

并联混合型电力滤波器的仿真研究

马玥, 朱凌

(华北电力大学电气工程学院, 河北 保定 071003)

摘要: 并联混合型电力滤波器能够很好地改善无源滤波器的滤波性能, 实现在大功率场合下的谐波抑制和无功补偿。通过建立混合系统的单相等效电路图, 分析了并联混合型电力滤波器的补偿原理和补偿特性; 通过研究主电路拓扑结构, 给出了主电路各个组成部分的设计方法, 其中包括无源滤波器设计、耦合变压器设计、输出滤波器设计及有源滤波器控制策略设计。文章利用 Matlab/Simulink 构建了仿真模型, 给出了仿真模型中各部分的参数, 得到了仿真结果。仿真结果表明这种混合型电力滤波器可有效地改善无源滤波器的滤波性能, 证明了设计方法的有效性。

关键词: 并联混合型电力滤波器; 谐波抑制; 无功补偿; 参数选取; Matlab/Simulink

Simulation of shunt hybrid active power filter

MA Yue, ZHU Ling

(School of Electrical Engineering, North China Electric Power University, Baoding 071003, China)

Abstract: Shunt Hybrid Active Power Filter (SHAPF) can improve the performance of passive filter and realize harmonics restraint and reactive power compensation in big power situation. The principle and speciality of Shunt Hybrid Active Power Filter is analyzed by establishing single-phase equivalent circuit of SHAPF in the paper. A design method of main circuit is presented by studying the scheme of main circuit. It includes design of power filter, design of coupling transformer, design of output filter and design of control strategy of active power filter. Simulation model is established based on MATLAB/Simulink, and the parameters of simulation model are presented. Finally, the simulation results are shown. The simulation result indicates the Shunt Hybrid Active Power Filter can improve the performance of passive filter and verifies the good compensation characteristics of the hybrid power compensator.

Key words: shunt hybrid active power filter; harmonics restraint; reactive power compensation; parameter design; Matlab/Simulink

中图分类号: TM714 文献标识码: A 文章编号: 1003-4897(2007)23-0046-05

0 引言

随着电力电子设备的广泛应用, 大量的谐波和无功电流注入电网, 对公用电网的供电质量和用户设备的安全运行造成严重的威胁。由 LC 组成的无源滤波器只能对特定谐波进行滤波, 而对于谐波次数经常变化的负载滤波效果不好, 并且可能与系统阻抗发生串并联谐振, 使某次谐波分量放大, 电网供电质量下降。有源电力滤波器 (APF) 是一种用于动态谐波抑制、无功补偿的新型电力电子装置, 但是由于电源电压直接加在逆变桥上, 对开关器件电压等级要求较高; 当负载谐波电流含量大时, 这种有源滤波装置的容量也必须很大, 因此同时具有较大的补偿容量和较宽的补偿频带比较困难。

并联混合型电力滤波器 SHAPF (Shunt Hybrid

Active Power Filter) 同时兼有无源滤波器与有源滤波器的优点, 并能很好的解决各自存在的问题。实现在大功率场合下对谐波和无功功率的有效补偿, 并能克服 LC 滤波器易受电网阻抗的影响、易与电网阻抗发生谐振等缺点^[1], 而且方便对已经广泛使用的无源滤波器的技术改造, 适合我国国情。

本文研究了并联混合型电力滤波器的滤波原理, 选择了主电路参数, 并对其控制电路进行了设计。采用 Matlab/Simulink 建立并联混合型电力滤波器仿真模型, 结果表明该设计方法有效可行。

1 并联混合型电力滤波器的主电路结构

目前广泛研究的并联混合型电力滤波器其结构如图 1 所示。它由有源滤波器、无源滤波器、APF 输出滤波器以及耦合变压器四部分组成。

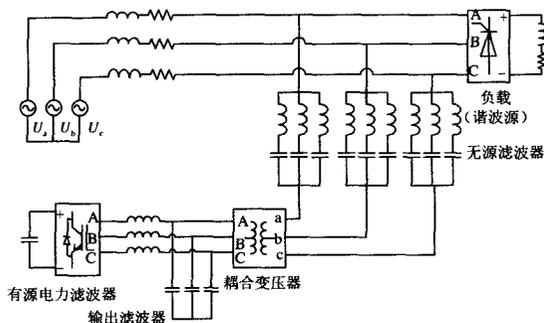


图1 并联混合型电力滤波器结构示意图

Fig.1 Configuration of the SHAPF

其中, 特定次谐波和无功功率主要由无源滤波器补偿, 采用多个单调谐滤波器组成, 单调谐滤波器的调谐频率根据被补偿对象的谐波成分确定, 对于6脉波整流器, 无源滤波器可由5次、7次和11次单调谐滤波器构成。有源滤波器采用电压型逆变器, 输出各次谐波电压的叠加, 用以滤除电网的部分谐波并抑制电网阻抗与无源滤波器之间的谐振。输出滤波器采用LC低通滤波器, 用以滤除电压型逆变器开关器件产生的高频毛刺。耦合变压器一方面是用有源滤波器和无源滤波器间的电气隔离, 另一方面是为了满足有源滤波器和无源滤波器的电压匹配和电流匹配^[2]。

2 补偿原理和补偿特性分析

图1所示的混合系统在设计时需要考虑耦合变压器和输出滤波器的影响。图2给出在考虑耦合变压器和输出滤波器时, 混合系统的单相电气模型。

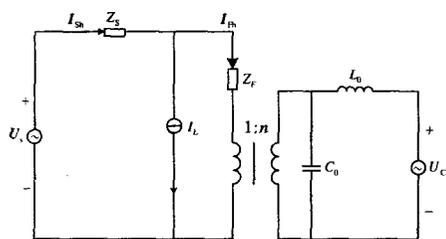


图2 混合系统的单相电气模型

Fig.2 Single-phase electric model of SHAPF

假设耦合变压器为理想变压器, 其电压变比为1:n (网侧电压: 阀侧电压=1:n), 将电压型逆变器和输出滤波器折算到耦合变压器网侧, 得到混合系统在耦合变压器网侧的单相电气模型, 如图3所示。

根据基尔霍夫电压和电流定律, 有:

$$U_{Sh} = U_{Lh} + I_{Sh} Z_s \quad (1)$$

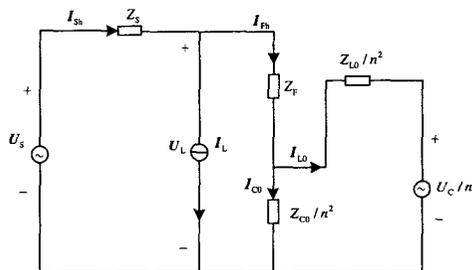


图3 混合系统的网侧单相电气模型

Fig.3 Single-phase electric model of SHAPF for power grid

$$I_{Sh} = I_{Lh} + I_{Fh} \quad (2)$$

$$\frac{U_C}{n} + I_{L0} \frac{Z_{L0}}{n^2} + I_{Fh} Z_F = U_{Lh} \quad (3)$$

$$I_{Fh} = I_{C0} + I_{L0} \quad (4)$$

$$I_{C0} \frac{Z_{C0}}{n^2} = \frac{U_C}{n} + I_{L0} \frac{Z_{L0}}{n^2} \quad (5)$$

将上式(1)至(5)化简, 消去变量 U_{Lh} 、 I_{L0} 、 I_{Fh} 、 I_{C0} 得,

$$K_1 \frac{U_C}{n} + (K_2 + Z_s + Z_F) I_{Sh} - (K_2 + Z_F) I_{Lh} - U_{Sh} = 0 \quad (6)$$

式(6)中:

$$K_1 = \frac{Z_{C0}}{Z_{L0} + Z_{C0}}, \quad K_2 = \frac{Z_{L0} Z_{C0}}{n^2 (Z_{L0} + Z_{C0})} \quad (7)$$

从式(7)可以看出, K_1 和 K_2 分别为 L_0 和 C_0 折算到耦合变压器网侧的串联分压比和并联阻抗。从式(6)可以看出, 输出滤波器除了滤除有源逆变器开关毛刺以外, 还对有源逆变器输出电压有分压作用, 即相当于在无源滤波器支路串联了一个等效阻抗。这在设计耦合变压器和输出滤波器时要予以考虑。

检测电源谐波电流 I_{Sh} , 用于控制有源逆变器的输出电压 $U_C = K_S I_{Sh}$ 。由式(6)得电源侧谐波电流为:

$$I_{Sh} = \frac{K_2 + Z_F}{K_2 + Z_s + Z_F + \frac{K_S}{n} K_1} I_{Lh} + \frac{1}{K_2 + Z_s + Z_F + \frac{K_S}{n} K_1} U_{Sh} \quad (8)$$

滤波器支路的谐波电流为:

$$I_{Lh} = \frac{-Z_s - \frac{K_S}{n} K_1}{K_2 + Z_s + Z_F + \frac{K_S}{n} K_1} I_{Sh} + \frac{1}{K_2 + Z_s + Z_F + \frac{K_S}{n} K_1} U_{Sh} \quad (9)$$

图4为考虑耦合变压器和输出滤波器混合系统的单相等效电路。

有源滤波器的作用相当于在系统侧增加了一个大小为 $K_1 \cdot K_S / n$ 的纯电阻。

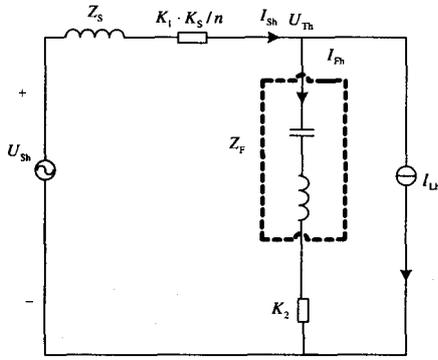


图4 混合系统的单相等效电路

Fig.4 Single-phase equivalent circuit of SHAPF

假设电源电压 U_{sh} 为正弦电压，当只考虑负载谐波电流单独作用时，如果 $K_S \gg |Z_F|$ ，则由负载产生的谐波电流将流入 LC 滤波器。如果 $K_S \gg |Z_S|$ ，则滤波特性由 K_S 决定。假设不接负载（即 $I_{Lh}=0$ ），当只考虑电源电压谐波的作用时，由式（8）第二项可以得到，混合型滤波器对谐波电压所引起的电流谐波同样有上述抑制作用，当 K_S 足够大时，滤波特性由 K_S 决定。除此之外， K_S 还起到阻尼 Z_S 和 Z_F 串并联谐振的作用，当 $|Z_F + Z_S| \approx 0$ 时，由于 K_S 的阻尼作用，使得 I_{sh} 不会在特定频率处出现谐波放大的谐振现象。

K_1 、 K_2 和 n 对混合系统的滤波特性有很大影响，为了得到较好的滤波效果，就要使 K_1 尽量大， K_2 和 n 尽量小。由式（7）可知， K_1 为 L_0 和 C_0 折算的变压器网侧的串联分压，为了使 K_1 变大，则要求 $Z_{C0} \gg Z_{L0}$ ； K_2 为 L_0 和 C_0 折算到变压器的并联阻抗，为了使 K_2 变小，则要求 Z_{L0} 足够小， n 足够大，但 n 过大将减小变压器网侧的由有源逆变器所产生的谐波电压的输出，从而减小等效到电网的谐波阻抗。

3 混合系统设计

3.1 无源滤波器的设计

混合系统中无源滤波器起着主要的谐波抑制和无功补偿的作用，设计无源滤波器可根据谐波源中各次谐波含量和无功补偿的要求来确定其参数^[3]。本文采用结构简单、控制方便的串联单调谐波滤波器，为了滤除 h_n 次谐波并补偿无功功率，其设计步骤如下：

- 1) 确定电容器容量 Q_c ，单位为 Mvar，等于补偿谐波源所需要的无功功率。
- 2) 由 Q_c 来确定电容器的电抗为：

$$X_C = \frac{kv^2}{Q_c} \quad (10)$$

3) 滤除 h_n 次谐波，电抗器大小为：

$$X_L = \frac{X_C}{h_n^2} \quad (11)$$

4) 电抗器的电阻为：

$$R = \frac{X_n}{Q} \quad (12)$$

式中： Q 为滤波器的品质因数，一般取 $30 < Q < 100$ 。

特征电抗为：

$$X_n = X_{Ln} = X_{Cn} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (13)$$

滤波器的容量为：

$$Q_{Filter} = \frac{h_n^2 kv^2}{h_n^2 - 1 X_C} = \frac{h_n^2}{h_n^2 - 1} Q_c = \frac{kv^2}{X_C - X_L} = \frac{kv^2}{X_C - X_C/h_n^2} \quad (14)$$

3.2 有源滤波器的设计

有源部分包括谐波检测、输出指令电压计算和直流电压的控制三个部分^[4]。谐波检测部分是控制系统的核心，为了满足实时性的要求，本文采用瞬时无功理论法来检测谐波，由 $u_c^* = K_S i_{sh}$ 得到有源电力滤波器输出补偿电压的指令信号，再经三角波调制得到 PWM 脉冲^[5]，图 5 为其控制系统框图。

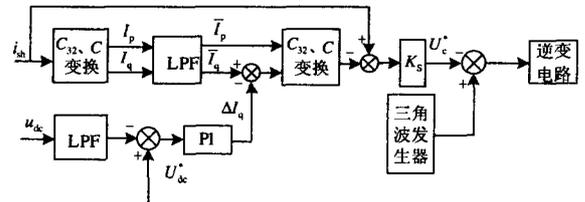


图5 控制系统框图

Fig.5 Block diagram of the control system

其中，LC 无源滤波器对基波容抗性，其电流 I_F 超前于供电点的电压 U_T ，有源部分需要输出一个与 I_F 同相位的基波电压，才能由此超前的电流电压产生有功功率对直流侧电容电压进行控制^[6]。所以，要在 I_q 通道中构建控制直流电容电压的闭环。

3.3 输出滤波器的设计

有源滤波器的输出滤波部分的设计是混合系统的重点。输出滤波器直接影响混合系统的滤波效果甚至会造成谐波放大，对电网造成危害^[7]。

输出滤波器为二阶系统，构成如图 6 所示。

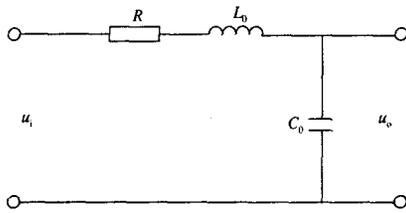


图6 输出滤波器单相电路图

Fig.6 Single-phase circuit of output filter

其传递函数为:

$$\phi(s) = \frac{1}{L_0 C_0 s^2 + R C_0 s + 1} = \frac{1/L_0 C_0}{s^2 + R/L_0 s + 1/L_0 C_0} \quad (15)$$

$$\omega_n = 1/\sqrt{L_0 C_0} \quad (16)$$

$$\zeta = \frac{1}{2\omega_n} \cdot \frac{R}{L_0} = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \quad (17)$$

其中: ω_n 为无阻尼振荡频率或自然频率; ζ 为相对阻尼系数或阻尼比。

其渐近对数幅频特性曲线如图7所示。

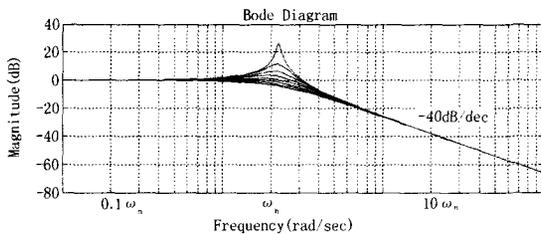


图7 二阶系统的渐近对数幅频特性曲线

Fig.7 Frequency characteristic curve of second-order system

可见, 二阶系统相当于低通滤波器^[8], 转折频率为 ω_n , 当信号频率 $\omega \gg \omega_n$ 时, 可认为信号衰减为 0。若要使 LC 滤波器取得一定的高频衰减特性, ω_n 应足够低, 即当 L_0 一定时, C_0 应足够大。另一方面, 随着 LC 滤波器滤波电容 C_0 的增大, 系统阻尼亦将增大。但 C_0 过大时, 过小的 ω_n 将使逆变器发出的补偿谐波电压通过 LC 滤波器得以放大, 从而使电网受到更大的谐波污染。为了达到既滤除高频毛刺又防止低频有效谐波信号过分放大的目的, 一般确定输出滤波器中电感 L_0 和电容 C_0 的谐振频率 f_k 位于中频段, 使之满足不等式 (18)。

$$3f < f_k < f_s/5 \quad (18)$$

其中: f 为逆变器输出的有效谐波电压频率, f_s 为 PWM 载波频率。

3.4 耦合变压器的设计

耦合变压器连接在输出滤波器和注入支路之

间, 不仅可用来匹配有源部分的电压和电流, 而且可以起到电气隔离的作用, 使逆变器的维护和绝缘都比较容易。

混合型有源电力滤波器, 因耦合变压器既要流入基波电流又要流入谐波电流, 其容量主要由流入的基波功率和 APF 产生的谐波功率决定, 即

$$Q = K3UI \quad (19)$$

式中: Q 为变压器容量; U 为 APF 输出端的相电压, 即 $U = \sqrt{U_f^2 + U_{sh}^2}$; I 为 APF 输出端相电流; K 为系数, 一般取 2~3。

4 仿真分析

在仿真模型中, 系统电源采用标准的正弦波电压源来模拟, 相电压为 220 V, 频率为 50 Hz。谐波源设计为工业中常见的晶闸管三相桥式整流电路带阻感性负载, 触发延迟角 $\alpha = 60^\circ$, 其有功功率 $P = 2\ 209\ \text{W}$, 无功功率 $Q = 3826\ \text{var}$, 功率因数 $\lambda = 0.4775$ 。考虑负载谐波源的谐波特性, 无源滤波器由 5、7、11 三组单调谐滤波器组成。每组无源滤波器的无功补偿量及其电容、电感、电阻仿真参数见表 1。

表 1 无源部分仿真参数表

Tab.1 Parameters table of PF filter

	5 次滤波器	7 次滤波器	11 次滤波器
无功功率/var	1 800	962	441
电容值 $C/\mu\text{F}$	113.7	61.985	28.79
电感值 L/mH	3.57	3.34	2.91
电阻值 R/Ω	0.14	0.183	0.251
品质因数 Q	40	40	40

由于拟滤除谐波频率上限为 20 次电网谐波, 即 $f=1\ 000\ \text{Hz}$, 则 PWM 载波频率选用 $f_s=20\ 000\ \text{Hz}$, 由不等式 (18) 可取 $f_k=3\ 500\ \text{Hz}$, 再利用二阶系统频域分析和时域响应的快速性综合选取输出滤波器中电感、电容和电阻值。本文选取 $L_0=0.1\ \text{mH}$ 、 $C_0=20\ \mu\text{F}$ 、 $R=2\ \Omega$ 。根据式 (19), 选取变压器容量为 200 kVA, 变比为 $N=1:2$ (网侧电压: 阀侧电压)。有源部分 $K_S=50$, 得到滤波和无功补偿效果仿真波形如图 8 所示。

由于三相电网平衡, 所以只对 a 相电流进行分析。由 FFT 分析可以得到, 只有无源滤波器时, a 相电流的总谐波畸变率 THD 值从滤波前 42.88% 下降到滤波后 16.35%。当接入有源部分组成并联混合型电力滤波器时, a 相电流的总谐波畸变率 THD 值下降到 5.34%。除此之外, 滤波器还兼有无功补偿功能, 对无功功率的补偿效果见表 2。

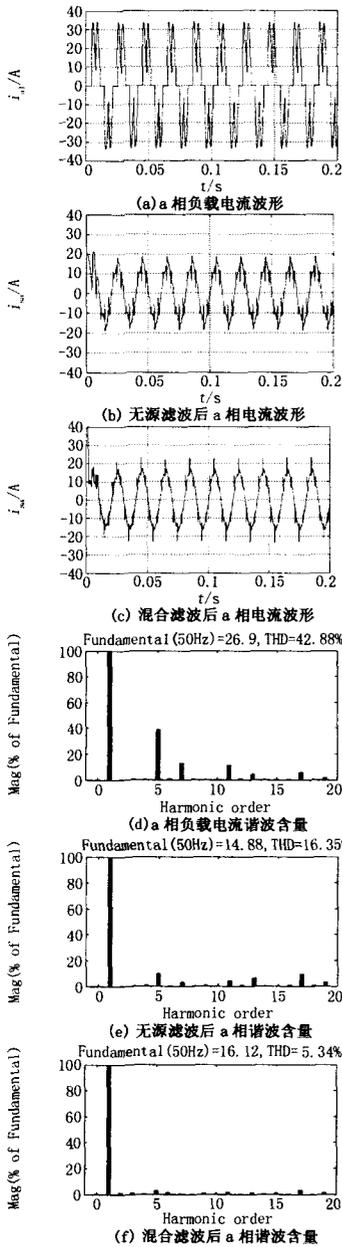


图8 滤波器的滤波效果
Fig.8 Filtering effect

表2 无功补偿效果表

Tab.2 Effect table of reactive power compensation

	负载	无源滤波后	混合滤波后
Q/var	3 826	437	410
λ	0.477 5	0.968 1	0.983 6

可见混合滤波器的滤波效果较无源滤波器的滤波效果更好,总谐波畸变率和各次谐波畸变率均符合国标 GB/T14549-1993《电能质量公用电网谐波》的要求。无功补偿效果也较好于单纯无源滤波器。

5 结论

并联混合型电力滤波器是实现在大功率场合下对谐波和无功功率综合治理的有效手段。本文研究了混合型电力滤波器的滤波原理和主电路参数选取,并对控制电路进行了设计。采用 Matlab/ Simulink 建立并联混合型电力滤波器的仿真模型,仿真结果表明该设计方法行之有效。

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]. 北京: 机械工业出版社, 2002.
WANG Zhao-an, YANG Jun, LIU Jin-jun. Harmonics Restraint and Reactive Power Compensation[M]. Beijing: China Machine Press, 2002.
- [2] 罗安. 电网谐波治理和无功补偿技术及装备 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2006.
LUO An. Power Systems Harmonics Restraint and Reactive Power Compensation Technique and Equip [M]. Beijing: China Electric Power Press, 2006.
- [3] Wakileh G J. 电力系统谐波——基本原理、分析方法和滤波器设计 [M]. 徐政, 译. 北京: 机械工业出版社, 2003.
Wakileh G J. Power Systems Harmonics——Fundamentals, Analysis and Filter Design[M]. XU Zheng, Trans. Beijing: China Machine Press, 2003.
- [4] 戴朝波, 林海雪. 电压源型逆变器三角载波电流控制新方法 [J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(2): 99-102.
DAI Chao-bo, LIN Hai-xue. A Novel Triangular Carrier Current Control for Voltage Source Inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(2): 99-102.
- [5] Fukuda S, Endoh T. Control Method for a Combined Active Filter System Employing a Current Source Converter and a High Pass Filter [J]. IEEE Trans on Ind Applicat, 1995, 31: 590-591.
- [6] Rivas D, Moran L, Dixon J, et al. A Simple Control Scheme for Hybrid Active Power Filter [J]. IEE Proceedings of Gener, Transm and Distrib, 2002, 149(4): 485-490.
- [7] 唐欣, 罗安, 涂春鸣. 有源滤波器中输出滤波器的参数设计及优化 [J]. 电力电子技术, 2005, 39(5): 91-94.
TANG Xin, LUO An, TU Chun-ming. Design and Optimization of Output Filter of Parallel Active Power Filters [J]. Power Electronics, 2005, 39(5): 91-94.
- [8] Wang C Y, YE Zhi-hong. Output Filter Design for a Grid-interconnected Three-phase Inverter [J]. IEEE Trans on Ind Applicat, 2001, 37: 81-89.

收稿日期: 2007-05-11;

修回日期: 2007-09-03

作者简介:

马 玥 (1980-), 男, 硕士研究生, 研究方向为新型功率变换; E-mail: mayuebd@126.com

朱 凌 (1956-), 男, 副教授, 专业为电机与电器, 主要从事交流电机控制、电力电子技术应用等方面的工作。