

基于多目标 Pareto 粒子算法的感应滤波装置优化设计

刘文业^{1,2}, 罗隆福¹, 张志文¹, 李 勇¹, 黄 肇¹, 张小峰¹

(1. 湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082; 2. 南车电气技术与材料工程研究院, 湖南 株洲 412001)

摘要: 针对 12 脉波整流系统实施感应滤波的特点及要求, 进行了配套滤波装置的方案选型, 使所确立的滤波方案能有效兼顾电能质量控制和场地空间限制等因素, 在此基础上建立了滤波装置参数设计的多目标优化数学模型, 并应用基于向量评价的改进粒子群优化算法对滤波参数进行了全面优化设计。算例分析和仿真、实验结果表明, 优化后的滤波参数能够较好地满足滤波、无功补偿和成本控制等多目标设计要求, 验证了所选滤波方案及优化模型的正确性和有效性。

关键词: 大功率整流; 感应滤波; 无源滤波器; 粒子群优化算法; 优化; 滤波器

中图分类号: TM 46; TN 713

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.07.014

0 引言

基于 12 脉波感应滤波技术来构建大功率整流电源系统, 能够有效治理谐波、低功率因数等电能质量问题, 是对以往既有成熟的 6 脉波感应滤波技术的继承和大胆尝试。该系统以变压器为核心, 充分吸收了常规多相整流的技术优势, 即利用移相后的变压器绕组线电流所产生的变压器铁芯谐波磁势彼此抵消的原理, 并结合特有的感应滤波技术, 构建出较 6 脉波感应滤波系统更为高效的新型大功率电源系统, 具有集成度高和低噪节能的特点。

感应滤波实质是介于有源和无源滤波技术之间的一种滤波技术, 其充分吸收了有源滤波的思想, 通过变压器耦合绕组间谐波安匝平衡来产生反向谐波, 实现谐波治理^[14]。由于采用较为特殊的主电路拓扑结构, 同常规无源滤波器设计和参数优化相比, 12 脉波感应滤波整流系统的配套无源滤波装置的设计有其自身的特点, 如全调谐策略、滤波方案的选型和滤波参数优化等问题都需专门考虑和解决。

文献[5]采用遗传算法与外罚函数法相结合的方法, 将多目标优化转化成单目标优化, 有效解决了新型换流变压器配套滤波装置的参数优化设计问题, 但其构造惩罚函数的过程太过复杂, 优化目标函数中各系数的物理意义也不够明晰。

目前, 针对电力无源滤波器参数优化设计的方法主要有: 遗传优化算法^[6-8]、模拟退火算法^[9]、粒子群优化(PSO)算法^[10]及目标导向式迭代算法^[11-12]等。本文充分借鉴了已有成熟的电力无源滤波器参数优化

设计经验, 将 Pareto 最优概念与适合多目标优化的粒子群寻优算法相结合, 使用一种称为向量评价的改进粒子群算法对新型 12 脉波整流系统的感应滤波装置参数进行了全面优化设计^[13-16], 算例分析和仿真、实验结果表明, 优化后的滤波参数能够较好地兼顾滤波、无功补偿和成本控制等设计要求。

1 感应滤波系统及其工作原理

1.1 感应滤波系统主电路

图 1 所示为基于感应滤波整流变压器构建的某新型 12 脉波 10 MW 整流系统主电路拓扑图。该系统设计属单机组 12 脉波可控整流类型, 系统交流母线工作电压为 35 kV, 直流输出电压动态调整范围为额定电压的 65%~105%, 主要通过变压器有载调压开关粗调和晶闸管触发角细调控制方式, 确保直流输出的恒稳调节。其主要由以下 3 个部分组成: 集成调压变的感应滤波整流变压器、LC 无源滤波装置和晶闸管整流器。

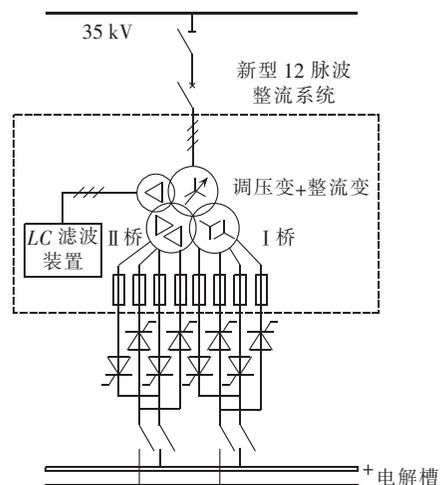


图 1 新型 10 MW 工业整流系统拓扑图

Fig.1 Topological diagram of new-type 10 MW industrial rectification system

收稿日期: 2013-07-22; 修回日期: 2014-05-09

基金项目: 国网科研基金资助项目([2008]1360); 2012 年湖南省研究生科研创新项目(CX2012B127)

Project supported by the Science Research Program of the State Grid Corporation of China([2008]1360) and the Graduate Student Research Innovation Project of Hunan Province (CX2012B127)

感应滤波整流变压器的调压变部分采用 27 级自耦正反调压方式,并内嵌集成到主变压器中,以减小变压器制造成本及占地面积。主变压器部分采用 3 芯 4 绕组结构,每个铁芯柱上设计 4 个绕组,分别为网侧绕组、阀侧星接负载绕组(I 桥)、阀侧角接负载绕组(II 桥)与滤波绕组。2 套负载绕组采用 Y/△ 结构,二者线电压相位相差 30° ,相当于 I 桥和 II 桥分别接在 $Yy0$ 和 $Yd11$ 联结的整流变压器上。为确保 $12n-5, 12n-7$ (n 为自然数)次谐波被抵消掉,星形、角形绕组还应满足匝比 $1:\sqrt{3}$ 的关系。为减少变压器阀侧交流母排大电流强磁场所引起的附加损耗,阀侧星形、角形绕组均采用同相逆并联接线方案,因此,在变压器每个铁芯柱上实际共布置了 6 个绕组。

1.2 感应滤波机理分析

假设系统三相对称,因此只需分析单相电路。整个系统的单相模型如图 2 所示。图中, U_s, Z_s 分别表示系统电源及其内阻; 2 组晶闸管整流桥用电流源 I_{12}, I_{13} 进行代替; W_1, W_2, W_3, W_4 分别为网侧绕组、阀侧星接负载绕组和阀侧角接负载绕组、滤波绕组的匝数; I_1, I_2, I_3, I_4 分别为绕组线电流; Z_f 表示各并联 LC 无源滤波支路的等值阻抗。

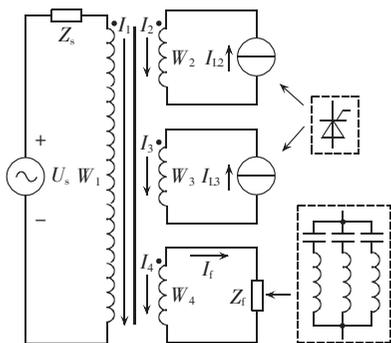


图 2 新型工业整流系统单相等效模型
Fig.2 Single-phase equivalent model of new-type industrial rectification system

由图 2 所示电量的参考方向可得:

$$\begin{cases} I_s = I_1 \\ I_2 = I_{12} \\ I_3 = I_{13} \\ I_4 = -I_f \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} U_1 = U_s - Z_s I_s \\ U_4 = I_f Z_f \end{cases} \quad (2)$$

不计励磁电流,可得磁势平衡方程为:

$$W_1 I_1 + W_2 I_2 + W_3 I_3 + W_4 I_4 = 0 \quad (3)$$

由多绕组变压器理论可以得到^[17]:

$$\begin{cases} U_1 - U_2 \frac{W_1}{W_2} = I_1 Z_{12} + \frac{W_3}{W_1} I_3 Z_{213} + \frac{W_4}{W_1} I_4 Z_{214} \\ U_1 - U_3 \frac{W_1}{W_3} = I_1 Z_{13} + \frac{W_2}{W_1} I_2 Z_{312} + \frac{W_4}{W_1} I_4 Z_{314} \\ U_1 - U_4 \frac{W_1}{W_4} = I_1 Z_{14} + \frac{W_2}{W_1} I_2 Z_{412} + \frac{W_3}{W_1} I_3 Z_{413} \end{cases} \quad (4)$$

其中, Z_{12}, Z_{13}, Z_{14} 表示变压器相关绕组两两之间的短路阻抗; 阻抗参数 Z_{412}, Z_{413} 可通过式(5)计算得到。

$$\begin{cases} Z_{412} = \frac{Z_{41} + Z_{42} - Z_{12}}{2} \\ Z_{413} = \frac{Z_{41} + Z_{43} - Z_{13}}{2} \end{cases} \quad (5)$$

将式(1)~(3)代入式(4)中第 3 个公式,整理得到网侧电流(I_s)与网侧电压(U_s)、阀侧绕组电流(I_{12}, I_{13})之间的关系:

$$I_s = \frac{U_s}{Z_s + Z_{14} + \left(\frac{W_1}{W_4}\right)^2 Z_f} - \frac{\left(\frac{W_1 W_2}{W_4^2} Z_f + \frac{W_2}{W_1} Z_{412}\right) I_{12} + \left(\frac{W_1 W_3}{W_4^2} Z_f + \frac{W_3}{W_1} Z_{413}\right) I_{13}}{Z_s + Z_{14} + \left(\frac{W_1}{W_4}\right)^2 Z_f} \quad (6)$$

不考虑网侧电压背景谐波,即 $U_s=0$,可得到 I_s 的谐波计算表达式:

$$I_{sh} = \frac{\left(\frac{W_1 W_2}{W_4^2} Z_{0h} + \frac{W_2}{W_1} Z_{412h}\right) I_{12h} + \left(\frac{W_1 W_3}{W_4^2} Z_{0h} + \frac{W_3}{W_1} Z_{413h}\right) I_{13h}}{Z_{sh} + Z_{14h} + \left(\frac{W_1}{W_4}\right)^2 Z_{0h}} \quad (7)$$

本文中,下标 h 均表示第 h 次谐波,当 $h=1$ 时则对应为基波。由式(7)可知,若系统参数设计满足 $Z_{412h} = Z_{413h} = 0$,将得到:

$$I_{sh} = -\frac{Z_{0h} \left(\frac{W_1 W_2}{W_4^2} I_{12h} + \frac{W_1 W_3}{W_4^2} I_{13h}\right)}{Z_{sh} + Z_{14h} + \left(\frac{W_1}{W_4}\right)^2 Z_{0h}} \quad (8)$$

进一步地,对第 h 次谐波,若设计满足 $Z_{0h} = 0$,便可实现网侧所对应的谐波电流成分 $I_{sh} = 0$ 。

至此,可得到确保 12 脉波工业整流系统感应滤波性能所必须满足的条件:

a. 滤波绕组应采用零阻抗设计技术,在变压器设计、制造时应使阀侧星形、角形绕组布置结构上尽量做到对称,使二者相对网侧、滤波侧的短路阻抗参数一致,即 $Z_{12} = Z_{13}, Z_{24} = Z_{34}$,引入滤波绕组等值阻抗 Z_4 ,从而使得式(5)中 $Z_4 = Z_{412} = Z_{413} \approx 0$;

b. LC 无源滤波装置应全调谐,即对应所要滤除的谐波次数 h ,有 $Z_{0h} \approx 0$ 。

但是,在工程上要实现变压器结构参数 Z_4 和配套无源滤波装置谐波等效阻抗 Z_{0h} 绝对为零有一定难度,若是将这些参数控制在一个接近于零值的合理范围内,仍然可确保系统取得较好的感应滤波效果。

2 配套滤波装置滤波方案的选型

由第 1 节分析可知,两阀侧绕组分别连接至整流桥构成 12 脉波电源系统,可消除铁芯中的 $6n \pm 1$ ($n=1, 3, 5, \dots$)次谐波磁势;而且,若滤波绕组外接 11、

13 次无源滤波装置,为谐波提供就近短路支路,便可进一步消除铁芯中的 11、13 次谐波磁势,实现就近谐波抑制。对于基波电流而言,滤波绕组与调谐装置所在支路阻抗在基波频率下呈容性,故在实现感应滤波的同时又起到补偿整流桥所消耗无功的作用。因此,配套无源滤波装置滤波方案的选型及其具体参数设计对整个系统感应滤波性能的发 挥尤为重要。

针对图 1 所示 12 脉波感应滤波整流系统,其配套无源滤波装置滤波方案的设计,主要依据 3 个原则:

- a. 满足系统滤波性能要求;
- b. 满足系统无功补偿要求;
- c. 初期投资和占用空间尽量小。

从工程实践和性价比考虑,单相滤波支路配置数量不宜超出 5 条,不失一般性,本文将具体讨论 5 个典型的无源滤波配置方案,如表 1 所示。

表 1 无源滤波装置滤波方案
Tab.1 Passive filtering unit schemes

滤波方案	滤波支路				
	ST5	ST7	ST11	ST13	HPF
1	○	○	●	●	○
2	○	●	●	●	○
3	●	○	●	●	○
4	●	●	●	●	○
5	●	●	●	○	●

注:ST 指单调谐滤波支路,HPF 指二阶高通滤波器,●表示选用,○表示不选用。

在滤波方案初选阶段,暂不考虑滤波装置无功补偿要求,主要考虑系统网侧谐波电流的抑制情况,令:

$$\begin{cases} I_{Lh} = I_{12h} + I_{13h} \\ Z_{4h} = Z_{412h} = Z_{413h} \end{cases} \quad (9)$$

将式(9)代入式(7),且各参数均折算到变压器网侧绕组,可简化得到:

$$I_{sh} = -\frac{(Z'_{1h} + Z'_{4h})I'_{Lh}}{Z_{sh} + Z_{1h} + Z'_{4h} + Z'_{1h}} \quad (10)$$

定义 h 次谐波电流抑制因子:

$$\delta_h = \frac{Z'_{4h} + Z'_{1h}}{Z_{sh} + Z_{1h} + Z'_{4h} + Z'_{1h}} \quad (11)$$

为考察各滤波方案的谐波抑制因子 δ_h ,新型整流变压器参数如表 2 所示,在进行短路实验时,将星形、角形整流绕组当作一个等效阀侧绕组,同时将新型变压器视为一个三绕组变压器来处理,由表 2 可知,滤波绕组对应的等值阻抗百分数为一个接近零的数值,体现了该绕组的零阻抗特征。

表 2 12 脉波感应滤波整流变压器设计参数

Tab.2 Design parameters of transformer for 12-pulse rectifier with inductive filter

主要电气参数	网侧绕组 (星形)	阀侧绕组		滤波绕组 (角形)
		星形	角形	
线电压/kV	35	0.550	0.550	10
容量/(kV·A)	12500	12500	12500	3000
等值阻抗/%	3.76	2.06	2.06	-0.08

无源滤波装置各调谐支路选取参数如表 3 所示。其中,单调谐滤波器品质因数取 50,二阶高通滤波器波形系数 m 取 0.5,并联电阻取 24.8 Ω 。

表 3 无源滤波装置基本参数
Tab.3 Basic parameters of passive filter

滤波支路	C/ μ F	L/mH	滤波支路	C/ μ F	L/mH
ST5	18.335	22.105	ST13	10.835	5.620
ST7	16.370	12.632	HPF	10.700	3.288
ST11	13.146	6.405			

假定系统等效阻抗为 $R_s = 0.2 \Omega, L_s = 5 \text{ mH}$,在 0~19 次谐波范围内,谐波抑制因子 δ_h 的计算结果如图 3 所示。图中,因子值均以分贝数表示,自上而下依次对应表 1 中滤波器配置方案 1—5。

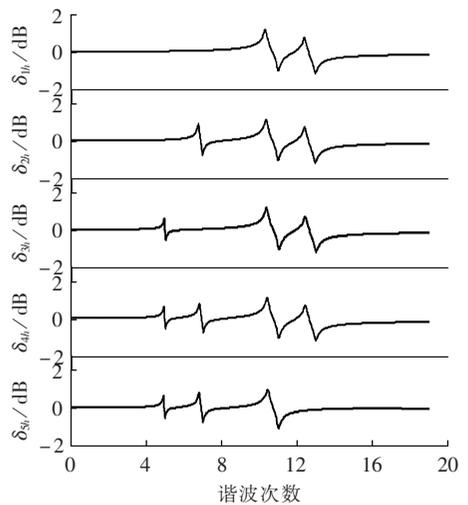


图 3 谐波抑制因子幅频响应波形
Fig.3 Amplitude-frequency response of harmonic suppression coefficient

由图 3 可知,除了预设的几个滤波频率点外,在较大的频率范围内,基于感应滤波技术的新型整流系统的谐波抑制因子 δ_h 曲线较为平坦,且几乎同 0 dB 刻度线重合,表现出较好的频率选择性,这与感应滤波采用全调谐、高品质因数滤波器策略有关;方案 1—4 在 12 脉波整流系统的特征谐波 11、13 倍次频率处,谐波抑制因子值均达到 -1 dB,即能实现将该频点谐波电流抑制在 10% 以下,而方案 5 采用高通滤波器滤波,其对主 13 次特征谐波无显著抑制效果,且在其通频带内,高频滤波效果并不理想。

进一步从节省工程投资角度考虑,在确保 11、13 次主特征谐波滤波性能的前提下,显然,方案 1—3 较方案 4 具有优势。

在实际工程应用中,对于单机组 12 脉波整流方案,整流变压器阀侧绕组物理参数及整流桥工况对称性并不能完全达到理论设计要求,即在变压器铁芯中,5、7 次谐波磁势并不会完全相消,反映到变压器网侧,线电流中仍有 5、7 次谐波成分残留。因此,在进行 12 脉波感应滤波装置设计时应兼顾 5、7 次等

非特征低次谐波的滤波性能。

另将方案 2 和方案 3 进行比较,方案 2 的调谐点相对靠近基波,对改善 2、3 次(若存在的话)等非特征低次谐波放大现象有利。

由此可知,应用方案 3 可对 11、13 次及其倍数次主特征谐波起到良好的抑制作用,同时可兼顾并改善 5 次谐波左右频点的非特征谐波放大问题,与采用 4 条滤波支路的其他滤波方案作比较,其初期投资要小,滤波器所占用空间也更紧凑,可作为新型 12 脉波感应滤波系统的优选方案。

3 感应滤波装置参数设计及优化

完成滤波方案选型后,具体进行感应滤波装置参数设计,而滤波参数的设计和选取是一个多目标协同控制过程^[6-10]。采用 PSO 算法,以滤波性能、系统无功需求及设计成本最低为设计指标,进行感应滤波装置参数的多目标优化设计。

3.1 滤波参数优化设计要求

感应滤波技术尽管具有不同于通用无源滤波技术的特质,但采用了无源滤波装置,因此,某些针对无源滤波装置的设计原则、要求及方法可应用于对感应滤波配套滤波装置的设计之中。针对感应滤波装置参数优化设计,具体要求如下。

a. 各滤波支路参数应满足基本的调谐设计要求。由于整流变压器网侧绕组等值阻抗串联在系统阻抗与滤波装置之间,相对于变压器网侧绕组阻抗,电网等效阻抗所占的比例并不大,因而其变化对滤波装置调谐工作几乎没有影响,即感应滤波性能对电网系统等效阻抗波动具备较强的鲁棒性,因此感应滤波装置可采用全调谐设计^[4-5]。各参数满足:

$$L_n C_n = 1 / (n\omega_1)^2 \quad n = 5, 11, 13 \quad (12)$$

其中, ω_1 为基波角频率。

b. 所设计的滤波装置整体上应取得较好的滤波效果,即在 12 脉波整流应用背景下,仅装设 5、11 和 13 次滤波支路,应确保流入电网的各次谐波电流满足国标要求,且不存在 5、7 次等低次谐波放大现象,同时考虑背景谐波影响,将谐波源输出的谐波增大 10% 处理,即应满足下式:

$$\begin{cases} I_{sn} < I_{sl}(n) \\ I_{sn} = I_{lmax}(n)(1+10\%)|\delta_h| \end{cases} \quad (13)$$

其中, $n=2, 3, 4, \dots$; I_{sn} 为注入电网的第 n 次谐波电流; $I_{sl}(n)$ 为针对第 n 次谐波电流的限值; $I_{lmax}(n)$ 为谐波源输出的第 n 次谐波电流最大值; δ_h 为第 2 节中定义的第 h 次谐波电流抑制因子,这里有 $h=n$ 。

c. 滤波装置应满足系统无功补偿需求,即在滤波的同时,实现系统无功就近补偿,以提高系统效率。

采用星接的单调谐滤波支路基波无功输出应满足:

$$\begin{cases} \sum_{n=5, 11, 13} Q_n = Q_{req} \\ Q_n = \frac{n^2 \omega_1 C_n U_1}{n^2 - 1} \end{cases} \quad (14)$$

其中, $n=5, 11, 13$; Q_n 为第 n 次调谐支路输出的基波无功; Q_{req} 为系统总的无功需求量。

d. 在满足上述 3 个要求的前提下,尽量减小滤波器的初期投资,即应满足:

$$\min F_{cost} = \min \sum_{n=5, 11, 13} (p_r R_n + p_c C_n + p_l L_n) \quad (15)$$

其中, p_r, p_c, p_l 分别为滤波组成器件电阻、电容和电感的单位价格因子。对于单调谐滤波支路,电阻主要表现为滤波电感的内阻,其与支路的品质因数相关,由制造电感的材质决定,在成本函数中可忽略。

此外,在滤波器参数初定后,还应进行稳定性校验,即为确保系统稳定,装设的滤波器不得与电网发生各种形式的串并联谐振现象^[6-12]。

3.2 滤波参数优化算法模型

滤波器参数优化设计是一个多目标、非线性约束条件的数学规划问题。传统经验法主要是根据以往工程经验和单一的某项指标来确定参数,因此很难达到最佳的设计效果。多目标优化问题的求解是一个各目标之间依重要程度不断进行协调和折中的过程,有时多目标优化并不存在唯一的全局最优解,而是一个解的集合,即所谓的 Pareto 最优解集^[13-14]。PSO 算法本质是一种智能进化算法,它可直接同 Pareto 最优概念相结合,特别适合求解多目标优化问题。选用 PSO 算法进行滤波参数的设计和优化,其优势是基于种群信息高效并行地搜索变量域可行空间的多组设计参数,并按照 Pareto 最优标准进行多目标可行解的评判,最后得到一组 Pareto 最优参数解集,由决策者在其中选择满意的 Pareto 最优参数。

基于 PSO 算法的滤波装置参数优化设计目标函数定义为:

$$\begin{cases} \min F = \min(f_1, f_2, f_3) \\ f_1 = \sum_{n=5, 11, 13} (p_c C_n + p_l L_n) \\ f_2 = \sum_{n=5, 11, 13} |Q_n - Q_{req}| \\ f_3 = \sum_{n=5, 7, 11, 13} I_{lmax}(n)(1+10\%)|\delta_n| \end{cases} \quad (16)$$

约束条件:

$$L_n C_n = 1 / (n\omega_1)^2 \text{ 且 } L_n, C_n > 0 \quad n = 5, 11, 13 \quad (17)$$

$$I_{sn} < I_{sl}(n) \quad n = 5, 7, 11, 13 \quad (18)$$

$$Q_{min} < \sum_{n=5, 11, 13} Q_n < Q_{max} \quad (19)$$

其中, Q_{min}, Q_{max} 为预设的功补区间。

在滤波装置参数优化设计基础上进行粒子编码设计,即确定参与问题求解的各粒子维数。为简化求

解问题的复杂度,各滤波支路的品质因数取常数 50,在进行 LC 数值寻优后,电感内阻 R 便随之确定。因此,对于单调谐滤波支路,其滤波参数可由电感和电容两参数来表示,最终可得到参与优化的粒子向量形式为:

$$\mathbf{X} = [L_5, C_5, L_{11}, C_{11}, L_{13}, C_{13}] \quad (20)$$

为保证初始种群的质量,提高搜索效率,在初始化种群阶段,应确保同一支路的 LC 参数满足调谐条件。具体操作思路是:

$$\begin{cases} C_n = C_{\min} + (C_{\max} - C_{\min}) \cdot \text{rand} \\ L_n = \frac{1}{(n\omega_1 \pi)^2 C_n} \end{cases} \quad (21)$$

其中, $n=5, 11, 13$; C_{\max}, C_{\min} 分别为电容参数取值的上、下限;rand 为(0,1)区间的随机数。

实施滤波参数优化过程,采用一种基于向量评价的 PSO 算法(即 VEPSO 算法)^[17],其算法原理框图见图 4。

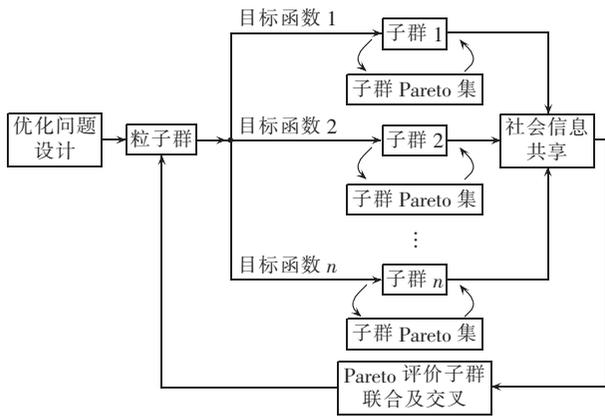


图 4 VEPSO 算法原理框图

Fig.4 Schematic diagram of VEPSO algorithm

由图 4 可知,VEPSO 算法是对单目标优化问题的拓展,先是以各目标函数为导向,形成各自的最优粒子群和 Pareto 解子集,然后各子群再分享彼此的社会信息,使粒子在飞行过程中受到其他子群寻优信息的影响,朝着满足其他目标函数的方向飞行,逐渐满足更多的目标函数,最终获得关于多目标问题的 Pareto 解集。

具体工作流程如图 5 所示。

在各子群独立完成进化环节,每个粒子将按照经典粒子进化方法来更新自己的速度和位置,如下式所示:

$$\begin{cases} \mathbf{V}_i^{k+1} = w\mathbf{V}_i^k + c_1 \cdot \text{rand} \cdot (\mathbf{p}_{\text{best}_i} - \mathbf{X}_i^k) + \\ \quad c_2 \cdot \text{rand} \cdot (\mathbf{g}_{\text{best}} - \mathbf{X}_i^k) \\ \mathbf{X}_i^{k+1} = \mathbf{X}_i^k + \mathbf{V}_i^{k+1} \end{cases} \quad (22)$$

其中, k 为迭代次数; w 为惯性权重; c_1, c_2 为大于零的学习因子; $\mathbf{V}_i^k, \mathbf{X}_i^k$ 分别为第 i 个粒子第 k 次迭代的

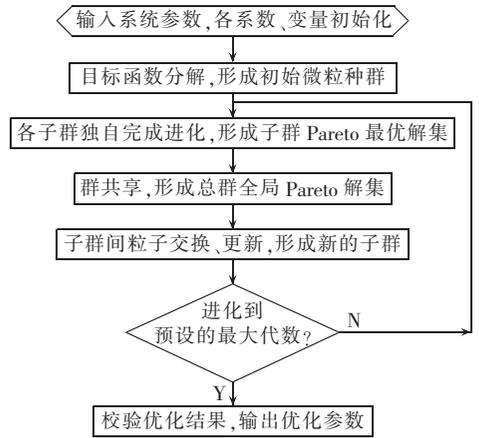


图 5 滤波参数优化算法流程图

Fig.5 Flowchart of filter parameter optimization

速度和位置向量; $\mathbf{V}_i^{k+1}, \mathbf{X}_i^{k+1}$ 分别为第 i 个粒子第 $k+1$ 次迭代的速度和位置向量。

4 算例分析

对某电解企业大功率感应滤波整流系统,应用 MATLAB7.0 编写 VEPSO 程序,来实现该系统配套感应滤波装置参数的优化设计。在优化设计之前,输入当地电网系统等效内阻,整流变压器各绕组等值阻抗,未实施感应滤波时的网侧谐波电流数值、母线额定电压、无功补偿量及其他限值数据等信息,并根据式(22),相关系数取值为: $w=0.4, c_1=1.0, c_2=2.0$,各子群粒子规模取 500,迭代次数为 100,Pareto 解集容量取 100。

由式(16)可知,滤波参数优化有 3 个目标优化问题,在优化过程结束之后,得到 Pareto 最优解集,如图 6 所示。

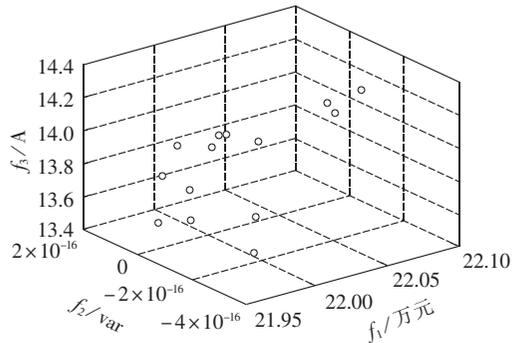


图 6 基于 VEPSO 算法的多目标 Pareto 解集

Fig.6 Pareto sets of multi-objective VEPSO algorithm

与 Pareto 最优解集相对应,得到若干组最优滤波 LC 参数,在经过系统稳定性校验后,选择其中一组 LC 参数作为优化结果输出。与传统经验设计法、文献[5]中使用的遗传优化算法所得滤波参数进行比较,其中谐波限制标准参照 GB/T14549—1993,

电压等级为 35 kV,基准容量取 250 MV·A。传统经验设计法中,功补容量在 5、11 和 13 次支路的分配比例按文献[11]所介绍的方法分别取 0.22:0.5:0.28。各方法具体设计参数如表 4 所示,各滤波支路品质因数均取为 50。

由表 4 可知,传统经验设计方法,功补容量的分配未能计及系统 5、7 低次谐波的放大问题,因此电流谐波畸变率(THD_i)值不理想;遗传算法,尽管谐波含量 THD_i 值较小,但无功补偿量设计结果偏大(对应功率因数偏大);对比这 2 种设计方法,本文所采用的 VEPSO 算法尽管个别目标函数值不是最优,但从 3 个目标函数的整体协调性上看,效果更好,从而体现了多目标协同进化的优势。

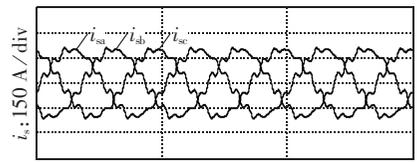
5 仿真及实验验证

应用本文滤波装置参数优化结果,借助 MATLAB/Simulink 软件搭建系统仿真模型。图 7 给出了系统实施感应滤波前后网侧电流的仿真波形。

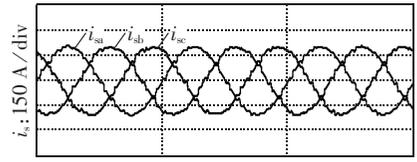
同时,将该组优化参数应用于某电解企业 12 脉波整流电源系统的配套感应滤波装置设计,系统实施感应滤波前后网侧电流的实测波形如图 8 所示。

由图 7 和图 8 可知,仿真和现场实测波形十分接近,不投入滤波装置时,电流波形与传统的 12 脉波整流系统一致,较 6 脉波系统波形畸变要小,效率更高。当滤波装置投入时,二者波形均有明显改善,变得更加光滑和接近正弦波,表明感应滤波技术在谐波抑制方面的有效性。

表 5 给出了图 7、8 所示波形的 FFT 分析结果,其中,各谐波成分均表示成幅值形式。从表 5 可以得出,在未投入滤波装置的情况下,相对 6 脉波整流系统,采用 12 脉波系统的网侧电流谐波含量均不是很严重;在投入滤波装置后,变压器网侧电流仿真波形总畸变率 THD_i 值由 11.12% 降至 3.86%,现场实测波形 THD_i 值由 13.21% 降至 4.24%,波形指标均满足相同容量等级的国内、国外有关谐波含量限制标准的要求。需注意的是,对比表 5,表 4 的 THD_i 值要大,主要原因是在构造约束条件式(13)时,为留有裕量,将 $I_{L_{max}}(n)$ 取值偏大的结果,实测的谐波 $I_L(n)$ 比 $I_{L_{max}}(n)$ 要小。



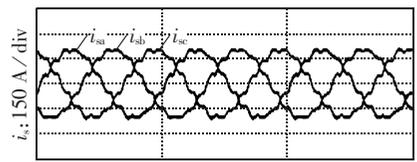
(a) 不投滤波装置



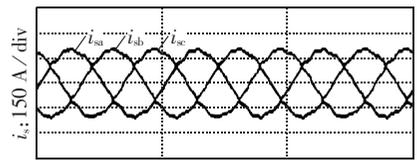
(b) 投滤波装置

图 7 系统网侧电流仿真波形

Fig.7 Simulative waveforms of grid-side current



(a) 不投滤波装置



(b) 投滤波装置

图 8 系统网侧电流实测波形

Fig.8 Experimental waveforms of grid-side current

表 5 仿真和实测电流波形谐波分析

Tab.5 FFT analysis of simulative and experimental currents

谐波次数	幅值/A(仿真)		幅值/A(实测)	
	不投滤波器	投滤波器	不投滤波器	投滤波器
基波	202.11	194.18	203.43	192.70
5	1.56	0.73	2.43	1.52
7	0.83	0.82	1.79	1.86
11	18.83	2.19	19.10	2.95
13	10.92	2.03	12.55	2.77
THD _i /%	11.12	3.86	13.21	4.24

表 4 不同算法的优化结果比较

Tab.4 Comparison of optimization results among different algorithms

算法	参数			THD _i /%	功率因数	投资额/万元
	5 次支路	11 次支路	13 次支路			
传统经验法	$L_5=44.1$ mH $C_5=9.215$ μ F	$L_{11}=3.757$ mH $C_{11}=22.29$ μ F	$L_{13}=4.827$ mH $C_{13}=12.42$ μ F	11.84	0.98	23
遗传算法	$L_5=10.175$ mH $C_5=39.83$ μ F	$L_{11}=7.072$ mH $C_{11}=11.84$ μ F	$L_{13}=8.18$ mH $C_{13}=7.33$ μ F	5.90	0.99	29
VEPSO 算法	$L_5=13.026$ mH $C_5=31.114$ μ F	$L_{11}=10.579$ mH $C_{11}=7.915$ μ F	$L_{13}=14.028$ mH $C_{13}=4.274$ μ F	6.40	0.98	22

6 结论

在大功率工业整流电源系统中,选用 12 脉波感应滤波技术来构建大功率整流电源系统,相比 6 脉波感应滤波技术,其配套滤波装置数量得到优化精简,具有集成度高、占用空间小和高效经济等特点。本文阐述了新型 12 脉波整流系统的工作机理,根据感应滤波的特点,进行了配套滤波装置的方案选型,在此基础上建立了滤波装置参数设计的多目标优化数学模型,并应用 VEPSO 算法对滤波参数进行了全面优化设计。算例分析和仿真、实验结果表明,优化后的滤波参数能够较好地满足预设要求,可为 12 脉波感应滤波成套技术的推广提供设计指导作用。

参考文献:

- [1] 李勇,罗隆福,刘福生,等. 变压器感应滤波技术的发展现状与应用前景[J]. 电工技术学报,2009,24(3):86-92.
LI Yong,LUO Longfu,LIU Fusheng,et al. Application foreground of transformer inductive filtering technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2009,24(3):86-92.
- [2] 李勇,罗隆福,张志文,等. 应用感应滤波原理构建的直流供电系统[J]. 中国电机工程学报,2010,30(22):107-112.
LI Yong,LUO Longfu,ZHANG Zhiwen,et al. A DC power supply system developed with inductive filtering method[J]. Proceedings of the CSEE,2010,30(22):107-112.
- [3] LI Yong,LUO Longfu,REHTANZ C,et al. An industrial DC power supply system based on an inductive filtering method[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2012,59(2):714-722.
- [4] 李季,罗隆福,张志文,等. 新型换流变压器谐波模型及其配套滤波装置设计[J]. 湖南大学学报:自然科学版,2007,34(9):34-38.
LI Ji,LUO Longfu,ZHANG Zhiwen,et al. Harmonic model of new type converter transformer and its filter equipments design [J]. Journal of Hunan University:Natural Sciences,2007,34(9):34-38.
- [5] 罗隆福,李勇,许加柱,等. 新型换流变压器配套滤波装置的优化设计[J]. 电网技术,2007,31(9):22-26.
LUO Longfu,LI Yong,XU Jiazhu,et al. Optimization design of the novel converter transformer's filters[J]. Power System Technology,2007,31(9):22-26.
- [6] 李圣清,朱英浩,周有庆,等. 基于交互式多目标遗传算法的无源滤波器优化设计[J]. 电工技术学报,2003,18(6):1-6.
LI Shengqing,ZHU Yinghao,ZHOU Youqing,et al. Optimal design of passive power filters based on interaction multi-modal genetic algorithm[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2003,18(6):1-6.
- [7] 魏伟,许胜辉,孙剑波. 一种无源滤波器的优化设计方法[J]. 电力自动化设备,2012,32(1):62-66.
WEI Wei,XU Shenghui,SUN Jianbo. Optimal design of passive filter[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(1):62-66.
- [8] 涂春鸣,罗安,刘娟. 无源滤波器的多目标优化设计[J]. 中国电机工程学报,2002,22(3):17-21.
TU Chunming,LUO An,LIU Juan. Multi objective optimal design of passive power filter[J]. Proceedings of the CSEE,2002,22(3):17-21.
- [9] 彭可,吴思聪,肖建宏,等. 无源电力滤波器参数的混沌模拟退火优化设计[J]. 电力自动化设备,2009,29(8):55-58.
PENG Ke,WU Sicong,XIAO Jianhong,et al. Passive power filter parameter optimization based on chaos and annealing strategy [J]. Electric Power Automation Equipment,2009,29(8):55-58.
- [10] 汪力,程剑兵,王显强,等. 基于多目标粒子群算法的无源电力滤波器优化设计[J]. 电力系统保护与控制,2011,39(8):51-55.
WANG Li,CHENG Jianbing,WANG Xianqiang,et al. Passive power filter optimal design based on multi-objective PSO optimization algorithm[J]. Power System Protection and Control,2011,39(8):51-55.
- [11] 郭金伟,张海忠,李育,等. 整流变压器无源滤波优化设计[J]. 电力电容器与无功补偿,2010,31(2):6-10.
GUO Jinwei,ZHANG Haizhong,LI Yu,et al. Optimization design of passive filter of rectifier transformer[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation,2010,31(2):6-10.
- [12] 韩俊,徐政,金宇. 基于最佳偏调谐的无源滤波器优化设计[J]. 高压电器,2010,46(8):18-21.
HAN Jun,XU Zheng,JIN Yu. Optimal design of passive filters based on optimal tuned frequency[J]. High Voltage Apparatus,2010,46(8):18-21.
- [13] COELLO C A C. A comprehensive survey of evolutionary-based multi-objective optimization,techniques[J]. Knowledge and Information Systems,1999,1(3):269-308.
- [14] COELLO C A C,PULIDO G T,LECHUGA M S. Handling multiple objectives with particle swarm optimization [J]. IEEE Transactions on Evolutionary Computation,2004,8(3):256-279.
- [15] KENNEDY J,EBERHART R. Particle swarm optimization[C]//IEEE International Conference on Neural Networks. Perth,WA, USA:IEEE,1995:1942-1948.
- [16] PARSOPOULOS K E,VRAHATIS M N. Particle swarm optimization method in multi-objective problems[C]//Proceedings of the 2002 ACM Symposium on Applied Computing. New York, USA:ACM,2002:603-607.
- [17] 瓦修修斯基 C B. 变压器的理论与计算[M]. 崔立君,杜恩田,译. 北京:机械工业出版社,1983:70-78.

作者简介:



刘文业

刘文业(1979-),男,湖南邵东人,博士研究生,研究方向为电能变换理论和新技术、电能质量控制(**E-mail**:liuwenye@hnu.edu.cn);

罗隆福(1962-),男,湖南常德人,教授,博士研究生导师,研究方向为交直流电能变换系统与装备、HVDC 和 FACTS 技术(**E-mail**:luolongfulab@hnu.edu.cn)。

(下转第 98 页 continued on page 98)

2012,52(11):1571-1577.

- [18] FRANKEN B, ANDERSON G. Analysis of HVDC converters connected to weak systems[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 1990, 5(1):235-242.
- [19] ZHANG Lidong. Interconnection of two very weak AC systems by VSC-HVDC links using power-synchronization control [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2011, 26(1):344-355.

作者简介:

胡 伟(1981-),女,安徽安庆人,博士研究生,主要研究方



胡 伟

向为微电网建模及动态等值、微电网电能质量
(E-mail:dmqhw2004@163.com);

孙建军(1975-),男,江西九江人,副教授,博士,主要研究方向为微电网电能质量分析及治理、功率电力电子技术应用(E-mail:278856036@qq.com);

查晓明(1967-),男,安徽安庆人,教授,博士,主要研究方向为微电网分析与控制、微电网建模及电能质量、大功率电力电子变换技术(E-mail:xmzha@whu.edu.cn)。

Resonant characteristics of multi-inverter grid-connection system

HU Wei, SUN Jianjun, MA Qian, LIU Fei, ZHA Xiaoming

(School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: A Norton equivalent model of grid-connected inverter with *LCL* filter is established based on the close-loop transfer function method, based on which, the influences of the number and type of grid-connected inverters and the system control parameters on the resonant characteristics of system are analyzed. Results show that, the multi-inverter grid-connection system, compared to the traditional single-inverter system, has more resonant frequencies; its number is related to the inverter type and the lower resonant frequencies decrease along with the increase of the number and decrease along with the increase of grid-connecting impedance; the resonant frequency decreases along with the increase of capacitive current inner-loop parameters and increases along with the increase of grid-connecting current outer-loop control parameter K_p , and is immune to its control parameter K_i . Simulative results verify the validity of theoretical analysis.

Key words: distributed power generation; *LCL* filter; grid connection; electric inverters; resonant; models

(上接第 87 页 continued from page 87)

Optimized inductive filter design based on multi-objective Pareto particle algorithm

LIU Wenyue^{1,2}, LUO Longfu¹, ZHANG Zhiwen¹, LI Yong¹, HUANG Zhao¹, ZHANG Xiaofeng¹

(1. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China;

2. CSR Research Institute of Electricity Technology & Materials Engineering, Zhuzhou 412001, China)

Abstract: A filtering unit scheme of 12-pulse rectifier system to effectively balance the power quality and space limitation is selected according to the characteristics and requirements of inductive filtering, based on which, a multi-objective optimization math model is established and an improved particle swarm algorithm based on vector evaluation method is applied to optimize the filter parameters. The analytical, simulative and experimental results of an example show that, the filter with optimized parameters well meets the requirements of multi-objective design for filtering performance, reactive power compensation and cost saving, verifying the correctness and effectiveness of the selected scheme and optimization model.

Key words: high power rectifier; inductive filtering; passive filter; particle swarm optimization algorithm; optimization; electric filters