

一种串联混合有源电力滤波器控制策略

魏 伟¹, 许胜辉², 魏岚婕³

(1. 华中科技大学电气与电子工程学院, 湖北 武汉 430074; 2. 武汉职业技术学院电信系, 湖北 武汉 430074;
3. 上海德佐电气有限公司, 上海 200433)

摘要: 为了克服并联工频串联谐振电路带来的负面影响, 介绍了一种新型串联混合有源电力滤波器(SHAPF)拓扑结构。它在传统 SHAPF 的逆变器回路中串联了工频谐振电路, 并与传统 SHAPF 进行了较为详细的对比分析, 以理论分析为基础, 进行了 380 V 三相 5 KV·A 系统的实验研究, 实验结果表明, 接入新型 SHAPF 后, 附加的工频串联谐振电路不会引起系统不稳定, 电网电流的 THD 小于 5%, 串联部分引起的电网工频电压降小于 5 V。实验结果与分析目标基本吻合, 在目前所有 SHAPF 的拓扑结构中, 新型拓扑具有较好的性价比, 因而有良好的应用前景。

关键词: 串联混合有源电力滤波器; 控制策略; 串联谐振; 拓扑结构; 调制策略; 实验研究

中图分类号: TM761

文献标志码: A

文章编号: 1001-1609(2009)05-0083-04

Research of a New Control Strategy for Series Hybrid Active Power Filter

WEI Wei¹, XU Shen-hui², WEI Lan-jie³

(1. School of Electrical & Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;
2. Department of Telecom Engineering, Wuhan Institute of Technology, Wuhan 430074, China;
3. Shanghai Dezuo Electric Ltd., Shanghai 200433, China)

Abstract: In order to overcome the negative impact of the series resonant circuit in parallel connection, in this paper, a new topology structure is proposed for series hybrid active power filter (SHAPF). Based on analyzed the tradition SHAPF topology structure and inverter circuit connect in series with a resonant circuit, the experimental research of the 5 KVA power system for three-phase 380 V is processed, the experimental results show that is steady for the additional series resonant circuit, THD% of the power system current extent is less than 5%, the voltage-drop of the power system in the series resonant circuit extent is less than 5 V. Experimental results and analyzed aim is basic tally, in current the topology structure of all SHAPF, the new topology structure has better price-performance ratio and application prospect.

Key words: series hybrid active power filter (SHAPF); control strategies; series resonant; topology structure; modulation strategies; experimental research

0 引言

20 世纪 80 年代, H.Akagi 等人提出了“瞬时无功理论”^[1,2]之后, 有源电力滤波器(APF)走向实用化。目前 APF 在实用化过程当中遇到的最大困难就是与传统无源滤波器(PPF)相比, 一次性投资的成本难以为用户所接受。传统串联混合有源电力滤波器(SHAPF)与纯有源方案相比, 其有源部分的容量已经大为下降, 有源容量仅占整个负载容量的 5%~10%^[3], 然而它与传统的 PPF 相比, 技术复杂, 而且

价格是同容量 PPF 的数倍以上, 普通用户还是难以接受。因而有必要在原有传统 SHAPF 控制^[4-6]的基础上做进一步降低有源部分容量的研究。

如何在不损失装置滤波性能的同时, 有效降低有源部分的容量是目前 APF 应用研究的难点。笔者在分析了原有传统 SHAPF 基本原理的基础上, 提出一种新型 SHAPF 拓扑结构。它能有效地降低有源部分的容量, 同时兼有优异的滤波性能。

1 传统 SHAPF 的拓扑分析

如果仅仅考虑负载产生的谐波影响, 传统

收稿日期: 2009-06-10; 修回日期: 2009-08-18

作者简介: 魏 伟(1956), 男, 高级工程师, 从事电气设备的分析与研究工作。

SHAPF 单相等效原理框图见图 1。其中 Z_1 为电网等效阻抗, Z_2 为并联无源支路的等效阻抗。根据文 [3, 7] 可知, 在理想控制条件下, 整个串联有源部分可以等效为一个“电阻”串联在电网回路中。该“电阻”对谐波电流而言, “阻值”为 K , 而对工频电流成分而言, “阻值”接近 0。

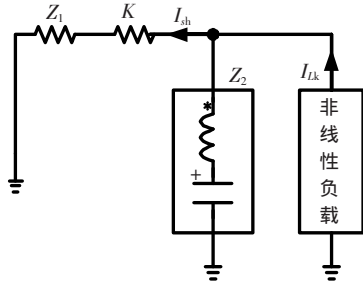


图 1 传统 SHAPF 单相等效原理框图

设非线性负载为一谐波电流源, 其谐波电流值为 I_{Lk} , 则由负载产生且注入电网的谐波电流为

$$I_{sh} = \frac{Z_2}{Z_1 + K + Z_2} I_{Lk} \quad (1)$$

同理, 由于 K 的存在, 抑制了电网谐波电压在无源支路形成过大的电流, 防止了电网系统与无源滤波器组可能发生的谐振。

文 [8] 提出的能有效减少逆变器容量的拓扑电路, 其单相等效原理框图见图 2。它在逆变器的交流输出端并联了一组由 L_1 和 C_1 相串接而成的工频谐振电路。其中 K 为有源部分在主电路上的等效“电阻”, Z_3 为 L_1 和 C_1 组成的工频谐振电路在主电路上的等效阻抗。由于 L_1 和 C_1 谐振在工频频率上, 主电路的工作电流通过变压器感应流过逆变器的成分大为减少, 因而, 此电路的逆变器与传统 SHAPF 的逆变器相比, 容量大为减小。

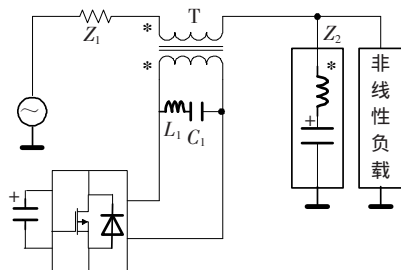


图 2 改进型 SHAPF 单相等效原理框图 [8]

图 3 是改进型 SHAPF 单相等效原理框图, 从中可以看出, 此时串联有源部分的等效阻抗 Z_e 为

$$Z_e = K/Z_3 \quad (2)$$

由于 Z_3 的存在, Z_e 的模必定小于 K , 即在减少逆变器容量的同时, 装置的滤波效果下降了。

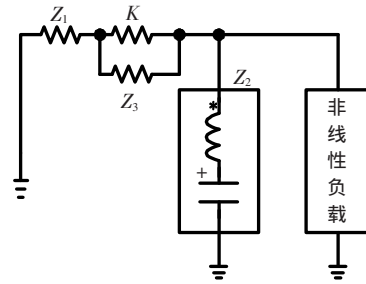


图 3 改进型 SHAPF 单相等效原理框图

由于并联基波谐振电路的存在, 从控制上说, 电网等效的电网谐波正电阻减小, 此时有源部分传递函数的开环增益与不接并联基波谐振电路的传统 SHAPF 相比将下降, 滤波性能还将进一步变差。

2 新型 SHAPF 拓扑分析

图 4 是新型 SHAPF 的单相拓扑原理框图。它与图 2 电路相比, 原来并接在逆变器的交流输出端的工频串联谐振电路, 此时串接在逆变器的交流输出回路中。通过控制, 图 4 虚线框所示电路可近似等效为一“谐波电阻” K' 。整个系统的等效电路见图 5。

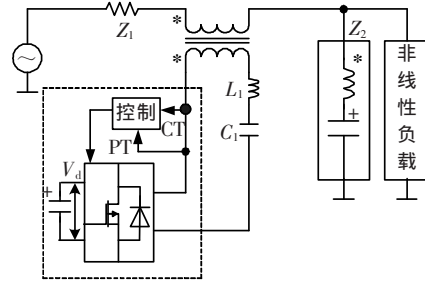


图 4 新型 SHAPF 单相拓扑原理框图

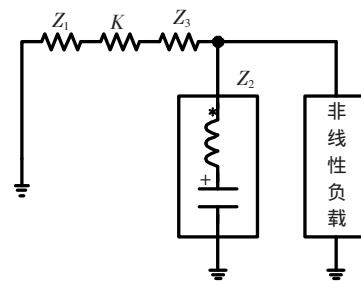


图 5 新型 SHAPF 单相等效原理框图

由图 5 可知, 串联部分的等效阻抗 $Z^{(1)}$ 为

$$Z = K + Z_3 \quad (3)$$

式 (3) 中, K 为 K' 的折算“谐波电阻”, Z_3 为 L_1 和 C_1 的等效阻抗。

由于有源部分对谐波而言可近似等效成一“电阻”, 而工频串联谐振电路对谐波而言可近似等效为一电感, 等效阻抗 Z 的模长一定大于 K 。因而该电路与前两者相比, 其滤波特性要优异很多。

设串联变压器的变比为 $1:n$, 忽略工频串联谐振电路内阻的影响, 则 Z_3 可表示为

$$Z_3 = j(\omega L_1 - 1/\omega C_1)/n^2 \quad (4)$$

由式(4)知, 随谐波频率提高, 工频串联谐振电路等效阻抗的模长也就越大。这里 Z_3 为 L_1 和 C_1 组成的工频谐振电路在主电路上等效的阻抗。由于 L_1 和 C_1 谐振在工频频率上, 主电路的工作电流通过变压器感应流过 APF 的成分大为减少, 新型 SHAPF 的有源滤波器与传统 SHAPF 相比, 容量大为减小。有源部分仅需对电网中低频谐波成分进行部分补偿。从而提高新型 SHAPF 的有源部分直流电压的利用率, 直流端的电压也大为降低, APF 的容量可大为减少。

另外串联有源滤波器在设计时, 期望串接在电网线路中的变压器漏感越小越好。而变压器的漏感, 在满足制造工艺和材料的前提下, 与变压器的变比与绕组绕制方法是密切相关的, 一般来说, 变比越大, 相应的漏感也就越大。而漏感越大, 变压器上的工频电压的压降也越大, 变压器与逆变器的容量也就相应增大。这里提出的新型 SHAPF 电路中, 变压器的漏感可折算到串联谐振电路的电感设计当中。因而新型 SHAPF 的容量问题不受变压器漏感的影响, 同时变压器的设计也可大为简化。

图6是谐波运算、直流稳压处理和频率漂移处理的调制策略框图, 其中 i_{sa} 、 i_{sb} 、和 i_{sc} 为三相电网的采样电流, V_a 为电网 a 相电压, V_d^* 和 V_d 分别为逆变器直流电压的给定和反馈信号, K_v 为逆变器放大环节的增益, i_{ca}^* 、 i_{cb}^* 和 i_{cc}^* 为经运算后得到的目标电流信号。

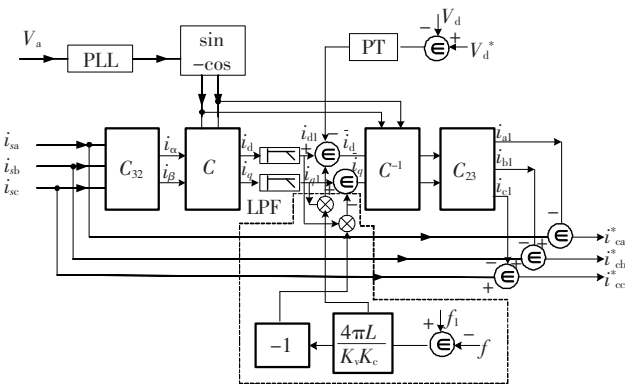


图6 调制策略框图

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\omega t & -\cos\omega t \\ -\cos\omega t & -\sin\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = CC_{23} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (5)$$

i_d 和 i_q 经过低通滤波器之后得到在 dq 坐标下的基波有功电流分量 i_{d1} 和基波无功电流分量 i_{q1} , 在 i_{d1} 分量中叠加逆变器直流电压给定与反馈之间误差信号经 PI 调节后的有功电流分量, 以维持逆变器直流侧的电压稳定。在本拓扑的控制中, 另叠加了对电网频率漂移影响进行控制的量(见图6中虚框), \bar{i}_{d1} 和 \bar{i}_{q1} 经调节后产生相应的基波有功电流分量 i_{d1} 和基波无功电流分量 i_{q1} , 然后通过 C^{-1} 和 C_{23} 变换得到在 abc 坐标系下三相对称基波分量 i_{a1} 、 i_{b1} 、和 i_{c1} 。 i_{sa} 、 i_{sb} 、和 i_{sc} 与对应的基波分量 i_{a1} 、 i_{b1} 、和 i_{c1} 相减得到目标电流信号 i_{ca}^* 、 i_{cb}^* 和 i_{cc}^* 。

$$\begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} = C_{23} C^{-1} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} = C_{23} C \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} \quad (6)$$

式(6)中, $C_{23} = C_{23}^T$

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} \quad (7)$$

如图6虚框中所示, 为了克服电网频率漂移带来的影响^[10], 在谐波提取环节中增加了相应的控制部分。令电网额定工频角频率为 ω , 此时电网电压频率为 $\omega_1 = \omega + \Delta\omega$ 。工频串联谐振电路在频率漂移后必须谐振在电网新的频率点 ω_1 上, 则

$$\omega^2 L_1 C_1 = \omega_1^2 (L_1 + \Delta L) C_1 = 1 \quad (8)$$

由上式化简可得

$$\omega_1 \times \Delta L = -L_1 (2\Delta\omega - \frac{\Delta\omega^2}{\omega_1}) \approx -4\pi L_1 (f_1 - f) \quad (9)$$

式(9)中, f 和 f_1 分别为电网额定频率与实际频率。

由式(9)可知, 为了抵消频率漂移对工频串联谐振电路的影响, 对新的工频频率而言, 此时有源部分必须能产生等效电抗 $\omega_1 \times \Delta L$, 也即: 逆变器交流输出端产生相应电压 U_{fr} 为

$$U_{fr} = -jI_1 \omega_1 \Delta L \quad (10)$$

式(10)中, I_1 为逆变器交流输出侧的工频电流。

3 实验结果分析

对 $5 \text{ kV} \cdot \text{A}$ 的 3 相 $380 \text{ V}/50 \text{ Hz}$ 供电系统进行仿真实验, 并以此为基础完成了一台 $5 \text{ kV} \cdot \text{A}$ 负载的样机实验。其中: 负载电容 $C_L = 2200 \mu\text{F}$, 负载电阻 $R_L = 30 \Omega$, 串联变压器原副边绕组匝数比为 $1:10$, 逆变器直流端电压为 300 V , 每相检测电感 $L = 0.1 \text{ mH}$, 并联的无源滤波器组设 5 次、7 次和 11 次 3 组, 闭环控制的开环增益取 $K = 16$, 逆变器的载波频率为 25 kHz , $K_v = 80$, 阻尼比 ξ 为 0.6 , 取超前环节的时间常数 $K_p = 4.057 \times 10^{-9}/17.64 \times 10^{-5} = 5.3 \times 10^{-5}$ 。

图7~10为相关实验波形,不接SHAPE时,由图7可以看出,此时负载电流的畸变率达40%以上。图8是接传统SHAPE后的电网电流波形,此时逆变器直流端电压为360V。图9是接新型SHAPE后的电网电流波形,此时逆变器直流端电压为150V,电网电流的THD小于5%。由图8和图9对比可知:新型SHAPE能在保持滤波性能的同时,大大减少有源部分的容量。图10所示是串联变压器电网侧两端的电压波形,可以看出,此时变压器上工频电压降小于5V,基本不影响负载供电。

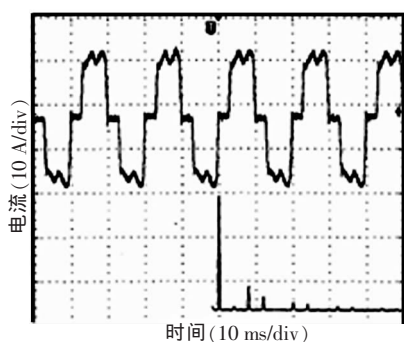


图7 不接SHAPE实验时的负载A相电流波形

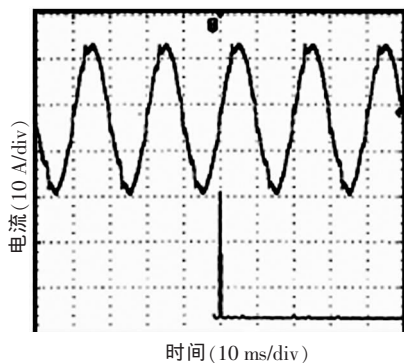


图8 接传统SHAPF实验时的负载A相电流波形

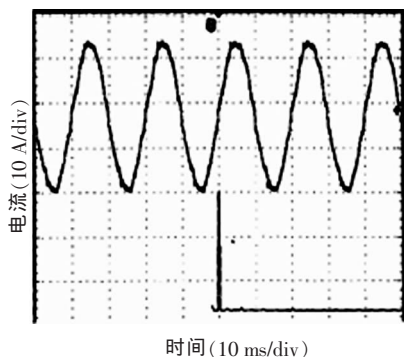


图9 接新型SHAPF实验时的负载A相电流波形

4 结论

对文[8]提出的改进型SHAPE的工作机理进行

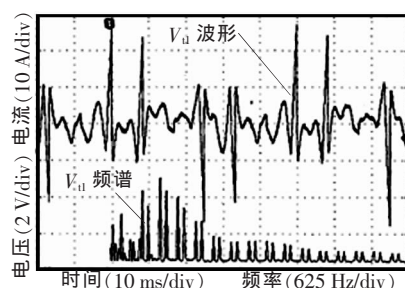


图10 实验时的串联变压器T两端电压波形及频谱

了分析,得知SHAPE是以损失滤波性能为代价来削减有源部分的容量,而且整个系统的稳定条件恶化。为了克服并联工频串联谐振电路带来的负面影响,在详细分析传统SHAPE的拓扑基础上,笔者提出了一种新型SHAPE的拓扑结构,它能有效地降低有源部分的容量,同时兼有优异的滤波性能,并对其相关参数的设计进行了分析。样机实验结果验证了该控制策略的正确性和可行性。

参考文献:

- [1] AKAGI H. Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components [J]. IEEE Trans. on Industry Application, 1984, 20(3): 625-630.
- [2] LUO Shi-guo, HOU Zhen-cheng. An Adaptive Detecting Method for Harmonic And Reactive Currents [J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 1995, 42(1): 85-89.
- [2] MARKS J H, GREEN T C. Predictive Transient-following Control of Shunt and Series Active Power Filters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(4): 574-584.
- [3] DIXON J W, VENEGAS G, MORAN L A. A Series Active Power Filter Based on a Sinusoidal Current-controlled Voltage-source Inverter [J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 1997, 44(5): 612-620.
- [4] WANG Zhao-an, WANG Qun, YAO Wei-zheng et al. A Series Active Power Filter Adopting Hybrid Control Approach [J]. IEEE Trans. on Power Electron., 2001, 16(3): 301-310.
- [5] 王群, 姚为正, 刘进军, 等. 谐波源与有源电力滤波器的补偿特性 [J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(2): 16-20.
- [6] 戴朝波, 林海雪, 雷林绪. 两种谐波电流检测方法的比较研究 [J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(1): 80-84.
- [8] TANAKA T, AKAGI H. A New Combined System of Series Active and Shunt Passive Filter Armring at Harmonic Compensation for Large Capacity Thyristor Converters [C]// Proc. of the IEEE IECON'91, 1991: 723-728.
- [9] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [10] NAGAI S, SATO S, YAMAMOTO M, et al. High Efficient Two Switch Auxiliary Resonant DC Link Three-phase PWM Inverter and Two Switch Auxiliary Resonant Commutated Bridge Leg Link Three-phase PWM Rectifier [C]// in Proc. of IEEE IECON'03, 2003(1): 403-407.