

DOI:10.12158/j.2096-3203.2020.03.016

提高 APF 谐波补偿能力的全局快速 Terminal 滑模控制

崔浩¹, 舒朝君², 朱英伟², 章彦燕¹, 许军¹, 王文清¹

(1. 国网湖北省电力有限公司襄阳供电公司, 湖北 襄阳 441000;

2. 四川大学电气工程学院, 四川 成都 610065)

摘要:谐波补偿环节的谐波电流跟踪控制是衡量有源电力滤波器(APF)性能优劣的关键因素之一。针对常规滑模控制中,无论如何调整线性滑模面参数都无法使得跟踪误差在有限时间内收敛到零的问题,提出了电流环基于全局快速 Terminal 滑模的谐波电流跟踪控制策略。该方法在线性滑模面的基础上引入非线性函数,弥补了常规滑模控制只能实现状态渐进收敛的缺点,在提高滑模控制瞬态性能的同时,消除了切换项,从本质上削弱了抖振。在不改变谐波检测环节的条件下,对 APF 进行稳态和暂态性能测试,将文中提出的全局快速 Terminal 滑模控制与常规指数趋近律的滑模控制对比,验证了文中控制策略的正确性和有效性。

关键词:有源电力滤波器;全局快速 Terminal 滑模;指数趋近律的滑模;抖振;谐波补偿

中图分类号:TM76

文献标志码:A

文章编号:2096-3203(2020)03-0107-07

0 引言

保证配电网优质电能质量一直是高端制造业中敏感电力负荷(如电动机控制器、交流调速驱动装置、不间断电源、集成电路芯片制造流水线、微电子产品智能化流水线等)^[1]得以可靠运行的基石。谐波与间谐波作为劣质电能质量问题最为突出的表现形式之一,严重威胁着配电网公共连接点(point of common coupling, PCC)处电力设备的安全、有效、稳定的运行。

利用有源电力滤波器(active power filter, APF)治理谐波污染是保证配电网优质电能质量的主要途径之一。谐波检测环节和谐波补偿环节是衡量有源电力滤波器性能优劣的关键。谐波检测环节通常采用基于瞬时无功功率理论的 i_d-i_q 检测法, APF 交直流侧的能量流动问题通常采用 PI 调节器进行电容电压稳定。对于谐波补偿环节的电流环基于滑模变结构的谐波电流跟踪控制策略,文献[2]利用精确反馈线性化方法对 APF 线性化解耦,设计了基于边界层的准滑模控制器,边界层外采用常规滑模控制,边界层内采用连续状态反馈控制,柔化了控制信号,有效降低了抖振。文献[3]提出变趋近律的滑模变结构控制,通过在一个控制周期内对滑模面的分解控制,视子滑模面的偏差大小动态切换常规滑模控制律和趋近律的滑模控制,在极短时间内纠正最大偏差的同时,避免了较大的抖

振。文献[4]提出全程滑模变结构控制方法,使得系统初始状态就位于切换面上,消除了系统的趋近状态,突出了滑动模态对参数摄动和外界干扰的鲁棒性。通过对符号函数的替换,有效抑制了高频振荡现象。文献[5—6]均是对指数趋近律的滑模控制进行改进,在常规切换项 $-\varepsilon \text{sgn}(s)$ 的基础上增加变速因子,即 $-\varepsilon s^2 \text{sgn}(s)$ 。这使得系统能够根据运动点与滑模面之间的距离远近自适应调整趋近速度,有效降低了抖振。文献[7]提出一种最优-滑模复合控制方法,结合了最优控制的跟踪精度高和滑模控制的动态特性强的特点,相互弥补,有效解决了参考电流变化迅速而产生的电流尖峰现象。

由于上述文献所提出的滑模控制方法本质上均为基于线性滑模面的切换控制,跟踪误差不能在有限时间内收敛到零。为了解决上述问题,将非线性函数引入线性滑模面中。首先,建立了 APF 在 dq 坐标系下解耦的数学模型;其次,阐述了基于瞬时无功功率理论的谐波检测方法,着重研究了谐波补偿环节中基于全局快速 Terminal 滑模的谐波电流跟踪控制策略;最后,将文中控制策略与常规的指数趋近律的滑模控制对比,文中控制策略不但由于无切换项,有效削弱了抖振,而且滑模趋近模态具备更优的动态品质,有效降低了电网侧电流总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)。

1 APF 数学模型

图1为含 APF 的非线性负载 PCC 处谐波补偿系统,虚线框为三相三线制并联型有源电力滤波器(shunt active power filter, SAPF)电路拓扑^[8—10], APF

收稿日期:2019-11-18;修回日期:2019-12-09

基金项目:四川省科技计划项目(16ZC2167);国家自然科学基金资助项目(51207097)

本质上是一个电压型逆变器, u_{sk} 为电网侧电压; i_{sk} 为电网侧电流; i_{Lk} 为非线性负载电流; i_k 为 APF 注入电流; L 为进线电感, 可将电压脉冲 u_k 转换成电流; S_k 为同一桥臂的开关型器件控制信号; u_{dc} 为 APF 直流侧电容电压; C 为直流侧电容值; $k = a, b, c$ 。

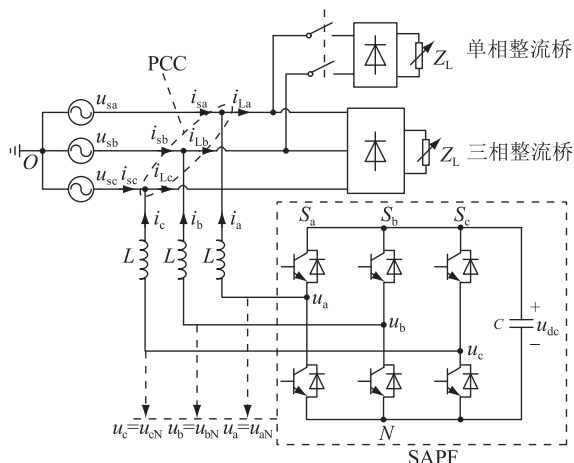


图 1 含 APF 的非线性负载 PCC 处谐波补偿系统

Fig.1 Harmonic compensation system of nonlinear load in PCC with APF

对 APF 列写 Kirchoff 电路方程, 并对方程组进行 PARK 变换, 将三相静止坐标系的电路方程变换到两相旋转坐标系中。于是有^[8]:

$$\begin{cases} \dot{i}_d = \omega i_q + \frac{m_d}{L} u_{dc} - \frac{u_{sd}}{L} \\ \dot{i}_q = -\omega i_d + \frac{m_q}{L} u_{dc} - \frac{u_{sq}}{L} \\ \dot{u}_{dc} = -\frac{m_d}{C} i_d - \frac{m_q}{C} i_q \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_d, i_q 分别为 APF 注入谐波电流的直轴、交轴分量; m_d, m_q 分别为直轴、交轴的脉冲调制变量; u_{sd}, u_{sq} 分别为电网侧电压的直轴、交轴分量; ω 为同步角频率。

由式(1)可知, 状态变量 $X = [i_d \ i_q \ u_{dc}]^T$ 之间相互耦合, 为便于控制器设计, 根据文献[11—12]的逆系统方法将式(1)的仿射非线性系统进行线性化解耦。输出为 APF 的注入谐波电流, 有:

$$\begin{cases} y_1 = i_d \\ y_2 = i_q \end{cases} \quad (2)$$

选择式(1)中的脉冲调制变量 m_d, m_q 为控制量, 连续对式(2)求导, 直至输出显含控制量 m_d, m_q , 并表示为:

$$\begin{cases} m_d = (L\dot{y}_1 - \omega i_q + u_{sd})/u_{dc} \\ m_q = (L\dot{y}_2 + \omega i_d + u_{sq})/u_{dc} \end{cases} \quad (3)$$

于是, 2 个一阶逆系统和原系统构成了 2 个独

立的一阶伪线性系统。

$$\begin{cases} g_1 = \dot{y}_1 \\ g_2 = \dot{y}_2 \end{cases} \quad (4)$$

采用逆系统方法解耦线性化过程如图 2 所示。



图 2 逆系统方法解耦线性化过程

Fig. 2 The theory of inverse system to decouple linearization

2 谐波指令电流检测

谐波指令电流提取采用基于瞬时无功功率理论的 i_d-i_q 检测法^[13], 直流侧电容电压稳定采用 PI 控制, 其原理如图 3 所示。

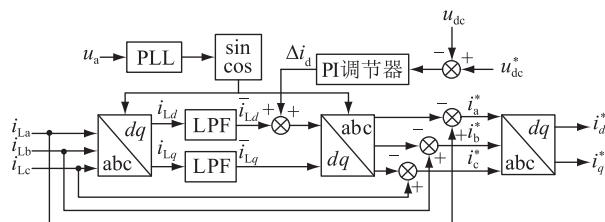


图 3 i_d-i_q 法的指令电流提取

Fig. 3 Instruction current extraction by i_d-i_q method

其中, i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} 为非线性负载侧畸变的对称负载电流, 经 PARK 变换后得到其直轴有功分量 i_{Ld} 和交轴无功分量 i_{Lq} , 经 Butterworth 低通滤波器后得到对应的直流分量, 基波正序有功分量 \bar{i}_{Ld} 和基波正序无功分量 \bar{i}_{Lq} 。接着进行 PARK 逆变换后得到三相基波电流值, 对称三相负载总电流减去三相基波电流即得纯谐波电流。最后进行 PARK 变换得到的 i_d^* 和 i_q^* , 即为 APF 的注入谐波电流指令值。

直流侧电容电压稳定控制采用常规的 PI 控制方法, 电容电压的给定值 u_{dc}^* 与反馈值 u_{dc} 之差通过 PI 调节器后所得的调节信号 Δi_d , 将其叠加到基波正序有功分量 \bar{i}_{Ld} 上, 使得输出的注入谐波电流指令值 i_d^*, i_q^* 含有一定的基波有功分量, 有效促进了 APF 直流侧和交流侧的能量流动, 从而将反馈值 u_{dc} 调节至指令值 u_{dc}^* ^[14—15]。

3 全局快速 Terminal 滑模控制器设计

滑模变结构控制器设计通常只需要两步: 切换函数 $s(x)$ 的选择和滑动模态控制律 $u^*(x)$ 的确定。电流环谐波电流跟踪控制的目标为式(5)所示的跟踪误差收敛到零。

$$\begin{cases} e_1 = i_d^* - i_d \\ e_2 = i_q^* - i_q \end{cases} \quad (5)$$

通过在滑模切换函数引入跟踪误差的积分项,有效消除了控制静差,选择如下切换函数^[16]:

$$\begin{cases} s_1 = c_1 e_1 + c_2 \int_0^t e_1(\tau) d\tau \\ s_2 = c_1 e_2 + c_2 \int_0^t e_2(\tau) d\tau \end{cases} \quad (6)$$

结合线性滑动模态和快速 Terminal 滑动模态的优势,选择如下全局快速 Terminal 滑动模态^[17-19]:

$$\begin{cases} \dot{s}_1 = -\alpha s_1 - \beta s_1^{q/p} \\ \dot{s}_2 = -\alpha s_2 - \beta s_2^{q/p} \end{cases} \quad (7)$$

其中, $\alpha, \beta > 0, p$ 和 $q(p > q)$ 为正奇数。

引入的非线性项 $\dot{s} = -\beta s^{q/p}$ 亦称为快速 Terminal 吸引子,该吸引子越远离滑模面 $s = 0$,收敛速度越快。为了弥补其接近滑模面时收敛速度变慢的缺点,增加了线性指数项 $\dot{s} = -\alpha s$,极大地缩短了收敛时间^[20]。指数趋近律的滑动模态为:

$$\begin{cases} \dot{\sigma}_1 = -k\sigma_1 - \varepsilon \text{sgn}(\sigma_1) \\ \dot{\sigma}_2 = -k\sigma_2 - \varepsilon \text{sgn}(\sigma_2) \end{cases} \quad (8)$$

其中, $k, \varepsilon > 0$ 。指数趋近律中的指数趋近项 $\dot{\sigma} = -k\sigma$,通常以较大的起始速度逼近滑模面,到达滑模面时速度很小,增加了等速切换项 $\dot{\sigma} = -\varepsilon \text{sgn}(\sigma)$,保证了滑模面可达。因此,全局快速 Terminal 滑模最突出的优势在于系统状态可以在有限时间内收敛到零,而且不含切换项,有效降低了抖振。将式(6)求导数可得:

$$\begin{cases} \dot{s}_1 = c_1 \dot{e}_1 + c_2 e_1 \\ \dot{s}_2 = c_1 \dot{e}_2 + c_2 e_2 \end{cases} \quad (9)$$

将式(5)和式(7)代入式(9),得控制律为:

$$\begin{cases} g_1 = \frac{1}{c_1} [\alpha s_1 + \beta s_1^{q/p} + c_2 (i_d^* - i_d)] + i_d^* \\ g_2 = \frac{1}{c_1} [\alpha s_2 + \beta s_2^{q/p} + c_2 (i_q^* - i_q)] + i_q^* \end{cases} \quad (10)$$

为了说明滑动模态的全局可达性,给出如下稳定性证明。定义 Lyapunov 函数:

$$\begin{cases} V_1 = \frac{1}{2} s_1^2 \\ V_2 = \frac{1}{2} s_2^2 \end{cases} \quad (11)$$

对式(11)求导,将式(2)、式(4)、式(5)和式(10)代入式(9),整理可得:

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = s_1 \dot{s}_1 = -\alpha s_1^2 - \beta s_1^{p+q/p} \\ \dot{V}_2 = s_2 \dot{s}_2 = -\alpha s_2^2 - \beta s_2^{p+q/p} \end{cases} \quad (12)$$

因为 $\alpha, \beta > 0, p$ 为正奇数, $p+q$ 为正偶数,则 $\dot{V}_1 \leq 0, \dot{V}_2 \leq 0$,稳定性得证。

4 数值仿真

根据图4所示的含 APF 的典型配电系统双闭环控制原理图,在 Matlab/Simulink 仿真平台上搭建仿真模型,验证谐波补偿环节中电流环全局快速 Terminal 滑模控制优于指数趋近律的滑模控制。

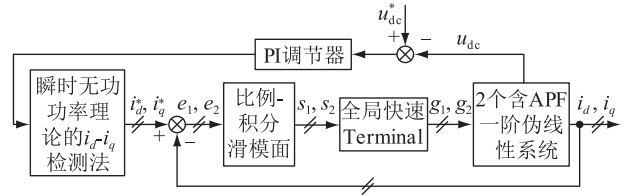


图4 APF 双闭环控制原理

Fig.4 Dual closed-loop control schematic for APF

电压环 PI 调节器的比例系数 $K_p = 14$,积分系数 $K_i = 10$;电流环全局快速 Terminal 滑模控制器的滑模面比例系数 $c_1 = 1$,积分系数 $c_2 = 10^8$;线性滑模系数 $\alpha = 2$,快速 Terminal 滑模系数 $\beta = 1$,快速 Terminal 吸引子调节系数 $p = 9, q = 5$ 。其他主电路仿真参数如表1所示。

表1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

参数	数值	参数注释
U_s/V	220	PCC 处星接电源相电压
Z_L/Ω	$100+j0.1\pi$	整流桥直流侧阻抗值
L/mH	2	APF 进线电感值
C/F	0.01	APF 直流侧电容值
u_{dc}^*/V	800	APF 直流侧电容电压给定值
N	2	Butterworth 低通滤波器阶次
$\omega_c/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$	58π	Butterworth 低通滤波器截止频率
f/kHz	5	开关频率

为了便于对比,电压环均采用 PI 控制,电流环分别采用常规指数趋近律的滑模控制和全局快速 Terminal 滑模控制策略。为尽可能减少 APF 在开始的一个基波周期(20 ms)内的启动和 Butterworth 低通滤波器延时所带来的影响,设定 $u_{dc}(0_+) = 800 \text{ V}$ 。PI 控制下电容电压波动情况见图5。

由图5的局部放大图可知,直流侧电容电压 u_{dc} 在 790.6~791.5 V 范围内波动,波动幅度小于 1 V,维持直流侧电容电压稳定是保证 APF 交直流侧进行能量交换的桥梁。同时,直流侧电容电压稳定的程度直接影响 APF 谐波补偿的效果。

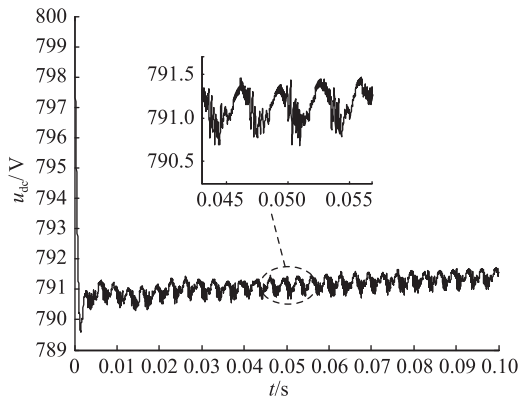


图5 直流侧电容电压波形

Fig.5 Waveform of DC capacitor voltage

为了评估 2 种滑模控制的 APF 谐波补偿能力, 分别对其进行稳态运行和负载突变时暂态运行的补偿性能的研究^[21]。

4.1 稳态运行的补偿性能

当未投入 APF 时, 由于非线性负载的作用, 电网侧电流发生明显畸变, 以 a 相为例, 其畸变电流和频谱如图 6 所示, 畸变率 $\eta_{\text{THD}} = 30.67\%$ 。

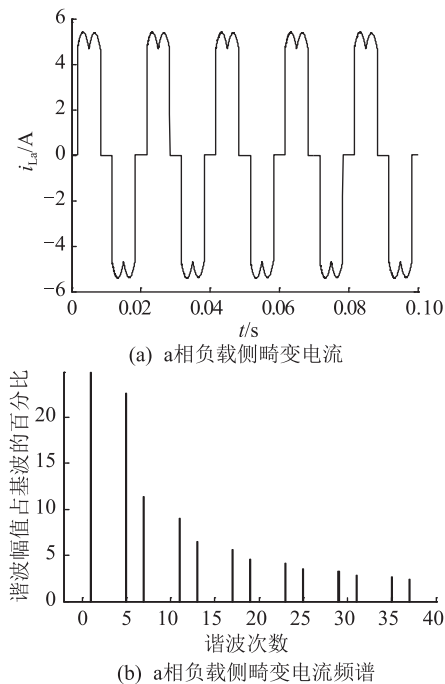


图6 a 相负载侧畸变电流和频谱

Fig.6 Distortion current and spectrum of phase a load side

当投入 APF 时, 全局快速 Terminal 滑模控制和指数趋近律的滑模控制均使得电网侧电流明显改善, 其波形在波峰、波谷和过零处均具有极少的“毛刺”, 且具有较高的正弦度。全局快速 Terminal 滑模控制的 APF 稳态运行时 a 相电网侧电流及其频谱如图 7 所示, η_{THD} 由 30.67% 下降为 1.88%, 电网侧电流明显改善。指数趋近律的滑模控制的 APF 稳

态运行时 a 相电网侧电流及其频谱如图 8 所示, 其中指数趋近律的滑模控制器参数 $k = 10^4$, $\varepsilon = 5$ 与文献[11]相同, η_{THD} 由 30.67% 下降为 3.36%。

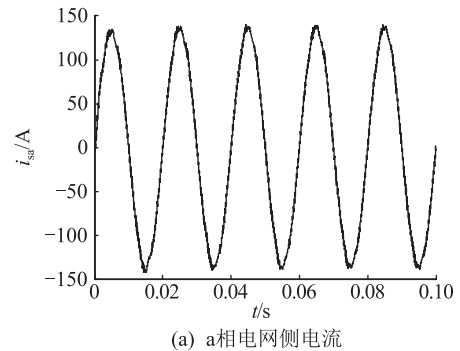


图7 全局快速 Terminal 滑模控制的 a 相电网侧电流和频谱

Fig.7 Grid-side current and spectrum of phase a of global fast terminal sliding mode control

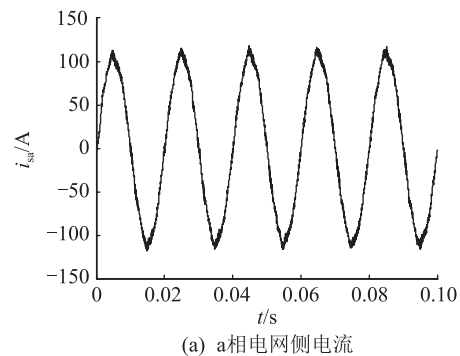


图8 指数趋近律滑模控制的 a 相电网侧电流和频谱
Fig.8 Grid-side current and spectrum of phase a of exponential approaching law sliding mode control

由此可知,APF 稳态性能的测试结果为全局快速 Terminal 滑模控制策略优于指数趋近律的滑模控制策略。电流环 d 轴谐波电流的跟踪性能直接反映了 APF 的谐波补偿能力。通过 d 轴谐波电流的跟踪情况,比较了 2 种滑模趋近模态的动态品质。指数趋近律的滑模控制虽然控制律设计简洁、方便,但是其线性滑模面无法使得跟踪误差在有限时间内收敛到零,跟踪误差存在较大静差,如图 9 所示;全局快速 Terminal 滑模控制能够使 i_d 在全控制域内快速跟踪 i_d^* ,实现了跟踪误差在有限时间内收敛到零,同时其滑模抖振低于指数趋近律的滑模控制,如图 10 所示。

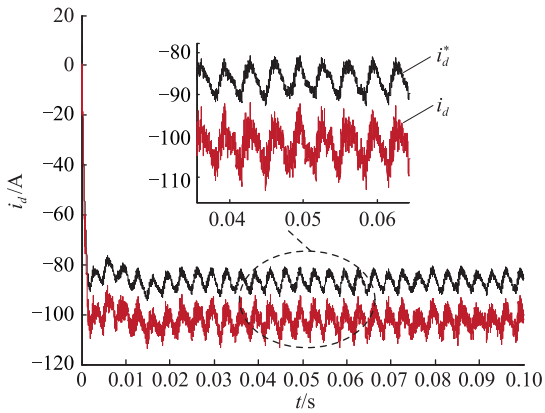


图 9 指数趋近律滑模控制的 d 轴谐波电流跟踪情况
Fig.9 Harmonic current tracking of d -axis of exponential approaching law sliding mode control

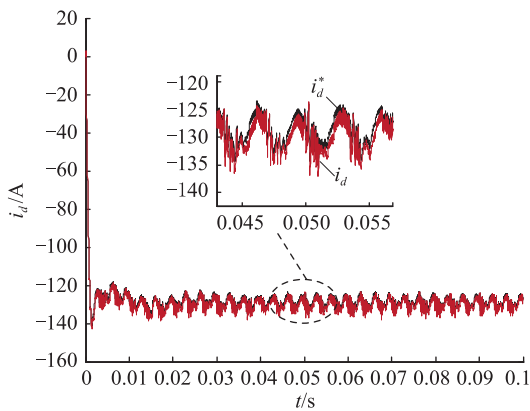


图 10 全局快速 Terminal 滑模控制的 d 轴谐波电流跟踪情况
Fig.10 Harmonic current tracking of d -axis of global fast terminal sliding mode control

4.2 暂态运行的补偿性能

当 $t=0.1$ s 时,在三相不可控整流桥直流侧阻感负载处突然并联 $R=50 \Omega$ 的电阻,使得负载突变, i_{La} 波形如图 11 所示。图 12 为在 $t=0.1$ s 负载突变时的 a 相电网侧电流,由图可知,在突变的瞬间,电网侧电流的过零点过渡平滑,谐波含量较少。

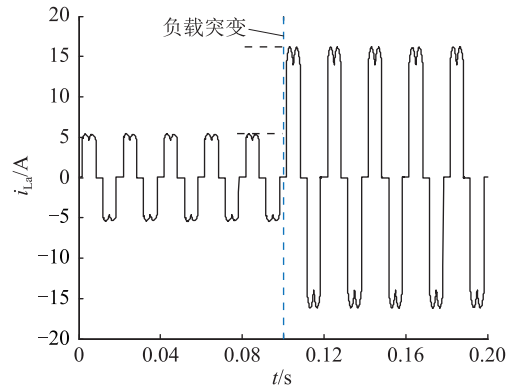


图 11 在 $t=0.1$ s 负载突变时的 i_{La} 波形
Fig.11 Waveform of i_{La} under load abrupt change at 0.1 s

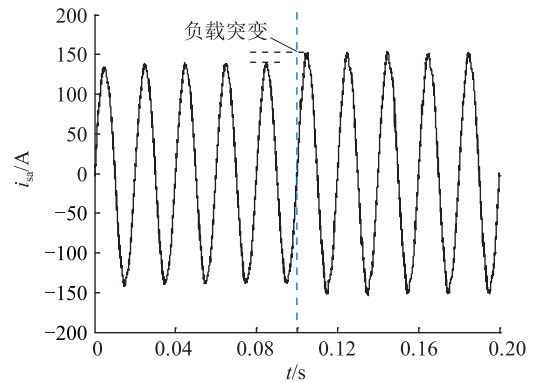


图 12 在 $t=0.1$ s 负载突变时的 a 相电网侧电流
Fig.12 Grid side current of phase a under load abrupt change at 0.1 s

在 $t=0.1$ s 负载突变后, a 相电网侧电流的 η_{THD} 如表 2 所示,全局快速 Terminal 滑模控制的 APF 暂态运行时 a 相电网侧电流 η_{THD} 为 2.92%,而指数趋近律的滑模控制的 APF 暂态运行时 a 相电网侧电流 η_{THD} 为 4.12%,2 种滑模控制暂态运行的 η_{THD} 均稍高于 APF 稳态运行时的 η_{THD} ,但仍满足 IEEE 519—1992 相关标准。

表 2 2 种滑模控制的 APF 暂态谐波补偿效果
Table 2 APF transient harmonic compensation effect of two sliding mode control

控制策略	$\eta_{THD} \%$
指数趋近律的滑模控制	4.12
全局快速 Terminal 滑模控制	2.92

5 结论

由于常规指数趋近律的滑模控制具有渐近收敛的缺点,无法在收敛时间上达到最优,在线性滑模面中引入非线性函数,提出了全局快速 Terminal 滑模控制的谐波电流跟踪控制策略,给出了 APF 线性化解耦的数学模型,利用 Lyapunov 稳定性理论进

行全局快速 Terminal 滑模控制器设计,推导出最终的滑模控制律。文中通过设计 APF 稳态和暂态运行的仿真实验,得到了如下结论:

(1) 引入非线性函数的全局快速 Terminal 滑模控制不论在 APF 稳态性能和暂态性能上均优于常规指数趋近律的滑模控制;

(2) 以 THD 为 APF 的评估目标,2 种滑模控制的暂态测试结果均不如稳态测试结果,但仍满足 IEEE 519—1992 相关标准。

但是,文中为了尽可能避免 APF 的启动阶段掩盖 Butterworth 低通滤波器的延时问题,将直流侧电容电压 $u_{dc}(0_+)$ 设定为 800 V。若能解决该延时问题,则能够提高谐波电流检测精度以至 APF 谐波补偿能力。

参考文献:

- [1] 刘军成. 电能质量分析方法[M]. 北京:中国电力出版社,2011.
LIU Juncheng. Power quality analysis method[M]. Beijing: China Electric Power Press,2011.
- [2] 杨龙月,刘建华,王崇林. 有源电力滤波器精确反馈线性化准滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报,2014,34(33):5868-5875.
YANG Longyue, LIU Jianhua, WANG Chonglin. Quasi-sliding mode control of active power filters based on exact feedback linearization[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(33):5868-5875.
- [3] 周卫平,吴正国,刘大明,等. 有源电力滤波器变趋近律滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报,2005,25(23):91-94.
ZHOU Weiping, WU Zhengguo, LIU Daming, et al. The variable reaching law sliding mode control strategy for three-phase three-wire active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(23):91-94.
- [4] 刘国海,张琛,陈兆岭,等. 基于全程滑模变结构控制的有源电力滤波器[J]. 电气传动,2014,44(11):29-32.
LIU Guohai, ZHANG Chen, CHEN Zhaoling, et al. Global sliding mode variable structure control for active power filter[J]. Electric Drive, 2014, 44(11):29-32.
- [5] 李云祥,沈志达,郑丹. 改进趋近率滑模控制在 APF 中的应用实现[J]. 计算机工程与设计,2015,36(12):3402-3407.
LI Yunxiang, SHEN Zhida, ZHENG Dan. Application of improved reaching law sliding mode control in active power filter[J]. Computer Engineering and Design, 2015, 36(12):3402-3407.
- [6] 李珊,封佳池,史丽萍,等. 四桥臂 APF 精确反馈线性化滑模控制[J]. 电力电子技术,2019,53(3):91-94.
LI Shan, FENG Jiachi, SHI Liping, et al. Exact feedback linearization and sliding mode control based on four-leg active power filter[J]. Power Electronics, 2019, 53(3):91-94.
- [7] 周卫平,杨宣访,师维,等. 三相三线有源电力滤波器新型控制策略[J]. 电力系统保护与控制,2018,46(10):55-60.
ZHOU Weiping, YANG Xuanfang, SHI Wei, et al. A novel control approach of three-phase three-wire active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(10):55-60.
- [8] RAHMANI S, MENDALEK N, AL-HADDAD K. Experimental design of a nonlinear control technique for three-phase shunt active power filter[J]. IEEE Transactions Industrial Electronics, 2010, 57(10):3364-3375.
- [9] 王雪,高云广,吝伶俐,等. 有源电力滤波器的研究现状与展望[J]. 电力系统保护与控制,2019,47(1):177-186.
WANG Xue, GAO Yunguang, LIN Lingyan, et al. Research status and prospect of active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(1):177-186.
- [10] 张国澎,周犹松,郑征,等. 有源电力滤波器指定次谐波补偿优化限流策略研究[J]. 电力系统保护与控制,2018,46(16):46-53.
ZHANG Guopeng, ZHOU Yousong, ZHENG Zheng, et al. Research on current-limiting optimization strategy for specific harmonic compensation of active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(16):46-53.
- [11] 黄崇鑫,王奔,邹超,等. 并联有源电力滤波器新型控制策略仿真研究[J]. 电力系统保护与控制,2009,37(5):52-55.
HUANG Chongxin, WANG Ben, ZOU Chao, et al. Simulation research on shunt active power filter with a novel control method[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(5):52-55.
- [12] 鲁伟,李春文,徐长波. 并联混合有源滤波器逆系统解耦控制[J]. 控制理论与应用,2013,30(9):1145-1152.
LU Wei, LI Chunwen, XU Changbo. Inverse system method based decoupling control of shunt hybrid active power filter[J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(9):1145-1152.
- [13] 巫付专. 电能变换与控制[M]. 北京:电子工业出版社,2014.
WU Fuzhuan. Power conversion and control[M]. Beijing: Electronic Industry Press, 2014.
- [14] 杨君,王兆安,邱关源. 电力有源滤波器直流侧电压的控制[J]. 电力电子技术,1996(4):48-50.
YANG Jun, WANG Zhao'an, QIU Guanyuan. DC-side voltage control of shunt active power filter[J]. Power Electronics, 1996(4):48-50.
- [15] 陈兆岭. 有源电力滤波器谐波电流检测与跟踪控制研究[D]. 镇江:江苏大学,2013.
CHEN Zhaoling. Harmonic current detection and tracking control of active power filter[D]. Zhenjiang: Jiangsu University, 2013.
- [16] 舒朝君,崔浩,朱英伟,等. 基于 RLS 算法的并联型 APF 全局积分滑模变结构控制[J]. 四川大学学报(工程科学版), 2016, 48(6):208-215.
SHU Chaojun, CUI Hao, ZHU Yingwei, et al. Global integral sliding mode control for shunt active power filter based on RLS algorithm[J]. Journal of Sichuan University(Engineering Science Edition), 2016, 48(6):208-215.
- [17] 王鹤,李耀峰,张守龙,等. 基于自适应 Terminal 滑模的混

- 沌振荡控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2013, 25(3): 152-157.
- WANG He, LI Yaofeng, ZHANG Shoulong, et al. Chaotic oscillation control based on adaptive terminal sliding mode [J]. Proceedings of the CSU-EPSC, 2013, 25(3): 152-157.
- [18] 陶彩霞, 赵凯旋, 牛青. 考虑滑模抖振的永磁同步电机模糊超螺旋滑模观测器[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(23): 11-18.
- TAO Caixia, ZHAO Kaixuan, NIU Qing. Fuzzy super-spiral sliding mode observer for permanent magnet synchronous motor considering sliding mode buffeting[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(23): 11-18.
- [19] 于永进, 王家斌, 王艳. 基于自适应全局滑模的电力系统混沌振荡控制[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(16): 43-49.
- YU Yongjin, WANG Jiabin, WANG Yan. Chaotic oscillation control in power system based on adaptive total sliding mode [J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(16): 43-49.
- [20] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真[M]. 北京:清华大学出版社, 2005.
- LIU Jinkun. MATLAB simulation of sliding mode variable structure control[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2005.
- [21] 黄清, 陈兵. 有源电力滤波器稳态和动态特性分析[J]. 电力工程技术, 2018, 37(4): 78-83.
- HUANG Qing, CHEN Bing. Active power filter under steady and dynamic state[J]. Electric Power Engineering Technology, 2018, 37(4): 78-83.

作者简介:



崔浩

崔浩(1991),男,硕士,工程师,从事电能质量在线监控、智能变电站运维技术等相关工作(E-mail:280886354@qq.com);

舒朝君(1962),女,学士,副教授,研究方向为电能质量分析与控制、工业控制及 PLC 等;

朱英伟(1982),男,博士,副教授,研究方向为电磁发射技术、电磁场仿真计算与分析。

Global fast terminal sliding mode control for improving APF harmonic compensation capability

CUI Hao¹, SHU Chaojun², ZHU Yingwei², ZHANG Yanyan¹, XU Jun¹, WANG Wenqing¹

(1. Xiangyang Power Supply Company of State Grid Hubei Electric Power Co., Ltd., Xiangyang 441000, China;

2. College of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, China)

Abstract: Harmonic current tracking control in harmonic compensation is one of the key factors to measure the performance of active power filter. Aiming at the problem of adjusting linear sliding surface parameters anyway cannot make the tracking error converge to zero in a finite time for ordinary sliding mode control, harmonic current tracking control strategy based on global fast terminal sliding mode control in current loop is proposed. The method introduces nonlinear function based on a linear sliding surface, to make up for shortcomings of ordinary sliding mode control which can achieve gradual convergence of state, while improving the transient performance of the sliding mode control and eliminating the switching term, which essentially weakens the chattering. The steady-state and transient performance tests of active power filter are carried out without changing the harmonic detection link, the comparison between the global fast terminal sliding mode control proposed and the sliding mode control of the conventional exponential approach law verify the correctness and effectiveness of the control strategy proposed.

Keywords: active power filter (APF); global fast terminal sliding mode; exponential reaching law sliding mode; chattering; harmonic compensation

(编辑 钱悦)