

一种新型 TNPC-UPQC 混合无源控制策略

陈美锋, 王久和, 夏 亮

(北京信息科技大学自动化学院, 北京 100101)

摘要:针对传统的统一电能质量调节器(UPQC)控制策略存在控制性能不佳的问题,提出无源控制与非线性 PI 控制相结合的混合控制策略,建立统一电能质量调节器的欧拉-拉格朗日(EL)模型。为加快误差能量收敛,采用注入阻尼的方法,设计电流内环无源控制器。利用非线性 PI 控制,设计电压外环控制器来获得较为准确的期望电流,有效地抑制了静态误差,使系统具有良好的动静态性能。在 Matlab/Simulink 搭建统一电能质量调节器的仿真模型。基于该模型的仿真结果验证了提出的控制策略的可行性。

关键词:统一电能质量调节器;EL 模型;无源控制;非线性比例-积分控制;谐波

DOI:10.19781/j.issn.1673-9140.2021.01.019 中图分类号:TM711 文章编号:1673-9140(2021)01-0169-08

A new TNPC-UPQC hybrid passivity based control strategy

CHEN Meifeng, WANG Jiuhe, XIA Liang

(School of Automation, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100101, China)

Abstract: Aiming at the problem of poor performance of traditional unified power quality conditioner (UPQC) control strategy, this paper proposes a hybrid control strategy combining passivity based control and non-linear PI control, and establishes the Euler-Lagrange (EL) model of the unified power quality conditioner (UPQC). Firstly, the current inner-loop passivity based controller is designed by injecting damping and the convergence of error energy is accelerated. Then, the non-linear PI control is adopted and a voltage outer loop controller is designed to obtain more accurate expected current, effectively suppresses the static error, and makes the system has good dynamic and static performance. Finally, a simulation model of the unified power quality regulator is built in Matlab/Simulink. The simulation results based on the model verifies the feasibility of the proposed control strategy.

Key words: unified power quality conditioner; EL model; passivitybased control; nonlinear proportional-integral control; harmonic

电能作为人们使用的能源,广泛应用于生活的各个领域。然而,随着非线性负荷的广泛使用,给电网带来了一系列的电压、电流质量问题,对电力系统

的安全运行造成不良影响^[1-5]。目前已经开发出一系列基于现代电力电子技术的定制电力装置,旨在改善配电网的电能质量和增强配电网供电的可靠

收稿日期:2019-10-21;修回日期:2020-03-29

基金项目:国家自然科学基金(51777012/51477011);北京市自然科学基金-教委联合资助(KZ201911232045)

通信作者:王久和(1959-),男,博士,教授,博士生导师,主要从事电能变换器非线性控制、电能质量控制及微电网研究;E-mail:wjhyhrwm@163.com

性,如静止无功补偿器、静止同步补偿器、有源电力滤波器和动态电压恢复器等^[6-9]。1996年日本学者 Akagi 提出了统一电能质量调节器(unified power quality conditioner, UPQC),其包含串联变流器和并联变流器,具有串联有源电力滤波器和并联有源电力滤波器两者的特点。它作为一种既可以解耦后独立运行,又可以针对配电线路中同时存在电压、电流问题时实现综合补偿的复合型装置,能够应用于多种电能质量治理的场合^[10]。

UPQC 拓扑中串联侧和并联侧的变流器目前有两电平、三电平等多种拓扑结构,但考虑到价格、操作难易程度等诸多因素,在工程应用领域中,三电平拓扑结构更为常用。三电平电压型脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM),变流器拓扑结构有二极管中点电压箝位三电平变流器(neutral point clamped, NPC)和 T 型中点箝位(T-type neutral point clamped, TNPC)型变流器 2 种。相比传统两电平变流器,三电平变流器能显著提高变流器的效率,减少谐波含量。与 NPC 型变流器相比, TNPC 型三电平结构减少了开关器件的数量,节约了系统的成本^[11-12]。所以该文将 TNPC 型变流器应用到 UPQC 中,构成了主电路为 TNPC 型变流器的 TNPC-UPQC 系统。

UPQC 传统的各种控制策略,其在不同程度上存在各自的优点和缺点。电流内环控制策略研究中,文献[13]应用了反馈线性化控制策略,这种控制方法可使系统快速响应,进而改善系统动态性能,缺点是控制器设计复杂;文献[14]滑模变结构控制策略,其优点是几乎不依赖模型,鲁棒性强,缺点为开关频率不稳定。在电压外环控制策略研究中,文献[15]应用了比例积分(proportional integral, PI)控制,其控制方法较为简单,在工程实际中应用广泛,缺点是在开始的一段时间内,系统的实际输出和期望值相差太大,在加快跟踪效果的同时,系统容易产生较大的超调,从而造成冲击;文献[16]应用了自抗扰控制策略,其优点是可以有效地抑制参数的波动和不确定扰动的影响,适用于低阶系统,鲁棒性较强,缺点是在高阶系统中,存在计算量大,实时性欠佳;文献[17]应用了模糊控制,优点是被控对象无需精确的数学模型,其具有较强的自适应性和鲁棒性,

存在的缺点是到目前为止,模糊规则的设计和隶属度函数的确定没有完善的理论作为指导,对专家的经验具有很强的依赖性。

目前,对于 UPQC 的研究现状主要突出在电流内环控制、电压外环和直流侧控制。电压外环和直流侧控制主要以经典 PI 控制为主。而直流侧电压的稳定,是 UPQC 2 个变流器正常运行的前提,因此对于直流侧电压控制是 UPQC 的重要环节之一。在利用 PI 控制直流侧时,容易产生超调,对整个系统造成冲击。因此该文在电压外环和直流侧控制中,利用非线性 PI 控制有效解决了传统 PI 控制造成超调的问题。

针对传统 UPQC 控制策略存在的不足,该文首先在电压外环应用了非线性 PI 控制策略,利用非线性跟踪—微分器(tracking differentiator, TD)实现对系统输入信号的快速无超调跟踪,并给出良好的微分信号。然后采用非线性函数(*fal* 函数)对误差进行重新组合,从而得到非线性误差反馈控制律。在电流内环根据误差得到系统误差能量函数,采用注入虚拟阻尼的方法加快了实际值跟踪期望值的速度,设计了混合无源控制器。最后计算机仿真验证了采取控制策略的优越性。

1 UPQC 拓扑结构和数学模型

1.1 UPQC 拓扑结构

TNPC 型 UPQC 主电路拓扑结构如图 1 所示, $T_{a11} - T_{c14}$ 和 $T_{a21} - T_{c24}$ 为串联变流器和并联变流器各相桥臂的 IGBT 开关管; u_{sa} 、 u_{sb} 、 u_{sc} 为电网三相交流相电压; u_{a1} 、 u_{b1} 、 u_{c1} 和 u_{a2} 、 u_{b2} 、 u_{c2} 分别为串联变流器和并联变流器的三相交流相电压; u_{ca} 、 u_{cb} 、 u_{cc} 为串联变流器和并联变流器相连的三相电压值; i_{a1} 、 i_{b1} 、 i_{c1} 和 i_{a2} 、 i_{b2} 、 i_{c2} 分别为串联变流器和并联变流器 APF 的输出三相线电流; i_{ca1} 、 i_{cb1} 、 i_{cc1} 为串联变流器输出补偿电流; i_{La} 、 i_{Lb} 、 i_{Lc} 为负载侧的三相电流; C_1 为滤波电容; C 为直流储能侧的电容; L_1 、 R_1 和 L_2 、 R_2 为串联变流器和并联变流器的输出电感及其电阻; u_{La} 、 u_{Lb} 、 u_{Lc} 为补偿后的负载电压。

UPQC 的控制中,串联变流器和变压器组成了

其串联侧,串联接入电网和负载侧之间。并联变流器组成其并联侧,按照并联方式连接在靠近负载侧^[18]。串联变流器和并联变流器分别解决电压质量和电流质量问题。直流储能侧用于连接 2 个变流器和维持恒定的自给直流电压^[19]。

1.2 TNPC-UPQC 的数学模型

定义 TNPC 变流器的开关函数:

$$S_{ijp} = \begin{cases} 1 & T_{ij1} \text{ 和 } T_{ij2} \text{ 导通, } T_{ij3} \text{ 和 } T_{ij4} \text{ 断开} \\ 0 & T_{ij1} \text{ 和 } T_{ij2} \text{ 未同时导通} \end{cases}$$

$$S_{ijn} = \begin{cases} 1 & T_{ij1} \text{ 和 } T_{ij2} \text{ 断开, } T_{ij3} \text{ 和 } T_{ij4} \text{ 导通} \\ 0 & T_{ij3} \text{ 和 } T_{ij4} \text{ 未同时导通} \end{cases}$$

式中 $i = a, b, c$ 分别代表 a、b、c 三相桥臂; $j = 1, 2$ 分别代表开关管在三电平 UPQC 中的串联变流器和并联变流器。

根据图 1 可得出串联变流器的数学模型为

$$\begin{cases} u_{a1} + R_1 i_{a1} + L_1 \frac{di_{a1}}{dt} + u_{NO} = u_{ca} \\ u_{b1} + R_1 i_{b1} + L_1 \frac{di_{b1}}{dt} + u_{NO} = u_{cb} \\ u_{c1} + R_1 i_{c1} + L_1 \frac{di_{c1}}{dt} + u_{NO} = u_{cc} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} C_1 \frac{du_{ca}}{dt} = i_{ca1} - i_{a1} \\ C_1 \frac{du_{cb}}{dt} = i_{cb1} - i_{b1} \\ C_1 \frac{du_{cc}}{dt} = i_{cc1} - i_{c1} \end{cases}$$

其中

$$\begin{cases} u_{a1} = \frac{1}{2} [(S_{a1p} - S_{a1n}) u_{DC} + (S_{a1p} + S_{a1n}) \Delta u_{DC}] \\ u_{b1} = \frac{1}{2} [(S_{b1p} - S_{b1n}) u_{DC} + (S_{b1p} + S_{b1n}) \Delta u_{DC}] \\ u_{c1} = \frac{1}{2} [(S_{c1p} - S_{c1n}) u_{DC} + (S_{c1p} + S_{c1n}) \Delta u_{DC}] \end{cases}$$

并联变流器的数学模型为

$$\begin{cases} L_2 \frac{di_{a2}}{dt} + R_2 i_{a2} - u_{a2} = -u_{La} \\ L_2 \frac{di_{b2}}{dt} + R_2 i_{b2} - u_{b2} = -u_{Lb} \\ L_2 \frac{di_{c2}}{dt} + R_2 i_{c2} - u_{b2} = -u_{Lc} \end{cases} \quad (2)$$

其中

$$\begin{cases} u_{a2} = \frac{1}{2} [(S_{a2p} - S_{a2n}) u_{DC} + (S_{a2p} + S_{a2n}) \Delta u_{DC}] \\ u_{b2} = \frac{1}{2} [(S_{b2p} - S_{b2n}) u_{DC} + (S_{b2p} + S_{b2n}) \Delta u_{DC}] \\ u_{c2} = \frac{1}{2} [(S_{c2p} - S_{c2n}) u_{DC} + (S_{a2p} + S_{c2n}) \Delta u_{DC}] \\ u_{DC} = u_{DC1} + u_{DC2} \\ \Delta u_{DC} = u_{DC1} - u_{DC2} \end{cases}$$

将式(1)、(2)利用等量变换矩阵 $C_{3/2}$ 转化在 $dq0$ 坐标系下:

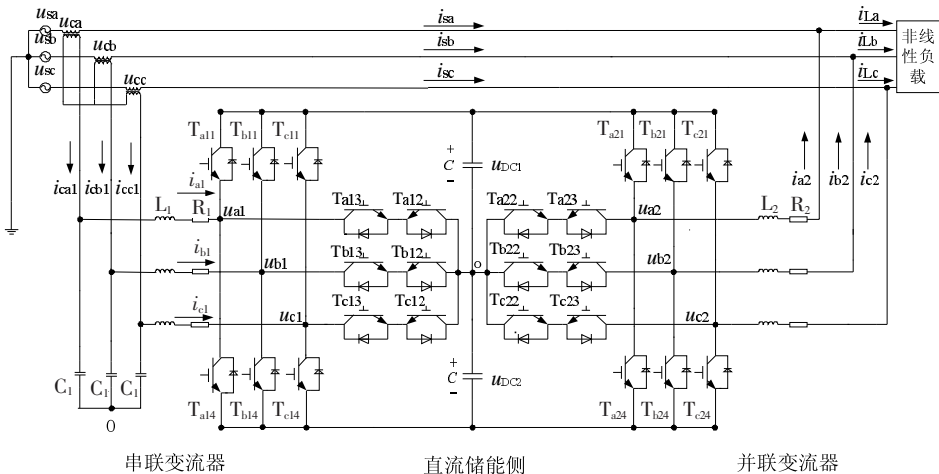


图 1 TNPC-UPQC 的主电路拓扑结构

Figure 1 Power circuit topology of TNPC-UPQC

$$\begin{cases} u_{d1} + R_1 i_{d1} + L_1 \frac{di_{d1}}{dt} - \omega L_1 i_{q1} = u_{cd1} \\ u_{q1} + R_1 i_{q1} + L_1 \frac{di_{q1}}{dt} - \omega L_1 i_{d1} = u_{cq1} \\ C_1 \frac{du_{cd1}}{dt} = \omega C_1 u_{cq1} + i_{cd1} - i_{d1} \\ C_1 \frac{du_{cq1}}{dt} = -\omega C_1 u_{cd1} + i_{cq1} - i_{q1} \\ -u_{d2} + R_2 i_{d2} + L_2 \frac{di_{d2}}{dt} - \omega L_2 i_{q2} = -u_{Ld} \\ -u_{q2} + R_2 i_{q2} + L_2 \frac{di_{q2}}{dt} + \omega L_2 i_{d2} = -u_{Lq} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} -u_{d2} + R_2 i_{d2} + L_2 \frac{di_{d2}}{dt} - \omega L_2 i_{q2} = -u_{Ld} \\ -u_{q2} + R_2 i_{q2} + L_2 \frac{di_{q2}}{dt} + \omega L_2 i_{d2} = -u_{Lq} \end{cases} \quad (4)$$

2 UPQC 控制器设计

2.1 串联变流器控制器设计

2.1.1 电压外环控制器设计

非线性 PI 控制是在经典 PI 控制的基础上,改进得到的一种非线性控制。主要包括 2 个部分:非线性跟踪微分器、非线性积分环节和非线性比例环节。非线性 PI 控制器的结构如图 2 所示。

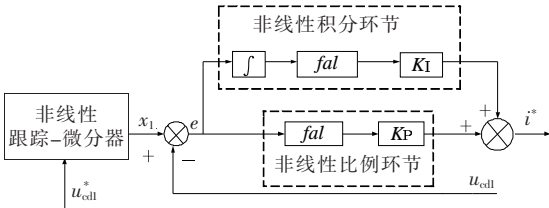


图 2 非线性 PI 控制器结构

Figure 2 Structural diagram of nonlinear PI control

第 1 部分为非线性跟踪-微分器(tracking differentiator, TD),是根据被控对象的承受能力合理安排过度过程,得到被控量的跟踪信号和微分信号,有效地平衡系统的超调。并且给出输入信号期望值的无超调跟踪信号及其微分信号,使得期望值的无超调跟踪信号和实际值的差值 e 较小^[20]。TD 为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\alpha \sin_{\text{sgn}} \left(x_1 - u_{cd1}^* + \frac{x_2 |x_2|}{2\alpha}, \delta \right) \end{cases} \quad (5)$$

其中

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

式中 x_1 为 u_{cd1}^* 的跟踪信号; $\dot{x}_1 = x_2$, 从而把 x_2

作为给定信号的近似微分。

第 2 部分是采用非线性函数(fal 函数)对误差进行重新组合估计,从而得出非线性误差反馈控制律。“非线性比例环节”和“非线性积分环节”均利用 fal 函数得到 i^* ^[21],其表达式为

$$i^* = K_I \int fal(e, a_1, \delta_1) + K_P fal(e, a_0, \delta_0) \quad (6)$$

其中

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

a 为 0-1 的常数,跟踪速度与 a 的值成反比, a 太小会导致滤波效果变差;滤波效果与 δ 成正比,太大会增加跟踪的延迟。

由(3)式可知,串联变流器电流 i_{d1} 、 i_{q1} 为

$$\begin{cases} i_{d1} = i_{cd1} + \omega C_1 u_{cq1} - C_1 \frac{du_{cd1}}{dt} \\ i_{q1} = i_{cq1} - \omega C_1 u_{cd1} - C_1 \frac{du_{cq1}}{dt} \end{cases} \quad (7)$$

由式(7)可知,补偿电压 u_{cq1} 和 u_{cd1} 的控制可以通过调节 i_{d1} 和 i_{q1} 实现。采用非线性 PI 控制器,可以得到内环的参考电流 i_{d1}^* 和 i_{q1}^* 。所以外环控制原理如图 3 所示。

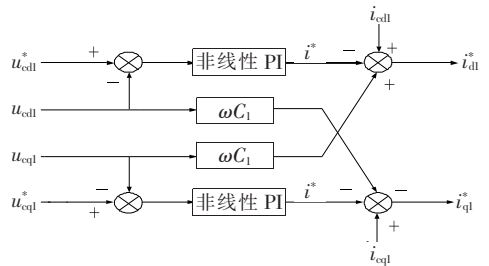


图 3 串联变流器外环控制结构

Figure 3 Control diagram of series converter outer

2.2.2 电流内环控制器设计

对于电流内环采用无源控制,首先将其数学模型写成 EL 方程的形式:

$$\mathbf{M}_1 \dot{\mathbf{x}}_1 + \mathbf{J}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{R} \mathbf{x}_1 = \mathbf{u}_1 \quad (8)$$

式中 \mathbf{M}_1 为正定对角矩阵,反应系统内部的互联结构; \mathbf{J}_1 为反对称矩阵,反应系统内部的互联结构; \mathbf{R} 为正定矩阵,反应系统的耗散特性, \mathbf{u}_1 为系统与外部的能量互换。各矩阵如下:

$$\mathbf{M}_1 = \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_1 \end{bmatrix}, \mathbf{J}_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_1 \\ \omega L_1 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{x}_1 = \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R_1 \end{bmatrix}, \mathbf{u}_1 = \begin{bmatrix} u_{cd1} - u_{d1} \\ u_{cq1} - u_{q1} \end{bmatrix}$$

定义串联变流器的总能量函数为 $H_1(\mathbf{x}_1) =$

$\frac{1}{2} \mathbf{x}_1^T \mathbf{M}_1 \mathbf{x}_1$, 并对其求导, 得

$$\dot{H}_1(\mathbf{x}_1) = \mathbf{x}_1^T \mathbf{M}_1 \dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{x}_1^T \mathbf{u}_1 - \mathbf{x}_1^T \mathbf{R} \mathbf{x}_1 \quad (9)$$

令

$$\mathbf{x}_{e1} = \mathbf{x}_1 - \mathbf{x}_1^* = \begin{bmatrix} i_{d1} - i_{d1}^* \\ i_{q1} - i_{q1}^* \end{bmatrix} \quad (10)$$

则误差能量函数为 $H(\mathbf{x}_{e1}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}_{e1}^T \mathbf{M}_1 \mathbf{x}_{e1}$, 并对其

求导为

$$\dot{H}(\mathbf{x}_{e1}) = \mathbf{x}_{e1}^T \mathbf{M}_1 \dot{\mathbf{x}}_{e1} \quad (11)$$

将式(10)代入式(8)后, EL 模型为

$$\mathbf{M}_1 \dot{\mathbf{x}}_{e1} + \mathbf{J}_1 \mathbf{x}_{e1} + \mathbf{R} \mathbf{x}_{e1} = \mathbf{u}_1 - (\mathbf{M}_1 \dot{\mathbf{x}}_1^* + \mathbf{J}_1 \mathbf{x}_1^* + \mathbf{R} \mathbf{x}_1^*) \quad (12)$$

通过采用注入阻尼的方法来加快系统的能量收敛^[22-23]。

设阻尼耗散项为

$$\mathbf{R}_{d1} \mathbf{x}_{e1} = (\mathbf{R} + \mathbf{R}_a) \mathbf{x}_{e1} \quad (13)$$

式中 $\mathbf{R}_a = \begin{bmatrix} r_{a1} & 0 \\ 0 & r_{a2} \end{bmatrix}$ 为正定的注入阻尼矩阵。

则式(12)变为

$$\mathbf{M}_1 \dot{\mathbf{x}}_{e1} + \mathbf{J}_1 \mathbf{x}_{e1} + \mathbf{R}_{d1} \mathbf{x}_{e1} = \mathbf{u}_1 - (\mathbf{M}_1 \dot{\mathbf{x}}_1^* + \mathbf{J}_1 \mathbf{x}_1^* + \mathbf{R} \mathbf{x}_1^* - \mathbf{R}_a \mathbf{x}_{e1}) \quad (14)$$

选择无源控制器为

$$\mathbf{u}_1 = (\mathbf{M}_1 \dot{\mathbf{x}}_1^* + \mathbf{J}_1 \mathbf{x}_1^* + \mathbf{R} \mathbf{x}_1^* - \mathbf{R}_a \mathbf{x}_{e1}) \quad (15)$$

使得 $\dot{H}(\mathbf{x}_{e1}) = -\mathbf{x}_{e1}^T (\mathbf{R} + \mathbf{R}_a) \dot{\mathbf{x}}_{e1} < 0$, 由此可以看出系统是稳定的, 且收敛速度取决于 \mathbf{R}_a 。

将无源控制器式(15)展开可以得到如下的无源控制律:

$$\begin{cases} u_{d1} = u_{cd1} + \omega L_1 i_{q1}^* - i_{d1}^* (R_1 + r_{a1}) + r_{a1} i_{d1} \\ u_{q1} = u_{cq1} - \omega L_1 i_{d1}^* - i_{q1}^* (R_1 + r_{a2}) + r_{a2} i_{q1} \end{cases} \quad (16)$$

2.2 并联变流器控制器设计

对于并联变流器的无源控制器, 设计方法和串联变流器相同, 其控制律:

$$\begin{cases} u_{d2} = u_{Ld} - \omega L_2 i_{q2}^* + (R_2 + r_{b1}) i_{d2}^* - r_{b1} i_{d2} \\ u_{q2} = u_{Lq} + \omega L_2 i_{d2}^* + (R_2 + r_{b2}) i_{q2}^* - r_{b2} i_{q2} \end{cases} \quad (17)$$

2.3 直流储能侧控制器设计

对直流储能侧电容电压的控制是 UPQC 控制过程中的重要环节。该文通过对并联变流器进行控制, 可以调节直流储能侧母线电压, 原理如图 4 所示。首先将电容电压期望值与实际值做差, 然后通过非线性 PI 调节器得到调节指令 i^* , 将其与检测到的基波正序电流 i_f 进行叠加, 最后减去负载电流 i_{Ld} , 得到最后需要补偿的电流指令值 i_{d2}^* ^[24]。

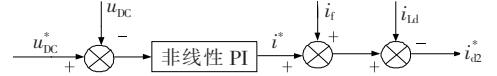


图 4 直流储能侧控制原理

Figure 4 Control principle of DC energy storage side

根据以上分析, TNPC-UPQC 非线性 PI 混合无源控制如图 5 所示。

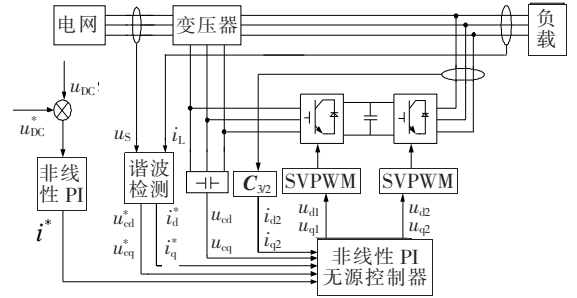


图 5 NPC-UPQC 非线性 PI 无源控制系统

Figure 5 NPC-UPQC nonlinear PI passivity control system

3 仿真结果

为了验证该文所提出的非线性 PI 无源控制策略的有效性, 及 UPQC 补偿电网电压谐波和负载电流谐波的效果, 在 Matlab/Simulink 仿真平台上搭建了仿真模型。采用有效值为 220 V、频率为 50 Hz 的三相交流电压; 串联变流器输出端电抗器电感为 0.5 mH; 电抗器内阻和线路内阻为 0.01 Ω; 滤波电容 C_1 为 6.5 μF; 并联变流器输出端电抗器电感为 0.1 mH; 电抗器内阻和线路内阻均为 0.01 Ω。

在非线性函数 fal 函数中, 通过整定参数 a 、 δ 的大小, 可增强系统的滤波效果以及对系统模型不确定性和扰动的适应性。 a 为速度因子, 在系统可承受能力和控制能力范围内, a 越大, 跟踪效果越好, a 与 δ 之间理论运算关系为 $\delta = 0.000\ 05\ a$, 对于非线性比例环节, a_1 太小, 也会使得跟踪信号比

给定信号小得多。 δ_0 、 δ_1 主要起滤波的作用,其值越大,滤波效果越好,但过大会导致函数不可行。 a_0 、 a_1 的值越小,跟踪效果越好,但不能过小,其值过小会导致系统产生大的振荡。在非线性的PI混合无源控制器中,经过参数的调试,最终取无源控制器阻尼 r_{a1} 为 50Ω ; r_{a2} 为 70Ω ; K_P 为 0.2 ; K 为 0.8 ; a_0 为 0.2 ; δ_0 为 1.5 ; a_1 为 0.35 ; δ_1 为 0.03 ; a 为 $800\,000$; δ 为 $0.000\,003$ 。

图6为被谐波污染的负载电流、并联变流器输出的补偿电流和补偿后的电网电流波形。在 0.1 s 时将负载加载到 5Ω , 0.2 s 时将负载恢复为 10Ω , 进行总时长为 0.3 s 负载突变实验,补偿后的电网电流幅值快速跟踪负载电流的幅值,有效滤除了电流谐波,并保持稳态。

图7为表示电网侧电压波形、串联变流器输出的补偿电压波形和补偿后负载侧电压波形,在 $0.1\sim 0.2\text{ s}$ 给电网注入幅值为基波电压幅值 5% 的 5 次谐波和幅值为基波电压幅值 10% 的 7 次谐波分量, $0.2\sim 0.3\text{ s}$ 时发生了电压暂升, $0.3\sim 0.4\text{ s}$ 时发生了电压暂降,电网暂升和暂降均为 30% , 进行总时长 0.4 s 的仿真。由图7可知串联变流器能够快速输出电压补偿量,补偿后的负载电压稳定,补偿效果良好。

图8为直流储能侧电容两端电压波形,设置直流储能侧电压期望值为 600 V , 由图8可以看出, 3 条曲线都可以快速到达期望值。但是相比较之后,发现使用非线性PI混合无源控制使直流侧电压到达期望值的速度更快,更接近于 600 V , 并且可以有

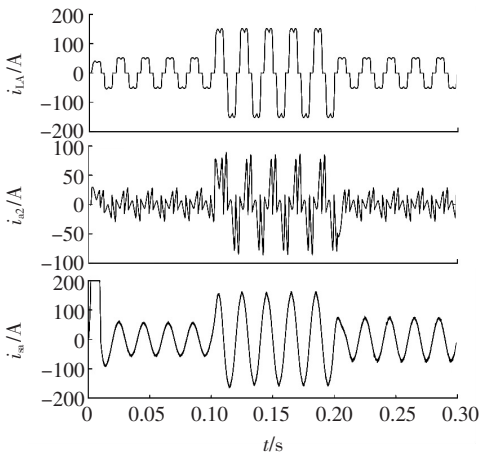


图6 负载、并联变流器输出和补偿后电网电流
Figure 6 Output and compensation current of load and parallel converter

效减小超调,说明该控制策略使系统具有较好的动态响应速度,体现了其优越性。

图9为采用PI混合滑模变结构控制补偿后的

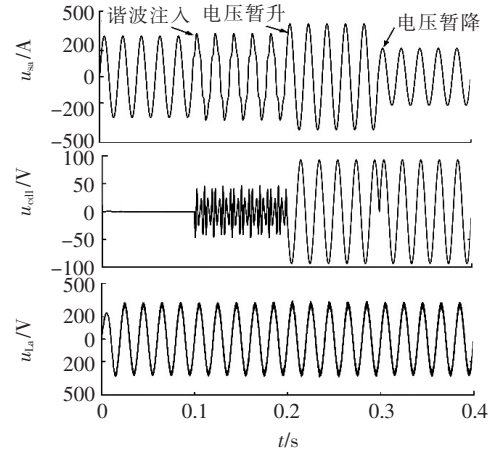


图7 电网、串联变流器输出和补偿后负载电压
Figure 7 Output and compensated load voltage of power grid and series converter

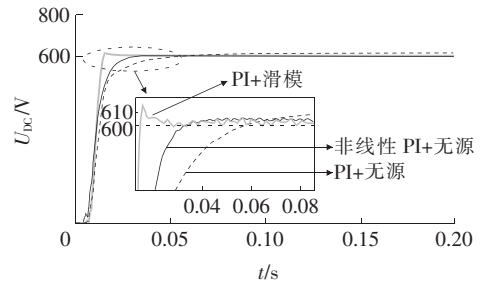


图8 直流储能侧电压
Figure 8 DC energy storage side voltage

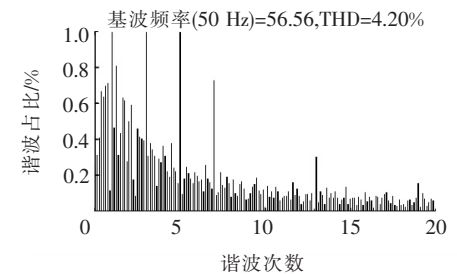
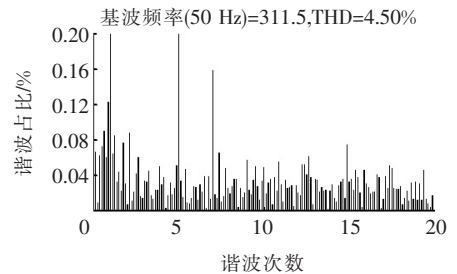


图9 负载电压和电网电流频谱分析
Figure 9 Load voltage and network current spectrum analysis

负载电压和电网电流。通过频谱分析可知,补偿后的负载电压和电网电流 THD 分别为 4.50% 和 4.20%。其均符合标准。

图 10 为采用非线性 PI 混合无源控制补偿后的负载电压和电网电流的频谱分析。由图 10 可知,采用非线性 PI 无源控制后负载电压和电网电流 THD 为 3.56% 和 3.36%。通过对比图 9 和图 10,可知非线性 PI 混合无源控制可有效降低畸变率,补偿效果更优。

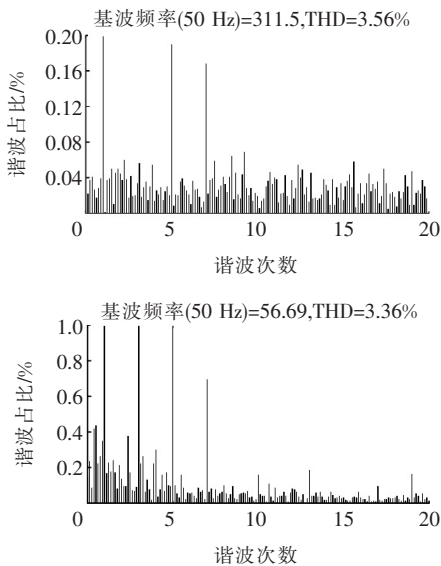


图 10 负载电压和电网电流频谱分析(非线性)

Figure 10 Load voltage and network current spectrum analysis(non-linear)

4 结语

该文在建立 UPQC 数学模型的基础上,采用非线性 PI 无源控制策略,在内环基于系统的无源性,采用 EL 模型设计内环的无源控制器,系统外环应用鲁棒性更强的非线性 PI 控制,设计外环的控制器,最后在 Matlab/Simulink 搭建统一电能质量调节器的仿真模型,并进行仿真验证。仿真结果表明,采用非线性 PI 无源控制策略,使补偿后的负载电压和电网电流接近于正弦波形,且谐波畸变率均低于 5%,效果较优。采取的控制策略能使其直流侧电压快速到达期望值,且基本保持恒定。表明了该文提出的非线性 PI 无源控制策略的可行性。

参考文献:

- [1] 陈强伟,蔡文皓,牛春光,等. 基于 VMD 的 APF 谐波检测算法[J]. 电力科学与技术学报, 2018, 33(1): 120-124.
CHEN Qiangwei, CAI Wenhao, NIU Chunguang, et al. A APF harmonic detection algorithm based on VMD [J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2018, 33(1): 120-124.
- [2] 林爽,秦萃丽. 模糊层次分析法在电能质量综合评估中的应用研究[J]. 电网与清洁能源, 2018, 34(1): 72-77+83.
LIN Shuang, QIN Cuili. Application of fuzzy analytic hierarchy process in comprehensive evaluation of power quality [J]. Power System and Clean Energy, 2018, 34(1): 72-77+83.
- [3] 张明奇,张英敏,田洪江,等. 一种 MMC 控制系统的复合校正策略[J]. 智慧电力, 2019, 47(8): 69-75.
ZHANG Mingqi, ZHANG Yingmin, TIAN Hongjiang, et al. A compound correction strategy for MMC control system [J]. Smart Power, 2019, 47(8): 69-75.
- [4] 李治艳,李琛. 基于模型预测控制的 SAPF 控制策略研究[J]. 高压电器, 2019, 55(10): 105-110.
LI Zhiyan, LI Chen. Research on control strategy of SAPF based on model predictive control [J]. High Voltage Apparatus, 2019, 55(10): 105-110.
- [5] 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): 177-187.
NI Fuyin, LI Zhengming. Overview of unified power quality conditioner research development [J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(20): 177-187.
- [6] 张文海,肖先勇,汪颖. 人工智能算法在电能质量领域的应用[J]. 供用电, 2020, 37(9): 3-8+16.
ZHANG Wenhai, XIAO Xianyong, WANG Ying. The application of artificial intelligence in power quality [J]. Distribution & Utilization, 2020, 37(9): 3-8+16.
- [7] Akagi H, Kanazawa Y, Nabae A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components [J]. IEEE Transactions Industry Applications, 1984, 20(3): 625-630.
- [8] Wang Z A, Wang Q, Yao W Z, et al. A series active power filter adopting hybrid control approach [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 1999, 16(3): 301-310.
- [9] Srianthumrong S, Akagi H. A DC module for transient analysis of a series active filter integrated with a double-

- series diode rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(3): 864-873.
- [10] 陆晶晶,肖湘宁,张剑,等. 基于定有功电流限值控制的 MMC 型 UPQC 协调控制方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(3): 196-204.
- LU Jingjing, XIAO Xiangning, ZHANG Jian, et al. MMC-UPQC coordinated control method based on fixed active current limit value control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(3): 196-204.
- [11] 马晓奇,邵滨,张润丹,等. 基于 NPP 结构的三电平逆变器 SVPWM 算法实现[J]. 电测与仪表, 2019, 56(12): 33-36+63.
- MA Xiaoqi, SHAO Bin, ZHANG Rundan, et al. The SVPWM algorithm of three-level inverter based on NPP structure[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2019, 56(12): 33-36+63.
- [12] Boris L Corral Martinez, 马柯,李睿,等. 三电平和两电平逆变器效率分析与比较[J]. 电力电子技术, 2009, 43(7): 1-2+22.
- Boris L Corral Martinez, MA Ke, LI Rui, et al. Efficiency analysis and comparison of three-level and two-level inverters[J]. Power electronics technology, 2009, 43(7): 1-2+22.
- [13] 常晓,王奔,王鹏,等. 统一电能质量控制器的非线性控制策略研究[J]. 电气自动化, 2013, 35(5): 51-54+57.
- CHANG Xiao, WANG Ben, WANG Peng, et al. A study on nonlinear control strategy of unified power quality controller[J]. Electrical Automation, 2013, 35(5): 51-54+57.
- [14] 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.
- [15] 张贵涛,龚芬,王丽晔,等. 光伏并网逆变器电能质量控制策略[J]. 电力科学与技术学报, 2017, 32(4): 50-56.
- ZHANG Guitao, GONG Fen, WANG Liye, et al. Power quality control strategy for photovoltaic grid-connected inverters[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2017, 32(4): 50-56.
- [16] Zhu H, Wang J H. Research on passivity based control and active disturbance rejection control for MMC-UPQC[C]//IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Beijing, China: IEEE, 2017.
- [17] 唐俊熙,何迪,郭创新. 基于模糊综合评估的电网人因可靠性分析[J]. 电力科学与技术学报, 2017, 32(3): 63-68.
- TANG Junxi, HE Di, GUO Chuangxin. Analysis of human reliability in power grid based on fuzzy synthetic evaluation[J]. Journal of Power Science and Technology, 2017, 32(3): 63-68.
- [18] 郑诗程,彭勃,徐礼萍. T 型三电平拓扑的 PWM 控制策略[J]. 电力系统及其自动化学报, 2016, 28(2): 93-97.
- ZHENG Shicheng, PENG Bo, XU Liping. PWM control strategy of T-type three-level topology[J]. Proceedings of the CSU-EPSC, 2016, 28(2): 93-97.
- [19] 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): 177-189.
- NI Fuyin, LI Zhengming. Overview of unified power quality conditioner research development[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(20): 177-189.
- [20] 祝贺. 基于模块化多电平变换器的统一电能质量控制器的控制策略研究[D]. 北京:北京信息科技大学, 2018.
- [21] 赵凤姣,王久和,慕小斌. 一种新型三相电压型 PWM 整流器混合控制方法[J]. 电气传动, 2015, 45(1): 19-24.
- ZHAO Fengjiao, WANG Jiuhe, MU Xiaobin. New hybrid control method for three-phase voltage source PWM rectifier[J]. Electric Drive, 2015, 45(1): 19-24.
- [22] 王久和. 统一电能质量调节器及其无源控制[M]. 北京:机械工业出版社, 2018.
- [23] 陈美锋,王久和,杨钦淞,等. 一种改进型 UPQC 拓扑混合无源控制[J]. 东北电力大学学报, 2019, 39(6): 78-84.
- CHEN Meifeng, WANG Jiuhe, YANG Qinsong, et al. An improved topological hybrid passivity control for UPQC[J]. Journal of Northeast Electric Power University, 2019, 39(6): 78-84.
- [24] 姜鹏. 统一电能质量控制器的仿真及其实验的分析[D]. 北京:北京交通大学, 2014.