

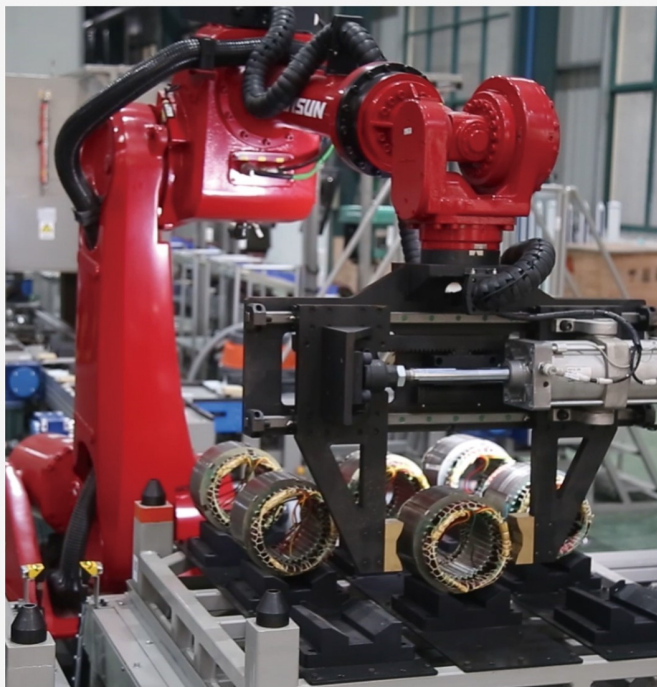
本文全文线上首发由
上海电器科学研究所
(集团) 有限公司
支持

陈美锋, 王久和, 杨道宽, 李万军.
基于EL模型的TNPC型APF自抗扰无源
控制策略.
电机与控制应用, 2022, 49(2): 90.



中国智能制造系统解决方案供应商联盟 (成员)
上海智能制造系统解决方案供应商 (首批)

电机·智能制造



咨询服务

规划设计

设计制造

信息化系统

项目实施



扫码联系
我们

联系人: 黄先锋 手机: 13501892388
上海电器科学研究所 (集团) 有限公司
上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司
上海市武宁路505号9号楼6层

基于 EL 模型的 TNPC 型 APF 自抗扰无源控制策略^{*}

陈美锋¹, 王久和², 杨道宽³, 李万军¹

[1. 西安航空职业技术学院 自动化工程学院, 陕西 西安 710089;

2. 北京信息科技大学 自动化学院, 北京 100192;

3. 中国矿业大学(北京) 机电与信息工程学院, 北京 100083]

摘要: 提出一种基于三电平 T 型中性点箝位(TNPC)型有源电力滤波器(APF)自抗扰无源控制策略, 有效解决了传统 TNPC 型 APF 控制策略存在控制性能不佳的问题。建立了 TNPC 型 APF 的欧拉-拉格朗日(EL)模型, 基于系统的无源性, 采用注入阻尼的方法, 设计了电流内环的无源控制器, 从理论上保证了系统的稳定性。在电压外环使用了自抗扰控制(ADRC)技术, 有效提高直流侧电压控制能力, 缓解了超调的问题, 使系统具有良好的动静态性能, 并维持了直流侧电压的稳定。仿真和试验结果验证了所提控制策略的可行性和优越性。

关键词: 有源电力滤波器; 自抗扰控制; EL 模型; 无源控制; 谐波补偿

中图分类号: TM464; TN713⁺.8 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)02-0090-07

doi: 10.12177/emca.2021.184

Active Disturbance Rejection Passivity-Based Control Strategy of TNPC-APF Based on EL Model^{*}

CHEN Meifeng¹, WANG Jiuhe², YANG Daokuan³, LI Wanjun¹

[1. School of Automation Engineering, Xi'an Aeronautical Polytechnic Institute, Xi'an 710089, China;

2. School of Automation, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100192, China;

3. School of Mechanical, Electrical and Information Engineering, China University of Mining and Technology (Beijing), Beijing 100083, China]

Abstract: An active disturbance rejection passivity-based control strategy based on three level T-type neutral point clamped (TNPC) active power filter (APF) is proposed, which effectively solves the problem of poor control performance of traditional APF control strategy. The Euler Lagrange (EL) model of TNPC-APF is established. Based on the passivity of the system, a passivity-based controller of the current inner loop is designed by using the method of injection damping, which ensures the stability of the system in theory. Active disturbance rejection control (ADRC) is used in the outer voltage loop to effectively improve the control ability of DC side voltage, alleviate the problem of overshoot, make the system have good dynamic and static performance, and maintain the stability of DC side voltage. Simulation and experimental results verify the feasibility and superiority of the proposed control strategy.

Key words: active power filter (APF); active disturbance rejection control (ADRC); EL model; passivity-based control; harmonic compensation

收稿日期: 2021-11-01; 收到修改稿日期: 2022-01-11

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51777012); 北京市自然科学基金-教委联合资助项目(KZ201911232045); 西安航空职业技术学院创新团队项目(KJTD21-002)

作者简介: 陈美锋(1992—), 男, 硕士, 助教, 研究方向为电能质量控制技术。

王久和(1959—), 男, 博士, 教授, 研究方向为电能变换器非线性控制、电能质量控制及微电网。(通信作者)

0 引言

非线性负荷大量应用于电力系统,引发了严重的谐波电能质量问题^[1]。有源电力滤波器(APF)因具有滤波效果好、使用方便、体积小等优点,可以有效治理谐波问题,在工业领域的应用越来越广泛^[2],特别是基于瞬时无功功率理论的T型中性点箝位(TNPC)型APF成为电力系统谐波抑制的研究热点和发展方向^[3]。

对于TNPC型APF而言,直流侧电压和电流内环控制是影响其补偿性能的重要因素。文献[4]采用了精确反馈线性化控制策略,其优点是这种控制算法系统响应速度快,不足是控制器设计过程比较复杂。文献[5]采用了滑模控制,优点是鲁棒性强,不足是频繁高速的开关切换会带来高频抖动,甚至导致不稳。文献[6]运用了模糊控制,优点是被控对象不需要建立其数学模型,具有较强的自适应性,不足是比较依赖专家经验。

为了缓解和避免上述控制策略存在的问题,进一步提高TNPC型APF的控制性能,本文采用自抗扰无源控制策略。无源控制本质上是从能量的角度设计系统的控制器,该控制策略使非线性系统控制器的设计得到简化^[7]。文献[8-13]证实了无源控制在变流器的控制方案中的可行性。文献[8-9]对三相脉冲宽度调制(PWM)整流器使用了无源控制策略,其中文献[8]建立了整流器欧拉-拉格朗日(EL)数学模型,给系统注入了阻尼,设计了无源控制器。文献[9]将无源控制应用于光伏并网逆变器的控制方案中,控制效果较优。文献[10]将无源控制应用于模块化多电平变流器中,使系统更稳定,控制效果较优。文献[11]将无源控制应用于储能型变流器中,证实了无源控制可使系统全局稳定性提高,并且对系统参数偏差和外部干扰具有较强的鲁棒性。

自抗扰控制(ADRC)技术就是把被控对象的所有不确定因素作用都归结为“未知扰动”,可以把多变量系统的子系统间的耦合作用当作一种不确定因素归结为“未知扰动”,实现多变量非线性耦合系统之间的解耦控制^[12]。文献[13-14]已验证了自抗扰技术在非线性控制系统中的可行性

和优越性。

本文提出自抗扰混合无源控制策略,针对于系统的无源性,应用无源控制,构建了TNPC型APF的EL模型,设计了无源控制器,提高了系统的控制性能,谐波含量明显降低。直流侧使用ADRC技术,使系统具有良好的动态响应,减小了系统的超调和响应时间。最后仿真和物理试验结果验证了提出控制策略的可行性和优越性。

1 TNPC型APF的拓扑结构

图1所示,为本文采用的TNPC型APF的拓扑结构图,包含了以下器件:电源、电容器 C 、变流器、电感器 L 、电阻 R 及其非线性电阻, $T_1 \sim T_6$ 为变流器各桥臂的IGBT开关管。

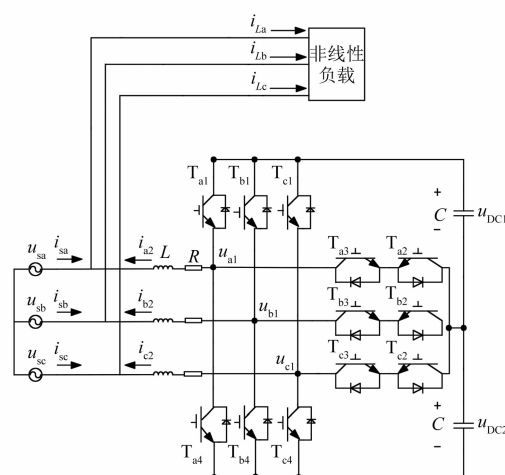


图1 APF的拓扑结构

2 TNPC型APF的数学模型

结合图1,假设三相平衡,由a、b、c三相桥臂,可得TNPC型APF的数学模型为

$$\begin{cases} L \frac{di_{a2}}{dt} + Ri_{a2} - u_{a1} = -u_{sa} \\ L \frac{di_{b2}}{dt} + Ri_{b2} - u_{b1} = -u_{sb} \\ L \frac{di_{c2}}{dt} + Ri_{c2} - u_{c1} = -u_{sc} \\ C \frac{du_{DC}}{dt} = -S_a i_a - S_b i_b - S_c i_c \end{cases} \quad (1)$$

其中, u_{a1} =

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}[(S_{a1p} - S_{a1n})u_{DC} + (S_{a1p} + S_{a1n})\Delta u_{DC}], u_{b1} &= \\ \frac{1}{2}[(S_{b1p} - S_{b1n})u_{DC} + (S_{b1p} + S_{b1n})\Delta u_{DC}], u_{c1} &= \\ \frac{1}{2}[(S_{c1p} - S_{c1n})u_{DC} + (S_{c1p} + S_{c1n})\Delta u_{DC}], u_{DC} &= \\ u_{DC1} + u_{DC2}, \Delta u_{DC} = u_{DC1} - u_{DC2} & \end{aligned}$$

式中: u_{sa} 、 u_{sb} 、 u_{sc} 为电网三相交流相电压; u_{a1} 、 u_{b1} 、 u_{c1} 为 APF 输出的三相交流相电压; i_{a2} 、 i_{b2} 、 i_{c2} 为逆变器输出的三相线电流; i_{La} 、 i_{Lb} 、 i_{Lc} 分别为流入负载的三相线电流; u_{DC} 为直流侧两端的电压。

将式(1)变换到 dq 同步旋转坐标系下,可得:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d - \omega Li_q - u_d = -u_{sd} \\ L \frac{di_q}{dt} + Ri_q + \omega Li_d - u_q = -u_{sq} \\ C \frac{du_{DC}}{dt} = -\frac{3}{2}(S_d i_d + S_q i_q) \\ u_d = S_d u_{DC} \\ u_q = S_q u_{DC} \end{cases} \quad (2)$$

式中: i_d 、 i_q 为逆变器输出的三相电流 i_{a2} 、 i_{b2} 、 i_{c2} 在 d 、 q 轴上的分量; u_{sd} 、 u_{sq} 为三相电网电压 u_{sa} 、 u_{sb} 、 u_{sc} 在 d 、 q 轴上的分量; S_d 、 S_q 为开关函数; ω 为角频率。

3 TNPC 型 APF 的控制器设计

3.1 无源控制器设计

将其数学模型写成 EL 方程的形式:

$$\mathbf{M}_1 \dot{\mathbf{x}}_1 + \mathbf{J}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{R} \mathbf{x}_1 = \mathbf{u} \quad (3)$$

式中: $\mathbf{M}_1$ 为正定的对角阵; $\mathbf{J}_1$ 为反对称矩阵, 即 $\mathbf{J}_1 = -\mathbf{J}_1^T$, 反映了系统的内部结构; $\mathbf{R}$ 为对称正定矩阵, 反映了系统内部的能量耗散关系; $\mathbf{u}$ 表示系统内部与外部的能量交换。

$$\begin{aligned} \text{即有: } \mathbf{M}_1 &= \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{3}C \end{bmatrix}, \mathbf{J}_1 = \\ \begin{bmatrix} 0 & -\omega L & -S_d \\ \omega L & 0 & -S_q \\ S_d & S_q & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{R} &= \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{x}_1 = \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{DC} \end{bmatrix}, \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_d - u_{sd} \\ u_q - u_{sq} \\ 0 \end{bmatrix} \circ$$

系统的存储函数为 $H_1(\mathbf{x}_1) = \frac{1}{2} \mathbf{x}_1^T \mathbf{M}_1 \mathbf{x}_1$, 并对

其求导, 可得:

$$\dot{H}_1(\mathbf{x}_1) = \mathbf{x}_1^T \mathbf{M}_1 \dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{x}_1^T \mathbf{u} - \mathbf{x}_1^T \mathbf{J}_1 \mathbf{x}_1 \quad (4)$$

系统的误差存储函数为

$$H(\mathbf{x}_e) = \frac{1}{2} \mathbf{x}_e^T \mathbf{M}_1 \mathbf{x}_e \quad (5)$$

其中, $\mathbf{x}_e = \mathbf{x}_1 - \mathbf{x}_1^*$ 。

采用注入阻尼的方法来加快系统的能量收敛, 从而加速系统收敛到期望点^[15]。

设 $\mathbf{R}_d \mathbf{x}_e = (\mathbf{R} + \mathbf{R}_a) \mathbf{x}_e$, 其中: $\mathbf{R}_a$ 为正定的注

$$\text{入阻尼矩阵, } \mathbf{R}_a = \begin{bmatrix} r_{a1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{a2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2}r_{a3} \end{bmatrix} \circ$$

式(3)可写为

$$\mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}_e + \mathbf{R}_d \mathbf{x}_e = \mathbf{u} - (\mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}^* + \mathbf{J}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{R} \mathbf{x}^* - \mathbf{R}_a \mathbf{x}_e) \quad (6)$$

选择控制器为

$$\mathbf{u} = \mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}^* + \mathbf{J}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{R} \mathbf{x}^* - \mathbf{R}_a \mathbf{x}_e \quad (7)$$

使得, $\dot{H}(\mathbf{x}_e) = -\mathbf{x}_e^T (\mathbf{R} + \mathbf{R}_a) \dot{\mathbf{x}}_e < 0$, 此式可以看出系统是稳定的^[16], 且收敛速度取决于 $\mathbf{R}_a$ 。

将无源控制器式(7)展开可以得到如下的无源控制律:

$$\begin{cases} u_d = u_{sd} - \omega Li_q^* + i_d^* (R + r_{a1}) - r_{a1} i_d \\ u_q = u_{sq} + \omega Li_d^* + i_q^* (R + r_{a2}) - r_{a2} i_q \end{cases} \quad (8)$$

对应的开关函数为

$$\begin{cases} S_d = \frac{u_{sd} - \omega Li_q^* + i_d^* (R + r_{a1}) - r_{a1} i_d}{u_{DC}} \\ S_q = \frac{u_{sq} + \omega Li_d^* + i_q^* (R + r_{a2}) - r_{a2} i_q}{u_{DC}} \end{cases} \quad (9)$$

3.2 直流侧控制器设计

直流侧电压的控制是 TNPC 型 APF 控制的重要环节, 传统的 PI 控制算法是根据实际值与控制目标的偏差来产生控制量的, 其广泛应用于过程控制中, 但是具有鲁棒性差、容易引起超调等缺点, 且 PI 控制很难保证控制系统具有较好的动态性能以及大范围工作的稳定性^[17-18]。因此, 本文

针对传统的 PI 控制策略存在的不足,采用 ADRC 技术。ADRC 技术组成结构原理如图 2 所示。

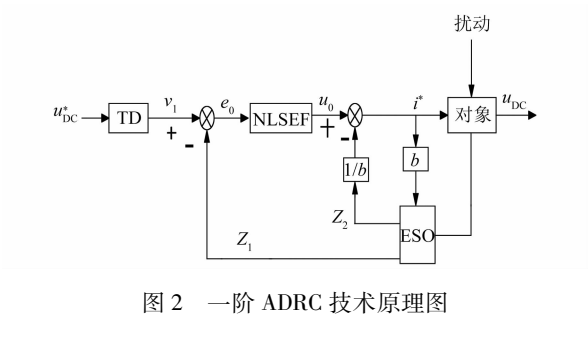


图 2 一阶 ADRC 技术原理图

第一部分是 TD,用来实现对系统输入信号的快速无超调跟踪,选择一阶控制器为

$$\dot{v} = -\alpha \sin_{\text{sgn}}(v_1 - u_{\text{DC}}^*, n) \quad (10)$$

式中: $\sin_{\text{sgn}}(A, \delta) = \begin{cases} \text{sgn}(A), & |A| > \delta \\ \sin \frac{\pi A}{2\delta}, & |A| \leq \delta, \delta > 0 \end{cases}$

第二部分是 ESO,其是 ADRC 的关键技术。ESO 比传统的状态观测器多了一维状态实时估计,并给出动态补偿量。ESO 为

$$\begin{cases} e = z_1 - u_{\text{DC}} \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01} \text{fal}(e, a_1, \delta_1) + b i^* \\ \dot{z}_2 = -\beta_{02} \text{fal}(e, a_2, \delta_2) \end{cases} \quad (11)$$

式中: $\text{fal}(e, a, \delta) = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{1-a}}, & |e| \leq \delta \\ |e|^a \text{sgn}(e), & |e| > \delta \end{cases}$ 。

第三部分是 NLSEF,非线性误差反馈对误差进行重新组合,形成反馈控制率,NLSEF 为

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ u_0 = \beta_{03} \text{fal}(e_1, \alpha_3, \delta_3) \\ i^* = u_0 - z_2/b \end{cases} \quad (12)$$

式中: v_1 为 u_{DC}^* 的跟踪信号; a 为 0 ~ 1 的常数。

电容电压给定值 u_{DC}^* 与实际值 u_{DC} 通过 ADRC 器得到调节指令电流 i^* ,将 i^* 叠加到有功电流的直流分量 i_f 上,最后减去负载电流 i_{Ld} ,便可得到需要补偿的电流指令值 i_d^* 。所以 TNPC 型 APF 的直流侧控制原理如图 3 所示^[19]。

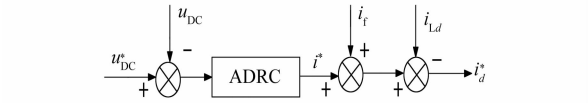


图 3 直流侧控制原理图

综上,TNPC 型 APF 的整体控制原理如图 4 所示,谐波检测采用文献[20]的检测方法。

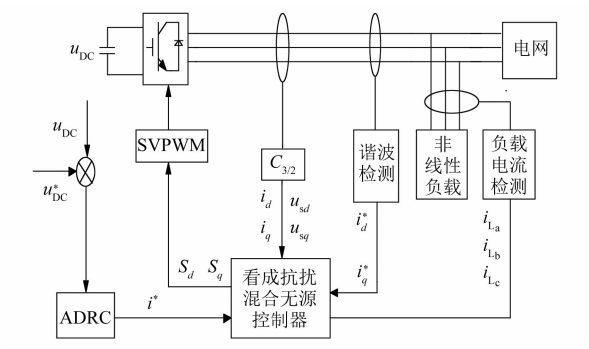


图 4 TNPC 型 APF 的整体控制图

4 仿真分析

4.1 稳态控制性能分析

为验证本文提出的自抗扰无源控制策略的可行性和有效性,在 MATLAB/Simulink 仿真平台搭建了 TNPC 型 APF 控制系统的仿真模型,仿真参数如表 1 所示,由于三相电流对称,只例举 A 相电流的波形。

表 1 系统仿真参数

参数名称	参数值
电源相电压/V	220
电网频率/Hz	50
开关管开关频率/kHz	10
电感 L/mH	0.1
电阻 R/Ω	10
直流侧电容 C ₁ 、C ₂ /mF	5.44
直流侧电压期望值 u _{DC} /V	600
注入阻尼 r _{a1} 、r _{a2}	70
α、δ	δ=0.000 05α

图 5 为 A 相含有谐波的负载电流波形和频谱分析图,从图 5 可知电流畸变率高,总的谐波畸变率(THD)为 20.55%。

图 6 为补偿后的网侧电流,在补偿前,由于非线性负载的使用,负载侧的电流发生了畸变,经过 TNPC 型 APF 补偿后,可以看出在较短的时间内,电流波形就变成正弦波形。通过补偿后的网侧电流频谱分析可知,经过 TNPC 型 APF 补偿后,网侧电流的谐波含量为 3.12%,明显降低。

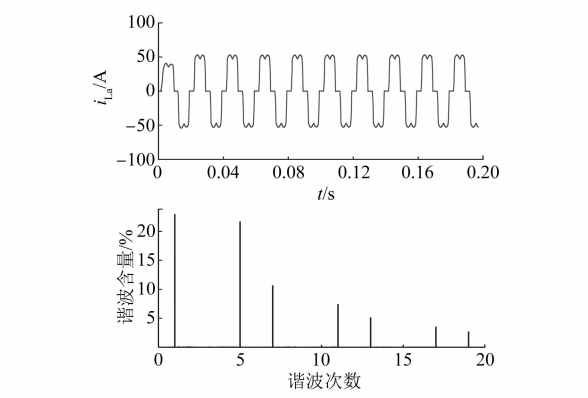


图5 负载电流波形与频谱波形

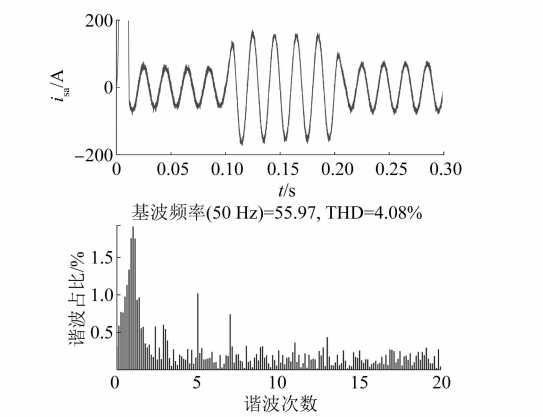


图8 PI 无源控制补偿后的网侧电流和频谱分析

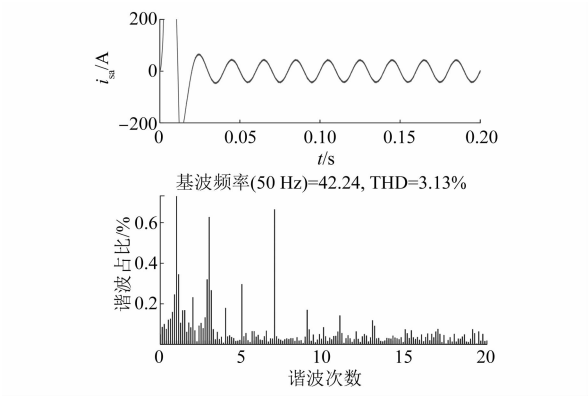


图6 网侧电流波形和频谱波形

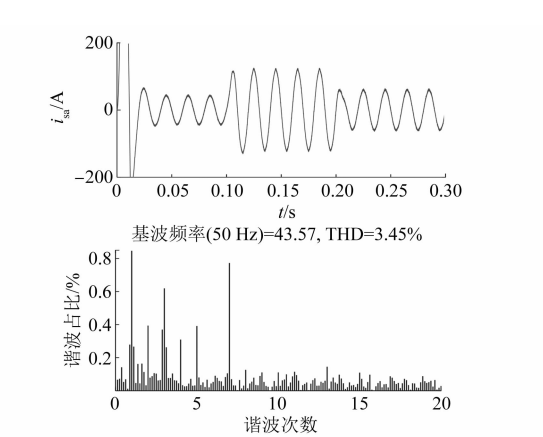


图9 自抗扰无源控制补偿后的网侧电流和频谱分析

4.2 动态控制性能分析

为了验证 TNPC 型 APF 在使用自抗扰混合无源控制后的系统抗干扰能力,进行负载突变试验。在 0.1 s 时将负载加载到 2 Ω,0.2 s 时将负载恢复为 4 Ω,进行总时长为 0.3 s 负载突变试验,突变后的电流波形如图 7 所示。

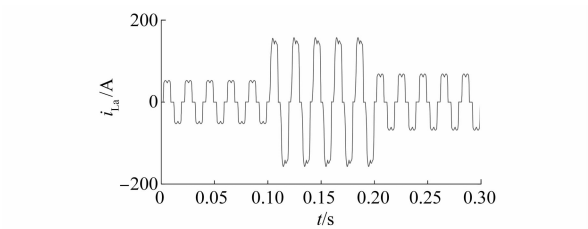


图7 负载变化后负载电流波形

图 8 为采用 PI 无源控制补偿后的网侧电流,图 9 为采用自抗扰无源控制后的网侧电流,通过对比可以看出,采用自抗扰无源控制补偿后的网侧电流波形中的谐波含量明显降低,在负载突变以后还能保证波形的稳定,补偿效果较优。

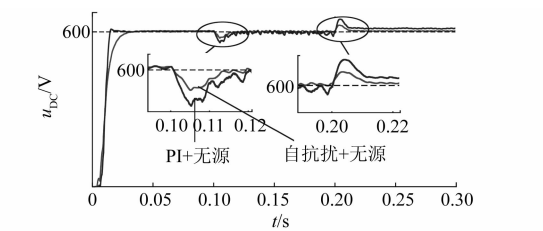


图10 直流侧电压

图 10 分别为采用 PI 无源控制和自抗扰无源控制下,直流侧电压波形的对比图。设置了直流侧电压的期望值为 600 V,通过对比可以看出,使用 PI 无源控制,直流侧电压波形在开始阶段存在着超调,而采用自抗扰无源控制后,缓解了超调现象,而且发生负载突变的情况下,自抗扰无源控制后,实际电压值更接近期望值,鲁棒性更强。

5 试验验证

考虑到本文所提控制策略的有效性与物理试

验平台的功率等级无直接关系,本文在计算机仿真模型的基础上降低了试验功率等级,以 TI 公司 DSP 芯片 TMS320F28335 为核心控制器,搭建了 TNPC 型 APF 的试验平台,对本文控制策略的有效性与可行性进行了验证,非线性负载为三相二极管全桥整流电路。

主要试验参数为:三相平衡电压的有效值为 110 V,电网频率为 50 Hz,电容为 C_1 和 C_2 均为 5.44 mF,并联变流器输出端电抗器电感为 0.1 mH,直流侧电压期望值为 300 V,直流侧负载为 10 Ω ,开关频率和控制计算频率均为 10 kHz,物理试验平台如图 11 所示。



图 11 物理试验平台

图 12 为含有谐波的负载电流、补偿后的电网电流和直流侧电压,可以看出,补偿后的电网电流很快变成了正弦波,且直流侧电压稳定在期望值附近。

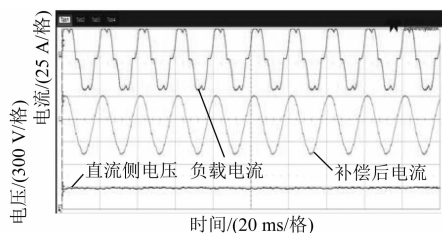


图 12 负载电流、补偿后的电流和直流侧电压

图 13 为负载突变后,含有谐波的负载电流和补偿后的电网电流,从图 13 可看出负载突变时,

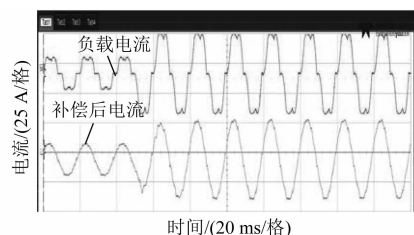


图 13 负载电流和补偿后的电流

系统的响应速度较快,补偿后的电网电流迅速变成了正弦波。

由图 12 和图 13 可以看出,采用自抗扰无源控制后,TNPC 型 APF 可有效补偿电网电流,使其保持正弦波形,且保持稳定。

6 结 语

针对 TNPC 型 APF,本文提出一种基于自抗扰无源控制策略,并对其进行仿真和试验分析,通过仿真和试验验证,可得出以下结论:

(1) 采用的自抗扰无源控制策略能使 TNPC 型 APF 有效补偿负载中的谐波电流,通过对比图 8 和图 9 可知,该文采取的自抗扰无源控制策略使谐波含量明显降低,补偿效果较优。

(2) 本文采取的控制策略能使直流侧电压快速到达期望值,可以基本保持恒定。

(3) 与 PI 无源控制相比,采用自抗扰无源控制可以有效缓解系统的超调,在发生负载突变时,直流侧电压更接近期望值,说明其控制策略的优越性。以上优点表明了本文提出的自抗扰无源控制策略的有效性与可行性。

【参考文献】

- [1] 倪福银,李正明. 统一电能质量调节器的研究发展综述[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(20): 177.
- [2] 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.
- [3] 魏学良,蔡欣,姜珊. 并联型有源电力滤波器电源电流控制方法研究[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(12): 85.
- [4] 乐江源,谢运祥,张志,等. 三相有源电力滤波器精确反馈线性化空间矢量 PWM 复合控制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(15): 32.
- [5] GHAMRI A, BENCHOUIA M T, GOLEA A. Sliding-mode control based three-phase shunt active power filter simulation and experimentation [J]. Electric Power Components and Systems, 2012, 40(4): 383.
- [6] 晏夏瑜,韦彬,李训聿,等. 有源电力滤波器的双环模糊自适应 PI 控制[J]. 电力电子技术, 2017, 51(7): 105.
- [7] 慕小斌,王久和,孙凯,等. 统一电能质量调节器串联变流器多频级联无源控制研究[J]. 中国电机工

- 程学报,2017,37(16): 4769.
- [8] 王久和,黄立培,杨秀媛. 三相电压型 PWM 整流器的无源性功率控制[J]. 中国电机工程学报,2008,28(21): 20.
- [9] 王久和,慕小斌. 基于无源性的光伏并网逆变器电流控制[J]. 电工技术学报,2012,27(11): 176.
- [10] 程启明,孙伟莎,程尹曼,等. 电网电压不平衡下 MMC 的无源控制策略[J]. 电力自动化设备,2019,39(4): 78.
- [11] LI J, LV X, ZHAO B, et al. Research on passivity based control strategy of power conversion system used in the energy storage system[J]. IET Power Electronics,2019,12(3): 392.
- [12] 韩京清. 自抗扰控制技术[M]. 北京:国防工业出版社,2008:256.
- [13] 金宁治,李光一,刘金凤,等. 内置式永磁同步电机自抗扰-无源控制策略[J]. 电机与控制学报,2020,24(12): 35.
- [14] 马明,廖鹏,蔡雨希,等. LCL 并网逆变器一阶自抗扰控制及基于粒子群优化的控制参数整定方法[J]. 电力自动化设备,2021,41(11): 174.
- [15] 丁青青,鲁伟,徐长波,等. 三相并联混合有源电力滤波器的无源控制策略[J]. 电机与控制学报,2014,18(5): 1.
- [16] 陈美锋,王久和,夏亮. 一种新型 TNPC-UPQC 混合无源控制策略[J]. 电力科学与技术学报,2021,36(1): 169.
- [17] 张晓华,郭源博,周鑫,等. PWM 整流器的欠驱动特性与非线性控制[J]. 中国电机工程学报,2011,31(33): 85.
- [18] 叶吉亮,李岚,刘海霞,等. 电网电压不平衡及谐波状态下的并网逆变器控制策略[J]. 电力系统保护与控制,2018,46(6): 113.
- [19] 郑成才,王久和,慕小斌,等. 基于 PCHD 模型的 APF 自适应模糊无源控制研究[J]. 电力系统保护与控制,2018,46(2): 8.
- [20] 杨钦淞,王久和. 一种 UPQC 改进补偿量检测法的研究[J]. 电气工程学报,2019,14(1): 72.

[下期预览]

一种改进型滑模变结构控制永磁同步电机直接转矩控制

摘 要: 为降低永磁同步电机(PMSM)在趋近参考转速时运动状态的波动性,提升控制系统稳定性,设计了一种基于新型指数趋近律的滑模速度控制算法。基于传统的指数趋近律,引入在零点处更为平滑的函数替代原有的符号函数,实现控制算法在电机趋近运动时的平滑过渡,并通过 Lyapunov 函数验证了算法的稳定性。基于新型控制算法,搭建 PMSM 直接转矩控制的滑模控制器并在 MATLAB/Simulink 中进行仿真,仿真结果表明,提出的算法可较好实现 PMSM 控制,与传统指数趋近律控制系统相比,所设计的系统可有效降低系统抖振,增强鲁棒性。

基于恒流自适应功能的大功率变频器预充电方案设计

摘 要: 针对传统变频器预充电电路需要光耦隔离和额外电路参与,以及软件算法复杂、调试不便等弊端,设计出了一种具有恒流自适应功能的预充电电路。该电路采用类似 BUCK 的结构,自适应维持闭环稳定,为晶闸管触发提供相对稳定的供电,可以实现每相晶闸管交错开通而不再依赖软件参与,同时不需要光耦隔离,也不必关注开关电源优先工作的时序问题。PSIM 仿真与实物平台测试结果吻合。测试波形表明,该电路方案切实可行,调试方便,具有一定的参考价值。