文章编号：1006-4710(2014)04-0479-07

基于渐消记忆递推最小二乘法的空间矢量控制 APF 参数在线辨识

王科，曾光，张静刚

（西安理工大学 自动化与信息工程学院，陕西 西安 710048）

摘要：为抑制三相并联有源电力滤波器在空间矢量控制中因参数变化对补偿效果的影响，本研究采用基于递推最小二乘法对参数实时在线辨识，并将渐消记忆的指数窗口引入递推最小二乘法中，克服了递推最小二乘法出现的"数据饱和"现象。仿真结果表明该方法简单可靠，鲁棒性强，易于离散化实现，能很好在线辨识 APF 输出等效阻感，改善了空间矢量控制性能。

关键词：APF；空间矢量控制；最小二乘法；在线参数辨识

中图分类号：TM714.3　　**文献标志码**：A

Parameter identification online of space vector control APF based on fading memory recursive least squares

WANG Ke, ZENG Guang, ZHANG Jinggang

(Faculty of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: To suppress the effect on the compensation when the parameter changes in three-phase shunt an active power filter in space vector control, a method is used based on real-time online recursive least squares method parameter identification. And introducing the fading memory into the exponential window which overcome the appearance of "Data Saturation" phenomenon in the recursive least squares method. Simulation results show that the method is simple and reliable, robust, easy to implement discrete, and well identifies the APF output equivalent resistance online, and improves the performance of space vector control.

Key words: APF; space vector control; least squares method; online parameter identification

近年来，随着电力系统中各类非线性负载的明显增多，电网中需要注入大量谐波和无功电流，不仅对电网输出功率因数造成影响，而且对其他用电设备产生危害。

针对非线性负荷对电网产生的污染，研究人员提出了很多补偿方法。其中有源电力滤波器(active power filter，APF)是目前应用最为广泛的一种治理谐波、改善电能质量的方式之一[1-5]。

目前有源电力滤波器的控制策略方法较多，有电流滞环比较控制、三角波比较控制、空间矢量 PWM 控制以及单周控制等[6-9]。其中空间矢量 PWM 控制策略物理概念清晰，能提高直流电压利用率，降低产生谐波，故在三相电压源型逆变器中的应用越来越广泛。但在电压源并联型 APF 的 SVPWM 控制方法中，需要将由负载电流经过谐波检测得到的参考电流转换为参考电压来控制电压源逆变器。

目前常用的流压转换方法有两种[10-11]：一是设计流压转换 PI 控制器；二是设计流压转换前馈控制器。第一种方法鲁棒性强，但是 PI 参数不易确定；第二种方法原理简单容易实现，但易受到系统参数变化的影响。本研究针对第一种流压转换方法，引进渐消记忆递推最小二乘法，即构造一个可在线辨识参数的流压转换前馈器，很好地克服了 APF 输出等效阻感参数值测量不准或变化的影响，从而提高了空间矢量控制的准确性。

收稿日期：2013-12-10

作者简介：王科，男，硕士生，研究方向为新型电力电子装置与系统。E-mail：wangke717@163.com。

曾光，男，教授，主要研究方向为电力电子技术与计算机控制。E-mail：g-zeng@mail.xaut.edu.cn。

1 有源滤波器的空间矢量控制

图1为典型三相并联型有源电力滤波器的基本结构。其基本补偿谐波思想为:依据检测负载电流 i_{Li} (i=a,b,c)获得的参考电流 i_{fi}^* 控制三相逆变器来输出补偿电流 i_{ci},使补偿后的系统电流只含基波电流。

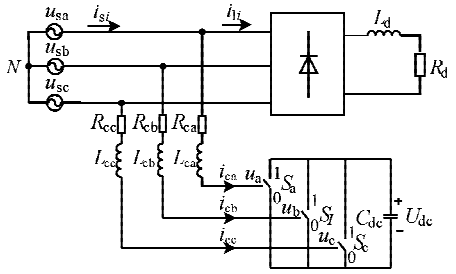


图1 并联型APF结构图

Fig. 1 Shunt APF structure

应用于三相电压源逆变器的SVPWM控制策略主要有两种:一种是开关频率固定的SVPWM电流控制策略,即先将参考电流转换为参考电压,然后进行矢量合成,通过对逆变器进行控制,使其输出电压矢量逼近参考电压矢量,从而达到对电流的控制,此类方法称为跟踪指令型SVPWM;另一种是利用基于电流滞环的SVPWM电流控制策略,即利用电流误差矢量空间分布与参考电压矢量空间分布共同确定最佳的输出电压矢量,从而使电流误差控制在滞环之内,达到电流控制目的。综上分析,两类空间矢量控制过程中都需要构造一个流压转换的前馈控制器。

本研究控制采用第二种基于电流滞环的空间矢量控制,控制框图如图2所示。参考电流 i_{ci}^* 与APF输出电流 i_{ci} 之差得到误差电流 δ_{ci},δ_{ci} 经函数 f 得到误差电流矢量 $\boldsymbol{\delta}$,判断矢量 $\boldsymbol{\delta}$ 区域为 $R_{\boldsymbol{\delta}}$。指令电流 i_{ci}^* 与电网相电压 u_{si} 经函数 g 得到参考电压矢量 $\boldsymbol{u}_c^*$,判断矢量 $\boldsymbol{u}_c^*$ 区域为 $R_{\boldsymbol{u}_c^*}$。误差电流矢量区域 $R_{\boldsymbol{\delta}}$ 与参考电压矢量区域 $R_{\boldsymbol{u}_c^*}$ 共同决定APF输出电压空间矢量 $\boldsymbol{U}_0 \sim \boldsymbol{U}_7$ 的选择。具有较快的动态电流响应和较强的系统鲁棒性,比跟踪指令SVPWM控制策略更有优势。具体控制技术细节可参考文献[12-13]。

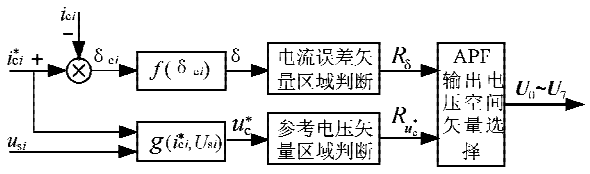


图2 基于滞环电流空间矢量控制框图

Fig. 2 Space vector based hysteresis current control block diagram

利用电路理论中基尔霍夫电流/电压定律得到APF交流侧动态模型:

$$\begin{cases} u_{sa} = L_{ca}\dfrac{\mathrm{d}i_{ca}}{\mathrm{d}t} + R_{ca}i_{ca} + u_a \\ u_{sb} = L_{cb}\dfrac{\mathrm{d}i_{cb}}{\mathrm{d}t} + R_{cb}i_{cb} + u_b \\ u_{sc} = L_{cc}\dfrac{\mathrm{d}i_{cc}}{\mathrm{d}t} + R_{cc}i_{cc} + u_c \end{cases} \tag{1}$$

其中,u_{si} 为三相网侧电压,u_i 为APF输出三相电压。

将三相参考电流 i_{fi}^* 带入式(1)可得到SVPWM控制策略中的参考电压。从(1)式可看出APF连接等效电感 L_{ci} 值与电阻 R_{ci} 值会直接影响参考电压的准确性,进而会影响控制效果。一般阻感参数值是直接根据器件铭牌或静态测量获得的。但由于参数测量过程中会存在固有误差,并随着APF工作时间增加、运行工况的不同以及运行环境的变化等因素参数实际值会发生变化。

本研究针对这一问题,采用基于渐消记忆递推最小二乘法,即构造一个可在线辨识参数的流压转换前馈器,很好地克服了APF输出等效阻感参数值测量不准或变化的影响,从而提高了空间矢量控制的准确性。

2 最小二乘法在线参数辨识

一般辨识系统结构图如图3所示[14],其表达式为:

$$\boldsymbol{z}(k) = \boldsymbol{G}(k)\boldsymbol{u}(k) + \boldsymbol{v}(k) \tag{2}$$

其中,$\boldsymbol{u}(k)$ 为输入;$\boldsymbol{z}(k)$ 为输出;$\boldsymbol{G}(k)$ 为系统模型,用来描述系统的输入输出特性;$\boldsymbol{v}(k)$ 是白噪声。

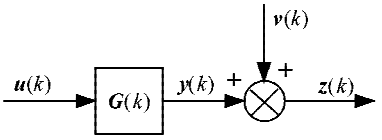


图3 辨识系统结构图

Fig. 3 Identification system structure

最小二乘法的思想是寻找一个 $\boldsymbol{\theta}$ 的估计值 $\hat{\boldsymbol{\theta}}$,使得各次测量的 z_i(i=1,…,m)与由估计值 $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ 确定的测量估计 $\hat{\boldsymbol{z}}_i = \boldsymbol{H}_i\hat{\boldsymbol{\theta}}$ 之差的平方和最小,即:

$$\boldsymbol{J}(\hat{\boldsymbol{\theta}})_{\min} = (\boldsymbol{z}_m - \boldsymbol{H}_m\hat{\boldsymbol{\theta}})^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{z}_m - \boldsymbol{H}_m\hat{\boldsymbol{\theta}}) \tag{3}$$

其中:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = (\boldsymbol{H}_m^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}_m)^{-1}\boldsymbol{H}_m^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Z}_m \tag{4}$$

2.1 递推最小二乘法

当获得一批数据后,根据(3)、(4)式可一次性求得相应的参数估计值。随着(3)、(4)式中矩阵维数不断增加,计算量也会响应急剧增加,对理论研究很

不方便，而且不适合在线辨识，无法跟踪参数随时间变化的情况。解决这一问题的方法是将一般最小二乘法化成递推算法。

递推最小二乘法的基本思想可概况为：

当前估计值 $\hat{\boldsymbol{\theta}}(k)$ = 上次估计值 $\hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)$ + 修正值

递推表达式为：

$$\boldsymbol{K}(k)=\boldsymbol{P}(k-1)\boldsymbol{h}(k)[\boldsymbol{h}^{\mathrm{T}}(k)\boldsymbol{P}(k-1)\boldsymbol{h}(k)+1]^{-1} \tag{5}$$

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}(k)=\hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)+\boldsymbol{K}(k)[z(k)-\boldsymbol{h}^{\mathrm{T}}(k)\hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)] \tag{6}$$

$$\boldsymbol{P}(k)=[1-\boldsymbol{K}(k)\boldsymbol{h}^{\mathrm{T}}(k)]\boldsymbol{P}(k-1) \tag{7}$$

其中，$\hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)$为前一时刻的参数估计；$\boldsymbol{h}^{\mathrm{T}}(k)\hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)$是在以前测量的基础上对本次测量数据值的预测；$z(k)$是当前时刻的测量值，$z(k)-\boldsymbol{h}(k)\hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)$为预测误差。

每次获得一次测量数据就对前一次估计结果进行一次修正，得到新的参数估计值。当递推最小二乘算法的估计值达到一定精度时，可以根据(8)式自动停止递推运算，即：

$$\max_{\forall i}\left|\frac{\hat{\boldsymbol{\theta}}_i(k)-\hat{\boldsymbol{\theta}}_i(k-1)}{\hat{\boldsymbol{\theta}}_i(k)}\right|<\varepsilon \tag{8}$$

其中，ε 为适当小的数。

2.2　渐消记忆递推最小二乘法

对于一般的最小二乘递推算法，理论上随着观察数据的增加，其修正精度越来精确，但是在实际中往往会出现估计误差越来越大现象[15]。这是因为增益矩阵 $\boldsymbol{K}(k)$表示修正程度，$\boldsymbol{K}(k)$越大，修正效果越好。

但是由于最小二乘估计是无偏的、有效的、和一致的估计，随着观察数据的增加，$P(k)$、$\boldsymbol{K}(k)$逐渐减小，直到趋于 0。这时新的观测数据对参数估计量的修正作用消失，出现所谓的“数据饱和”现象。数据饱和后，不仅对参数估计失去修正作用，并会使 $P(k)$失去正定性，导致估计误差增加。

为了克服“数据饱和”现象，本研究将渐消记忆引入递推最小二乘法。

该方法相当于将指数权值 λ^{m-k} 引入式(3)中，即：

$$\boldsymbol{J}(\hat{\boldsymbol{\theta}})_{\min}=\sum_{k-n+1}^{m}\lambda^{m-k}(\boldsymbol{Z}_m-\boldsymbol{H}_m\hat{\boldsymbol{\theta}})^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{Z}_m-\boldsymbol{H}_m\hat{\boldsymbol{\theta}}) \tag{9}$$

该误差函数是利用对过去数据加指数权值来人为强调当前数据的作用，相当于给平方方程误差加一个一阶滤波器，或者说是对以前的测量数据加上一个遗忘因子，以逐渐降低旧数据对当前估计影响，同时增强新数据的影响，如图 4 所示。

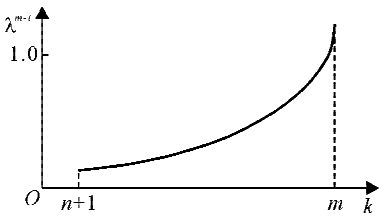


图 4　指数权值示意图

Fig. 4　Schematic of index weighting function

对式(9)取极小便可以得到带渐消记忆递推最小二乘算式，即：

$$\boldsymbol{K}(k)=\boldsymbol{P}(k-1)\boldsymbol{h}(k)[\boldsymbol{h}^{\mathrm{T}}(k)\boldsymbol{P}(k-1)\boldsymbol{h}(k)+\lambda]^{-1} \tag{10}$$

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}(k)=\hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)+\boldsymbol{K}(k)[z(k)-\boldsymbol{h}^{\mathrm{T}}(k)\hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)] \tag{11}$$

$$\boldsymbol{P}(k)=\frac{1}{\lambda}[1-\boldsymbol{K}(k)\boldsymbol{h}^{\mathrm{T}}(k)]\boldsymbol{P}(k-1) \tag{12}$$

其中，λ 取值越小，意味着旧数据对参数估计的影响降低，新数据影响加大，算法能很好地跟踪时变参数。但 λ 越小，噪声干扰影响越大，估计误差的方差越大。经验取值一般范围为：$0.9<\lambda<1$。

2.3　基于渐消记忆递推二乘流压转换参数辨识

对 A 相有源电力滤波器与系统侧连接等效阻感进行递推二乘参数辨识推导，由(1)式可知：

$$u_{\mathrm{A}}=L_{\mathrm{ca}}\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{ca}}}{\mathrm{d}t}+R_{\mathrm{ca}}i_{\mathrm{ca}}+u_{\mathrm{a}}+v \tag{13}$$

将(13)式离散化后得：

$$u_{\mathrm{A}}-u_{\mathrm{a}}=[L_{\mathrm{ca}}f+R_{\mathrm{ca}}\quad -L_{\mathrm{ca}}f]\begin{bmatrix}i_{\mathrm{ca}}(k)\\ i_{\mathrm{ca}}(k-1)\end{bmatrix}+v(k) \tag{14}$$

其中，f 为采样频率。

若直接将 R_{ca} 与 L_{ca} 作为辨识参数，则系统矩阵中含有耦合项，本研究对电阻与电感的中间变量进行辨识，简化辨识过程，即令：

$$a=L_{\mathrm{ca}}f+R_{\mathrm{ca}}f$$

$$b=-L_{\mathrm{ca}}ff$$

则(14)式变为：

$$z(k)=\boldsymbol{\theta}^{\mathrm{T}}(k)\boldsymbol{h}(k)+\boldsymbol{v}(k) \tag{15}$$

其中：

$$z(k)=u_{\mathrm{A}}-u_{\mathrm{a}}$$

$$\boldsymbol{\theta}(k)=\begin{bmatrix}a\\ b\end{bmatrix}$$

$$DW\boldsymbol{h}(k)=\begin{bmatrix}i_{\mathrm{ca}}(k)\\ i_{\mathrm{ca}}(k-1)\end{bmatrix}$$

由(15)式与(10)、(11)、(12)式，可得图 5 在线参数辨识程序流程图。

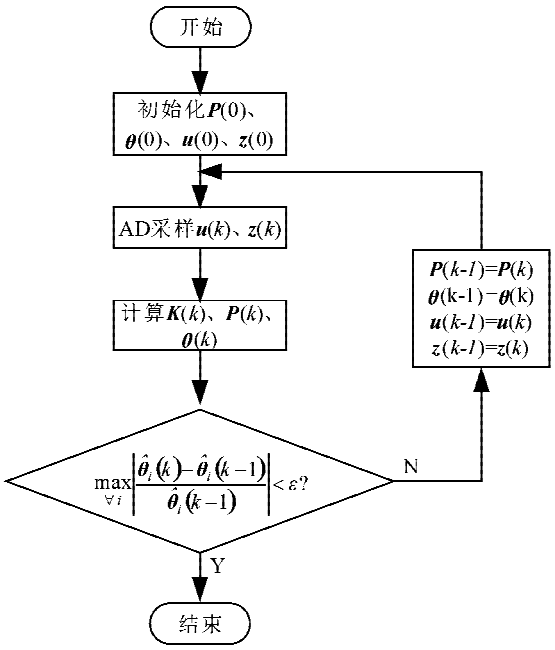


图 5 递推最小二乘法辨识的流程图

Fig. 5 The flowchart of recursive least squares method based on fading memory

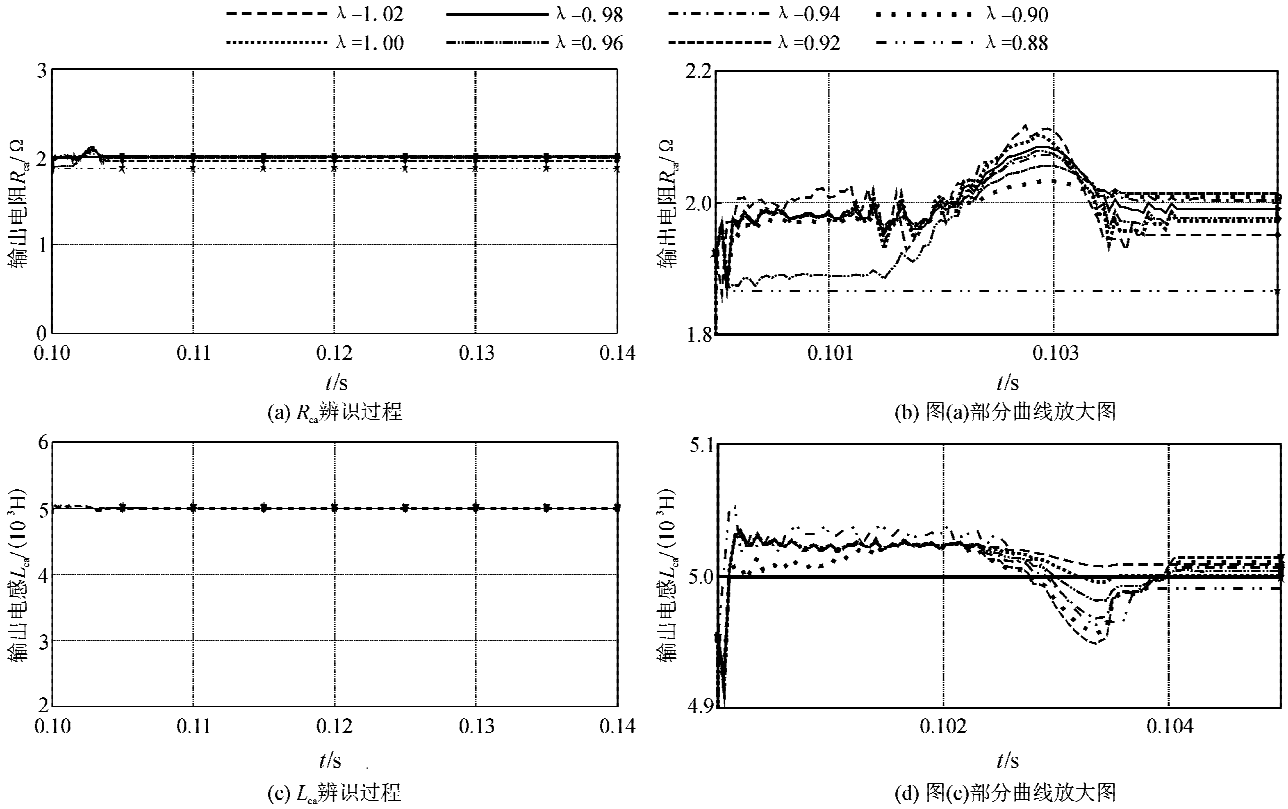
3 仿真结果与分析

计算机仿真采用电力系统动态仿真软件 MATLAB/simulink，主电路如图 1 所示，有源电力滤波器控制算法采用基于电流滞环 SVPWM 控制，谐波电流检测采用基于瞬时无功理论的 i_p-i_q 法。

仿真系统参数为：电网线电压为 380 V，假设系统阻抗忽略不计；非线性负载为三相不控整流桥，L_d=3 mH，R_d=5 Ω，L_T=1 mH 相当于整流桥供电的变压器漏感，主要用来限制整流桥换相时电流变化率；直流侧电压 U_{dc}=800 V；APF 与系统连接等效阻抗 R_{ci}=2 Ω，L_{ci}=5 mH；电流滞环阀值约为系统电流峰值 2%。

下面通过对 APF 与系统连接等效阻抗值进行静态、动态在线参数辨识与 SVPWM 控制中是否采用在线参数辨识四种情况来仿真与分析。

1)静态等效阻感值在线参数辨识。图 6 为 A 相阻感辨识过程图，分别取 λ 等于 1.02、1.00、0.98、0.96、0.94、0.92、0.90、0.88 进行辨识。



(a) R_{ca}辨识过程 (b) 图(a)部分曲线放大图

(c) L_{ca}辨识过程 (d) 图(c)部分曲线放大图

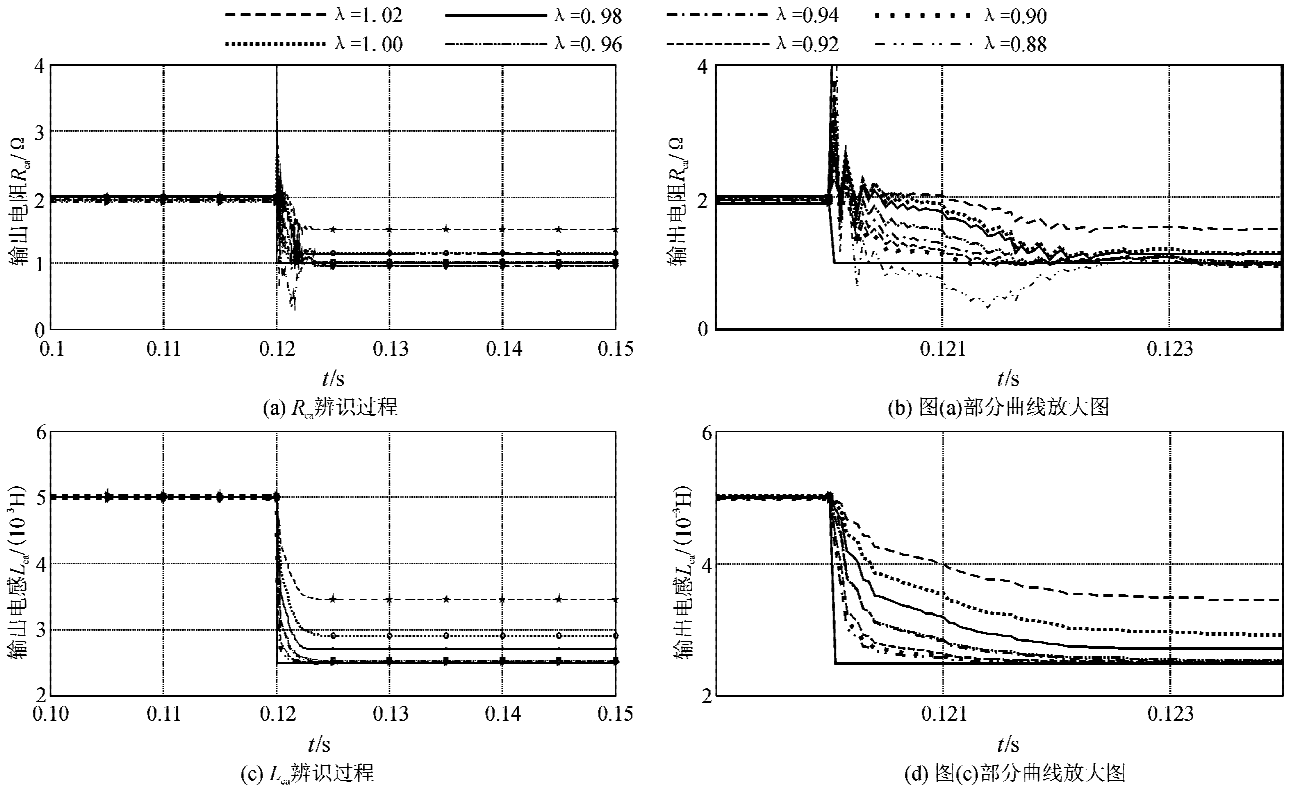
图 6 APF 输出电阻 R_{ca}、电感 L_{ca} 不变时辨识过程

Fig. 6 The constant identification process of APF output resistance R_{ca} and inductance L_{ca}

2)动态等效阻感值在线参数辨识。图 7 为 t=0.12 s 时，R_{ca} 由 2 Ω 突降至 1 Ω，L_{ca} 由 5 mH 突降至 2.5 mH，A 相输出阻感值突降在线参数辨识过程图。图 8 为 t=0.12 s 时，R_{ca} 由 2 Ω 突升至 3 Ω，L_{ca} 由 5 mH 突升至 7.5 mH，A 相输出阻感值突升在线参数辨识过程图。分别取 λ 等于 1.02、1.00、0.98、0.96、0.94、0.92、0.90、0.88 进行辨识。

由 1)、2)分析可知，基于渐消记忆递推最小二

乘法在线参数辨识方法可以对阻感值静态和动态都能很好的进行在线辨识，并根据 λ 不同的取值仿真对比可知，当 λ 取 0.90～0.94 之间辨识精度能取得很好效果。

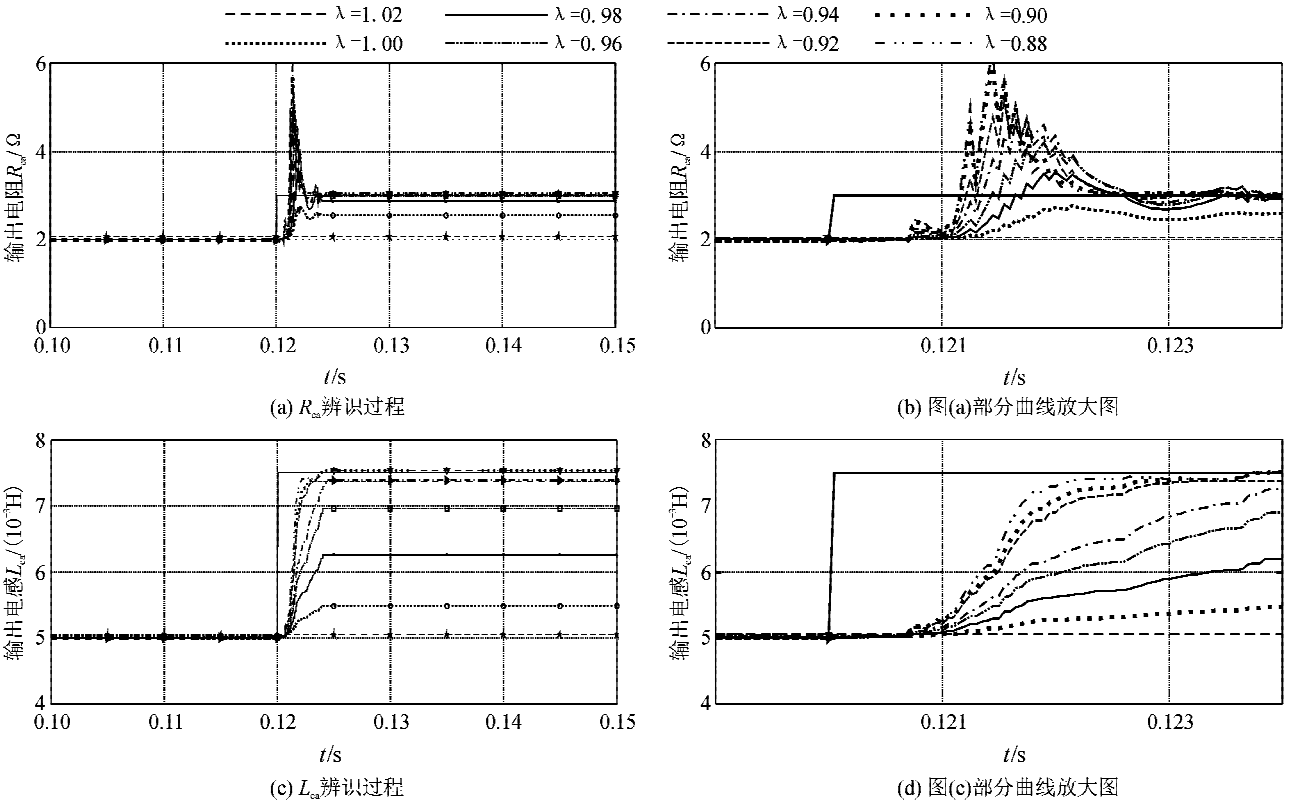


(a) R_{ca}辨识过程　(b) 图(a)部分曲线放大图

(c) L_{ca}辨识过程　(d) 图(c)部分曲线放大图

图 7　APF 输出电阻 R_{ca}、电感 L_{ca} 突降 50%时辨识过程

Fig. 7　APF output resistance R_{ca} inductance L_{ca} identification process plunge 50%



(a) R_{ca}辨识过程　(b) 图(a)部分曲线放大图

(c) L_{ca}辨识过程　(d) 图(c)部分曲线放大图

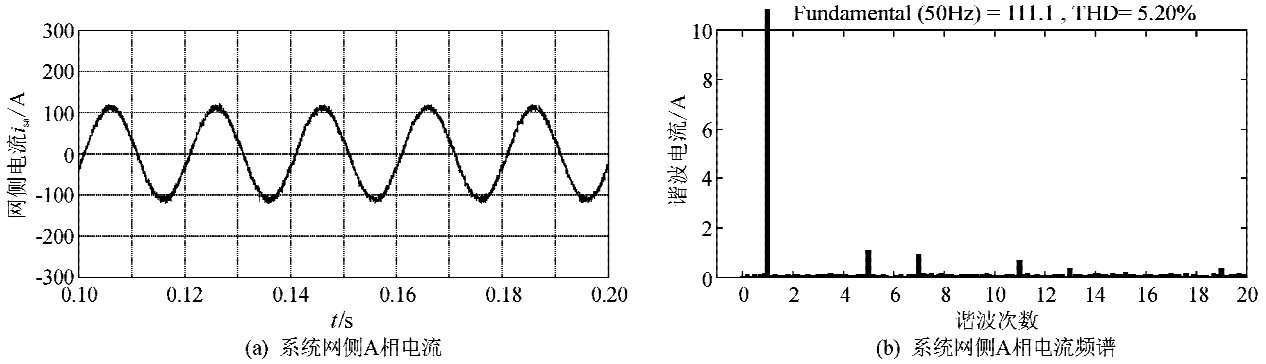
图 8　APF 输出电阻 R_{ca}、电感 L_{ca} 突升 50%时辨识过程

Fig. 8　The identification process of APF output resistance R_{ca} and inductance L_{ca} with 50% off

3)SVPWM 控制未采用等效阻感在线参数辨识。图 9 为等效阻感值变小时系统网侧 A 相电流及其频谱图,其 THD 为 5.20%;图 10 为等效阻感值变大时系统网侧 A 相电流及其频谱图,其 THD 为 5.23%。

4)SVPWM 控制采用等效阻感在线参数辨识。图 11 为等效阻感值变动时采用带渐消记忆递推二乘法在线参数辨识 SVPWM 控制的系统网侧电流及其频谱图,其 THD 为 3.14%。

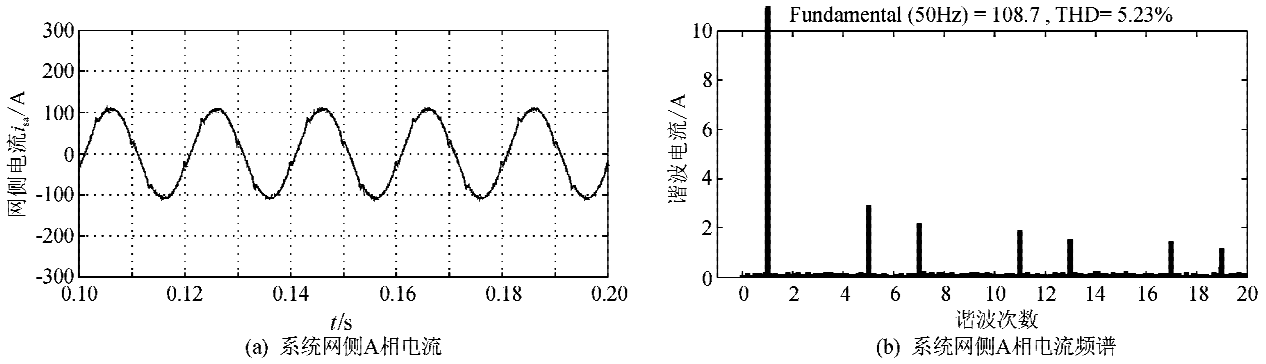
由 3)、4)分析可知,采用基于渐消记忆递推二乘法在线参数辨识的 SVPWM 控制系统网侧电流 THD 下降约 2%。



(a) 系统网侧A相电流 (b) 系统网侧A相电流频谱

图 9 APF 输出阻感值变小时系统网侧 A 相电流及其频谱

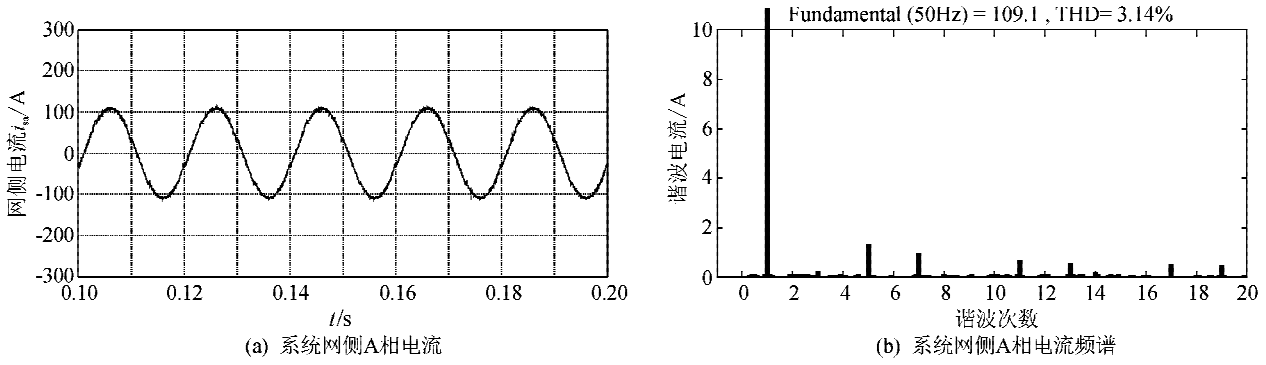
Fig. 9 A-phase current and its spectrum when APF output impedance inductance reduced



(a) 系统网侧A相电流 (b) 系统网侧A相电流频谱

图 10 APF 输出阻感值变大时系统网侧 A 相电流及其频谱

Fig. 10 A-phase current and its spectrum when APF output impedance inductance addition



(a) 系统网侧A相电流 (b) 系统网侧A相电流频谱

图 11 采用在线辨识阻感 APF 系统网侧 A 相电流及其频谱

Fig. 11 A-phase current and its spectrum when APF use online sense resistor identification

4 结 论

1) 本研究采用一种抑制系统参数变化的电流滞环 SVPWM 控制策对三相并联型有源电力滤波器进行控制。该控制策略是通过递推最小二乘算法对 APF 连接等效阻抗值进行在线参数辨识,并将渐消记忆的指数引入递推最小二乘法中来克服时变参数辨识过程中的“数据饱和”现象。

2）从仿真结果来看，该方法对等效阻感的辨识精度高，动态响应好，快速收敛，优化了 SVPWM 控制，提高了 APF 谐波抑制能力，具有较大的实际应用价值，并可推广至以电压源逆变器为结构的其他电力装置中。

参考文献：

[1] 王兆安，杨君，刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿 [M]. 北京：机械工业出版社，2006.

[2] EI-Habrouk M，Darwish M K，Mehta P. Active power：a review[J]. IEE Proceeding of Electric Power Applications，2000，147(5)：403-413.

[3] 陈国柱，吕征宇，钱照明. 有源电力滤波器的一般原理及应用[J]. 中国电机工程学报，2000，20(9)：17-21.
Chen Guozhu，Lü Zhengyu，Qian Zhaoming. The general principleof active filter and its application[J]. Proceedings of the CSEE，2000，20(9)：17-21.

[4] 张新闻，同向前，李隆鹏. 静止同步补偿器不平衡控制的伴生谐波与对策[J]. 西安理工大学学报，2012，28(4)：459-463.
Zhang Xinwen，Tong Xiangqian，Li Longpeng. Associated harmonics with the unbalance control in STATCOM and its countermeasure[J]. Journal of Xi'an University of Technology，2012，28(4)：459-463.

[5] 王群，姚为正，刘进军，等. 谐波源与有源电力滤波器的补偿特性[J]. 中国电机工程学报，2001，21(2)：16-20.
Wang Qun，Yao WeiZheng，Liu Jinjun，et al. Harmonic source and compensation characteristics of active power filters[J]. Proceedings of the CSEE，2001，21(2)：16-20.

[6] 乐健，姜齐荣，韩英铎. 基于统一数学模型的三相四线有源电力滤波器的电流滞环控制策略分析[J]. 中国电机工程学报，2007，27(10)：85-91.
Le Jian，Jiang Qirong，Han Yingduo. The analysis of hysteresis current control strategy of three-phasefour-wire APF based on the unified mathematic model[J]. Proceedings of the CSEE，2007，27(10)：85-91.

[7] 李达义，陈乔夫. 三角波比较电流控制研究[J]. 通信电源技术，2006，23(4)：1-4.
Li Dayi，Chen Qiaofu. Research on triangle wave comparison current control[J]. Telecom Power Technologies，2006，23(4)：1-4.

[8] Chen Y，Smedley K M. Parallel operation of one-cycle controlled three-phase PFC rectifiers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2007，54(6)：3217-3224.

[9] Wang Jianze，Peng Fenghua，Wu Qitao，et al. A novel control method for shunt active power filters using SVPWM[J]. IEEE Industry Applications Conference，2004，129-134.

[10] 张兴，张崇巍. PWM 可逆变流器空间电压矢量控制技术的研究[J]. 中国电机工程学报，2001，21(10)：102-105.
Zhang Xing，Zhang Chongwei. Study on an new space voltage vector control method about reversible PWM converters[J]. Proceedings of the CSEE，2001，21(10)：102-105.

[11] 戎袁杰，徐长波，王荣蓉，等. 基于 SVPWM 的变参数三相并联 APF 的控制策略[J]. 清华大学学报：自然科学版，2009，49(10)：1605-1613.
Rong Yuanjie，Xu Changbo，Wang Rongrong，et al. Control strategy for parametric variations on three phase active power filter using SVPWM[J]. Journal of Tsinghua University：Science & Technology，2009，49(10)：1605-1613.

[12] 姜俊峰，刘会金，陈允平，孙建军. 有源滤波器的电压空间矢量双滞环电流控制新方法[J]. 中国电机工程学报，2004，24(10)：82-86.
Jiang Junfeng，Liu Huijin，Chen Yunping，et al. A novel double hysteresis current control method for active power filter with voltage space vector[J]. Proceedings of the CSEE，2004，24(10)：82-86.

[13] 申张亮，郑建勇，梅军，等. 基于改进电压空间矢量调制的有源滤波器双滞环电流跟踪控制策略[J]. 中国电机工程学报，2011，31(15)：8-13.
Shen Zhangliang，Zheng Jianyong，Mei Jun，et al. Double hysteresis control tracking control scheme for active power filter based on improved voltage space vector[J]. Proceedings of the CSEE，2011，31(15)：8-14.

[14] 方崇智，萧德云. 过程辨识[M]. 北京：清华大学出版社，2001：146-156.

[15] 刘金琨，沈晓蓉，赵龙. 系统辨识理论及 MATLAB 仿真[M]. 北京：电子工业出版社，2013：31-57.

（责任编辑　李虹燕）