

一种用于高压混合有源电力滤波器的复合控制方法

刘 飞, 邹云屏, 李 辉

(华中科技大学电气与电子工程学院, 湖北省武汉市 430074)

摘要: 针对一种适用于高压交流系统的混合有源电力滤波器结构, 提出了新的复合控制方法, 较好地满足了谐波补偿控制系统稳定性和补偿精度的要求。该方法能精确补偿事先指定的若干次负载谐波电流, 同时能削弱泄漏到系统中其余次数的谐波电流, 并可以阻尼滤波器支路和系统阻抗间可能的谐振。该方法滤波效果好, 实现简单, 适用于高压交流系统的谐波补偿。仿真和实验结果证明了复合控制方法的有效性。

关键词: 谐波补偿; 混合有源电力滤波器; 复合控制

中图分类号: TM761; TN713.8

0 引言

随着电网中非线性负载的日益增多, 谐波污染治理的问题越来越受到重视, 有源电力滤波器 (APF) 作为一种能动态抑制谐波的电力电子装置而广受关注, 并出现了众多的电路拓扑结构和控制方案^[1]。其中, 将传统的无源滤波器和 APF 结合起来, 取长补短, 组成混合 APF, 是当前 APF 研究领域的一个重要方向。

尽管混合 APF 已经过 10 多年的研究, 但迄今为止, 还很难找到适合于高压 (6 kV 以上) 大容量谐波源治理的混合 APF 电路拓扑结构和控制方案。

文献[2, 3]提出了两种串联型混合 APF, 其 APF 不承受基波电压, 但要通过基波负载电流, 并在负载侧产生由负载谐波电流引起的谐波电压。这使得当负载发生短路时对 APF 自身保护的動作速度要求很高, 同时, 负载侧的谐波电压在某些场合也可能不被用户所接受。文献[4~6]分别提出了几种并联型混合 APF, 其中的 APF 也不必承受基波电压, 但要通过滤波器支路的基波电流, 特别是当 APF 采用受控电压源形式时, 为使 APF 输出电压波形理想, 其输出变压器变比很大, 导致 APF 直流侧电压过高, 从而影响在高系统电压等级下的实用性。文献[7, 8]提出了一种基于 LC 串联谐振的混合 APF 方案, 较适合于高压系统应用, 但其滤波效果和系统稳定性之间存在矛盾, 影响了该方案的实用性。

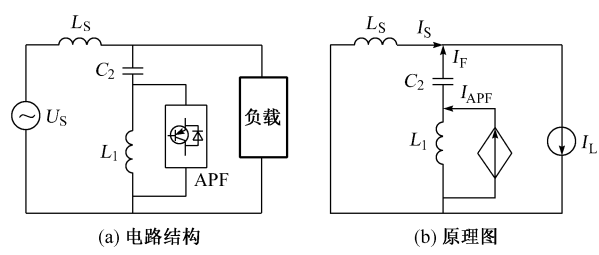
本文从分析文献[7, 8]提出的混合 APF 方案控制系统方框图的角度, 提出了增加一条前馈通路, 即

采用复合控制的改进方法, 较好地满足了控制系统在稳定性和补偿精度、速度方面的要求, 从而有利其在高压交流系统谐波补偿中的使用。

1 LC 串联谐振型混合 APF

LC 串联谐振型混合 APF 电路结构如图 1(a) 所示, 其中 APF 可以是受控电流源^[7], 也可以是受控电压源^[8]。考虑到采用受控电流源形式时, 更容易匹配 APF 交、直流侧的电压等级和限制过流, 因此以下分析除特别说明外, 将 APF 视为受控电流源。

若假设电网电压无谐波分量, 只考虑对非线性负载谐波电流 I_L 的补偿, 则图 1(a) 所示的混合有源电力滤波器谐波补偿原理图如图 1(b) 所示。



(a) 电路结构
 I_{APF} 表示 APF 的输出电流; I_F , I_S 代表各支路谐波电流;
 I_L 表示负载谐波电流

图 1 LC 串联谐振型混合 APF 电路结构及负载谐波电流补偿原理

Fig. 1 Circuit structure and the principle scheme of the hybrid APF

文献[7]提出的控制方法是, 令 APF 输出电流 I_{APF} 是线路电流 I_S 的函数, 即可表达为:

$$I_{APF}(s) = G_{APF}(s) I_S = M(s) K(s) I_S \quad (1)$$

式中: $G_{APF}(s)$ 为 I_S 到 I_{APF} 的传递函数; $M(s)$ 为系统谐波电流检测环节的传递函数; $K(s)$ 为 APF 控制

器的传递函数。

若记 $Z_{L_s}, Z_{C_2}, Z_{L_1}$ 分别为系统阻抗、无源滤波器中电容器(电容为 C_2)的容抗和电感器(电感为 L_1)的感抗,则由电路计算公式不难得到:

$$G(s) = \frac{I_s}{I_L} = \frac{Z_{C_2} + Z_{L_1}}{Z_{L_s} + Z_{C_2} + Z_{L_1}(1 + G_{APF}(s))} \quad (2)$$

由式(2)不难看出,如果设计无源滤波参数 C_2, L_1 使其在某次谐波下谐振,则该次负载谐波电流将完全被滤除;另外,选择合适的 $G_{APF}(s)$ 将会减少其他次负载谐波电流 I_L 泄漏到系统中的大小,特别地,如果近似认为 $M(s)$ 对于谐波电流而言为 1,而 $K(s)$ 为一 PI 环节,即

$$G_{APF}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (3)$$

则式(2)转化成:

$$I_s = \frac{(Z_{C_2} + Z_{L_1}) I_L}{Z_{L_s} + Z_{C_2} + Z_{L_1} + k_p Z_{L_1} + k_i L_1} \quad (4)$$

由此可见,按式(3)对 I_{APF} 进行控制,相当于在系统支路上额外增加了一个大小为 $k_p L_1$ 的电感器和 $k_i L_1$ 的电阻器,因此泄漏到系统中的谐波电流将减小,同时,无源滤波器支路和系统阻抗之间的谐振也会受到抑制。

该方法存在的一个主要问题是,如果计及系统谐波电流检测环节传递函数 $M(s)$ 的影响,则此控制方法的稳定性较差^[7]。以采用自适应谐波电流检测法为例, $M(s)$ 可表达为^[9]:

$$M(s) = \frac{s^2 + \omega^2}{s^2 + Ks + \omega^2} \quad (5)$$

式中: ω 为系统基波角频率。

通过计算式(2)的根轨迹可以发现,当式(5)中的 K 取得较大以获得较快的谐波检测响应时,式(3)中的 k_p 和 k_i 只能取较小,否则系统将失去稳定,但此时滤波效果不佳;如果要取得良好的滤波效果,则 k_p 和 k_i 要较大,为了保证稳定性,式(5)中的 K 必须取得较小,从而导致谐波检测环节的过渡过程长达数个周期,而这会显著增加 APF 装置的容量。

2 复合控制方法

由式(2)并结合图 1(b)所示电路中各电量关系,可得该控制系统的控制框图如图 2 所示。可见,如果将负载谐波电流 I_L 看做控制系统的参考输入,滤波器支路电流 I_F 为反馈信号,系统谐波电流 I_s 为误差信号,则谐波电流补偿系统可看成一个反馈控制系统。不难发现,由于 $G_{APF}(s)$ 只出现在一条反

馈通路中,不能对整个开环传递函数起作用,即使 $G_{APF}(s)$ 中有积分环节,也无法做到无差调节,另外,这也使通过在 $G_{APF}(s)$ 中增加校正环节来改善系统稳定性变得困难。

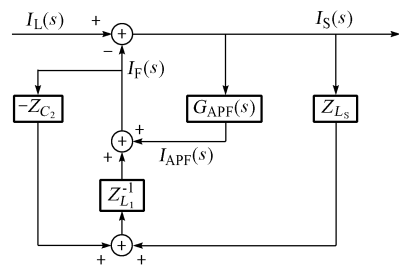


图 2 原系统控制框图

Fig. 2 Block diagram of the original control system

为了在保证系统稳定性的同时,提高负载谐波电流补偿的精度,本文提出采用复合控制方式,即增加一条前馈通路以改善滤波效果。设该前馈通路的传递函数为 $F(s)$,改进后的控制系统框图如图 3 所示。以下推导 $F(s)$ 应具有的形式。

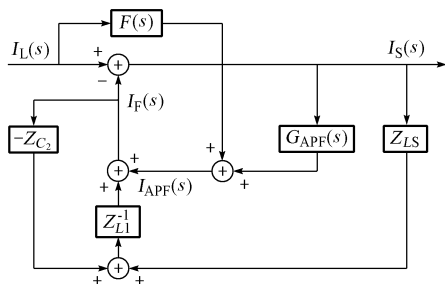


图 3 复合控制框图

Fig. 3 Block diagram of the combined control system

根据 Mason 公式^[10],不难得出此时 I_L 到 I_s 的传递函数 $G(s)$ 为:

$$G(s) = \frac{I_s}{I_L} = \frac{Z_{L_1} + Z_{C_2} - Z_{L_1} F(s)}{Z_{L_s} + Z_{C_2} + Z_{L_1}(1 + G_{APF}(s))} \quad (6)$$

显然,要使泄漏到系统中的谐波电流为 0,应有:

$$F(s) = M(s) \frac{Z_{C_2} + Z_{L_1}}{Z_{L_1}} = M(s) \left(1 + \frac{1}{L_1 C_2 s^2} \right) \quad (7)$$

式中 $M(s)$ 的意义与式(1)相同,但是,因为式(7)中有二阶积分环节,直接将其代入式(6),由 Routh 稳定判据^[10]可知将会导致系统不稳定,因此,这里提出一种针对特定次谐波的补偿方法。设无源滤波器的参数 C_2, L_1 在 n_D 次谐波下谐振,即

$$C_2 L_1 = \frac{1}{n_D^2 \omega^2} \quad (8)$$

则要完全补偿第 n 次负载谐波电流, $F(jn\omega)$ 应为:

$$F(jn\omega) = 1 - \frac{n_D^2}{n^2} \tag{9}$$

所以,如要求完全补偿若干次负载谐波电流,则

$$F(s) = \sum_n M_n(s) \left(1 - \frac{n_D^2}{n^2}\right) \tag{10}$$

式中: $M_n(s)$ 为第 n 次负载谐波电流检测环节的传递函数,且应有 $M(jn\omega)=1$,例如当采用自适应滤波法时,则由式(5)可知:

$$M_n(s) = \frac{Ks}{s^2 + Ks + (n\omega)^2} \tag{11}$$

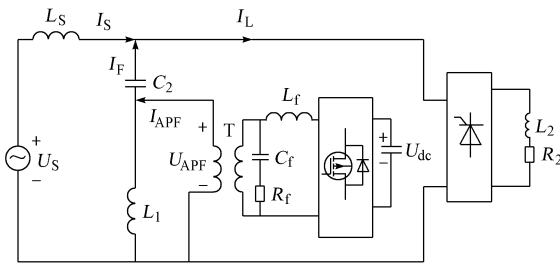
由此,APF 输出指令电流 I_{APF} 是:

$$I_{APF}(s) = G_{APF}(s)I_S + F(s)I_L \tag{12}$$

因此,按式(12)对负载谐波电流进行复合控制补偿后,可以完全补偿事先指定的若干次负载谐波电流,其余未被完全补偿的谐波电流也可以得到有效削弱,同时由于主要的谐波电流分量已被补偿,按式(3)确定 PI 控制器参数时,可侧重考虑系统稳定性的要求,而不必过分强调谐波衰减倍数而使稳定裕量变小或导致失稳。

3 仿真和实验结果

为了验证以上分析,对一个虚构的高压系统进行了仿真计算。假设该系统为 35 kV 三相四线中性点接地系统,每相分别接一个相同的单相全控整流桥负载;同时,为了尽可能减低 APF 直流侧电压,分别用 3 个单相全桥逆变器作为各相的 APF。图 4 为该假设系统接线形式下的单相等效电路。仿真电路的参数为:系统相电压有效值 $U_S=20.208$ kV,频率 50 Hz,系统电感 $L_S=10$ mH;无源滤波器参数 $L_1=37.5$ mH, $C_2=30$ μ F, C_2, L_1 在 3 次谐波下谐振,即 n_D 为 3;APF 为单相全桥逆变器,直流侧电压 $U_{dc}=1.7$ kV,其输出电流采用滞环电流比较控制,环宽为 1 A, $L_f=0.5$ mH, $C_f=20$ μ F, $R_f=8$ Ω ,输出变压器 T 变比为 1 : 3.5;全控整流桥负载参数触发角为 30° , $L_2=600$ mH, $R_2=70$ Ω 。



U_S, U_{APF} 分别代表系统相电压、APF 输出电压

图 4 仿真电路

Fig. 4 Per-phase equivalent circuit for simulation

APF 的输出电流指令值 I_{APF} 按式(12)计算,其中按式(10)分别计算对应于 5,7,9,11 次负载谐波电流的补偿电流 $F(s)I_L$ 。

系统谐波电流和 5,7,9,11 次负载谐波电流的检测采用具有良好陷波特性的自适应滤波法。

取式(5)、式(11)中的自适应滤波器参数 K 为 200,取式(3)中的 PI 控制器参数 k_P 为 2, k_I 为 1 333,将各个参数值代入式(6)后,通过数值计算得到由式(6)表达的 $G(s)$ 的特征根是: $-100 \pm 3 454i$, $-100 \pm 2 826i$, $-100 \pm 2 197i$, $-100 \pm 1 568i$, $-33 \pm 445i$, $-199 \pm 292i$ 。 $G(s)$ 的对数幅频特性如图 5 中曲线 1 所示。

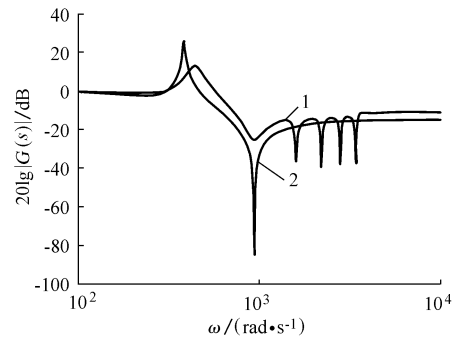


图 5 两种控制方式幅频特性比较

Fig. 5 Comparison of the two control strategies

而如果不采用复合控制方式,则很难在同样的响应速度和稳定裕量条件下,取得相同的滤波效果,例如,若 k_P 取 4, k_I 取 2 667,其他参数不变,则从式(2)可以得到 $G(s)$ 的特征根是: $-3.74 \pm 386i$, $-265 \pm 191i$ 。其对数幅频特性如图 5 中曲线 2 所示。可见,稳定裕量很小,且在 5,7,9,11 次特征谐波处滤波效果不如复合控制方式。

稳态下,负载电流 I_L 、系统电流 I_S 、APF 输出电流 I_{APF} 、APF 电压 U_{APF} 的仿真波形如图 6 所示。

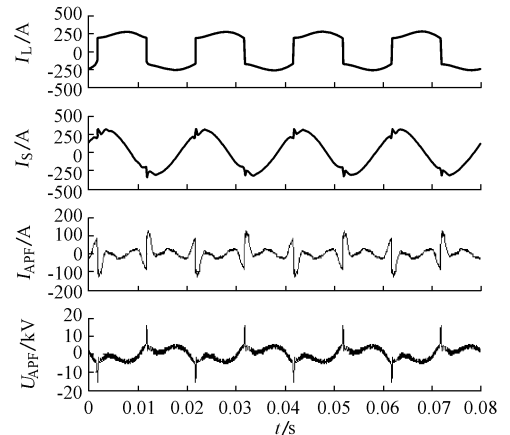


图 6 仿真结果波形

Fig. 6 Simulation result

负载电流 I_L 总谐波畸变率为 34.4%，经过混合 APF 滤波后，系统电流 I_S 总谐波畸变率为 5.85%，此时负载的单相视在功率为 4.75 MVA，APF 容量为 595 kVA ($1.7 \times 3.5 \times 100$ kVA)，APF 最高开关频率为 10 kHz 左右。

实验电路形式与图 4 所示的仿真电路基本相同。具体参数为：系统相电压有效值 110 V，系统电感 $L_S = 1$ mH；无源滤波器参数 $L_1 = 36$ mH, $C_2 = 31$ μ F；APF 采用 MOSFET (型号 IRF640) 构成全桥逆变器，直流侧电压 35 V，输出电流滞环控制的环宽为 0.5 A, $L_f = 1$ mH, $C_f = 20$ μ F, $R_f = 25$ Ω ，输出变压器变比为 1:3；非线性负载为不控整流桥带阻感负载, $L_2 = 40$ mH, $R_2 = 20$ Ω 。控制系统由 DSP (TMS320F240) 构成，采样速率 20 kHz，谐波电流检测采用自适应算法，并按式 (10) 分别计算对应于 5, 7, 9 次负载谐波电流的补偿电流。实验结果波形如图 7 所示。其中图 7(a) 为稳态下 APF 投入前后系统侧电流和 APF 输出电流波形，图 7(b) 为突加整流负载时，系统侧电流和 APF 输出电流的暂态响应过程，可见其过渡过程小于 2 个周期。

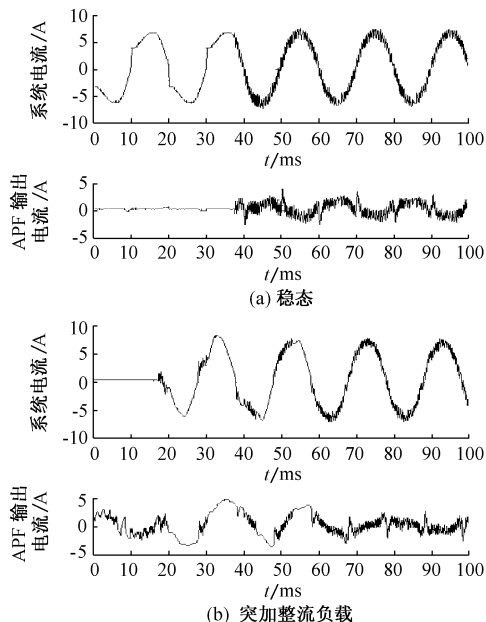


图 7 实验波形
Fig. 7 Waveform of experiment

4 结语

本文针对 LC 串联谐振型混合 APF 控制系统稳定性和谐波补偿精度、响应速度相矛盾的缺陷，提出了采用复合控制方式予以改进的方法。理论分析和仿真、实验结果表明，该方法在保证控制系统有较大稳定裕量的同时，较好地解决了谐波补偿精度和

响应速度的问题，从而有利于提高这种形式的混合 APF 的实用性。

参考文献

- 1 王兆安, 杨 君, 刘进军 (Wang Zhao'an, Yang Jun, Liu Jingjun). 谐波抑制和无功功率补偿 (Harmonic Repression and Reactive Power Compensation). 北京: 机械工业出版社 (Beijing: China Machine Press), 1998
- 2 Peng F Z, Akagi H, Nabae A. A New Approach to Harmonic Compensation in Power Systems. In: Proceedings of IEEE/IAS Ann Meeting Conf Rec. Vol 1. Pittsburgh (PA): 1988. 874~880
- 3 李达义, 陈乔夫, 贾正春 (Li Dayi, Chen Qiaofu, Jia Zhengchun). 一种实用的基于基波磁通补偿的串联混合型有源电力滤波器 (A Practical Series Hybrid Active Power Filter Based on Fundamental Magnetic Flux Compensation). 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2003, 18(1): 67~71
- 4 Fujita H, Akagi H. A Practical Approach to Harmonic Compensation in Power Systems—Series Connection of Passive and Active Filters. IEEE Trans on Industry Applications, 1991, 27(6): 1020~1025
- 5 任 震, 余得伟, 唐卓尧 (Ren Zhen, Yu Dewei, Tang Zhuoyao). 基于模糊优化设计的混合滤波器——治理电气化铁道谐波的一种新方法 (A New Method for Eliminating Harmonics of Electrified Rail Way with Hybrid Filter Based on the Fuzzy Optimizing Design). 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2001, 21(2): 66~68
- 6 肖湘宁, 徐永海, 刘 昊, 等 (Xiao Xiangning, Xu Yonghai, Liu Hao, et al). 混合型有源电力补偿技术与实验研究 (Analysis of Hybrid Power Compensator and Its Experimental Study). 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2002, 26(3): 39~44
- 7 Hafner J, Aredes M, Heumann K. A Shunt Active Power Filter Applied to High Voltage Distribution Lines. IEEE Trans on Power Delivery, 1997, 12(1): 266~272
- 8 Senini S, Wolfs P J. Analysis and Design of a Multiple-loop Control System for a Hybrid Active Filter. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2002, 49(6): 1283~1292
- 9 Luo S G, Hou Zh Ch. An Adaptive Detecting Method for Harmonic and Reactive Currents. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1995, 42(1): 85~89
- 10 孙扬声 (Sun Yangsheng). 自动控制理论 (Automatic Control Theory). 北京: 水利电力出版社 (Beijing: Hydraulic and Electric Power Press), 1986

刘 飞 (1970—), 男, 博士研究生, 研究方向为有源电力滤波器和无功补偿。E-mail: elec-hust@163.net

邹云屏 (1945—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子电路、装置与系统及应用基础研究。

李 辉 (1980—), 男, 硕士研究生, 研究方向为谐波电流检测与 APF 控制。

(下转第 72 页 continued on page 72)

