

一种基于指令修正的有源电力滤波器控制方法

刘楚晖¹, 叶昕炯², 华新强¹, 石祥建¹

(1. 南京南瑞继保电气有限公司, 南京 211102;
2. 国网浙江省电力有限公司湖州供电公司, 浙江 湖州 313000)

摘要: 对于有源电力滤波器, 稳态谐波补偿精度是衡量其性能的重要指标。提出一种基于指令修正的有源电力滤波器控制方法。在电流环仅采取 50 Hz 比例谐振调节器的基础上, 根据有源电力滤波器电流指令和实际电流的偏差, 对电流指令进行慢速校正。利用线性控制系统的特点修正实际输出电流, 从而提高各次谐波稳态补偿精度。最后, 通过功率实验对该控制方法进行有效性验证。

关键词: 有源电力滤波器; 谐波补偿精度; 指令修正; 线性控制系统

文章编号: 1007-1881(2021)06-0036-06

DOI: 10.19585/j.zjdl.202106006

中图分类号: TM712

文献标志码: B

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



A Control Method of Active Power Filter Based on Revised Command

LIU Chuhui¹, YE Xinjiong², HUA Xinqiang¹, SHI Xiangjian¹

(1. NR Electric Co., Ltd., Nanjing 211102, China;
2. State Grid Huzhou Power Supply Company, Huzhou Zhejiang 313000, China)

Abstract: Steady-state harmonic compensation accuracy is a key indicator to measure the performance of an active power filter. This paper presents a control method of active power filter based on the revised command. Based on only one proportional-resonant controller of 50 Hz was adopted for current loop, slow revision of the current command was performed according to the deviation between the current command and actual current of active power filter. Steady-state compensation accuracy of subharmonics was improved by modifying the actual output current in line with the characteristics of the linear control system. Finally, the effectiveness of the method was verified by a power experiment.

Keywords: active power filter; harmonic compensation accuracy; revised command; linear control system

0 引言

随着电力电子技术的进步, 基于全控开关器件的有源电力滤波器凭借其响应的快速性、补偿的精确性等诸多优点, 成为电力系统谐波抑制领域重要的解决方案之一^[1-5]。

基于低压有源电力滤波装置的行业标准 JB/T 11067—2011 中明确规定, 在负载电流畸变率大于 20% 的情况下, 有源电力滤波器需要对 2~25 次谐波进行全补偿, 补偿率需要大于 85%。因此, 有源电力滤波器控制系统的电流环需要具有较高的

截止频率, 才能对频率远高于 50 Hz 的电流指令实现无差跟踪。常用的电流环控制方法包括滞环控制^[6-7]、PR(比例谐振)控制^[8-9]、重复控制^[10-11]、单周控制^[12-13]和滑模控制等^[14-15]。

以上各种控制方法可以分为线性控制和非线性控制 2 种, 都是从控制器本身出发进行设计, 从而使得控制系统的输出量精确跟踪控制系统的输入量。对于线性控制系统, 按照经典控制理论, 输出量的频域模型可以表征为输入量的频域模型与控制系统的闭环传递函数的乘积。因此, 上述各种线性控制方法本质上是让设计好控制器后的整个控制系统的闭环传递函数在各个待补偿谐波频率处幅值近似为 1, 且相位近似为 0° 或 360° 的整数倍。对于有源电力滤波器, 控制系统的输入量为负载谐波电流瞬时值的相反数, 输出量为自身

基金项目: 国网浙江省电力有限公司科技项目(2019-HUZJTKJ-14)

输出的谐波电流瞬时值。文献中已经提出多种谐波检测提取方法^[16-18]。在线性控制系统的框架下,如果不仅检测输入量各次谐波频率处的幅值和相位,而且同时检测输出量各次谐波频率处的谐波幅值和相位,比较两者的幅值和相位差异并修正输入量的幅值和相位,那么根据线性控制系统的性质,最终的输出量理论上也可以精确跟踪原始的输入量,即负载谐波电流的瞬时值。

综上,本文首先建立有源电力滤波器电流环控制系统模型,在采用单50 Hz比例谐振调节器的线性控制系统框架下,提出一种基于指令修正的有源电力滤波器控制方法,并通过功率实验对稳态谐波补偿精度进行测试,以验证所提方法的有效性。

1 电流环控制系统模型

本文考虑的有源电力滤波器拓扑为常规的二极管钳位式I型三电平三相四线结构,采用LCL滤波器并网,三相可独立控制。图1为有源电力滤波器具体拓扑,其中 L_1 为变流器侧滤波器电感, L_2 为网侧滤波器电感与电网阻抗之和, C 为滤波器电容, U_g 为电网电压。

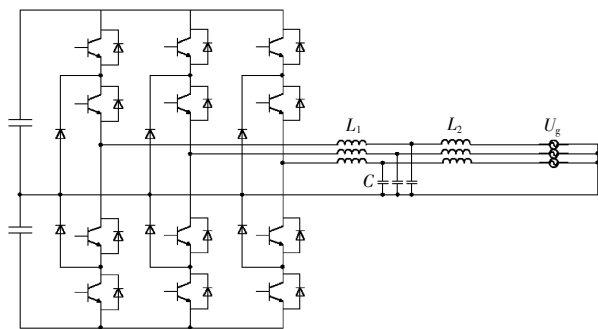


图1 有源电力滤波器拓扑

单相电流环控制系统模型如图2所示。其中 G_i 为电流环调节器, G_d 为控制系统延时, U_c 为滤波电容电压, I_{ref} 为电流环目标值, I_g 为实际并网电流。

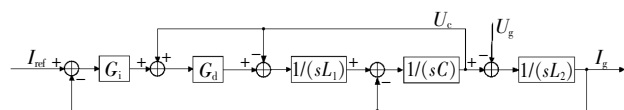


图2 电流环控制框图

化简该控制框图可以得到并网电流关于电流指令和电网电压的传递函数:

$$I_g(s) = \frac{T(s)}{1+T(s)} I_{ref}(s) - \frac{1}{Z_i(s)} U_g(s) \quad (1)$$

$$T(s) = \frac{G_i G_d}{s^3 L_1 L_2 C + s L_1 + s L_2 - s L_2 G_d} \quad (2)$$

$$Z_i(s) = \frac{s^3 L_1 L_2 C + s L_1 + s L_2 - s L_2 G_d + G_i G_d}{s^2 L_1 C + 1 - G_d} \quad (3)$$

式中: $T(s)$ 和 $Z_i(s)$ 分别为电流环开环传递函数和单相输入阻抗; s 为拉式算子。

由式(1)可知,为了实现有源电力滤波器对电流指令的无差跟踪,要求电流环开环传递函数在基波和各次谐波频率处增益足够大。简单的方式是在各个特征频率处增加谐振调节器并且增加单一的比例调节器以加快系统的响应速度。

但同时考虑电流环的稳定性,要求电流环在开环截止频率处具有足够的相位裕度。使用多谐振调节器在各特征频率处取得高增益有两方面缺陷:谐振调节器在高于谐振点的频率范围内引入负相移,会导致相位裕度进一步减小;若需补偿的高次谐波频率高于开环截止频率,则电流环不可能保持稳定。

为了实现对高次谐波的精确补偿,通常采用以下3种方式:

(1)电流滞环控制。这种直接电流控制方法会导致开关频率变化,增加滤波器设计难度,电流波形在开关频率处于低点时出现失真。

(2)比例谐振控制。仍采用这种间接电流控制方法,但提高开关及控制频率。该方法对处理器性能和热设计提出了更高要求。

(3)重复控制方法。这种方法需要精细设计补偿器和内模函数。一方面,为了保证内模的稳定性,一般内模函数模值小于1,这在理论上无法实现无差跟踪。另一方面,补偿器的设计与有源电力滤波器的模型相关,考虑实际成本和体积,LCL滤波器电感特性无法在额定电流全范围内保持恒定,通常随着电流瞬时值的上升而下降,而电网阻抗也在一定范围区间内变化。以上各种因素都导致建模准确性受限,从而影响谐波补偿效果。

综上,本文提出一种基于指令修正的单比例谐振调节器有源电力滤波器控制方法,对于硬件

参数变化具有适应性, 并且控制频率和开关频率固定。

2 基于指令修正的控制方法

2.1 基本思路

该控制方法中电流环调节器采用比例调节器与单 50 Hz 处的准谐振调节器, 调节器具体传递函数为:

$$G_i(s) = k_p + \frac{2k_r \omega_c s}{s^2 + \omega_1^2 + 2\omega_c s} \quad (4)$$

式中: k_p 为比例项增益; k_r 为谐振项增益; ω_1 为基波圆频率; ω_c 为谐振项带宽。

根据式(3), 由于基波频率处增加了谐振调节器, 使得 50 Hz 处的输入阻抗幅值很大, 可以忽略 50 Hz 电网电压对输出电流 50 Hz 分量的影响, 所以并网电流近似由电流指令和电流环闭环传递函数决定。以 $H(s)$ 表征闭环传递函数, 实际并网电流表达式如下:

$$I_g(s) = H(s)I_{ref}(s) \quad (5)$$

由于电流环在谐波频率处无额外谐振调节器, 开环传递函数增益有限, 对各次谐波无法进行无差跟踪。对于频率为 ω_r 的谐波, 令 $s = j\omega_r$, 将式(5)改写成式(6)形式:

$$I_g(j\omega_r) = H(j\omega_r)I_{ref}(j\omega_r) = H(j\omega_r)A_{ref}(j\omega_r) \angle P_{ref}(j\omega_r) = \left(\frac{A_{ref}(j\omega_r)}{A_{err}(j\omega_r)} \right) \angle (P_{ref}(j\omega_r) - P_{err}(j\omega_r)) \quad (6)$$

式中: A_{ref} 和 P_{ref} 分别为谐波电流指令的幅值和相位; A_{err} 和 P_{err} 分别为实际有源电力滤波器生成的谐波电流相对于指令偏差的幅值和相位。

采用比例谐振调节器进行电流环控制的有源电力滤波器, 其本质上是一个线性定常系统。基于此种系统特点, 若是同时检测谐波电流指令和实际有源电力滤波器生成的谐波电流两者的幅值偏差和相位偏差, 并且使用偏差对谐波电流指令进行修正, 则可以直接控制实际电流跟踪电流指令。指令修正方式如下:

$$I_{ref_new}(j\omega_r) = A_{err}(j\omega_r) e^{jP_{err}(j\omega_r)} I_{ref}(j\omega_r) = A_{err}(j\omega_r) A_{ref}(j\omega_r) \angle (P_{ref}(j\omega_r) + P_{err}(j\omega_r)) \quad (7)$$

式中: $I_{ref_new}(j\omega_r)$ 为经过修正后的新指令。

2.2 具体算法

算法流程具体分为 3 个部分: 第 1 部分进行

采样数据存储, 第 2 部分进行谐波指令和实际电流偏差的相位幅值计算, 第 3 部分进行谐波指令修正。

2.2.1 采样数据存储

不失一般性, 假设有源电力滤波器的控制频率、开关频率和采样频率完全一致, 即每个 PWM (脉宽调制) 中断周期采样一次。

设工频周期为控制周期的 N 倍, 控制周期为 T_s , 流进有源电力滤波器的某相电流瞬时值为 I_{apf} , 有源电力滤波器并网点其余负载总电流为 I_{load} 。

对于 I_{apf} 使用 2 个长度为 N 的数组分别存储实部和虚部, 数组名分别为 APF_Re 和 APF_Im; 对于 I_{load} , 同样使用 2 个长度为 N 的数组分别存储实部和虚部, 数组名分别为 Load_Re 和 Load_Im。使用 $a_{APF_Re_Sum}$, $a_{APF_Im_Sum}$, $a_{Load_Re_Sum}$ 和 $a_{Load_Im_Sum}$ 这 4 个变量分别存储之前 4 个数组 APF_Re, APF_Im, Load_Re 和 Load_Im 的所有元素之和。

以标准傅里叶算法提取第 n 次谐波, 在 $t = kT_s$ 时刻, 设上述 4 个数组指针位置均为 i , 按式(8)和式(9)对 4 个数组数据进行更新:

$$\begin{cases} a_{APF_Re_Sum} \leftarrow [a_{APF_Re_Sum} - a_{APF_Re}(i)] \\ a_{APF_Re_Sum} \leftarrow [a_{APF_Re_Sum} + 2I_{apf} \sin(kT_s n\omega_1)] \\ a_{APF_Re}(i) = 2I_{apf} \sin(kT_s n\omega_1) \\ a_{APF_Im_Sum} \leftarrow [a_{APF_Im_Sum} - a_{APF_Im}(i)] \\ a_{APF_Im_Sum} \leftarrow [a_{APF_Im_Sum} + 2I_{apf} \cos(kT_s n\omega_1)] \\ a_{APF_Im}(i) = 2I_{apf} \cos(kT_s n\omega_1) \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} a_{Load_Re_Sum} \leftarrow [a_{Load_Re_Sum} - a_{Load_Re}(i)] \\ a_{Load_Re_Sum} \leftarrow [a_{Load_Re_Sum} + 2I_{load} \sin(kT_s n\omega_1)] \\ a_{Load_Re}(i) = [-2I_{load} \sin(kT_s n\omega_1)] \\ a_{Load_Im_Sum} \leftarrow [a_{Load_Im_Sum} - a_{Load_Im}(i)] \\ a_{Load_Im_Sum} \leftarrow [a_{Load_Im_Sum} - 2I_{load} \cos(kT_s n\omega_1)] \\ a_{Load_Im}(i) = [-2I_{load} \cos(kT_s n\omega_1)] \end{cases} \quad (9)$$

式中: $a_{APF_Re}(i)$, $a_{APF_Im}(i)$, $a_{Load_Re}(i)$, $a_{Load_Im}(i)$ 分别为 APF_Re, APF_Im, Load_Re, Load_Im 这 4 个数组中的第 i 个元素。

在 $t = (k+1)T_s$ 时刻, 数组指针加 1, 若超过 N , 则移位到 1。

2.2.2 偏差计算

根据傅里叶分解原理, 若采样值中含有基波和多种谐波成分, 必须连续采样一个基波周期时间才能分别提取出基波和所有谐波成分。所以偏

差计算可以每个基波周期进行一次。

幅值偏差按式(10)计算,相位偏差按式(11)计算。

$$A_{\text{err}} = \sqrt{\frac{a_{\text{Load_Re_Sum}}^2 + a_{\text{Load_Im_Sum}}^2}{a_{\text{APF_Re_Sum}}^2 + a_{\text{APF_Im_Sum}}^2}}, \quad (10)$$

$$P_{\text{err}} = \arctan\left(\frac{a_{\text{Load_Re_Sum}}}{a_{\text{Load_Im_Sum}}}\right) - \arctan\left(\frac{a_{\text{APF_Re_Sum}}}{a_{\text{APF_Im_Sum}}}\right). \quad (11)$$

2.2.3 指令修正

根据式(7)并综合式(10)和式(11),可以得到如式(12)所示的修正后指令,该指令每个控制周期计算一次,作为电流环的目标值。

$$I_{\text{ref_new}} = \frac{\sin(kT_s n\omega_1) a_{\text{Load_Re_Sum}}}{N} A_{\text{err}} \cos(P_{\text{err}}) + \frac{\cos(kT_s n\omega_1) a_{\text{Load_Re_Sum}}}{N} A_{\text{err}} \cos(P_{\text{err}}) + \frac{\cos(kT_s n\omega_1) a_{\text{Load_Im_Sum}}}{N} A_{\text{err}} \sin(P_{\text{err}}) - \frac{\sin(kT_s n\omega_1) a_{\text{Load_Im_Sum}}}{N} A_{\text{err}} \cos(P_{\text{err}}). \quad (12)$$

3 实验结果

基于上述理论分析,研制了一台采用图3所示拓扑的三相四线有源电力滤波器。额定相电流为75 A,额定相电压为220 V,开关频率和控制频率均固定为20 kHz。



图3 样机外观

实验分3类,第1类实验研究指令修正算法的有无对于指定次谐波补偿精度的影响,第2类实验研究指令修正算法对于各高次谐波是否均有提高补偿精度的效果,第3类实验验证算法对多次谐波复合补偿能力。

3.1 第1类实验

采用继电保护测试仪给有源电力滤波器提供负载二次电流的采样,二次电流的有效值为1 A,频率为850 Hz,对应17次谐波,有源电力滤波器负载电流采样TA(电流互感器)变比设置为15,即理想的有源电力滤波器应发出有效值为15 A的17次谐波电流。

图4和图5分别为不采用和采用指令修正算法后对17次谐波的实际补偿波形。

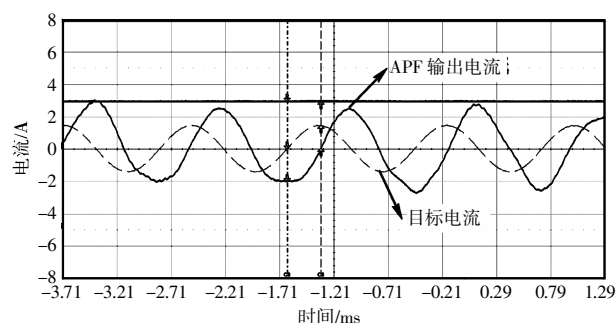


图4 不采用指令修正算法

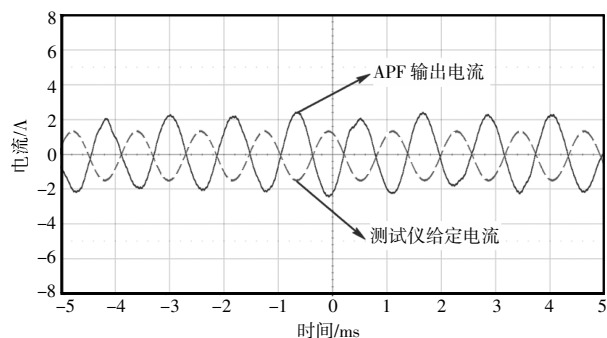


图5 采用指令修正算法

从图4和图5可以看出,不采用指令修正算法时,有源电力滤波器产生的电流有效值为17.38 A,电流近似滞后312.6 μs,采用指令修正算法后,有源电力滤波器产生的电流有效值为15.20 A,电流无明显滞后。

3.2 第2类实验

在采用指令修正算法的前提下,继续对19次、23次和25次谐波的单次补偿精度进行实验,结果如图6—8所示。使用Lecroy示波器定性观测补偿的相位准确度,使用日置功率分析仪PW6001定量测量补偿的幅值准确度,TA变比设置为60,负载二次电流有效值为0.5 A,即理想的有源电力滤波器应发出有效值为30 A的各次

谐波电流。

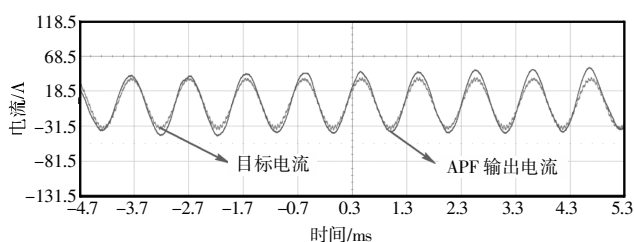


图6 19次谐波补偿效果

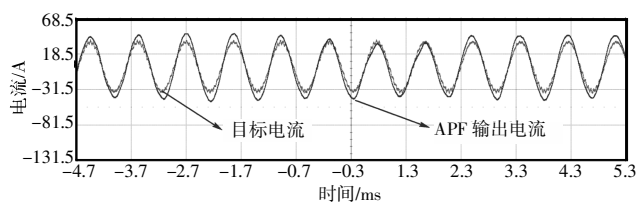


图7 23次谐波补偿效果

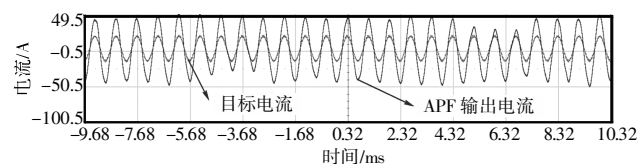


图8 25次谐波补偿效果

从图6、图7、图8可以看出,采用指令修正算法后,对于19次、23次和25次谐波,有源电力滤波器输出的对应次谐波有效值分别为29.84 A, 29.82 A和29.73 A,非常接近理想值30 A,同时相位也基本吻合反相后的负载二次电流。

3.3 第3类实验

为验证指令修正算法对多次谐波复合补偿能力,采用实际的三相整流桥非线性负载进行功率实验,该负载可生成 $6n \pm 1$ 次谐波,设定有源电力滤波器的补偿谐波范围为2~25次,补偿前后网侧电流谐波含量如表1所示。每相总谐波补偿率均满足JB/T 11067《低压有源电力滤波装置》规定的总谐波补偿率不小于85%的要求。

4 结语

本文定量建立有源电力滤波器的电流环控制系统模型,分析对比多种已知控制方法的特点。在此基础上,提出一种基于指令修正的单比例谐振调节器有源电力滤波器控制方法,每个控制周期采样负载电流和有源电力滤波器输出电流,按

表1 总谐波补偿实验数据

次数	补偿前谐波含量/A			补偿后谐波含量/A		
	A相	B相	C相	A相	B相	C相
2	0.102	0.327	0.117	1.135	1.437	1.163
3	0.672	0.290	0.855	1.157	1.656	0.874
4	0.095	0.292	0.104	0.812	0.822	0.720
5	51.706	51.002	50.593	1.177	1.352	0.842
6	0.093	0.070	0.082	1.409	1.338	1.471
7	25.815	25.392	25.143	1.004	0.848	0.612
8	0.043	0.164	0.080	0.821	0.919	0.815
9	0.086	0.048	0.042	1.234	1.187	1.027
10	0.043	0.157	0.098	0.798	0.662	0.705
11	20.699	20.303	20.124	0.929	0.992	0.675
12	0.071	0.048	0.101	0.898	0.791	0.884
13	14.755	14.536	14.374	1.146	0.929	0.791
14	0.061	0.144	0.092	0.615	0.571	0.558
15	0.026	0.089	0.078	1.333	1.325	1.247
16	0.051	0.133	0.095	0.567	0.488	0.559
17	12.985	12.737	12.630	1.424	1.232	1.234
18	0.069	0.049	0.106	0.729	0.733	0.791
19	10.515	10.402	10.271	2.660	2.716	3.053
20	0.059	0.134	0.094	0.531	0.588	0.679
21	0.035	0.085	0.092	1.350	1.461	1.657
22	0.053	0.133	0.093	0.889	0.650	0.884
23	9.602	9.424	9.336	2.001	1.966	1.496
24	0.070	0.049	0.106	0.812	0.660	0.954
25	8.306	8.252	8.135	2.858	2.842	5.072
总谐波	66.500	65.600	65.000	6.400	6.500	7.500

照工频周期计算两者的幅值偏差和相位偏差,并使用上述偏差对每个控制周期的电流环指令进行修正,从而提高最终的谐波补偿精度。最后,通过在实际有源电力滤波器上进行的各次谐波及总谐波补偿实验,分析波形和计算数据,验证所提出控制方法的有效性。

参考文献:

- [1] 王兆安,杨君,刘进军.谐波抑制和无功功率补偿[M].3版.北京:机械工业出版社,2016.
- [2] 陈国柱,吕征宇,钱照明.有源电力滤波器的一般原理及应用[J].中国电机工程学报,2000,20(9):18-22.
- [3] 时丽君,赵建国.有源电力滤波器在电能质量控制中的应用[J].电力系统及其自动化学报,2002,14(1):67-71.
- [4] 卓放,王兆安.有源电力滤波器技术的发展与电能质量的提高[J].电工技术杂志,2002(6):1-3.
- [5] SALAM Z, CHENG T P, JUSOH A. Harmonics mitigation using active power filter: a technological review[J]. ElektriKa

- Journal of Electrical Engineering, 2006, 8(2):17-26.
- [6] 乐健,姜齐荣,韩英铎.基于统一数学模型的三相四线有源电力滤波器的电流滞环控制策略分析[J].中国电机工程学报,2007,27(10):85-91.
- [7] 范小波,张代润,孙茜,等.三相三线有源电力滤波器滞环电流控制策略[J].电力系统自动化,2007,31(18):57-60.
- [8] 杨秋霞,梁雄国,郭小强,等.准谐振控制器在有源电力滤波器中的应用[J].电工技术学报,2009,24(7):171-176.
- [9] 周娟,张勇,耿乙文,等.四桥臂有源滤波器在静止坐标系下的改进 PR 控制[J].中国电机工程学报,2012,32(6):113-120.
- [10] 耿攀,戴珂,魏学良,等.三相并联型有源电力滤波器电流重复控制[J].电工技术学报,2007,22(2):127-131.
- [11] 宋冲.重复控制在有源电力滤波器中的应用[D].杭州:浙江大学,2008.
- [12] 周林,蒋建文,周维维,等.基于单周控制的三相四线制有源电力滤波器[J].中国电机工程学报,2003,23(3):85-88.
- [13] 徐明,周林,王伟,等.单相有源电力滤波器的单周控制策略综述[J].电网技术,2006,30(22):81-86.
- [14] 郭伟峰,武健,徐殿国,等.新型滑模控制的并联混合有源电力滤波器[J].中国电机工程学报,2009,29(27):29-35.
- [15] 习伟,殷波,赵子岩,等.三相四线制电力有源滤波器的滑模变结构控制[J].电网技术,2004,28(5):18-21.
- [16] 李圣清,朱英浩,周有庆,等.电网谐波检测方法的综述[J].高电压技术,2004,30(3):39-42.
- [17] 薛蕙,杨仁刚.基于 FFT 的高精度谐波检测算法[J].中国电机工程学报,2002,22(12):107-111.
- [18] 周柯,罗安,夏向阳,等.一种改进的 i_p-i_q 谐波检测方法及其数字高通滤波器的优化设计[J].中国电机工程学报,2007,27(34):96-101.
- [19] 孙光宇,任阿阳.特高压换流站手动切除 HP3 滤波器导致功率回降分析[J].四川电力技术,2019(6):81-87.
- [20] 郑嘉龙,杨鸽,刘一均,等.LCL 滤波器无源阻尼和有源阻尼对多逆变器并网谐振影响对比分析[J].四川电力技术,2020(3):68-72.
-
- 收稿日期:** 2021-02-20
- 作者简介:** 刘楚晖(1989),男,工程师,主要从事新能源发电、模块化电源、模块化电能质量治理装置等方面的研发工作。
- (本文编辑:徐 晗)