

有源电力滤波器切换跟踪与优化控制

刘艳红¹, 李超¹, 楚冰², 丁青青³

(1. 郑州大学 电气工程学院, 郑州 450001; 2. 南安普顿大学 电子与
计算机系, 南安普顿 SO171BJ; 3. 清华大学 电机系, 北京 100084)

摘要: 为了提高有源电力滤波器的动态性能, 基于切换系统理论研究其电流跟踪控制问题. 首先, 建立系统的切换动态模型, 根据切换系统理论和空间电压矢量法证明二次稳定性, 并设计相应的切换控制序列. 考虑到控制器的数字化实现, 建立系统的离散切换系统模型, 提出在采样周期内使系统性能最优的切换控制策略. 仿真结果表明, 该控制策略能实现对指令电流的精确跟踪, 降低功率器件的开关频率, 从而有效地提高系统的动态性能.

关键词: 有源电力滤波器; 电流跟踪控制; 切换系统; 二次稳定; 优化

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Switched current tracking and optimization of active power filters

LIU Yan-hong¹, LI Chao¹, CHU Bing², DING Qing-qing³

(1. School of Electrical Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China; 2. Department of Electronics and Computer Science, University of Southampton, Southampton SO171BJ, UK; 3. Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China. Correspondent: LIU Yan-hong, E-mail: liuyh@zzu.edu.cn)

Abstract: A current tracking control strategy for active power filters(APF) is proposed based on the switched system theory. Firstly, the switched affine dynamic model of APF is established. The quadratic stability of the system is proven based on the stability theory of the switched affine system and the voltage space vector method. A switching sequence is proposed consequently. In order to complete the digital realization of the controller, the discrete switched affine system model of APF is presented. An optimized switching rule is proposed to guarantee the optimal performance during each sampling period. Simulation results show that the proposed method can realize the accurate tracking of the reference current, decrease the switching frequency and improve the dynamic performance effectively.

Key words: active power filter; current tracking; switched system; quadratic stability; optimization

0 引言

随着电网中电力用户对电能质量的要求日益提高, 如何改善电能质量的问题受到了人们越来越多的关注, 很多种改善电网电能质量的方法得到了广泛应用, 例如: 无源滤波器、有源滤波器和混杂滤波器等^[1]. 有源电力滤波器(APF)能同时补偿电网中的谐波电流和无功电流, 在现代的工业生产中可得到越来越广泛的应用. 为了改善有源电力滤波器的动态性能, 其分析与控制问题已成为重要的研究课题^[2-3].

对于 APF 的研究主要集中在对拓扑结构的改进、快速高效的谐波电流检测、精确的 PWM 电流跟踪控制, 以及控制器的实现等问题^[4-8]. 现有的 APF 控制方法大多是基于系统的状态空间周期平均模型, 在

一个开关周期内忽略开关器件的通断状态, 并将其等效为连续线性系统. 然而, 基于周期平均模型进行控制器设计, 无法准确地体现系统的运动规律, 不具有普适性.

由于开关器件的存在, APF 具有典型的混杂系统特性. 目前, 混杂系统研究已经取得了丰富的研究成果^[9-10]. 针对切换线性自治系统稳定控制问题, 可通过设计切换序列使系统状态趋近于一个切换平衡点^[11]. 文献 [12] 将该成果推广到仿射切换线性系统的收敛性问题; 文献 [13] 探讨了具有仿射向量场的切换动态系统切换律的设计问题; 文献 [14] 研究了切换仿射线性系统切换律的设计及二次稳定性问

收稿日期: 2013-03-27; 修回日期: 2013-09-02.

基金项目: 国家自然科学基金项目(60974005, 61104022); 教育部博士点基金项目(20094101120008).

作者简介: 刘艳红(1970—), 女, 教授, 博士, 从事非线性系统控制及电力系统应用等研究; 李超(1989—), 男, 硕士生, 从事切换系统及电力电子技术的研究.

题,讨论了基于全部状态信息和部分状态信息的切换律设计问题,并对3种典型的DC/DC变换器控制问题进行了研究.在基于切换系统理论的APF研究方面,文献[15]研究了APF切换系统的 H_∞ 控制.该方法考虑了APF的开关特性,并从系统的非线性特性出发建立了APF的切换系统等效模型;然后,在平衡流行邻域内近似线性化该模型,并基于线性化模型设计了 H_∞ 鲁棒控制器.文献[16]提出了单相APF的混杂系统模型,对该模型在平衡点处进行线性化,得到该模型的线性等效离散模型,并设计二次最优控制器.文献[15-16]提出的方法控制算法复杂,不利于工程实现,且负载变化时该方法无效.文献[17]基于切换线性仿射模型三相APF的电流控制方法进行了分析,但在建模的过程中对模型进行了简化,且没有考虑控制器的数字化实现对控制性能的影响;文献[18]基于切换系统理论仅对单相APF进行了电流跟踪控制,它对模型的处理方式有很大的局限性,难以推广到三相APF系统.

本文基于切换系统理论对三相三桥臂APF的电流跟踪控制问题进行研究.首先,针对APF的拓扑结构,从混杂系统的角度对其工作过程进行分析,建立了系统的切换动态模型.基于切换系统的二次稳定性理论和空间电压矢量的分析方法,讨论了APF系统的切换稳定性,并设计了能保证切换平衡点全局渐近稳定的切换律.考虑到控制器的数字化实现过程,提出一种能使APF的动态性能在一个采样周期内最优的切换律设计方法,并对APF在两种切换序列控制下的动态性能进行了仿真分析,仿真结果验证了所提出的切换律设计方法的有效性.

1 APF切换动态模型

并联型三相APF的工作原理是从电力系统中检测出谐波电流,根据所检测出的谐波电流产生和谐波电流大小相等但极性相反的补偿电流,从而消除电网中的谐波电流.APF的基本结构包括主电路、指令电流运算电路、电流跟踪控制电路和驱动电路等部分,如图1所示.

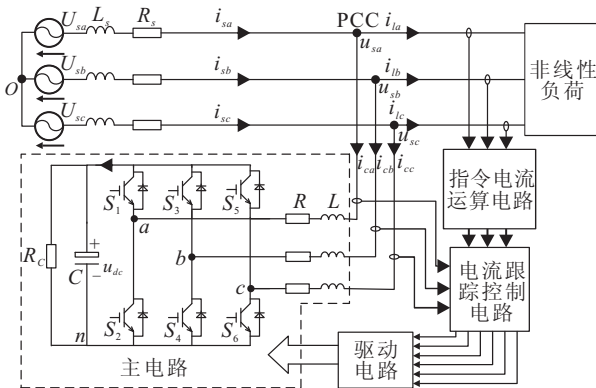


图1 三相三线制APF结构原理图

图1中: L_s, R_s 为电源电感和电源内阻; L 为滤波电感; R 为逆变器等效电阻; C 为直流侧电容; C_R 等效表示电容 C 中的电阻成分; i_{sk}, i_{lk} 分别表示系统和负荷电流; i_{ck} 为APF产生的需要补偿的电流; u_{sk} 为公共点(PCC)处电压; $k = a, b, c$; O 为参考点.

忽略系统内阻抗 L_s, R_s 和电容的阻抗 R_c ,根据三相系统电流电压关系和基尔霍夫电压定理可得

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0, \quad (1)$$

$$u_{sk} = L \frac{di_{ck}}{dt} + Ri_{ck} + u_{kn} + u_{no}, \quad k = a, b, c. \quad (2)$$

其中: u_{kn} 为节点 a, b, c 与节点 n 之间的电压; u_{no} 为节点 n 与参考点 O 之间的电压.

APF主电路中的功率器件可看作理想开关元件.由于三相有源电力滤波器在工作过程中每相桥臂上的两个功率器件总是工作在互补状态,定义开关变量

$$p_k = \begin{cases} 1, & \text{上桥臂开通, 下桥臂关断;} \\ 0, & \text{下桥臂开通, 上桥臂关断.} \end{cases} \quad (3)$$

其中 $k = a, b, c$.则APF主电路的输出电压可表示为

$$u_{kn} = p_k \cdot u_{dc}, \quad k = a, b, c. \quad (4)$$

根据

$$u_{ao} + u_{bo} + u_{co} = 0, \quad (5)$$

有

$$u_{no} = -\frac{1}{3}(p_a + p_b + p_c)u_{dc}. \quad (6)$$

其中: u_{ao}, u_{bo} 和 u_{co} 分别为节点 a, b, c 与参考点之间的电压.

将式(6)代入(2),可得

$$u_{sk} = L \frac{di_{ck}}{dt} + Ri_{ck} + \left(p_k - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} p_j \right) u_{dc}. \quad (7)$$

考虑到在工程应用中可通过外部电压环来保持系统直流侧电压稳定在期望值,且直流侧电压 u_{dc} 的变化远远小于补偿电流的变化.为了简便起见,在电流补偿控制研究中将电压 u_{dc} 看作定值,则可得三相三线制APF的动态模型如式(7)所示.

注意到三相三线制系统中各相间电流电压关系,即 $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$,可以对系统模型进行降阶.引入如下开关函数:

$$S_k = p_k - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} p_j, \quad k = a, b, c, \quad (8)$$

则APF的动态过程可表示为如下状态空间方程形式:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} di_{ca}/dt \\ di_{cb}/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{u_{sa}}{L} - \frac{S_a}{L} u_{dc} \\ \frac{u_{sb}}{L} - \frac{S_b}{L} u_{dc} \end{bmatrix} = Ax + b(S_a, S_b). \quad (9)$$

APF 电流跟踪控制的目标是使系统状态满足 $x^* = [i_{ca}^*, i_{cb}^*]^T$. 其中: i_{ca}^*, i_{cb}^* 分别为通过指令电流运算电路得到的 A 相和 B 相的参考指令电流. 将 x^* 视为 APF 系统的切换平衡点, 则通过坐标变换 $\xi = x - x^* = [i_{ca} - i_{ca}^*, i_{cb} - i_{cb}^*]^T$, 可将系统的平衡点变换到状态空间的原点. 变换后的系统动态方程为

$$\dot{\xi} = \begin{bmatrix} -R/L & 0 \\ 0 & -R/L \end{bmatrix} \xi + \begin{bmatrix} \frac{u_{sa}}{L} - \frac{S_a}{L} u_{dc} - \frac{R}{L} i_{ca}^* - \frac{di_{ca}^*}{dt} \\ \frac{u_{sb}}{L} - \frac{S_b}{L} u_{dc} - \frac{R}{L} i_{cb}^* - \frac{di_{cb}^*}{dt} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

从混杂系统的角度看, APF 的工作过程可看作是不同的开关模态之间的切换. 不同的开关模态 $p_a p_b p_c$ (000 ~ 111) 对应不同的 S_a, S_b 值. 由式 (10) 可知, 不同的开关模态对应不同的动态特性, 故每一种开关模态对应一个特定的子系统. 各个子系统的开关模态和开关函数的取值如表 1 所示. 由于开关模态 000 和 111 对应的状态空间方程相同, 根据开关模态的不同可将 AP 的工作过程看作 7 个具有不同动态特性的子系统 Sys1~Sys7 之间的切换.

表 1 各子系统开关模态与开关函数取值对照表

开关模态和函数	Sys1	Sys2	Sys3	Sys4	Sys5	Sys6	Sys7
$p_a p_b p_c$	000/111	001	010	011	100	101	110
S_a	0	-1/3	-1/3	-2/3	2/3	1/3	1/3
S_b	0	-1/3	2/3	1/3	-1/3	-2/3	1/3

系统 (10) 可紧凑地表示为如下仿射切换线性系统:

$$\dot{\xi} = A_\sigma \xi + B_\sigma u, \quad (11)$$

其中: $u = 1$ 为系统输入, $A_\sigma = \text{diag}\left\{-\frac{R}{L}, -\frac{R}{L}\right\}$ 为系统矩阵, 而

$$B_\sigma = \begin{bmatrix} \frac{u_{sa}}{L} - \frac{R}{L} i_{ca}^* - \frac{S_{a\sigma}}{L} u_{dc} - \frac{di_{ca}^*}{dt} \\ \frac{u_{sb}}{L} - \frac{R}{L} i_{cb}^* - \frac{S_{b\sigma}}{L} u_{dc} - \frac{di_{cb}^*}{dt} \end{bmatrix}^T$$

为输入矩阵, $\sigma \in SW = \{1, 2, \dots, N\}$ 为切换规则, 这里 SW 为切换系统所有子系统的集合. 对于 APF 切换系统有 $N = 7$. 当 $\sigma = 1$ 时, APF 对应的子系统 Sys1 具有两种开关模态. 在实际过程中, 子系统的选择要遵循系统开关模态变化最小的原则.

2 APF 切换系统镇定控制

对于仿射切换线性系统, 有如下定理成立.

定理 1 对于切换仿射系统 (11), 假设 A 为满足 $\sum_{i=1}^N \lambda_i = 1$ 的所有非负向量的集合. 对于给定的正定矩阵 Q , 如果存在 $\lambda \in A$ 和正定对称矩阵 P 使得

$$A_\lambda^T P + P A_\lambda + Q_\lambda < 0, \quad (12)$$

$$A_\lambda \xi_e + B_\lambda u = 0. \quad (13)$$

其中: $A_\lambda = \sum_{i=1}^N \lambda_i A_i, B_\lambda = \sum_{i=1}^N \lambda_i B_i$. 则有切换控制序列

$$\sigma(x) = \arg \min_{i \in SW} \xi^T P B_i u \quad (14)$$

使系统平衡点 ξ_e 全局渐近稳定.

证明 选择 Lyapunov 函数 $V(\xi) = \xi^T P \xi$, 则沿系统轨线导数有

$$\begin{aligned} \dot{V}(\xi) &= \xi^T P \dot{\xi} + \xi^T P \dot{\xi} \\ &= (A_\sigma \xi + B_\sigma u)^T P \xi + \xi^T P (A_\sigma \xi + B_\sigma u) = \\ &= \xi^T A_\sigma^T P \xi + \xi^T P A_\sigma \xi + u B_\sigma^T P \xi + \xi^T P B_\sigma u = \\ &= \xi^T (A_\sigma^T P + P A_\sigma + Q) \xi + 2 \xi^T P B_\sigma u - \xi^T Q \xi = \\ &= \min_{\lambda \in A} [\xi^T (A_\lambda^T P + P A_\lambda + Q) \xi + 2 \xi^T P B_\lambda u] - \xi^T Q \xi = \\ &= \min_{\lambda \in A} [\xi^T (A_\lambda^T P + P A_\lambda + Q) \xi + \\ &= 2 \xi^T P (A_\lambda \xi_e + B_\lambda u)] - \xi^T Q \xi \leq -\xi^T Q \xi. \end{aligned} \quad (15)$$

由切换系统 Lyapunov 稳定性理论可知系统平衡点渐近稳定. □

对于 APF 系统, 由系统切换系统模型 (11) 可看出, 对于任意的 $i \in SW$, 系统的状态矩阵保持不变, 即对于任意的 $\lambda \in A$ 均存在 $A_\lambda = A_i$ 是 Hurwitz 矩阵, 因此系统状态矩阵的凸组合稳定, 亦即对于给定的正定矩阵 Q , 存在正定矩阵 P 使得 $A_\lambda^T P + P A_\lambda + Q < 0$, 对于任意的 $\lambda \in A$, APF 动态系统满足条件 (12).

下面验证条件 (13) 成立. 对于 APF 系统, 有 $\xi_e = 0$, 故有

$$A_\lambda \xi_e + B_\lambda u = B_\lambda u = \begin{bmatrix} \frac{u_{sa}}{L} - \frac{R}{L} i_{ca}^* - \frac{di_{ca}^*}{dt} - \frac{S_{a\lambda}}{L} u_{dc} \\ \frac{u_{sb}}{L} - \frac{R}{L} i_{cb}^* - \frac{di_{cb}^*}{dt} - \frac{S_{b\lambda}}{L} u_{dc} \end{bmatrix}. \quad (16)$$

其中: $S_{a\lambda} = \sum_{i=1}^7 \lambda_i S_{ai}, S_{b\lambda} = \sum_{i=1}^7 \lambda_i S_{bi}$.

由空间电压矢量法^[9]可知, 式 (15) 右边前 3 项在 $\alpha \sim \beta$ 静态坐标系下正是计算参考电压的表达式, 所以可以借助 APF 空间电压矢量进行分析. APF 的输出空间电压矢量分布如图 2 所示.

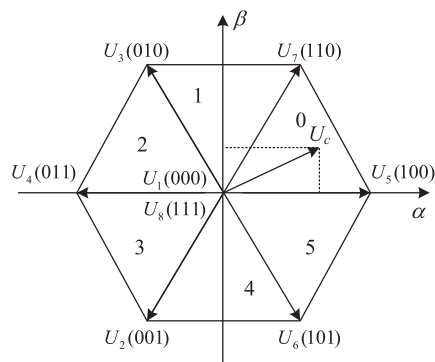


图 2 APF 输出空间电压矢量图

由 APF 空间电压矢量调制法可知, 选择合适的直流侧电压使所需要输出的任意参考电压矢量位于图 2 所示的正六边形内的某一区域, 并可通过围成该区域的非零空间矢量和零矢量合成该参考电压矢量. 例如, 如果参考电压矢量落在区域 0, 则参考电压矢量 U_C 可以由电压矢量 U_1, U_5, U_7, U_8 来合成, 即存在 $c_i \geq 0 (i \in \{1, 5, 7, 8\})$, 且 $c_1 + c_5 + c_7 + c_8 = 1$, 使下式成立:

$$\begin{cases} u_{s\alpha} - Ri_{c\alpha}^* - L \frac{di_{c\alpha}^*}{dt} = \\ c_1 S_{\alpha 1} u_{dc} + c_5 S_{\alpha 5} u_{dc} + c_7 S_{\alpha 7} u_{dc} + c_8 S_{\alpha 8} u_{dc}, \\ u_{s\beta} - Ri_{c\beta}^* - L \frac{di_{c\beta}^*}{dt} = \\ c_1 S_{\beta 1} u_{dc} + c_5 S_{\beta 5} u_{dc} + c_7 S_{\beta 7} u_{dc} + c_8 S_{\beta 8} u_{dc}. \end{cases} \quad (17)$$

其中: S_α, S_β 为开关函数 S_a, S_b, S_c 在 $\alpha \sim \beta$ 静态坐标下对应的值. 如果参考电压落在其他区域, 则也可得到类似的结果, 故对于原系统的任意切换平衡点 $x^* = [i_{ca}^*, i_{cb}^*]^T$, 均可构造 $\lambda \in \Lambda$ 使

$$\begin{cases} u_{sa} - Ri_{ca}^* - L \frac{di_{ca}^*}{dt} = \sum_{i=1}^7 \lambda_i S_{ai} u_{dc} = S_{a\lambda} u_{dc}, \\ u_{sb} - Ri_{cb}^* - L \frac{di_{cb}^*}{dt} = \sum_{i=1}^7 \lambda_i S_{bi} u_{dc} = S_{b\lambda} u_{dc}. \end{cases} \quad (18)$$

即存在 $\lambda \in \Lambda$ 使条件 (13) 成立. 根据定理 1, 切换控制序列 (14) 可使 APF 的切换平衡点全局渐近稳定.

3 切换律离散优化设计

由上节可知, 对于 APF, 存在切换控制序列使 Lyapunov 函数以最快的速度衰减, 从而保证系统在切换平衡点的全局渐近稳定性. 此外, 选择如下评价函数:

$$J = \int_0^\infty \xi^T Q \xi dt = \int_0^\infty (x - x^*)^T Q (x - x^*) dt, \quad (19)$$

则有

$$J < (x_0 - x^*)^T P (x_0 - x^*), \quad (20)$$

即评价函数小于与初值相关的某定值.

在 APF 系统的实际控制过程中, 希望设计切换控制律来实现对指令电流的精确跟踪, 从而使式 (18) 达到最小值. 如果系统的控制周期足够小, 则切换规则 (14) 可实现对指令电流足够精确的跟踪, 且能使性能指标 (18) 达到最小值. 但在数字化实现过程中, APF 控制系统需要在每个采样脉冲的上升沿根据所采集的系统信息和切换规则判断切换到哪个子系统, 即至少在一个采样周期以后才能进行一次子系统的切换. 由于采样频率的限制, 由式 (14) 得到的切换路径可能并非最优的切换路径.

为了得到最优的切换路径, 需要进一步考虑每个采样周期内对应的子系统动态过程. 将系统动态按采

样周期 T_s 线性离散化处理, 可得离散线性切换系统模型为

$$x_\sigma(k+1) = G_\sigma(T_s)x(k) + H_\sigma(k). \quad (21)$$

其中: $G_\sigma(T_s) = e^{A_\sigma T_s}$, $H_\sigma(k) = \int_0^{T_s} e^{A_\sigma(T_s-t)} dt B_\sigma(k)$, $\sigma(x) \in SW := \{1, 2, \dots, 7\}$.

结合 APF 的混杂特性, 要求在每个采样周期内, APF 产生的补偿电流均匀地分布在指令电流两侧为最优, 因此可对式 (18) 进行如下修正:

$$\tilde{J}_\sigma = \left[\int_0^{T_s} (x_\sigma - x^*) dt \right]^T Q \left[\int_0^{T_s} (x_\sigma - x^*) dt \right]. \quad (22)$$

为了使评价函数 (21) 在一个控制周期内达到最小, 需要对系统的状态做单步预测. 在控制系统中采样周期 T_s 为固定值, 由式 (20) 可以看出, 在第 k 个采样周期中可根据所采集到的系统信息计算出在控制周期结束后系统的状态值 $x_\sigma(k+1)$, 并估算出能使评价函数 (21) 达到最小的子系统. 注意到在一个采样周期内有

$$\begin{aligned} \tilde{J}_\sigma &\approx \\ &\left\{ \int_0^{T_s} \left[\frac{x_\sigma(k+1) - x(k)}{T_s} t + x(k) - x^*(k) \right] dt \right\}^T \cdot \\ &Q \left\{ \int_0^{T_s} \left[\frac{x_\sigma(k+1) - x(k)}{T_s} t + x(k) - x^*(k) \right] dt \right\} = \\ &\left\{ \frac{1}{2} T_s [x_\sigma(k+1) + x(k) - 2x^*(k)] \right\}^T \cdot \\ &Q \left\{ \frac{1}{2} T_s [x_\sigma(k+1) + x(k) - 2x^*(k)] \right\}. \end{aligned} \quad (23)$$

选择切换控制序列

$$\begin{aligned} \sigma(x) &= \\ &\arg \min_{i \in SW} \left\{ \frac{1}{2} T_s [x_i(k+1) + x(k) - 2x^*(k)] \right\}^T \cdot \\ &Q \left\{ \frac{1}{2} T_s [x_i(k+1) + x(k) - 2x^*(k)] \right\}, \end{aligned} \quad (24)$$

可使式 (21) 的值在每个采样周期内最小, 从而保证 APF 的动态性能最优.

4 仿 真

为了验证本文提出的控制方法的有效性, 在 Matlab/Simulink 中对所提出的切换系统控制策略进行了仿真. 在仿真实验中, 电路参数选择如下: 供电系统为相电压 220 V/50 Hz 的三相交流电; 负荷为三相全控整流桥, 直流侧为阻感性负载, 其中电阻为 20 Ω , 电感为 0.05 mH, 在 0.02 s 增大负载的容量, 在负载侧切入 40 Ω 的电阻负载; 逆变器直流侧电容为 1600 μF ; 选择 IGBT 作为开关器件, 仿真中最大通断频率为 10 kHz; 采样周期 $T_s = 0.00005$ s, 直流侧电容电压通过 PI 控制稳定在 1000 V; 连接阻抗 $L = 10$ mH, $R = 2 \Omega$; Q 为单位矩阵, 进而由式 (12) 可计算出正定对称矩阵 P 的值; 同步电流检测算法采用自适应电流检测算法, 电容电压的控制采用 PI 控制.

对 APF 系统分别在原始切换律(14)和优化后的切换律(23)作用下的动态性能进行仿真分析, 仿真结果如图3~图5所示。

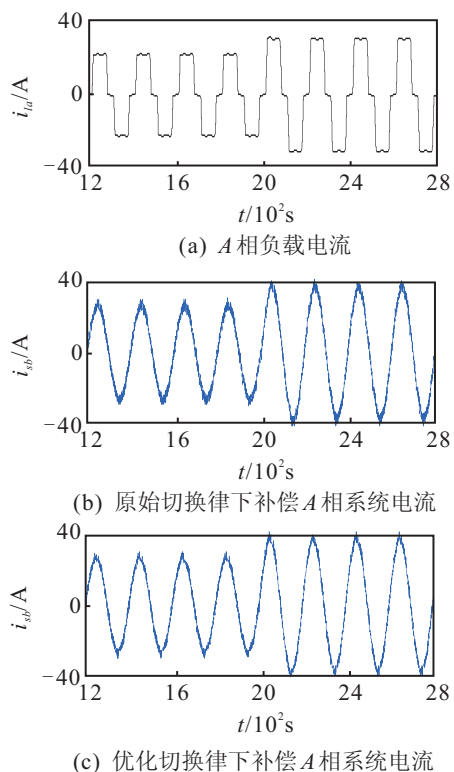


图3 两种切换律作用下负载电流谐波补偿效果

由图3可知, APF 在两种切换律的控制下都能对系统负载电流中的谐波进行有效地补偿, 系统电流波形得到了明显的改善, 即便在负载变化的情况下仍能进行有效地补偿, 且负载电流的畸变率 THD 由原来的 26.32% 分别下降到 3.4% 和 2.41%。通过对比可以发现, 优化后的切换序列能够取得更好的补偿效果。

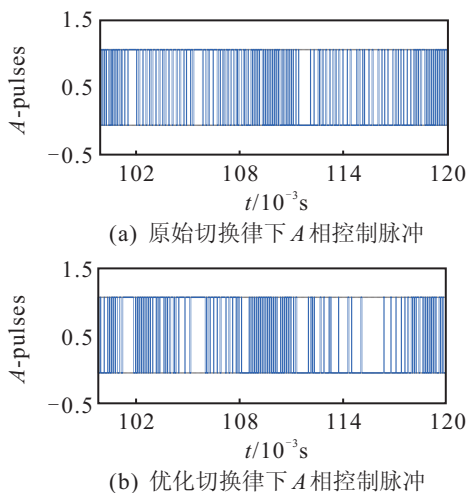


图4 优化前后一个工频周期内 A 相桥臂的控制脉冲

由图4可知, 在优化后切换序列控制下, 功率器件的开关频率明显下降. 根据对 A 相桥臂控制脉冲在一个工频周期内的统计, 在原始的切换序列的作

用下, 功率器件的开关频率平均为 6.115kHz; 在优化后的切换序列的作用下, 功率器件的开关频率平均为 5.64kHz; 故优化后的切换序列能够有效降低功率器件的开关频率, 且由图5可知, 优化后的切换序列能更好地跟踪系统指令电流。

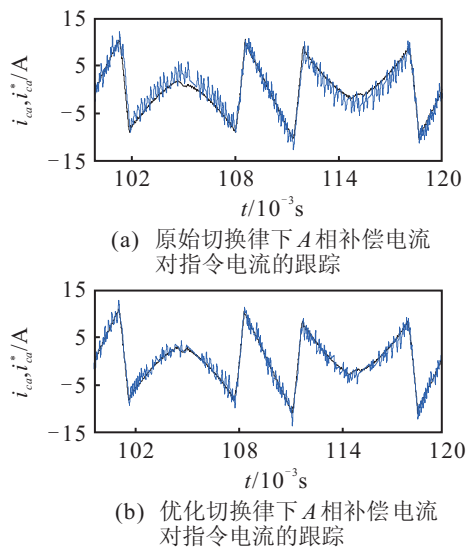


图5 优化前后 APF 对指令电流的跟踪效果

5 结 论

本文提出了一种基于切换系统理论的有源电力滤波器电流跟踪控制方法. 首先, 从混杂系统的角度分析, 把三相三线制 APF 的工作过程看作几个子系统之间的切换, 建立了 APF 的切换系统模型. 基于切换系统的二次稳定性理论和空间电压矢量的分析方法, 讨论了 APF 系统的切换稳定性, 设计了能保证切换平衡点全局渐近稳定的切换律. 进一步, 考虑到控制器的数字化实现, 建立了 APF 的离散线性切换系统模型, 对 APF 系统的状态值做单步预测. 根据状态的预测值和 APF 的混杂特性, 提出了在采样周期内使系统性能最优的切换律的设计方法. 仿真结果表明了此设计方法在实现精确的指令电流跟踪的同时, 能有效减少功率器件的开关频率, 从而改善系统的动态性能. 与其他控制律设计方法相比, 本文所提出的设计方法能更加全面地考虑 APF 的动态过程, 且在实现的过程中不用经过任何的坐标变换, 控制算法简单, 物理意义明确, 易于工程实现。

参考文献(References)

[1] Singh B, Al-Haddad K, Chandra A. A review of active filters for power quality improvement[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1999, 46(5): 960-971.

[2] Tey L H, Chu Y C. Improvement of power quality using adaptive shunt active filter[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2005, 20(2): 1558-1568.

- [3] Grin R, Cardoner R, Costa-Castello R. Digital repetitive control of a three phase four wire shunt active filter[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2007, 54(3): 1495-1503.
- [4] Zhang Y, Tang Y. Active power filter based on adaptive detection approach of harmonic current[J]. J of Electromagnetic Analysis & Applications, 2009, 1(4): 240-244.
- [5] Karuppanan P, Mahapatra K K. PI and fuzzy logic controllers for shunt active power filter — A report[J]. ISA Transitions, 2012, 51(1): 163-169.
- [6] Shireen W, Li T. A DSP-based active power filter for low voltage distribution systems[J]. Electric Power Systems Research, 2008, 78(9): 1561-1567.
- [7] Vardar K, Akpinar E, Surgevil T. Evaluation of reference current extraction methods for DSP implementation in active power filters[J]. Electric Power Systems Research, 2009, 79(10): 1342-1352.
- [8] Rahmani S, Hamadi A, Al-Haddad K. A Lyapunov function based control for a three phase shunt hybrid active filter[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2012, 59(3): 1418-1429.
- [9] Zhang L J, Zhang K Z. L_2 stability, H_∞ control of switched homogeneous nonlinear systems and their semi-tensor product of matrices representation[J]. Int J of Robust and Nonlinear Control, 2012, 23(6): 638-652.
- [10] Zhang L J, Liu S, Lan H. On stability of switched homogeneous nonlinear systems[J]. J of Mathematical Analysis and Application, 2007, 334(1): 414-430.
- [11] Decarlo R A, Branicky M S, Pettersson S, et al. Perspectives and results on the stability and stabilizability of hybrid systems[J]. Proc of the IEEE, 2000, 88(7): 1069-1082.
- [12] Pavlov A, Pogromsky A, Van De Wouw N, et al. On convergence properties of piecewise affine systems[J]. Int J of Control, 2007, 80(8): 1233-1247.
- [13] Trofino A, Assmann D, Scharlau C C, et al. Switching rule design for switched dynamic systems with affine vector fields[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2009, 54(9): 2215-2222.
- [14] Deaecto G S, Geromel J C, Garcia F S, et al. Switched affine systems control design with application to DC-DC converters[J]. IET Control Theory and Applications, 2010, 4(7): 1201-1210.
- [15] 丁青青, 汤洪海, 戎袁杰, 等. 基于切换系统的三相 APF 建模与 H_∞ 控制[J]. 电工技术学报, 2008, 23(4): 125-131.
(Ding Q Q, Tang H H, Rong Y J, et al. Modeling and H_∞ control of three-phase APF based on switched system[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2008, 23(4): 125-131.)
- [16] 李春文, 汤洪海, 郑雪生, 等. 三相 APF 的切换系统建模与二次最优控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(12): 66-72.
(Li C W, Tang H H, Zheng X S, et al. Modeling and quadratic optimal control of three-phase APF based on switched system[J]. Proc of the CSEE, 2008, 28(12): 66-72.)
- [17] 郭晓云, 刘会金, 曹玉胜. 基于切换仿射线性模型的三相 APF 电流控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(4): 59-66.
(Guo X Y, Liu H J, Cao Y S. A novel current control method for three-phase APF based on switched affine model[J]. Proc of the CSEE, 2011, 31(4): 59-66.)
- [18] 张永峰, 程新功, 宗西举, 等. 单相有源电力滤波器的非线性切换控制[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(18): 139-144.
(Zhang Y F, Cheng X G, Zong X J, et al. Nonlinear switching control of single-phase active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(18): 139-144.)
- [19] Zeng J, Diao Q, Chen S, et al. A novel current controller for active power filter based on optimal voltage space vector[C]. Proc of the Power Electronics and Motion Control Conf. Beijing, 2000, 2: 686-691.

(责任编辑: 滕蓉)