

DOI: 10.13382/j.jemi.2017.02.014

有源电力滤波器的双环软启动控制分析研究*

杨剑锋 姚华实

(兰州交通大学 自动化与电气工程学院光电技术与智能控制教育部重点实验室 兰州 730070)

摘要:针对并联型有源电力滤波器(APF)投入电网时,启动时的直流侧电容电压,补偿端电流冲击问题,提出了双闭环的软启动的控制策略。其中在电压外环采用一种直流侧输出电压偏差平方值的模糊-PI的新型PI控制方法,以更加精确地平稳缓冲启动电容电压。而在电流内环采用比例谐振(PR)控制方法,且运用了一种改进的谐波检测方法。最后在软件MATLAB中进行了仿真验证,且将该方法在60 kVA的实验样机上测试了可行性。通过与常规控制算法对比,说明该方法在APF启动并网时,在其抑制冲击电压和冲击电流端起到了良好的控制效果,具有良好的工程应用价值前景。

关键词:有源电力滤波器;双闭环控制;软启动;新型PI控制;PR控制

中图分类号: TN713[†]8 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Analysis research on double loop soft start control of active power filter

Yang Jianfeng Yao Huashi

(Key Laboratory of Opto Electronic Technology and Intelligent Control, Ministry of education, School of Automation and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

Abstract: For paralleled active power filter (APF) into the power grid, the control strategy of double closed loop soft start is proposed to solve the problem that the capacitor voltage of DC side is started and the current impact of compensation end is presented. The new PI fuzzy-PI control method adopting a DC output voltage deviation square values ring in the outer voltage is used for more accurate and stable buffer starting the capacitor voltage. The proportional resonant (PR) control method is used in the current loop, and an improved harmonic detection method is also used. Finally, a simulation experiment is carried out in the MATLAB software, and the method is used to test the feasibility of the 60 kVA prototype. Comparing with the conventional control algorithm, the method obtains better control result on the inhibition of impulse voltage and impulse current end in the APF grid, it has good prospects for engineering applications.

Keywords: active power filter; double closed loop control; soft start; new PI control; PR control

1 引言

在目前的电力系统谐波抑制的研究方法中,APF可使电能质量得到良好的改善。由于正常工作运行时,交流侧的电感值很小,造成电感电流变换率大^[1],进而导致电流的跟踪能力就越弱。而直流侧仅有电容,如果不经软启动过程直接将指令电流送给指令跟踪电路,将会产生很大的冲击电流,导致直流侧电压波动较大,会对功

率器件的安全造成威胁^[2]。所以软启动是抑制启动冲击等不利因素的关键技术,确保系统平稳的启动,并顺利投入到运行工作当中。

现有方法通过启动限流电阻方法^[3],启动时间长、硬件结构复杂。而在瞬态控制端,多采用传统的PI控制^[4],但精确度不高。文献^[5]提出采用间接电流去改善幅相的策略,有效改进了启动时的动态性能,但方法过于繁琐。

目前对于APF的控制策略分析大多都是单向的^[6],

而双向的分析研究甚少,本次则双环地对 APF 启动并网时补偿电流端冲击和直流侧电压冲击进行了控制分析与研究。

2 双环软启动控制策略理论分析

2.1 主控制系统概述

现提出采用双环软启动的实用性控制策略^[7],其中直流侧电压理论与参考的差值作为电压外环的输出结果,得到了实际和指令补偿电流的偏差作为电流内环的输出结果^[8],如图 1 所示。

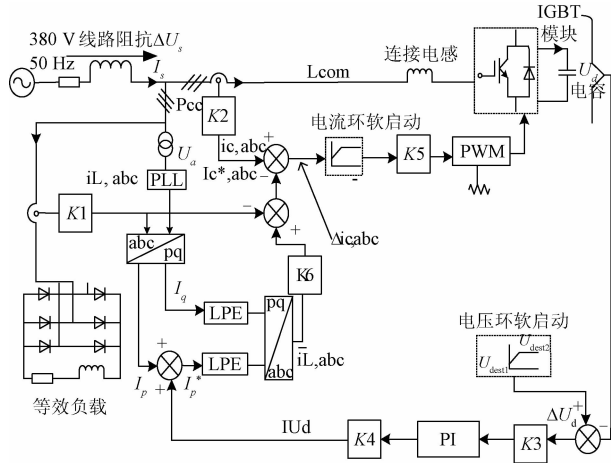


图 1 APF 双环控制策略原理

Fig. 1 Schematic diagram of APF double loop control

软件部分主以两个虚线方框内的软启动环节来实现^[9]。K1 和 K2 是考虑补偿负载变化的系数,K4 和 K6 是匹配系统的调节系数,而 K3 和 K5 是为稳定系统的放大系数。该方案是由电压、电流组成的双闭环控制系统。

2.2 电压外环控制分析

2.2.1 直流侧电压理论分析

首先对直流侧电压分析,其中电源电压为^[10]:

$$\begin{aligned} u_a &= \sqrt{2}U_s \sin(\omega_0 t + \varphi_u) \\ u_b &= \sqrt{2}U_s \sin(\omega_0 t + \varphi_u - 120^\circ) \\ u_c &= \sqrt{2}U_s \sin(\omega_0 t + \varphi_u + 120^\circ) \end{aligned} \quad (1)$$

式中: ω_0 是基波频率, φ_u 是电源相角。

由于系统产生直流侧和交流侧功率平衡,即:

$$P_{DC} = P_{AC} \quad (2)$$

式中: P_{DC} 和 P_{AC} 分别代表了从直流侧电容吸收和供应交流侧的瞬时功率。式(2)也可以写成:

$$-\frac{dw_{DC}}{dt} = -\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C u_{DC}^2 \right) = u_a i_{ak} + u_b i_{bk} + u_c i_{ck} \quad (3)$$

式中: C 是 APF 直流侧电容, u_{DC} 是电容电压, i_{ak} 、 i_{bk} 和 i_{ck} 输出侧的 k 次电流,所以这三相 k 次电流也可以表示成:

$$\begin{aligned} i_{ak} &= \sqrt{2}I_k \sin(k\omega_0 t + \varphi_{ik}) \\ i_{bk} &= \sqrt{2}I_k \sin(k\omega_0 t + \varphi_{ik} - 120^\circ) \\ i_{ck} &= \sqrt{2}I_k \sin(k\omega_0 t + \varphi_{ik} + 120^\circ) \end{aligned} \quad (4)$$

式(4)则被重新写成:

$$-\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C u_{DC}^2 \right) = u_a i_{ak} + u_b i_{bk} + u_c i_{ck} = 3U_s I_k \cos[2\pi(k-1)f_0 t - \varphi_u + \varphi_{ik}] \quad (5)$$

由此可得,当向系统注入 k 次谐波电流时, P_{DC} 的正负是与电容电压 u_{DC} 大小值是成反比的^[11]。

根据守恒定律, u_{DCmax} 减小到了 u_{DCmin} ,得:

$$\int_{\tau}^{\tau + 1/2(k-1)f_0} P_{AC} dt = \frac{1}{2} C (U_{DCmax}^2 - U_{DCmin}^2) \quad (6)$$

推出:

$$\Delta_k = \frac{3U_s I_k}{2\pi(k-1)f_0 U_{DCref} C} \quad (7)$$

式中: Δ_k 是由 k 次谐波电流引起直流侧电容电压波动冲击的瞬时值。

2.2.2 直流侧电压偏差平方值的模糊-PI 控制设计

针对直流侧电压偏差 ΔU_{dc} 不能有效降低系统空载电流的问题,现将压差平方值作为控制端的输入信号,如式(8)所示,其中 U_{ref} 为给定参考电压。

$$\Delta U_{dc}^2 = (U_{ref} - U_{dc}) \cdot |U_{ref} - U_{dc}| \quad (8)$$

图 2 所示为偏差平方值输入量的模糊-PI 控制框图。模糊输入量为 E 和 EC ,输出量为 ΔK_p 和 ΔK_i ,且模糊论域为 $[-6, 6]$,论域内的负大、负中、负小、零、正小、正中、正大分别用 NB 、 NM 、 NS 、 ZE 、 PS 、 PM 、 PB 7 个变量来代表,得出规则表 1、2^[12]。

然后经重心解模算法去修正理论参数,如 $k_p = k_p' + \Delta k_p$ 和 $k_i = k_i' + \Delta k_i$,所以可得 Fuzzy PI 总控制算法表达式为:

$$r(k) = (k_p' + \Delta k_p) \times [e(k) - e(k-1)] + (k_i' + \Delta k_i) \times e(k) \quad (9)$$

2.3 补偿电流内环 PR 控制器的实现

鉴于 PR 控制器在谐振频率处有着相同频率的正弦信号,所以电流内环采用 PR 控制器^[13]。该控制器由谐振环节 G_R 和比例环节 G_p 构成,其电流追踪特性的阐述为:

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (10)$$

式中: K_p 为比例常数, K_i 为积分时间常数, ω_0 为谐振频率。 K_i 降低能够产生窄的频带,升高能够产生宽的频带,反之成立,直到谐振频率到达峰值。

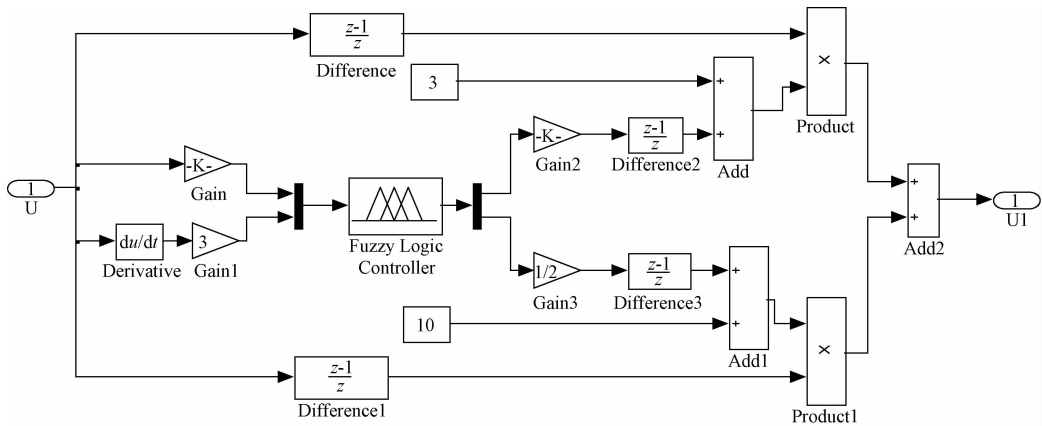


图2 模糊-PI 控制电路

Fig.2 Fuzzy-PI control circuit

表1 ΔK_p 模糊控制规则

Table 1 ΔK_p fuzzy control rules

EC	E						
	PB	PM	PS	ZE	NS	NM	NB
PB	PB	PB	PB	PS	NB	NM	NS
PM	PB	PB	PM	PS	NM	NS	ZE
PS	PB	PM	PS	ZE	NS	ZE	PS
ZE	PM	PS	ZE	ZE	ZE	PS	ZE
NS	PS	ZE	NS	ZE	PS	PM	NS
NM	ZE	NS	NM	PS	PM	PB	NM
NB	NS	NM	NB	PS	PB	PB	NB

表2 ΔK_i 模糊控制规则

Table 2 ΔK_i fuzzy control rules

EC	E						
	PB	PM	PS	ZE	NS	NM	NB
PB	NB	NB	PM	PB	PM	PS	ZE
PM	NB	NB	PS	PB	PS	ZE	NS
PS	NB	NM	ZE	PM	ZE	NS	NM
ZE	NM	NM	NS	ZE	NS	NM	NM
NS	NM	NS	ZE	PM	NM	NM	NB
NM	NS	ZE	PS	PB	NM	NB	NB
NB	ZE	PS	PM	PB	NB	NB	NB

为确保正弦信号的零误差,PR 特性如下:

$$A(\omega) = \sqrt{K_p^2 + \left(\frac{K_i \omega}{\omega_0^2 - \omega^2}\right)^2} \quad (11)$$

且当用 PR 控制交流回路时,其算法如下:

$$u_k = -\left(K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega_0^2}\right)(i_h - i_c) + u_{sk} \quad (12)$$

其中, $k = a, b, c$. i_h 是谐波电流, i_c 是补偿电流。

传统谐波电流方法都是基于同步旋转坐标变换而来,难以检测指定次谐波。而 FBD 算法无需坐标变换且算法简单方便^[14]。其检测原理如图3所示。

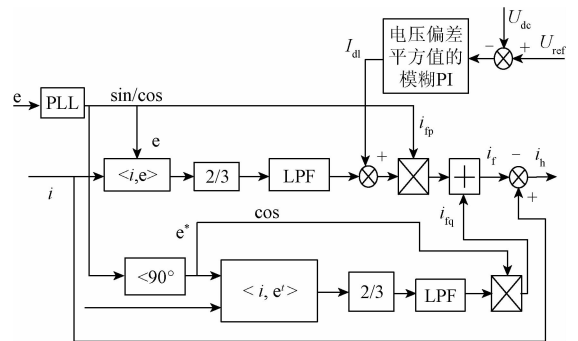


图3 FBD 谐波检测算法原理

Fig.3 Schematic diagram of FBD harmonic detection

图3中 i_{ip} 和 i_{iq} 为负载基波中的有功和无功电流, i_f 为基波电流, i_h 为负载中除基波外的电流分量。

2.4 双闭环控制策略实用性分析

双闭环控制策略是由电流内环和电压外环组成,两环参数之间有着相互关联和制约的关系,为减小冲击信号对元器件损耗,构建如下目标函数:

$$\min J = \int_{t_0}^{t_f} \{ [U_{dc} - u_{dc}(t)]^2 + i_l^2(t) \} dt$$

$$\text{s. t.} \leq \begin{cases} u_{dc}(t) \leq U_{dc} \\ \frac{du_{dc}(t)}{dt} \leq C_1 \\ |i_l(t)| \leq C_2 \\ \left| \frac{di_l(t)}{dt} \right| \leq C_3 \end{cases} \quad (13)$$

式中:常数 C_1, C_2, C_3 分别表示为直流侧电压变化率、电源电流的峰值、变化率的最大值。

与传统单向控制相比,双闭环软启动控制策略,不是单纯的通过控制电压外环去影响电流内环的鲁棒性,或者单一控制电流内环去影响电压外环的纹波电压变化

率,进而影响补偿电流的跟随性。即双环控制系统触发信号利用效率更高^[15]。

3 仿真分析

现通过软件 MATLAB 进行验证,参数如表 3 所示。

表 3 系统仿真参数

Table 3 Simulation parameters of system

名称	参数指标
系统电源/频率	380 V/50 Hz
给定电压值	600 V
直流侧电容值	6 800 μF
交流侧阻感	0.02 Ω , 2 mH
网侧负载	30 Ω , 10 mH

为产生对比效果,加入 switch 模块,方便 PI 和模糊之间来回切换。其中,实线是采用传统的 PI 控制,点画线是采用偏差平方值作为 PI 输入,而虚线是采用偏差平方值作为模糊 PI 输入,如图 4(a)所示。

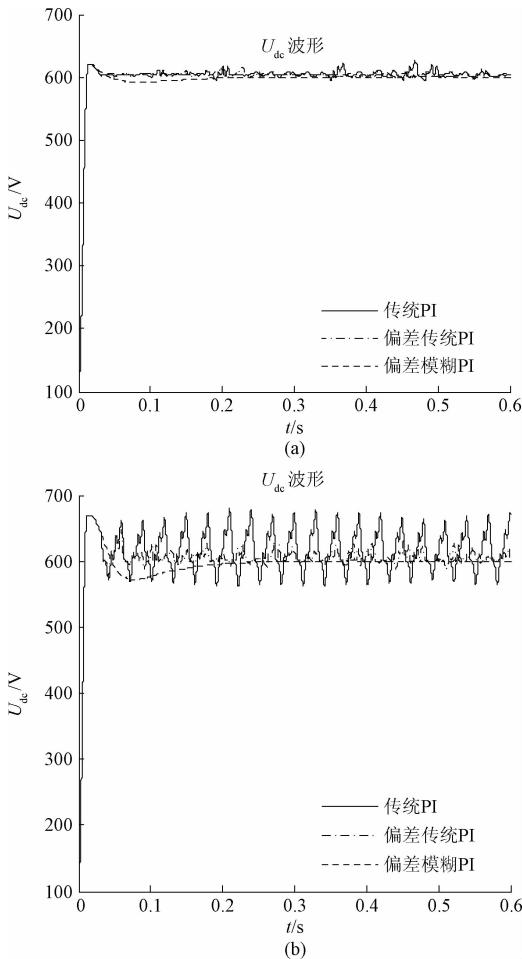


图 4 (a) 电容值为 6 800 μF ; (b) 电容值为 4 500 μF
Fig. 4 (a) Capacitance value is 6 800 μF ;
(b) Capacitance value is 4 500 μF

通过对比分析,系统运行周期 0.6 s,在 0 时刻投入运行,约 0.2 s 时进入稳定状态。传统 PI 在升到 600 V 时,瞬时冲击峰值达到了 620 V,而选用偏差 PI 将纹波冲击减小至 608 V。对于采用偏差模糊 - PI 控制算法的电压一直稳定在 600 V,效果最好。此外,选取了 4 500 μF 的电容值进行了对比分析,如图 4(b)所示。

对比冲击波动幅值,固取 6 800 μF 电容值为宜。

现对电流内环补偿端进行分析,谐波检测采用改进的 FBD 算法,控制器分别选用 PI 和 PR 去控制电源电流补偿端,仿真结果如图 5(a)和(b)所示。

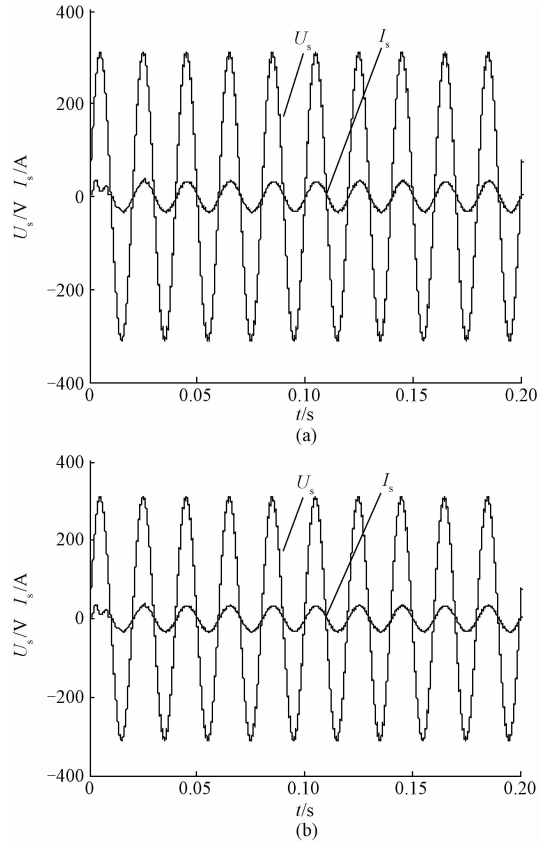


图 5 (a) PI + FBD 算法控制; (b) PR + FBD 算法控制
Fig. 5 (a) PI + FBD algorithm control;
(b) PR + FBD algorithm control

对比图 5(a)和(b),选用周期 0.2 s,系统并网冲击电流冲击从 200 A 降到正弦电流的 58.8 A,效果明显。鉴于 FBD 的时控性,在 0.08 s 后的畸变率也很低。

以上对直流侧电压均为单向外环电压控制,若添加电流内环进行双环的控制策略对比分析,来抑制启动冲击电压问题,其仿真结果如图 6(a)所示。

如图 6(a)所示,系统在 0.04 s 对电容充电,在 0.25 s 时达到 600 V 的稳定值。相对于单向电压外环控制,加入电流内环的双环系统反馈速度更快,升压更加平滑。由于基波有功电流的缓升对电压纹波变化率有抑制作

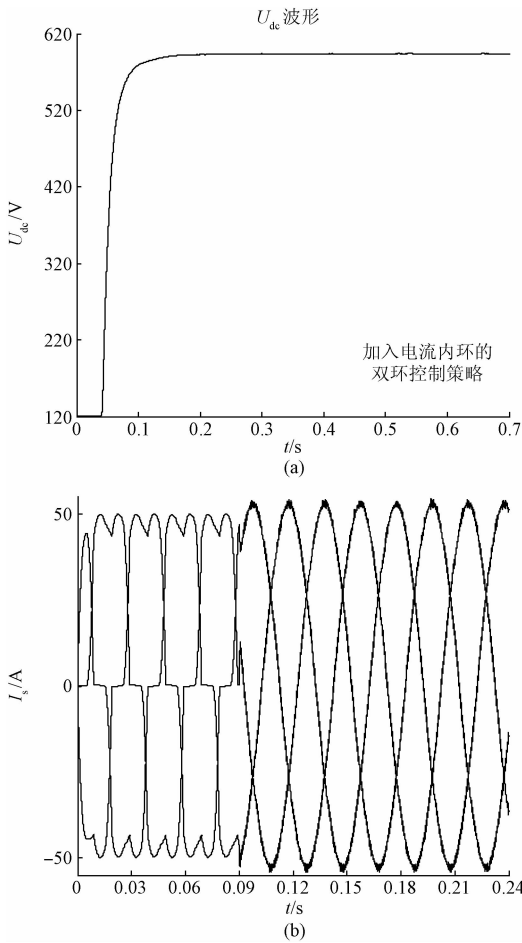


图6 (a)双环控制直流侧电压特性分析;
(b)双环控制补偿电流特性分析
Fig.6 (a)Analysis of double loop control DC side voltage character;(b)Analysis of double loop compensation current character

用,0.25 s 平稳后的畸变率也会降低。

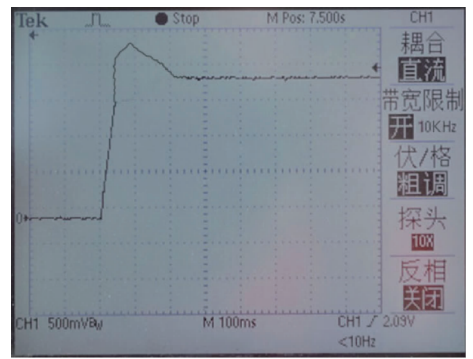
反之,若添加电压外环进行双环的控制策略对比分析,来抑制补偿电流冲击问题,如图6(b)所示。

如图6(b)分析,双环系统在0.09 s时将并网最大冲击电将至 ± 55 A,效果最好。由于外环电压信息叠加到内流电流上,双环控制对电流冲击的抑制速度加快,且在0.12 s 稳定后的畸变率降至1%以下。

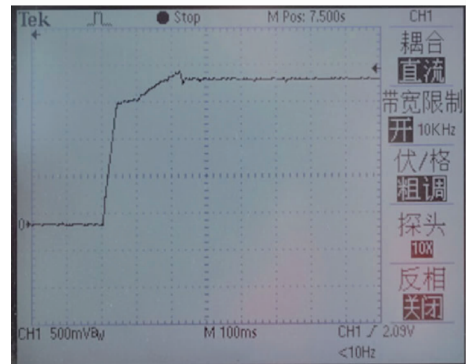
4 实验验证

基于仿真基础,在60 kVA 的实验样机上实验验证。其中开关频率为10 kHz,芯片为AD574A,DSP 则采用TMS320F28335 数字控制型,谐波检测采用了改进的FBD 检测算法。

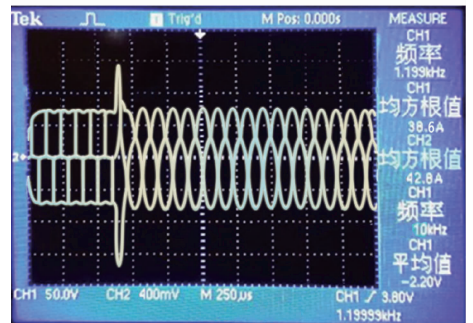
图7(a)所示为传统PI控制直流侧电压效果图,而7(b)所示则采用了偏差平方的模糊PI算法来对比分析。



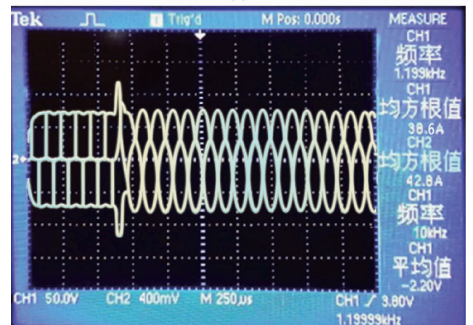
(a)



(b)



(c)



(d)

图7 (a)传统PI控制;(b)偏差平方的模糊PI控制;
(c)传统PI控制算法;(d)改进的PR控制算法
Fig.7 (a)Traditional PI control;(b)Fuzzy PI control of square deviation;(c)The traditional PI control algorithm;(d)The improved PR control algorithm

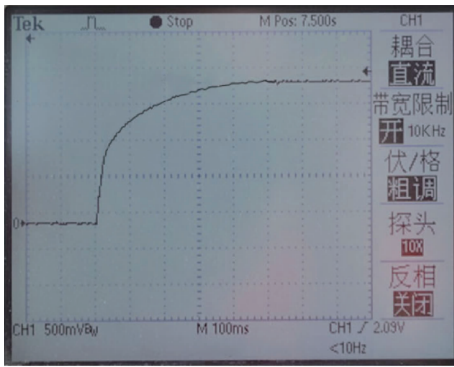
对比两图分析,系统在0.02 s 时触发脉冲对直流侧电容充电。运用传统PI控制,在100 ms 内产生的恒流过冲

达到了 680 V,而采用偏差平方模糊 PI 算法的实验方针,将启动电压冲击降到了 620 V,且所用调节时间缩短了 0.02 s。

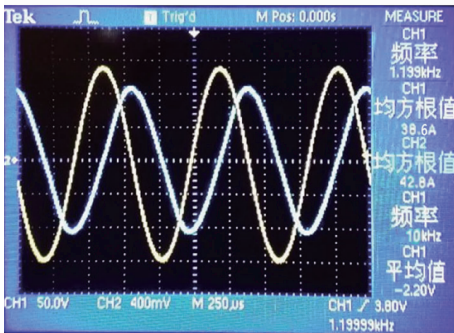
对于补偿电流启动冲击控制,分别选用 PI 和 PR 控制器来对比效果。实验效果如图 7(c)和 7(d)所示。

由于电抗器与三相电源相连,则直接分析电抗器波形图。系统在 0.1 s 时软并网,0.18 s 进入稳态。传统 PI 控制的冲击电流峰值为 65.5 A,而改进的 PR 算法将峰值降到了 55.6 A,抑制冲击效果明显。

下面将对单双环电压电流控制对比分析。图 8(a)和(b)分别是在单向外环电压添加电流内环和单向电流内环加入电压外环进行的双环对比效果图。



(a)



(b)

图 8 (a)双环控制直流侧电压软启算法;
(b)双环控制补偿端电流软启算法

Fig. 8 (a)The soft start algorithm of double loop control DC voltage;(b)The soft start algorithm of double loop control compensation end current

对比发现,相对于单向外环电压控制,加入电流内环的双环系统所用时间在 0.04 s 后的投入更少,在 0.2 s 时就达到 600 V 的稳压值,升压斜率降至 0.5 以下,效果显著。而相对于单向电流控制补偿端,选取双环错开角度、幅值的两相均方根值为 38.6 和 42.8 A,其整个软启过程无恒流过冲现象。

5 结 论

APF 投入电网时,针对电流和电压启动时存在的冲

击问题,提出了双环软启动的控制策略。对于高频干扰信号的静差问题,通过内环电流加入 PR 控制来有效消除,而对于电压外环不能实时在线自整定参数,运用压差平方模糊 PI 算法去消除影响。最后皆在仿真和实验中进行对比分析和验证。

参考文献

[1] 柯程虎, 张辉. 小功率单相光伏并网逆变的研究[J]. 仪器仪表学报, 2014, 35(12): 2866-2873.
KE CH H, ZHANG H. Tracking research on small power single-phase grid-connected inverters [J]. Chinese Scientific Journal of Instrument, 2014, 35 (12): 2866-2873.

[2] 严雪飞, 朱长青, 赵月飞, 等. 电子负载直流侧电压分析及滤波技术研究[J]. 国外电子测量技术, 2014, 33(11): 21-24.
YAN X F, ZHU CH Q, ZHAO Y F, et al. Research on DC voltage and filtering technology on ectload [J]. Journal of Foreign Electronic Measurement Technology, 2014, 33(11): 21-24.

[3] 张国荣, 邹扬, 张桓, 等. 电压分层控制的 H 桥级联有源电力滤波器研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(6): 844-852.
ZHANG G R, ZOU Y, ZHANG H, et al. Hybrid research on H-bridge cascaded APF based on voltage hierarchical control [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2015, 29(6): 844-852.

[4] 陈增禄, 曾宪莉, 龙兵. 新型多电平滞环跟踪控制方法的研究与设计源 [J]. 电子测量技术, 2013, 36(2): 1-5.
CHEN Z L, ZENG X L, LONG B. Research and design of a novel multilevel hysteresis tracking method [J]. Electronic Measurement Technology, 2013, 36(2): 1-5.

[5] 吴婷, 杨剑锋. APF 直流侧纹波电压分析及新 PI 控制策略研究[J]. 电力电子技术, 2015, 49(5): 90-92.
WU T, YANG J F. DC side APF ripple voltage analysis and new PI control strategy research [J]. Power Electronics Technology, 2015, 49(5): 90-92.

[6] 罗其锋, 有源电力滤波器在配网中的关键技术实用化研究[D]. 广州:广东工业大学, 2010.
LUO Q F, APF In the research on key technology in the practical application in distribution network [D]. Guangzhou:Guangdong University of Automation, 2010.

[7] 孙驰, 鲁军勇, 马伟明. 一种新的三相四桥臂逆变器控制方法[J]. 电工技术学报, 2007, 22(2): 58-63.
SUN CH, LU J Y, MA W M. A novel control method for three-phase four-leg inverter [J]. Transactions of China Electro technical Society, 2007, 22(2): 58-63.

[8] 徐伟, 汤莹, 杨绪森, 等. 基于 CPLD 的高精度程控移

- 相器 [J]. 电子测量技术, 2014, 37(12): 5-9.
- XU W, TANG Y, YANG X S, et al. High accuracy program-controlled phase shifter based on CPLD [J]. Electronic Measurement Technology, 2014, 37(12): 5-9.
- [9] 任子晖, 朱慧, 刘伟. 并联型有源电力滤波器双闭环控制策略研究[J]. 工矿自动化, 2013, 39(12): 51-54. REN Z H, ZH H, LIU W. Shunt APF double closed loop control strategy research [J]. The Industrial and Mining Automation Technique, 2013, 39(12): 51-54.
- [10] 雷宵, 肖湘宁, 徐永海, 等. 并联型级联多电平逆变器直流电容电压控制方法 [J]. 电网技术, 2010, 34(7): 30-35. LEI X, XIAO X N, XU Y H. et al. A method to control DC capacitor voltage of shunt cascaded multilevel inverter [J]. Power System Technology, 2010, 34(7): 30-35.
- [11] 周柯, 罗安. 大功率有源滤波器直流侧电容设计与电压控制[J]. 电力电子技术, 2007, 41(4): 12-16. ZHOU K, LUO A. High-power active filter design with DC capacitor voltage control [J]. Power System Technology, 2007, 41(4): 12-16.
- [12] 刘威威, 丁洪发, 段献忠. 有源电力滤波器选择性谐波电流策略 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(27): 14-20. LIU W W, DING H F, DUAN X Z. Selective harmonic current control strategy in active power filters [J]. Proceedings of the CSEE2011, 31(27): 14-20.
- [13] 王建勋, 刘会金, 韩丰收, 等. 一种时频混合方法用于谐波间谐波在线监测 [J]. 电网技术, 2012, 36(10): 3-4. WANG J X, LIU H J, HAN F SH, et al. A hybrid approach for inter-frequency harmonics Harmonics Monitoring [J]. Power. Electronics. Technology, 2012, 36(10): 3-4.
- [14] 马琳, 金新民, 唐芬. 三相并网逆变器比例谐振控制及其网压前馈问题分析 [J]. 电工学报, 2012, 27(8): 56-63. MA L, JIN X M, TANG F. Analysis fed before three-phase grid-resonant inverter proportional pressure control and network [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(8): 56-63.
- [15] 顾和荣, 王德玉, 沈虹, 等. 三相四桥臂逆变器控制技术 [J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(24): 41-46. GU H R, WANG D Y, SHEN H, et al. Technology research of three-phase four-leg inverter control [J]. Power Electronics Technology, 2011, 45(5): 49-51.

作者简介



杨剑锋, 1980 年出生, 毕业于浙江大学, 获得博士学位, 现任兰州交通大学副教授, 主要研究方向为先进控制理论与方法。
E-mail: 17076366315@163.com

Yang Jian Feng was born in 1980, and graduated in Zhe jiang University, and received a doctorate degree. He is associate professor in Lanzhou Jiaotong University now. Her present research interests include advanced control theory and method.



姚华实, 1991 年出生, 就读于兰州交通大学, 现为兰州交通大学硕士研究生。目前主要研究方向为电力电子与电力传动技术。
E-mail: 535067353@qq.com

Yao Hua Shi was born in 1991, and present studying at Lanzhou Jiaotong University. His present research interests include power electronics and power transmission technology.