

DOI: 10.13382/j.jemi.B2003621

带有过渡过程的一阶自抗扰 SAPF 并网 启动策略研究*

杨剑锋 丁宇 刘洋 齐仁德

(兰州交通大学 自动化与电气工程学院 兰州 730070)

摘要:针对传统控制方式下并联型有源电力滤波器(SAPF)并网时引起的电压超调和电流冲击问题。基于保护开关器件和防止电流过大产生的线路过电流保护,通过建立 SAPF 直流侧数学模型,分析了产生电压超调和电流冲击的原因。在进行以上工作之后,在传统的串联限流电阻启动策略的基础上引入过渡过程和一阶自抗扰控制,设计了一种带有过渡过程的一阶自抗扰 SAPF 并网启动策略,并验证了一阶自抗扰控制的稳定性。在仿真软件中对所提出的启动策略进行了验证,同时在仿真中与传统的比例积分(PI)控制方法进行了对比,验证了所提出的启动策略的有效性和可行性。最终通过仿真分析,该启动策略可将本系统并网启动过程产生的冲击电流抑制在 100 A 以内,与传统控制策略冲击电流 500 A 相比,极大的抑制了冲击电流对电网的损害;并网启动过程产生的电压超调为 0,实现了 SAPF 无冲击启动。

关键词:有源电力滤波器;启动策略;线性自抗扰控制器;过渡过程;并网冲击

中图分类号: TM712 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4031

Research on the start-up strategy of first-order active disturbance rejection SAPF with transition process

Yang Jianfeng Ding Yu Liu Yang Qi Rende

(School of Automation and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

Abstract: Aiming at the problems of voltage overshoot and current surge caused by parallel active power filter (SAPF) grid connection under traditional control mode. Based on the protection of switching devices and line overcurrent protection from excessive current, the article analyzes the causes of voltage overshoot and current impact by establishing a mathematical model of SAPF DC side. After the above work, the transition process and first-order auto disturbance rejection control are introduced on the basis of the traditional series current limiting resistor start strategy, and a first-order auto disturbance rejection SAPF grid-connected start strategy with transition process is designed, which verifies the stability of the first-order active disturbance rejection control. The proposed startup strategy was verified in the simulation software, and compared with the traditional proportional integral (PI) control method in the simulation, the validity and feasibility of the proposed startup strategy were verified. Finally, through the simulation analysis, this startup strategy can suppress the inrush current generated during the grid-connected startup process of the system within 100 A. Compared with the traditional control strategy of 500 A, the inrush current greatly suppresses the damage to the grid; The voltage overshoot during grid connected startup is 0, and the SAPF has no impact start.

Keywords: active power filter; start strategy; linear active disturbance rejection controller; transition process; on-grid impact

0 引言

非线性负载随着电力电子器件的广泛应用而逐渐增多,不仅影响电网以及设备的正常运行,而且可能引起重

大事故,因此电网谐波污染问题亟待解决。传统无源滤波器的效果和性能已经无法满足当前需求,并联型有源电力滤波器(shunt active power filter, SAPF)被提出并成为治理电网谐波的重要方法^[1-4]。SAPF 在并网启动过程中存在着直流侧电压超调和电流冲击的问题,电压超调

导致开关器件上的电压值超过该开关器件所能承受的最大电压导致开关器件损坏,电流冲击对电网造成较大的影响^[5]。因此对 SAPF 设计一套合理的启动策略是十分必要的。

文献[5-6]提出采用智能控制的方法来实现电压无冲击启动,该方法无需建立数学模型,能够实现稳态跟踪但忽略了电流冲击问题;文献[7]提出通过串联限流电阻来起到抑制并网冲击的效果,但启动时间过长。文献[8]提出了变 PI 参数法来抑制并网冲击,该方法通过改变 PI 参数来适用系统的不同状态但 PI 参数整定困难且需要整定多组 PI 参数;文献[9]提出了最佳时间点柔性并网启动策略但实际操作困难。

自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)是1998年正式提出的新型控制技术,其特点为能够对系统中的未知扰动进行观测和补偿,能够在耦合、非线性、时变以及不确定因素下实现良好的控制效果^[10-11]。自抗扰控制因其不依赖于准确的数学模型,系统鲁棒性强,控制效果优异,因此被广泛应用于电力电子装置的控制当中。

本文针对 SAPF 并网运行瞬间产生的电压超调和电流冲击问题,设计了一套带有过渡过程的自抗扰控制 SAPF 启动策略,能够有效的抑制电压超调和电流冲击,具有较好的动态特性和较强的鲁棒性。通过与不带有过渡过程的启动策略对比,验证了过渡过程的必要性;与带有过渡过程的比例积分(PI)启动策略对比,验证了自抗扰控制的优越性与实用性。

1 SAPF 结构与直流侧建模分析

本文以三相三线制 SAPF 为研究对象,系统主要由电网、非线性负载及 SAPF 组成,结构如图1所示。图1中 e_a, e_b, e_c 为电网电压; u_a, u_b, u_c 为三相电压型逆变器的输出电压; i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} 为非线性负载电流; i_a, i_b, i_c 为三相电网电流; i_{ca}, i_{cb}, i_{cc} 为 SAPF 的谐波补偿电流; R 代表线路、电感、电容以及逆变器本身损耗的等效电阻; L 为滤波电感; C 为直流侧电容; u_{dc} 为直流侧电压^[12-13]。

直流侧瞬时吸收的能量等于交流侧瞬时释放的能量^[14],根据能量平衡可得:

$$\begin{aligned} e_a(t)i_{ca}(t) + e_b(t)i_{cb}(t) + e_c(t)i_{cc}(t) = \\ i_{ca}(t)L \frac{di_{ca}(t)}{dt} + i_{cb}(t)L \frac{di_{cb}(t)}{dt} + i_{cc}(t)L \frac{di_{cc}(t)}{dt} + \\ R[i_{ca}^2(t) + i_{cb}^2(t) + i_{cc}^2(t)] + C \frac{du_{dc}(t)}{dt} u_{dc} \end{aligned} \quad (1)$$

式中: $e_a(t), e_b(t), e_c(t)$ 为三相电压当前时刻瞬时值; $i_{ca}(t), i_{cb}(t), i_{cc}(t)$ 三相电流当前时刻瞬时值; $u_{dc}(t)$ 直流侧电容电压当前时刻瞬时值。化简式(1)可得:

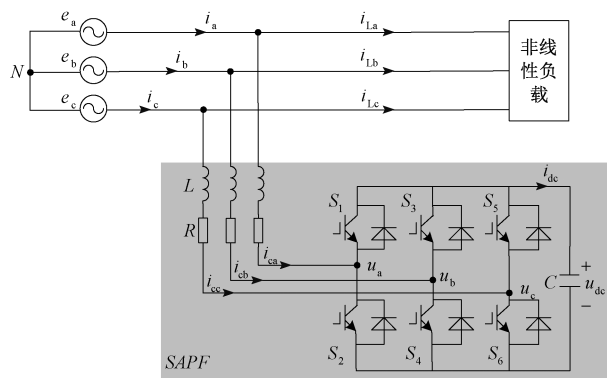


图1 三相三线制 SAPF 原理

Fig. 1 Three-phase three-wire SAPF schematic diagram

$$\begin{aligned} e_a(t)i_{ca}(t) + e_b(t)i_{cb}(t) + e_c(t)i_{cc}(t) = \\ \frac{1}{2}L \frac{d}{dt} [i_{ca}^2(t) + i_{cb}^2(t) + i_{cc}^2(t)] + \\ R[i_{ca}^2(t) + i_{cb}^2(t) + i_{cc}^2(t)] + \frac{1}{2}C \frac{du_{dc}^2(t)}{dt} \end{aligned} \quad (2)$$

在不考虑三相电压不对称及电网电压畸变的情况下,根据瞬时无功率理论得到:

$$e_a(t)i_{ca}(t) + e_b(t)i_{cb}(t) + e_c(t)i_{cc}(t) = 3U_A I_p(t) \quad (3)$$

式中: U_A 为三相电压中 A 相的电压有效值; $I_p(t)$ 为三相有功电流瞬时值。

由于直流侧电容电压的上升或下降是由基波有功功率决定的,将 $I_p(t)$ 分解为 $I_h(t)$ 和 $I_f(t)$:

$$I_p(t) = I_h(t) + I_f(t) \quad (4)$$

式中: $I_h(t)$ 为 $I_p(t)$ 中的谐波补偿电流; $I_f(t)$ 为调节直流侧电压的基波电流。

同理可将等效电阻 R 和滤波电感 L 的瞬时功率改写为:

$$R[i_{ca}^2(t) + i_{cb}^2(t) + i_{cc}^2(t)] = 3R[i_h^2(t) + i_f^2(t)] \quad (5)$$

$$\frac{1}{2}L \frac{d}{dt} [i_{ca}^2(t) + i_{cb}^2(t) + i_{cc}^2(t)] = \frac{3}{2}L \frac{d}{dt} [i_h^2(t) + i_f^2(t)] \quad (6)$$

整理可得:

$$\begin{aligned} 3U_A I_p(t) - 3R[i_h^2(t) + i_f^2(t)] - \frac{3}{2}L \frac{d}{dt} [i_h^2(t) + \\ i_f^2(t)] = \frac{1}{2}C \frac{du_{dc}^2(t)}{dt} \end{aligned} \quad (7)$$

2 启动策略分析

目前 SAPF 多采用电压型逆变器,若有源电力滤波器直接并入电网投入运行,电网对直流侧电压迅速充电。

在启动过程中如不采用合理的启动策略将导致 SAPF 直流侧电压产生严重超调,超过开关器件的额定工作电压导致开关器件损坏;同时产生几倍于正常工作电流的冲击电流,对电网产生较大影响,还可能引起开关器件功率过流保护,损坏开关器件。因此设计一套切实可行的 SAPF 启动策略是十分必要的。本文将 SAPF 启动策略分为两个阶段分别为不控整流升压阶段和持续升压阶段^[15]。

2.1 不控整流升压阶段

SAPF 系统启动时,若系统中没有串联电阻而是直接将其并入电网,通过与开关器件并联的二极管整流对直流侧电容进行充电。通常 SAPF 主电路中的串联电感的电感值较小,启动过程中流过电感的电流值突变, $\Delta di/dt$ 较大,电感受到冲击电流的影响进而反馈到直流侧电容,造成启动时直流侧电容电压值过大^[16]。

在不控整流升压阶段当中,开关器件没有驱动信号,利用与开关器件并联的反向二极管进行充电,如图 2 所示,此时开关 K 断开。

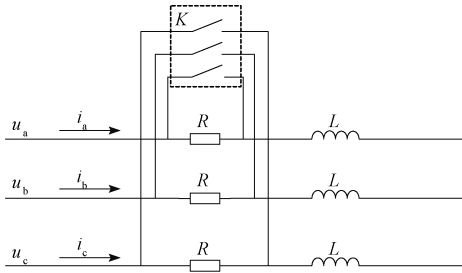


图 2 串电阻启动示意图

Fig. 2 Schematic diagram of string resistance startup

图 2 中 R 为抑制电流冲击所串联的限流电阻,限流电阻 R 的阻值越大电流冲击就越小,同时直流侧电压上升缓慢,最后稳定的时间就越长,导致启动时间过长。在此阶段如不提前结束的话,直流侧最终将稳定在三相桥式整流电路的峰值 537 V。但由于电路中存在二极管分压等压降实际的直流侧电压会低于 537 V,图 3 所示为串电阻设置为 3 Ω 时,直流侧电压上升曲线。因后期电压上升缓慢为满足快速启动需求,将该阶段提前结束。经过综合考虑当直流侧电压上升到 400 V 时结束不控整流阶段。另外经过多次仿真验证,短路开关 K 需要在完全完成启动过程后才可以断开,否则在下一阶段的易产生较大的冲击电流。

2.2 持续升压阶段

第 1 阶段结束后,直流侧电压达到 400 V,未达到 SAPF 稳定工作所需要的直流侧期望电压值。因此需要将直流侧电压从 400 V 平稳上升到维持 SAPF 正常工作所需的电压值并稳定在该电压值才能使 SAPF 稳定工

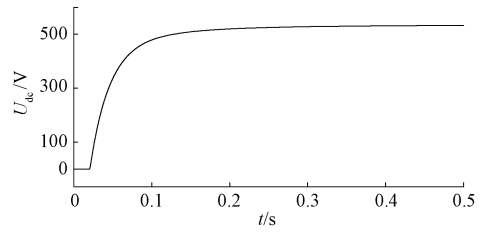


图 3 直流侧电压上升图

Fig. 3 DC side voltage rise graph

作,达到期望的补偿效果。本次设计将期望的直流侧电压设计为 800 V。

SAPF 直流侧电压只受基波有功电流影响,基波有功电流的相位由电源电压决定,直流侧电压控制模块通过调整基波有功电流的大小来调节直流侧电压。这种方法避免了直流侧电压控制模块与谐波电流检测模块相互影响,同时可以实现在 SAPF 不启动的情况下将直流侧电压上升到期望值。直流侧控制原理如图 4 所示,在 SAPF 启动过程中 $i_h = 0$,此时不对电网谐波进行补偿,SAPF 未工作。

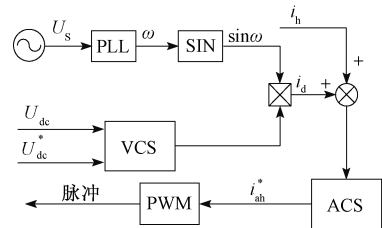


图 4 直流侧电压控制结构

Fig. 4 DC side voltage control structure diagram

3 带有过渡过程的一阶自抗扰启动策略

在持续整流升压阶段中,需要设计一个合理的过渡过程使直流侧电容电压在没有电压超调和电流冲击的情况下平稳上升到 800 V。同时需要设计一套控制方法使直流侧电压在可控的情况下跟随过渡过程上升。最终设计出带有过渡过程的一阶自抗扰启动策略。整体控制框图如图 5 所示。

3.1 过渡过程

通过设置合理的过渡过程将电流冲击和电压冲击抑制在允许的范围内,使直流侧电压跟随设置的过渡过程上升曲线上,本文将过渡过程上升曲线斜率设置为 3 900 V/s 以确定启动电流保持在正常工作电流的 2 倍以内。该上升曲线的开始时间为不控整流结束,直流侧电容电压达到 400 V 时。

3.2 自抗扰控制

通过前面对 SAPF 主电路直流侧数学建模,得到

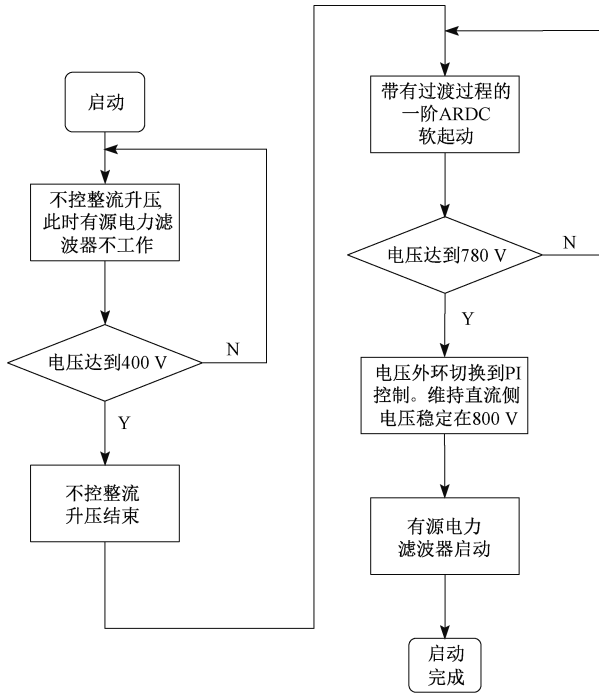


图5 整体启动流程
Fig. 5 Overall startup flowchart

式(7),在整个启动过程中 SAPF 没有正常工作,因此补偿电流 $I_h(t)$ 始终为 0, $I_p(t) = I_r(t)$ 得到:

$$3U_A I_F(t) - 3R i_F^2(t) - \frac{3}{2}L \frac{d}{dt} i_F^2(t) = \frac{1}{2}C \frac{du_{dc}^2(t)}{dt} \quad (8)$$

根据式(8)设计自抗扰控制器,令:

$$\begin{aligned} x &= U_{dc}^2 \\ b &= 6U_A/C \\ f &= -6R i_F^2/C - \frac{3}{2}L \frac{d}{dt} i_F^2 + \omega \end{aligned}$$

其中, ω 表示建模当中未体现出的外部未知扰动,将 $-6R i_F^2/C$ 及 $-\frac{3}{2}L \frac{d}{dt} i_F^2$ 看作系统内部扰动,与 ω 共同组成扰动 f 。

通过前面的数学建模分析已知 SAPF 直流侧为一阶系统,设计图6所示的一阶线性 ADRC 控制器。扩张状态观测器(extended state observer, ESO)是 ADRC 的核心部分,将 ESO 设计为二阶,对扰动进行实时观测并补偿^[17-18]。

图6中 z_1 为扰动量的观测值, z_2 为输出量的观测值。将式(8)用 x, b, f 来表示可得:

$$\dot{x} = bu + f \quad (9)$$

考虑到 b 存在一定可能性的不准确,因此此处考虑引入 b_1 以提高控制精度。可以将式(9)改写为:

$$\dot{x} = (b - b_1)u + b_1u + f \quad (10)$$

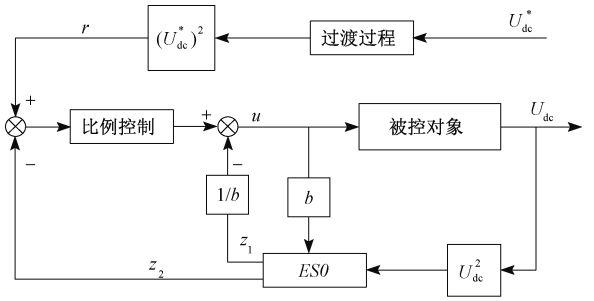


图6 一阶自抗扰结构

Fig. 6 First-order active disturbance rejection structure

总扰动 h 可列写为:

$$h = (b - b_1)u + f \quad (11)$$

选取状态变量 $x_1 = x, x_2 = h$, 则 $\mathbf{x} = [x \quad h]^T$ 为扩张状态。

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{E}h \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (12)$$

其中:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_1 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = [1 \quad 0], \mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

构建扩张状态观测器 ESO:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}u + \mathbf{L}(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (13)$$

将 $\hat{y} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}$ 代入 $\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}u + \mathbf{L}(y - \hat{y})$ 得:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}u + \mathbf{L}(y - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}) \quad (14)$$

将式(14)化简得到:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = (\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})\hat{\mathbf{x}} + [\mathbf{B} \quad \mathbf{L}] \begin{bmatrix} u \\ y \end{bmatrix} \quad (15)$$

令 $\mathbf{L} = [L_1 \quad L_2]^T, \hat{\mathbf{A}} = (\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})$, 将极点全部配置在 $-\omega_0$ 点处,则:

$$(s\mathbf{I} - \hat{\mathbf{A}}) = (s - (-\omega_0))^2 \quad (16)$$

对式(16)求解:

$$s^2 + L_1s + L_2 = s^2 + 2\omega_0s + \omega_0^2 \quad (17)$$

对比系数可知:

$$\mathbf{L} = [2\omega_0 \quad \omega_0^2]^T \quad (18)$$

4 稳定性分析

针对本文系统模型,证明其稳定性。对一阶线性自抗扰控制进行稳定性分析,在本文中虽然使用了系统的状态方程,但仅仅是形式上。本文主要讨论的为输入输出稳定性分析^[19]。

已知本文系统的阶数为一阶,可将系统描述为 $\dot{x} =$

$f(x, w(t)) + bu$ 跟踪有界期望值 r , 利用 LESO 的输出 $[\tilde{z}_1, \tilde{z}_2]$ 作如下反馈控制:

$$u = \frac{k_1}{b}(r - \tilde{z}_1) + \frac{1}{b}(\dot{r} - \dot{\tilde{z}}_2) \quad (19)$$

其中 $k_1 > 0$ 为控制器参数, 则式(18)可以写成:

$$\dot{x} = f - \tilde{z}_2 + k_1(r - \tilde{z}_1) + \dot{r} \quad (20)$$

记 $r = r_1, \dot{r} = \dot{r}_1$, 并且 $\varepsilon_1 = r_1 - z_1$, 则有:

$$\dot{\varepsilon}_1 = \dot{r}_1 - \dot{z}_1 = r_2 - z_2 = -k_1 \varepsilon_1 - k_1 \tilde{e}_1 - \tilde{e}_{n+1} \quad (21)$$

式中: \tilde{z}_1 是 x_1 在线性扩张观测器下的观测值, $\tilde{e}_1 = z_1 - \tilde{z}_1$ 是观测误差。

记 $\varepsilon = \varepsilon_1, \tilde{e} = (\tilde{e}_1, \tilde{e}_2)^T$. 并且 $A_1 = [-k_1], A_2 =$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -k_1 & -1 \end{bmatrix}.$$

则式(21)可以写成矩阵形式:

$$\dot{\varepsilon} = A_1 \varepsilon + A_2 \tilde{e} \quad (22)$$

式(22)的解为:

$$\varepsilon(t) = \exp(A_1 t) \varepsilon(0) + \int_0^t \exp(A_1(t-\tau)) A_2 \tilde{e}_2 d\tau \quad (23)$$

由于 $|\lambda I_1 - A_1| = k_1 + \lambda, A_1$ 可以认为对角化, 存在

可逆矩阵 \bar{T} , 使 $A_1 = \bar{T} \text{diag}\{-\lambda\} \bar{T}^{-1}$ 所以:

$$\exp(A_1 t) = \bar{T} \text{diag}\{\exp(-\lambda t)\} \bar{T}^{-1} \quad (24)$$

对于任意正数 $t > 0$, 有:

$$\|\exp(A_1(t-\tau))\|_2 \leq \|\bar{T}\|_2 \|\bar{T}^{-1}\|_2 \exp(-\lambda_1 t) = \bar{\beta} \exp(-\lambda_1 t) \quad (25)$$

当 λ_1 确定之后, $\bar{\beta}$ 是一个常数。

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|\exp(A_1 t)\|_2 = 0 \quad (26)$$

同样有:

$$\|\exp(A_1(t-\tau))\|_2 \leq \bar{\beta} \exp(-\lambda_1(t-\tau)), t \geq \tau \quad (27)$$

由于线性扩张观测器观测误差 $\lim_{t \rightarrow \infty} \|\tilde{e}\|_2 = 0$, 从而 \tilde{e} 的二范数有上界 α , 并且对任意指定的 $\eta > 0$, 存在正数 t_0 , 当 $t > t_0$ 时, \tilde{e} 的二范数小于 η 。

$$\left\| \int_0^t \exp(A_1(t-\tau)) A_2 \tilde{e} d\tau \right\|_2 =$$

$$\begin{aligned} & \left\| \int_0^{t_0} \exp(A_1(t-\tau)) A_2 \tilde{e} d\tau \right\|_2 + \\ & \left\| \int_{t_0}^t \exp(A_1(t-\tau)) A_2 \tilde{e} d\tau \right\|_2 \leq \\ & \bar{\beta} \|A_2\|_2 \alpha \exp(-\lambda_1 t) \int_0^{t_0} \exp(\lambda_1 \tau) d\tau + \\ & \bar{\beta} \|A_2\|_2 \alpha \exp(-\lambda_1 t) \int_{t_0}^t \exp(\lambda_1 \tau) d\tau = \\ & \bar{\beta} \|A_2\|_2 \alpha \exp(-\lambda_1 t) \frac{\exp(\lambda_1 t) - \exp(\lambda_1 t_0)}{\lambda_1} \eta \leq \end{aligned}$$

$$N_1 \exp(-\lambda_1 t) + \frac{\bar{\beta} \|A_2\|_2}{\lambda_1} = \bar{N}_1 \exp(-\lambda_1 t) + \bar{N}_2 \eta \quad (28)$$

其中 $\bar{N}_1 = \beta \|A_2\|_2 \alpha \int_0^{t_0} \exp(\lambda_1 \tau) d\tau, \bar{N}_2 = \frac{\bar{\beta} \|A_2\|_2}{\lambda_1}$ 是

常数, 由 $\exp(-\lambda_1 t) \rightarrow 0 (t \rightarrow \infty)$ 及 η 的任意性:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \left\| \int_0^t \exp(A_1(t-\tau)) A_1 \tilde{e} d\tau \right\|_2 = 0 \quad (29)$$

综合式(25)和(28), 由式(22)得:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|\varepsilon\|_2 = 0 \quad (30)$$

因此对于输入 r 为有界时, 输出有界, 系统为 BIBO 稳定。

5 仿真分析

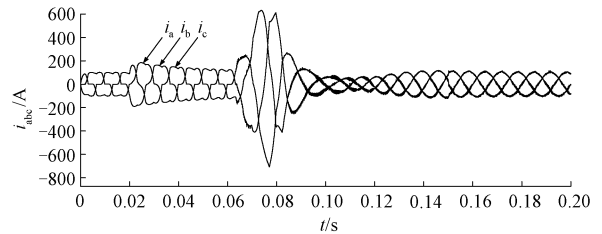
为了验证该启动策略的有效性与可行性, 进行了仿真验证, 搭建三相三线制有源电力滤波器模型。具体参数如表 1 所示。

表 1 仿真模型参数

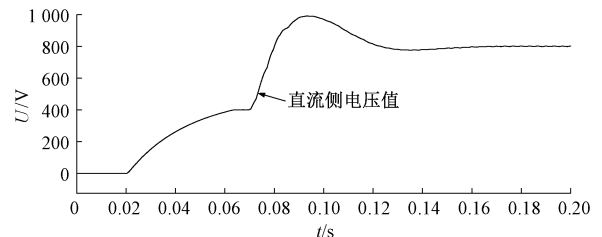
Table 1 Simulation model parameters

参数	数值
电网电压 $U_{a,b,c}/V$	380
频率 f_s/Hz	50
直流侧电容电压 U_{dc}/V	800
电感 L/mH	2
负载 $R/\Omega, L/mH$	5, 2
启动电阻 R/Ω	3

仿真中有源电力滤波器的启动时间设置为 0.02 s。若不设置过渡过程, 在进行完不控整流之后直接使用 PI 控制来调节直流侧电压时, 得到如图 7 所示的电流和电压。



(a) 电流
(a) Current diagram



(b) 电压
(b) Voltage diagram

图 7 不设置启动策略
Fig. 7 No startup strategy

从图 7(a) 和 (b) 可以得出,在不设置过渡过程的情况下,有源电力滤波器虽能较快启动,但电流的瞬时冲击达到正常工作电流的 6 倍,这对电网造成很大的瞬时冲击。同时对于直流侧电容电压,超过其期望值较多,对于器件的耐压性能有较高的要求,增加了元器件的成本使有源电力滤波器的整体成本上升。

当采用带有过渡过程的一阶自抗扰启动策略时其电流图与电压如图 8 所示。

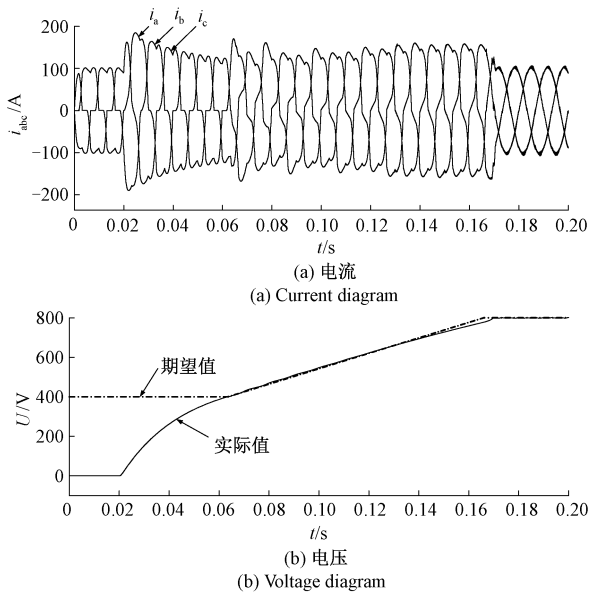


图 8 带有过渡过程的一阶自抗扰控制启动策略
Fig. 8 First-order active disturbance rejection starting strategy with transition process

从图 8 可以看出,在完成不控整流进入持续升压的阶段中其电流冲击一直被抑制在正常工作电流的两倍以内,整个启动过程没有出现直流侧电压超调。带有过渡过程的一阶自抗扰启动策略可以实现 SAPF 无冲击启动。

在 SAPF 启动前,对线路电流进行 FFT 分析,得到图 9(a) 所示的谐波分析图,从图 9(a) 看出其 THD 值为 21.55%;在 SAPF 正常工作后其 THD 值为 2.28% 如图 9(b) 所示。符合总谐波畸变率 $THD < 5\%$ 的标准, SAPF 拥有良好的谐波补偿性能。

为了体现自抗扰控制的优越性,与带有过渡过程的传统 PI 启动策略进行了对比,并对其进行了仿真,得到图 10 所示的 SAPF 启动过程的电流与电压。与自抗扰控制方法启动过程相比较, PI 启动策略的启动电压跟随性能差、启动时间长,验证了一阶自抗扰控制启动策略的有效性与实用性。

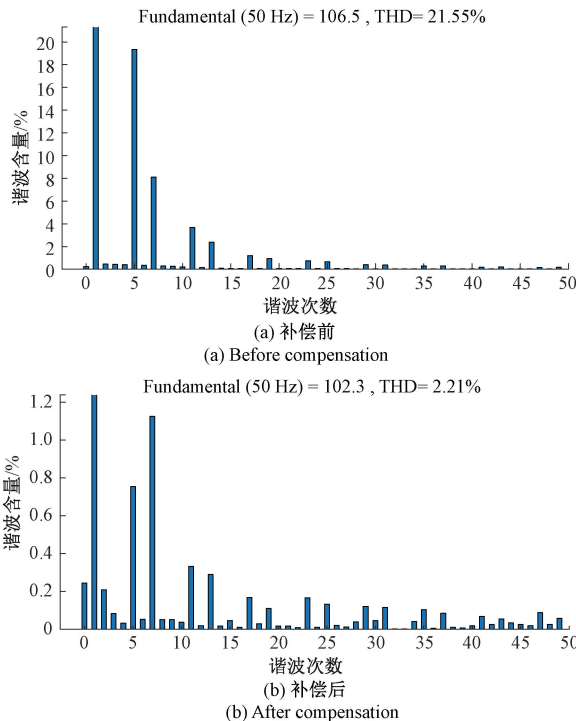


图 9 补偿前后总谐波畸变率

Fig. 9 Total harmonic distortion before and after compensation

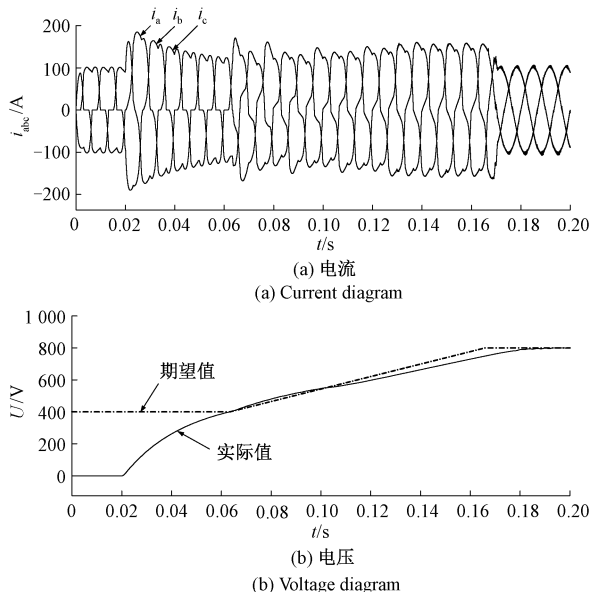


图 10 带有过渡过程的 PI 启动策略

Fig. 10 PI startup strategy with transition process

6 结论

SAPF 启动时存在直流侧电压超调和电网电流冲击的问题,传统的启动方法不能很好的解决这个问题。本文分析了并联型有源电力滤波器启动产生瞬间的电流冲

击与电压冲击的原因,对 SAPF 直流侧进行了数学建模,将自抗扰控制引入启动策略当中,设计了一套带有过渡过程的一阶自抗扰启动策略,并分析了其稳定性,进行仿真验证。通过与不设置过渡过程的启动策略相比,验证了过渡过程能够有效抑制电流冲击与电压冲击。与带有过渡过程的 PI 启动策略相比自抗扰控制启动策略的电压电流冲击更小,启动速度更快。验证了带有过渡过程的一阶自抗扰启动策略可以使有源电力滤波器可以在低冲击的要求下快速平稳启动。

参考文献

- [1] TUYUE N D, FUJITA G. PV-active power filter combination supplies power to nonlinear load and compensates utility current [J]. *Power and Energy Technology Systems Journal, IEEE*, 2015(2):32-42.
- [2] 李琰琰,晋玉祥,郭磊磊,等.电压源逆变器混合多矢量预测共模电压抑制方法[J].*仪器仪表学报*,2019,40(9):237-245.
- LI Y Y, LUO Y X, GUO L L, et al. A hybrid multi-vector-based predictive common-mode voltage reduction method for voltage source inverters [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2019,40(9):237-245.
- [3] RAHMANI S, HAMADI A, AL-HADDAD K, et al. A combination of shunt hybrid power filter and thyristor-controlled reactor for power quality [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 61(5):2152-2164.
- [4] 徐振方,王雷,胡丙辉.基于双电压环控制的三相 SVPWM 逆变设计[J].*电子测量与仪器学报*,2019,33(3):161-167.
- XU ZH F, WANG L, HU B H. Three phase SVPWM inverter design based on dual-voltage-loop control [J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2019,33(3):161-167.
- [5] 张国荣,王玉燕,陈夏冉.并联型 APF 启动方法的研究[J].*电器与能效管理技术*,2016(23):59-65.
- ZHANG G R, WANG Y Y, CHEN X R. Research on the Starting Method of Shunt APF [J]. 2016(23):59-65.
- [6] 殷志柱,杨煜普,董祖毅,等.基于双闭环模糊控制的有源电力滤波器[J].*电力系统保护与控制*,2010,38(4):58-62.
- YIN Z Z, YANG Y P, DONG Z Y, et al. Doubleclosed-loop fuzzy controlled active power filter [J]. *Power System Protection and Control*, 2010, 38(4):58-62.
- [7] 胡金高.带 LCL 输出滤波的有源电力滤波器软启动控制研究[J].*电气技术*,2013(7):16-20,29.
- HU J G. The control analysis on soft-startup for APF with output LCL filter [J]. *Electrical Engineering*, 2013(7):16-20,29.
- [8] 严昊,姚钢,周荔丹,等.并联型有源电力滤波器的启动策略研究[J].*低压电器*,2012(13):33-36,56.
- YAN H, YAO G, ZHOU L D, et al. Research on start strategy of shunt active power filter [J]. *Low Voltage Apparatus*. 2012(13):33-36,56.
- [9] 张亮,蔡旭,张东.并联型有源电力滤波器设计及并网冲击电流的抑制[J].*电机与控制学报*,2010,14(3):39-44.
- ZHANG L, CAI X, ZHANG D. Study on shunt active power filter design and suppression of impulse current during connection to the grid [J]. *Electric Machines and Control*, 2010,14(3):39-44.
- [10] 高志强.自抗扰控制思想探究[J].*控制理论与应用*,2013,30(12):1498-1510.
- GAO ZH Q. On the foundation of active disturbance rejection control [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(12):1498-1510.
- [11] 沈德明,姚冰,祖利辉,等.基于线性自抗扰控制技术的 PMSM 仿真研究[J].*控制工程*,2016,23(S1):51-55.
- SHEN D M, YAO B, ZU L H, et al. Simulating investigation on PMSM servo system based on LADRC [J]. *Control Engineering of China*, 2016,23(S1):51-55.
- [12] HOON Y, MOHD R M A, HASSAN M K, et al. Control algorithms of shunt active power filter for harmonics mitigation: A review [J]. *Energies*, 2017, 10(12):2038.
- [13] 黄海宏,韦伟,沈冶萍,等.并联型有源电力滤波器电压环优化设计[J].*电子测量与仪器学报*,2015,29(10):1529-1535.
- HUANG H H, WEI W, SHEN Y P, et al. Optimization design of voltage loop for shunt active power filter [J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2015,29(10):1529-1535.
- [14] 王立峰,郑建勇,梅军,等.有源滤波装置直流侧电压控制瞬时能量平衡建模[J].*电工技术学报*,2012,27(2):229-234,242.
- WANG L F, ZHENG J Y, MEI J, et al. Instantaneous energy equilibrium modeling of DC side voltage control for active power filter device [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2012,27(2):229-234,242.
- [15] 张艳军,杨晨飞,杨祯.并联型有源电力滤波器的分段启动控制[J].*电力电子技术*,2016,50(9):39-40,57.
- ZHANG Y J, YANG SH F, YANG ZH. Segmented startup control for parralel active power filter [J]. *Power Electronics*, 2016,50(9):39-40,57.

- [16] 杨剑锋,姚华实,石戈. 并联型 APF 抗启动冲击的时间最优控制算法研究[J]. 系统科学与数学, 2017, 37(9):1904-1914.
YANG J F, YAO H SH, SHI G. Research on time optimal control algorithm of parallel APF anti shock[J]. Journal of Systems and Mathematical, 2017, 37(9): 1904-1914.
- [17] 曾岳南,周斌,郑雷,等. 永磁同步电机一阶线性自抗扰控制器的设计[J]. 控制工程, 2017, 24(9): 1818-1822.
ZENG Y N, ZHOU B, ZHENG L, et al. Design of 1st-order linear active disturbance rejection controller for PMSMs [J]. Control Engineering of China, 2017, 24(9):1818-1822.
- [18] 朱士加,王颖,贺春光,等. 一阶 LADRC 的风电并网控制及其稳定性分析[J]. 电力系统及其自动化学报, 2020,32(7):33-38.
ZHU SH J, WANG Y, HE CH G, et al. Control of wind

power grid-connection based on first-order LADRC and its stability analysis [J]. Proceedings of the CSU-EPSCA, 2020,32(7):33-38.

- [19] 陈增强,孙明玮,杨瑞光. 线性自抗扰控制器的稳定性研究[J]. 自动化学报, 2013,39(5):574-580.
CHEN Z Q, SUN M W, YANG R G. On the stability of linear active disturbance rejection control [J]. Acta Automatica Sinica, 2013, 39(5): 574-580.

作者简介



杨剑锋, 2008 年于浙江大学获得博士学位, 现为兰州交通大学副教授, 主要研究方向为电能质量与电能治理。

E-mail: lzjtuzdh401@163.com

Yang Jianfeng received his Ph. D. degree from Zhejiang University in 2008. Now he is an associate professor at Lanzhou Jiaotong University. His main research interests include power quality and power management.