渡更为平稳，到达新稳态后，所提触发控制的电流波形过渡平稳。计算结果表明，其稳态 THD 为 2.40%，与情况 2 的 3.92%相比降低了 38.7%。



(a) 情况2

(b) 所提触发控制

图 11 暂态控制效果对比

Fig. 11 Comparison of control effect in transient state

以上仿真和实验结果表明，所提触发控制策略不仅能够有效补偿谐波，保证网侧电流质量，且与单独采用情况 2 的控制策略相比，有效降低了开关管动作次数。与单独采用情况 2 的控制策略相比，稳态时的电流质量优势明显，且保持了其暂态控制优势，进一步验证了所设计触发控制器的综合性能优势。

4 结语

本文根据 Lyapunov 函数的稳定性原理，分析了保证系统稳定性的控制条件以及使系统快速到达稳态的条件，并结合 APF 设备正常运行的约束条件，获得设备参数的边界条件。在此基础上，本文制定了控制器的切换原则，最后通过仿真和实验验证了理论分析的准确性，为电力电子设备的智能化控制提供了依据。

参考文献：

[1] 杨家强, 杨磊, 曾争, 等. 基于降阶广义积分器的 LCL 型有源电力滤波器电流控制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(7): 2057-2068.
Yang Jiaqiang, Yang Lei, Zeng Zheng, et al. A current control method for LCL active power filters based on the reduced order generalized integrator [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(7): 2057-2068. (in Chinese)

[2] Ouchen S, Benbouzid M, Blaabjerg F, et al. Direct power control of shunt active power filter using space vector modulation based on supertwisting sliding mode control [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(3): 3243-3253.

[3] 李霄, 李杨, 王涛, 等. 宽增益级联 Buck 变换器的输出电压协同控制[J]. 电源学报, 2025, 23(4): 10-16.
Li Xiao, Li Yang, Wang Tao, et al. Output voltage cooperative control of wide-gain cascade Buck converters [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(4): 10-16. (in Chinese)

[4] 李梓帆, 李华兵, 黄萌, 等. 基于驱动侧电流检测的无传感器 Boost DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2025, 23(4): 17-25.
Li Zifan, Li Huabing, Huang Meng, et al. Sensorless Boost DC-DC converter based on gate driver-side current detection [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(4): 17-25. (in Chinese)

[5] 吴一帆, 王诗航, 李盛涛, 等. 低密度聚乙烯基料链结构对黏弹特性的影响[J]. 电工技术学报, 2024, 39(1): 3-12, 22.
Wu Yifan, Wang Shihang, Li Shengtao, et al. Effect of

molecular chain structure on viscoelasticity of low-density polyethylene [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(1): 3-12, 22. (in Chinese)

[6] 李加才, 尚恺, 司志成, 等. 高压电缆绝缘低密度聚乙烯交联过程中级数和自催化反应的逆向调控[J]. 电工技术学报, 2024, 39(1): 13-22.
Li Jiacai, Shang Kai, Si Zhicheng, et al. Reverse regulation of order and autocatalysis reactions during the cross-linking process of low-density polyethylene used in high-voltage cable insulation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(1): 13-22. (in Chinese)

[7] 田崇翼, 李珂, 张承慧, 等. 基于切换模型的双向AC-DC变换器控制策略[J]. 电工技术学报, 2015, 30(16): 70-76.
Tian Chongyi, Li Ke, Zhang Chenghui, et al. Control strategy for bi-directional AC-DC converter based on switched system model [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(16): 70-76. (in Chinese)

[8] 程新功, 张梦华, 宗西举, 等. 三相APF切换和空间电压矢量联合控制方法[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(12): 57-63, 71.
Cheng Xingong, Zhang Menghua, Zong Xiju, et al. Control methods of three-phase active power filter based on switch and space voltage vector [J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(12): 57-63, 71. (in Chinese)

[9] 刘艳红, 李超, 楚冰, 等. 有源电力滤波器切换跟踪与优化控制[J]. 控制与决策, 2014, 29(9): 1599-1604.
Liu Yanhong, Li Chao, Chu Bing, et al. Switched current tracking and optimization of active power filters [J]. Control and Decision, 2014, 29(9): 1599-1604. (in Chinese)

[10] 李博, 李欣. 并联有源电力滤波器解耦控制研究综述[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(17): 164-170.
Li Bo, Li Xin. A survey on shunt active power filter decoupling control [J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(17): 164-170. (in Chinese)

[11] 卜令岩, 贾清泉, 田书娅, 等. 电压检测型APF构成的分布式谐波治理系统稳定性分析[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(21): 99-106.
Bu Lingyan, Jia Qingquan, Tian Shuya, et al. Stability analysis for distributed harmonic mitigation system composed of voltage detection based active power filters [J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(21): 99-106. (in Chinese)



于方舟

作者简介：

于方舟(1987—)，男，通信作者，本科，工程师。研究方向：光伏发电系统。E-mail：yufangzhou@spic.com。

李强(1973—)，男，本科，高级工程师。研究方向：机电工程。E-mail：liqiang08@cnpc.com.cn。

侯佳(1986—)，女，本科，助理工程师。研究方向：光伏发电运维。E-mail：houjia@spic.com。

吕小峰(1982—)，男，本科，工程师。研究方向：机电工程。E-mail：472776204@qq.com。

张凡(1985—)，男，本科，中级工程师。研究方向：机电工程。E-mail：252982512@qq.com。

(责任编辑：孙美菊)