

基于多滤波器自抗扰的电网模拟器研究

刘淇伟, 曾江

(华南理工大学 电力学院, 广东 广州 510000)

摘要:针对目前新型电力系统中测试电力电子设备在各种工况下运行情况的需要,提出利用线性自抗扰技术控制的策略,研究具有线路阻抗模拟功能的电网模拟器。在此基础上,为了对各次谐波进行分离控制,利用改进后的滤波器组进行电网电压的分离滤波,达到独立的阻抗模拟及谐波输出的效果。仿真和实验证明,所提控制策略有较好的输出效果。

关键词:电网模拟器;线性自抗扰;滤波器滤波

中图分类号:TM28 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd24947

Research on Power Grid Simulator Based on Multi-filter Auto-disturbance Rejection

LIU Qiwei, ZENG Jiang

(School of Electric Power, South China University of Technology,
Guangzhou 510000, Guangdong, China)

Abstract: In view of the need to test the operation of power electronic equipment under various working conditions in the current new power system, a control strategy using linear auto-disturbance rejection technology was proposed to study the power grid simulator with line impedance simulation function. On this basis, in order to separate and control the harmonics, the improved filter bank was used to separate and filter the grid voltage to achieve the effect of independent impedance simulation and harmonic output. Simulation and experiments show that the proposed control strategy has good output effect.

Key words: power grid simulator; linear auto-disturbance rejection; filter filtering

近年来,随着全球变暖和碳中和目标的提出,以太阳能和风能^[1]为主的分布式电力电子设备被不断接入到电力系统中。新型电力系统成为研究的重点,而分布式设备也成为研究热点。由于电力电子设备的大量接入,新型电网难免会受到其影响,而这些影响又会作用到电网的其它电力电子设备,对电力电子设备的稳定运行提出挑战。

为研究电力设备的表现,需要开发专门的电网模拟器来模拟电网各种运行状态。文献[2]提出了一种数字频率自适应可编程的控制方案,该方案在各种负载条件下,都能输出准确的电压、电流信号,实现对电网情况的模拟,但是缺少了对电网系统阻抗的模拟。文献[3-4]采用了一种背靠背结构的逆变器组成电网模拟器实现多种电网情况,但是所采用的控制方法为PI/PR

控制,易由于相位跟踪误差较大导致整体输出谐波与参考值间误差较大。事实上,电力系统是带有系统阻抗的,因此,也必须模拟电网的系统阻抗。文献[5-7]提出了解决系统阻抗的方法,但是其分离各次谐波的方法会使得其余次谐波存在一定的残留。对此,为满足未来大量电力电子设备并网稳定运行的测试,需要研究更好的电网模拟器。

自抗扰控制(active-disturbance rejection control, ADRC)^[8-9]继承PID控制“利用误差消除误差”的思想,不依赖于模型的准确性,同时控制精度较高、动态性能好,近年来多被应用在永磁同步电机、DC变换器、逆变器控制等设备中。电网模拟器是一个对稳定性和跟踪性能要求较高的应用场景,对控制方法提出了较高的要求。而传统的PI和PR控制在抗扰性和谐波控制性能方面难

基金项目:广东省基础与应用基础研究基金(2021A1515012616)

作者简介:刘淇伟(1998—),男,硕士研究生,主要研究方向为电能质量分析及控制,Email:1308118917@qq.com

以取得期望的控制性能。ADRC将被控对象的参数扰动、外界扰动等不确定因素归结为“未知扰动”,利用扩张状态观测器估计未知扰动并对控制系统进行补偿,利用状态误差反馈控制率进行控制。

本文针对前述问题,提出采用滤波器组合来实现滤波控制,并利用线性自抗扰控制(linear active-disturbance rejection control, LADRC)来改进电网模拟器谐波控制不易分离和谐波输出误差较大的问题。仿真和实验结果表明,本文提出的方法对比传统PI,控制效果具有明显的提升。

1 电网模拟器的数学模型和等效电路

电网模拟器的拓扑模型如图1所示。装置主要由逆变部分和直流供电部分构成,这里主要讨论交流侧的控制,因此,认为直流电压为相对理想的电压。逆变器部分采用LCL滤波器作为电网模拟器和负载的接口,用于滤除逆变器开关频率纹波,离网负载为阻感型负载 Z_L 。

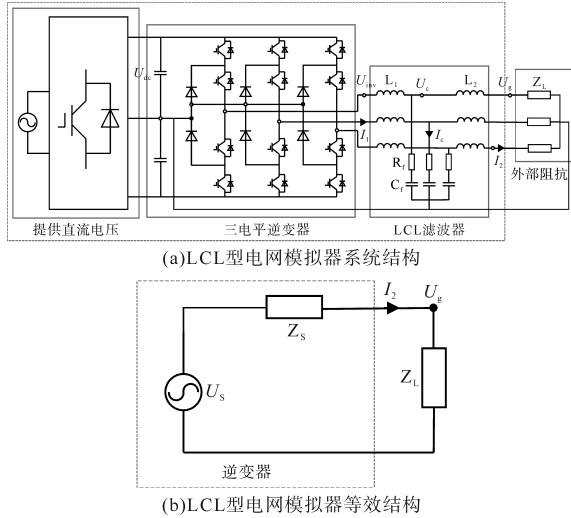


图1 LCL型电网模拟器结构

Fig.1 System structure of LCL grid simulator

图1a中, L_1, L_2, C_1 分别为逆变器侧电感、负载侧电感和滤波电容; R_1 为无源阻尼电阻; U_{dc}, U_{inv}, U_c 分别为直流侧电压、逆变器输出电压、电容支路电压; I_1, I_2, I_c 分别为逆变器侧输出电流、负载侧电流、电容支路电流。由于三相负载为对称负载,因此可以把三相电路简化为单相电路进行分析。

电网模拟器的任务即是输出具有阻抗特性的电压 U_g ,如图1b所示,即等效输出电源的外部特性表现为

$$U_g = U_s - I_2 Z_s = U_s + I_2 (R_s + jX_s) \quad (1)$$

式中: U_s 为理想电网电源输出; R_s, X_s 为模拟的线路阻抗。

为达到控制效果,既需要控制基波电压输出满足外部特性,又需要谐波电压也满足输出特性。

2 电网模拟器控制策略

2.1 分离谐波方法

由于电网模拟器需要对各次谐波进行单独控制,故简单有效地分离出输出的各次谐波才能为后续各次谐波精确控制打下基础。

文献[10]采用了利用快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)进行谐波分离的方法,可以对大部分各次谐波进行分离,在此基础上,对各次谐波输出有一个稳定的控制。但是,这种控制方法的基础有一定的缺陷,因为FFT本身是具有一定缺陷的,即如果要输出稳定的基波,须对上一周期的数据做采样后进行处理来控制这一周期的数据,这使得经过FFT后本身的数据有一定的滞后性,对于基波来说,只滞后1个周期的时间是可以接受的,但是当谐波的次数增加,比如3次、5次、7次谐波滞后其对应的谐波次数周期,难以达到逆变器系统输出的快速性要求。因此,本文采用滤波器组合的方法来进行特定次数的谐波分离。如图2滤波器拓扑结构所示,左侧项为输入的谐波 $\sum_{i=1}^n f_i$,右侧项为分离后的各次谐波 $\sum_{i=1}^n k_{ji} f_i$,其中 i, j 为各次谐波的序号, f_i 为第 i 次谐波, k_{ji} 为滤波器组合输出后的各次谐波幅值系数。

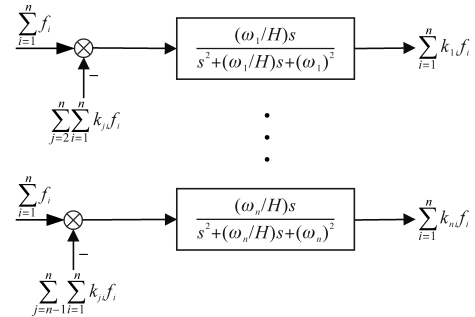


图2 滤波器拓扑结构示意图

Fig.2 Schematic diagram of the filter topology

图2中,对应每个输入的滤波器为

$$H_i(s) = \frac{(\omega_i/H)s}{s^2 + (\omega_i/H)s + \omega_i^2} \quad (2)$$

式中: $H_i(s)$ 为分别对应各次谐波的带通滤波器;

ω_i 为各次谐波的角频率; H 为滤波器系数,可以控制滤波器的快速性,这里为避免超调量过大,一般取 $H=5$ 。

对此,有:

$$H_i(\omega_j) \begin{cases} = 1 & i = j \\ < 1 & i \neq j \end{cases} \quad (3)$$

式中: ω_j 为各次谐波的角频率。

$$\begin{bmatrix} 1 - k_{21} - k_{31} - \cdots - k_{n1} & a_{12}(1 - k_{22} - k_{32} - \cdots - k_{n2}) & \cdots & a_{1n}(1 - k_{2n} - k_{3n} - \cdots - k_{nn}) \\ a_{21}(1 - k_{11} - k_{31} - \cdots - k_{n1}) & 1 - k_{12} - k_{32} - \cdots - k_{n2} & \cdots & a_{2n}(1 - k_{1n} - k_{3n} - \cdots - k_{nn}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1}(1 - k_{11} - k_{21} - \cdots - k_{(n-1)1}) & a_{n2}(1 - k_{12} - k_{22} - \cdots - k_{(n-1)2}) & \cdots & 1 - k_{1n} - k_{2n} - \cdots - k_{(n-1)n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ \vdots \\ f_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{11} & \cdots & k_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ k_{n1} & \cdots & k_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ \vdots \\ f_n \end{bmatrix} \quad (5)$$

针对其中的 f_i 进行单独分析,有:

$$\begin{cases} k_{11} + k_{21} + \cdots + k_{n1} = 1 \\ a_{21}k_{11} + k_{21} + \cdots + a_{n1}k_{n1} = a_{21} \\ \vdots \\ a_{n1}k_{11} + a_{n1}k_{21} + \cdots + k_{n1} = a_{n1} \end{cases} \quad (6)$$

由式(6)可得到:

$$\begin{cases} k_{11} = 1 \\ k_{21} = 0 \\ \vdots \\ k_{n1} = 0 \end{cases} \quad (7)$$

同理,可得到其余输入 f_i 的系数。最终,得出整体的滤波矩阵 K 为单位矩阵 E 。这表明,在通过图2的滤波器组合后,各次谐波滤波器后的输出只会剩下该次谐波,不存在其他次谐波的混合。

为了更便于简化分析,以3次、5次、7次输入谐波混合滤波进行 s 域分析,如图3所示。

对图3进行分析,由于结构高度相似,可类比至其他情况,假设输出为 f_3 ,可推导出如下方程:

$$\begin{cases} H_{33}(s) = \frac{H_3 - H_3H_5 - H_3H_7 + H_3H_5H_7}{1 - H_3H_5 - H_3H_7 - H_5H_7 + 2 \times H_3H_5H_7} \\ H_{33}(j5\omega) = \frac{H_3 - H_3 - H_3H_7 + H_3H_7}{1 - H_3 - H_3H_7 - H_5H_7 + 2 \times H_3H_7} = 0 \\ H_{37}(j7\omega) = \frac{H_3 - H_3 - H_3H_5 + H_3H_5}{1 - H_3 - H_3H_5 - H_5H_7 + 2 \times H_3H_5} = 0 \\ H_{33}(j3\omega) = \frac{1 - H_5 - H_7 + H_5H_7}{1 - H_5 - H_7 - H_5H_7 + 2 \times H_5H_7} = 1 \end{cases} \quad (8)$$

式(8)中的第一个公式是以 $H_{33}(s)$ 为系统输入,输出为3次谐波的 s 域方程。由式(8)可知,当输入为3次、5次、7次谐波时, $H_{33}(s)$ 只输出3次谐

由于每个模块能通过特定次数谐波,其他次谐波有衰减,故不妨设

$$K = \begin{bmatrix} 1 & a_{12} & \cdots & a_{1n} \\ a_{21} & 1 & \cdots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

则根据图2可以列出方程 $f_{\text{out}} = Kf_{\text{in}}$ 。对此,有:

波成分,不输出5次谐波和7次谐波,达到完全消除其余特定次谐波的目的。此时滤波器结构Bode图如图4所示。同样的,图中3次谐波的幅频特性为0,相频特性为 0° ,5次谐波幅频特性为无穷小,7次谐波幅频特性为无穷小,符合公式推导结果。由于结构相似,其余次谐波作为输出也可得到类似的结果,进一步验证了混合滤波器的可行性。

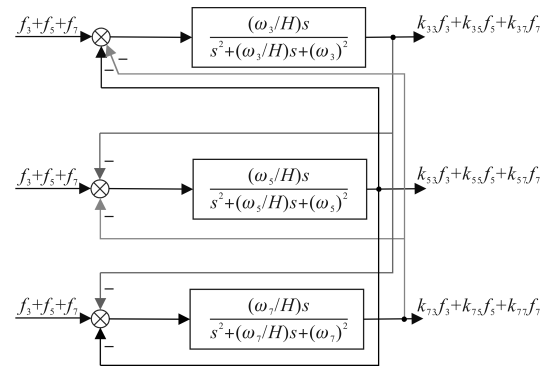


图3 简化滤波器拓扑结构示意图

Fig.3 Simplified filter topology schematic

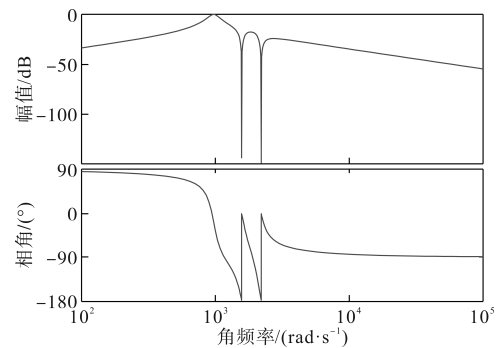


图4 滤波器结构Bode图

Fig.4 Bode diagram of filter structure

2.2 线性自抗扰控制

线性自抗扰控制(LADRC)主要由扩张状态观测器(extended state observer, ESO)、扰动补偿以及线性误差反馈控制率构成。针对 n 阶系统,假设控制对象为

$$\mathbf{y}^{(n)} = f(t, \mathbf{y}, \dot{\mathbf{y}}, \dots, \mathbf{y}^{(n-1)}, \omega) + b_0 u \quad (9)$$

式中: $u, \mathbf{y}$ 分别为被控对象的输入和输出; f 为由系统导数、外部扰动以及内部动态不确定性组成的集合; ω 为位置外界扰动; b_0 为控制输入增益,由于 b_0 具有动态不确定性,故一般取估计值。

定义系统的状态空间变量

$$\mathbf{X}_{n+1} = [x_1, x_2, x_3, \dots, x_n]^T \quad (10)$$

令 $x_1 = \mathbf{y}, x_2 = \dot{\mathbf{y}}, x_3 = \ddot{\mathbf{y}}, \dots, x_n = \mathbf{y}^{(n-1)}$ 。假设 f 可导,即可写出其状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} f \\ \mathbf{y} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}^T \mathbf{x} \end{cases} \quad (11)$$

由ESO观测系统的总和扰动 f ,进一步可得:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}\mathbf{z} + \mathbf{B}u + \mathbf{L}(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}) \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\mathbf{z} \end{cases} \quad (12)$$

其中

$$\mathbf{L} = [\beta_1, \beta_2, \beta_3, \dots, \beta_{n+1}]^T$$

式中: $\mathbf{L}$ 为扩张状态观测器的增益矩阵; $\mathbf{z}$ 为状态变量矩阵; $\hat{\mathbf{y}}$ 为对输出 $\mathbf{y}$ 的估计值; u 为控制器。

设计控制器如下:

$$u = \frac{\mathbf{K}_c(\mathbf{R}_{n+1} - \mathbf{z})}{b_0} \quad (13)$$

其中

$$\mathbf{K}_c = [k_1, k_2, k_3, \dots, k_n]$$

式中: $\mathbf{R}_{n+1}$ 为参考输入及其各阶导数; $\mathbf{K}_c$ 为控制器的增益参数矩阵。

为了方便参数整定,采用带宽整定法^[11]设计观测器带宽 ω_0 和控制器带宽 ω_c ,使得:

$$\begin{cases} s^n + \beta_1 s^{n-1} + \dots + \beta_{n-1} s + \beta_n = (s + \omega_0)^n \\ s^{n-1} + k_1 s^{n-1} + \dots + k_{n-2} s + k_{n-1} = (s + \omega_c)^{n-1} \end{cases} \quad (14)$$

ADRC的整体结构框图如图5所示。

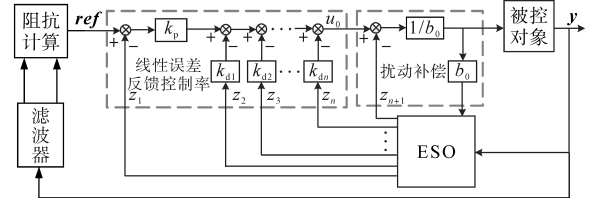


图5 整体结构控制框图

Fig.5 Block diagram of the overall structure

3 仿真与实验

3.1 仿真实验

在Pscad中搭建仿真模型,实验系统的参数如下:电源相电压 $e_s=220$ V,直流电压 $V_{dc}=700$ V,开关频率 $f_{sw}=25.6$ kHz,采样频率 $f_s=25.6$ kHz,逆变器侧电感 $L_1=160$ μ H,负载侧电感 $L_2=40$ μ H,滤波电容 $C_f=30$ μ H,阻尼电阻 $R_f=0.3$ Ω ,离网负载 $Z_L=10$ $\Omega+1$ mH,理想基波(50 Hz)电压 $U_{s1}=200$ V,理想3次谐波电压 $U_{s3}=50$ V,理想5次谐波电压 $U_{s5}=50$ V,理想7次谐波电压 $U_{s7}=50$ V。

设定 $Z_s=10$ $\Omega+1$ mH, $Z_{s3}=5$ $\Omega+0.4$ mH, $Z_{s5}=10$ $\Omega+0.5$ mH, $Z_{s7}=5$ $\Omega+0.4$ mH;离网外部负载 Z_L 电阻 R_L 在0.2 s时从5 Ω 变为10 Ω ,在0.4 s时从10 Ω 变为5 Ω ;电感 L_L 在0.25 s时从1 mH变为0.1 mH,在0.6 s时从0.1 mH变为1 mH。

由于只控制到7次谐波,不妨取LADRC的观测器带宽 ω_0 为9 600 rad/s,控制器带宽 ω_c 为3 900 rad/s,可得出图6所示的仿真结果。

如图6所示,仿真的误差由实际测得的数据 U_g 与计算得出的参考值 U_{gref} 比较得出。对比LADRC和PI控制,如图6a所示,基波电压控制效果相差不大;但是对比3次、5次、7次的谐波电压输出场景,如图6b~图6d所示,误差电压幅值分别相对下降了98.45%,98.17%和98.23%。仿真结果表明,在电网模拟器控制中,LADRC控制能更高精度地输出所设定的外部电压。

3.2 实验结果

在实验室中,搭建了一个由双DSP作为主控系统的电网模拟器实验平台,如图7所示,平台数据通过flash导入到电脑中进行处理。

实验所采用的参数与仿真实验参数一致,内部阻抗负载设置为 $Z_s=10$ $\Omega+40$ μ H, $Z_{s3}=5$ $\Omega+20$ μ H, $Z_{s5}=10$ $\Omega+40$ μ H, $Z_{s7}=5$ $\Omega+20$ μ H。实验的误差由实际测得的数据 U_g 与计算得出的参考值 U_{gref} 比较得出。

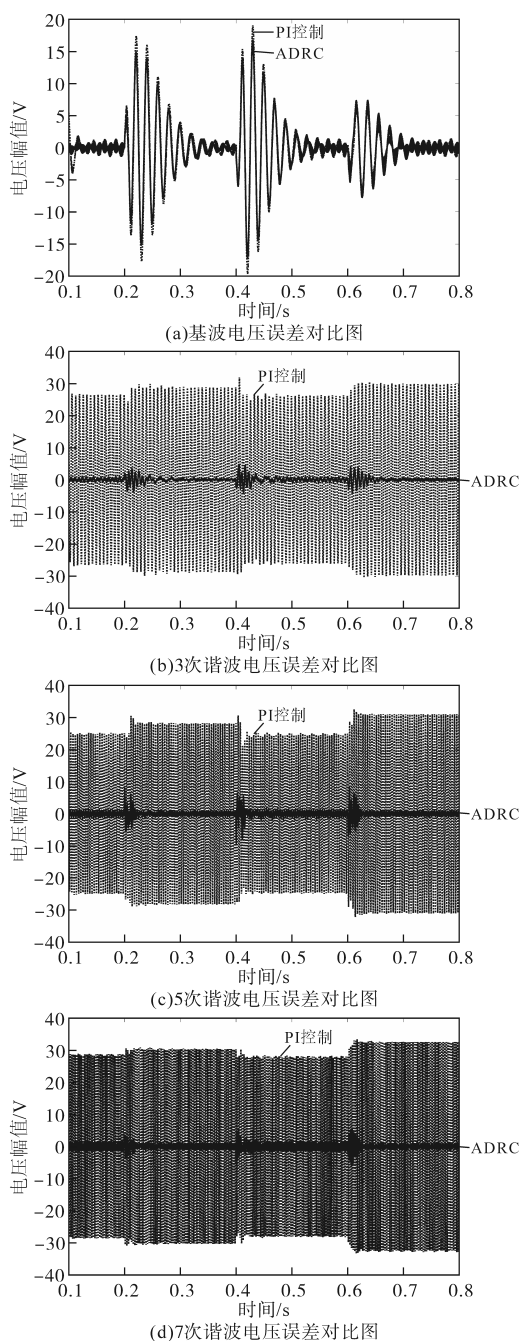


图6 仿真结果图

Fig.6 Simulation result plot

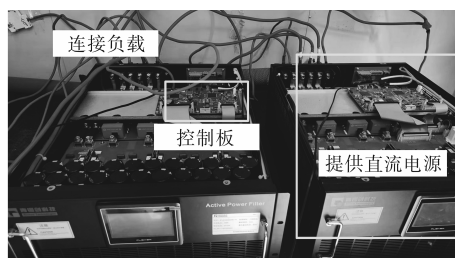


图7 电网模拟器实验平台

Fig.7 Power grid simulator experimental platform

实验结果如图8所示。由图8可以看出,在基波电压误差上,LADRC控制和PI控制相差

大,但是在谐波控制上,3次、5次、7次电压误差有效值分别下降了46.22%,49.12%,49.57%。实验结果表明:在电网模拟器控制中,LADRC控制能更高精度地输出所设定的外部电压。

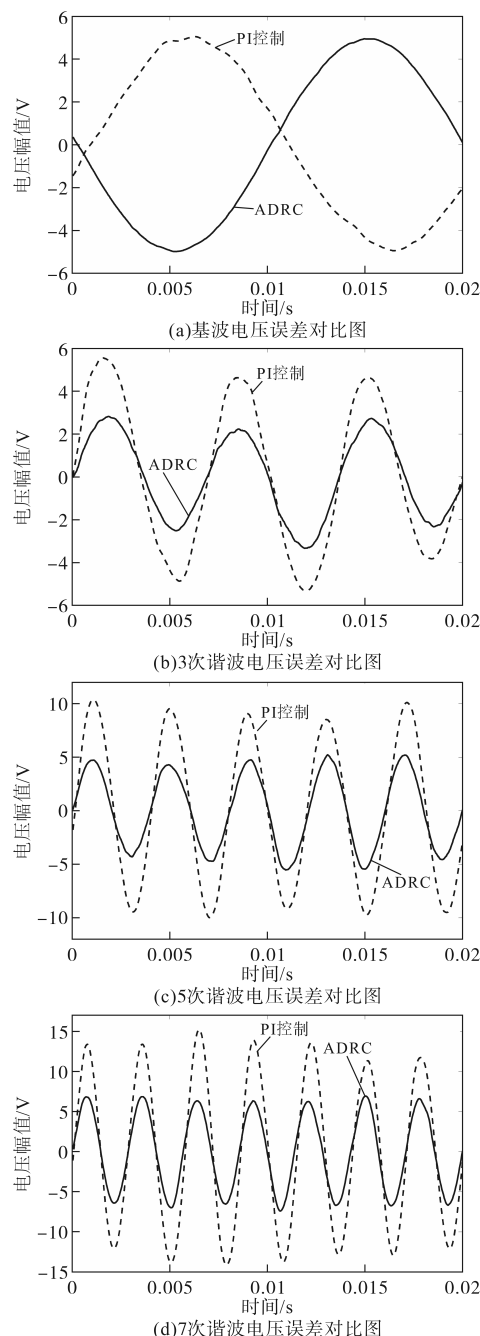


图8 实验结果图

Fig.8 Experimental result plot

4 结论

本文介绍了电网模拟器的功能原理及建模过程,推导了线性自抗扰控制系统的设计过程,并引入了改进的滤波器组合以有效地滤除多次谐波;通过搭建仿真和实验证实了基于线性自抗

扰和滤波器组合的电网模拟器的先进性。在实际实验的过程中可以看出,采用一般的线性自抗扰控制效果优势比PI控制的优势在谐波控制上要大,在后续研究中,考虑研制更复杂的自抗扰控制以达到更好的谐波和基波控制效果。

参考文献

- [1] 王德明,李英量,贾俊辉,等.考虑逆变型DG故障穿越的交流微网反时限保护[J].电气传动,2022,52(24):58-66.
WANG Deming, LI Yingliang, JIA Junhui, et al. Inverse-time distance protection for AC microgrids considering fault ride-through of inverter-interfaced distributed generation[J]. Electric Drive, 2022, 52(24): 58-66.
- [2] 孟岩峰,胡书举,李旭,等.应用于动模试验系统的风电模拟技术[J].电工技术学报,2016,31(3):130-137.
MENG Yanfeng, HU Shuju, LI Xu, et al. Research on wind power simulation technology applied to power system dynamic simulation test system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(3): 130-137.
- [3] 董许钊,张长春,胡治龙,等.大功率回馈型光伏逆变器测试系统的研究[J].高压电器,2017,53(6):113-117,14.
DONG Xufan, ZHANG Changchun, HU Zhilong, et al. Research of feedback-type test system for high power PV inverter[J]. High Voltage Apparatus, 2017, 53(6): 113-117, 14.
- [4] 李文宇,王志新,张超,等.适用于户用分布式光伏电站的电网模拟器研究[J].电机与控制应用,2016,43(6):58-63.
LI Wenyu, WANG Zhixin, ZHANG Chao, et al. Research on grid simulator for residential distributed photovoltaic plant access[J]. Motor and Control Applications, 2016, 43(6): 58-63.
- [5] 叶海峰,吕学增,王丽萍,等.基于比例谐振控制的电网模拟系统设计[J].电器与能效管理技术,2017(8):39-42.
YE Haifeng, LÜ Xuezheng, WANG Liping, et al. Application of proportional resonance control in power grid simulation system[J]. Electrical and Energy Efficiency Management Technology, 2017(8): 39-42.
- [6] 吴琦,马璐瑶,王磊.一种电力系统故障模拟平台研究[J].合肥工业大学学报(自然科学版),2017,40(3):345-350.
WU Qi, MA Luyao, WANG Lei. Research on a grid fault emulating platform for power system[J]. Journal of Hefei University of Technology (Natural Science Edition), 2017, 40(3): 345-350.
- [7] 朱虹,张兴,李飞,等.具有线路阻抗模拟的兆瓦级多功能电网模拟器系统研究[J].太阳能学报,2020,41(5):281-292.
ZHU Hong, ZHANG Xing, LI Fei, et al. Research on multifunctional high power grid simulator system with load impedance imitation[J]. Journal of Solar Energy, 2020, 41(5): 281-292.
- [8] 李益敏,陈愚,李云龙.基于滑模自抗扰的永磁同步电机控制系统设计[J].电气传动,2019,49(8):22-25.
LI Yimin, CHEN Yu, LI Yunlong. Design of PMSM control system based sliding mode active disturbance rejection[J]. Electric Drive, 2019, 49(8): 22-25.
- [9] 黄家才,马鹏,高芳征.基于分数阶自抗扰控制的位置伺服系统研究[J].电气传动,2020,50(12):59-63,110.
HUANG Jiakai, MA Peng, GAO Fangzheng. Research on position servo system based on fractional-order active disturbance rejection control[J]. Electric Drive, 2020, 50(12): 59-63, 110.
- [10] 李志华,曾江,黄骏翊,等.基于线性自抗扰控制的微网逆变器时-频电压控制策略[J].电力系统自动化,2020,44(10):145-154.
LI Zhihua, ZENG Jiang, HUANG Junchi, et al. Time-frequency voltage control strategy of microgrid inverter based on linear active disturbance rejection control[J]. Automation of Electric Power System, 2020, 44(10): 145-154.
- [11] 李思毅,苏健勇,杨贵杰.基于自抗扰控制的永磁同步电机弱磁控制策略[J].电工技术学报,2022,37(23):6135-6144.
LI Siyi, SU Jianyong, YANG Guijie. Flux weakening control strategy of permanent magnet synchronous motor based on active disturbance rejection control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(23): 6135-6144.

收稿日期:2023-02-10

修改稿日期:2023-03-01