

# 单周控制的直流侧有源电力滤波器及其补偿特性研究

侯世英, 郑含博, 稽丽明, 索利娟

(重庆大学输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室, 重庆 400030)

**摘要:** 针对整流桥谐波源负载, 笔者通过对其电压型谐波源和电流型谐波源的谐波特性分析, 指出 DC 侧并联型 APF 补偿电压型谐波源的不足, 进而研究其对偶拓扑结构——DC 侧串联型 APF。对两种 DC 侧 APF 进行了单周控制理论实现和补偿特性效果比较。结果表明: DC 侧并联型 APF 适合补偿电流型谐波源, DC 侧串联型 APF 更适合补偿电压型谐波源, 从而验证了理论分析与单周控制实现的正确性。

**关键词:** 直流侧有源电力滤波器; 谐波特性; 电压型谐波源; 电流型谐波源; 单周控制

中图分类号: TM461

文献标志码: A

文章编号: 1001-1609(2009)01-0029-04

## Study on the DC Side Active Power Filters with One Cycle Control and their Compensation Characteristics

HOU Shi-ying, ZHENG Han-bo, JI Li-ming, SUO Li-juan

(State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology, Chongqing University, Shapingba District, Chongqing 400030, China)

**Abstract:** For the harmonic source loads of rectifier bridges, DC side shunt active power filter (APF) is found inadequate for voltage type harmonic sources, therefore its dual topology—DC side series APF is studied by analyzing harmonic characteristics of the voltage type and current type harmonic sources. The results show that: DC side shunt APF is suitable for compensating current type harmonic sources, while DC side series APF is more suitable for compensating voltage type harmonic sources, which thereby verifies the correctness of theoretical analysis and the implementation of cycle control.

**Key words:** DC side active power filter; harmonic characteristics; voltage type harmonic source; current type harmonic source; one cycle control

### 0 引言

整流桥负载是电力系统中一种主要的谐波源, 为了抑制这类谐波, 可以采用功率因数校正(PFC)和有源电力滤波(APF)技术<sup>[1-4]</sup>。PFC从治理谐波源的角度出发, 在用户端治理, 处理负载的所有电流和功率; APF主要针对已有的谐波负载进行治理, 而且可以在公共联结点采用一套滤波装置对多个负载同时进行治理, 只提供负载所需的谐波和无功功率, 故 APF处理功率的容量比 PFC的小, 效率也比 PFC的高<sup>[5]</sup>。通常的有源滤波器直接安装在交流电网, 在电压电流四个象限运行, 因此需要采用四象限变换器来实现。文[6,7]针对整流桥谐波源负载, 将有源电力滤波器移到整流桥的直流侧, 并联在整流桥与负载两端, 提出了单相直流侧并联型有源电力滤波器, 只需要工作在电压电流两个象限, 是一种新型的谐

波治理思想。但是, 并联型的 APF并不是一种理想的补偿装置, 由于谐波源特性的影响, 并联型滤波器不能用来补偿任何类型的谐波源, 只适用补偿电流型谐波源<sup>[8,9]</sup>。对电压型谐波源, 更适合用串联型的 APF来补偿, 因此, 串联型 APF的研究和应用也显得很重要。笔者从谐波源特性出发, 在直流侧并联型 APF的基础上, 比较研究了直流侧并联型 APF的对偶拓扑结构, 即直流侧串联型 APF, 从而将直流侧 APF系统化。两种控制方法均采用单周控制<sup>[10-13]</sup>方式实现, 比较结果很好地证明了理论分析的正确性, 为直流侧 APF的应用推广提供了依据。

### 1 谐波源与 APF 的补偿特性分析

整流桥带电感或电容滤波负载是一种典型的谐波源, 根据直流侧采用电感滤波或者电容滤波的不同, 其注入电网的谐波特性也不同。

如果整流桥直流侧采用电感  $L$  滤波, 并且  $L$  足

收稿日期: 2008-06-05; 修回日期: 2008-09-28

基金项目: 国家自然科学基金项目(50507020); 重庆市自然科学基金项目(2005BA6017)。

作者简介: 侯世英(1962-), 女, 博士, 教授, 主要从事电力电子技术和控制理论方面的研究。

够大时,那么直流侧电流基本保持恒定,具有电流源的特性,因此基本上可以看成是一个电流型谐波源。其等效电路模型见图 1,即一个理想谐波电流源与一个等效阻抗  $Z_{lp}$  并联,电感  $L$  越大, $Z_{lp}$  越大, $L$  越小, $Z_{lp}$  就越小。电压型谐波源直流侧采用电容  $C$  滤波,其等效电路模型见图 2,即一个理想谐波电压源与一个等效阻抗  $Z_{ls}$  串联,电容  $C$  越大, $Z_{ls}$  越小, $C$  越小, $Z_{ls}$  就越大。

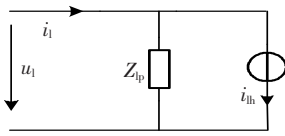


图 1 电流型谐波源模型

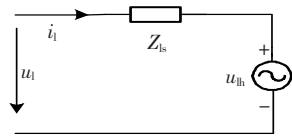
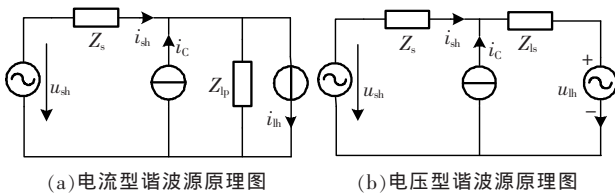


图 2 电压型谐波源模型

并联型 APF 本质上属于受控电流源,它以电流源的方式进行谐波补偿,其补偿电流型谐波源与电压型谐波源的单相等效电路见图 3(a)、(b)。



(a) 电流型谐波源原理图

(b) 电压型谐波源原理图

图 3 并联型 APF 补偿谐波源原理图

在图 3(a)中,电源的谐波电流为

$$i_{sh} = \frac{u_{sh}}{Z_s + Z_{lp}} + \frac{Z_{lp}}{Z_s + Z_{lp}} (i_{hh} - i_c) \quad (1)$$

当电源电压无畸变时,  $u_{sh}=0$ , 只要控制 APF 的输出电流  $i_c=i_{hh}$ , 就能使  $i_{sh}=0$ , 这说明不论负载是否为理想谐波电流源, 并联型 APF 均能补偿。

在图 3(b)中,电源的谐波电流为

$$i_{sh} = \frac{u_{sh}}{Z_s + Z_{ls}} - \frac{u_{hh} + Z_{ls} i_c}{Z_s + Z_{ls}} \quad (2)$$

当电源电压无畸变时,  $u_{sh}=0$ , 从理论上讲只要控制 APF 的输出电流

$$i_c = -\frac{u_{hh}}{Z_{ls}} \quad (3)$$

就能使  $i_{sh}=0$ 。但是,其补偿效果受等效阻抗  $Z_{ls}$  的影响,而  $Z_{ls}$  的大小又由滤波电容  $C$  决定。对于  $C$  较小的电压型谐波源, 并联型 APF 有一定的补偿效果。由于在直流侧电容滤波的实际电路中, 一般等效阻抗  $Z_{ls}$  很小, 特别是当滤波电容  $C$  足够大时, 负载可看成理想谐波电压源,  $Z_{ls}$  近似为零。这时, 如果用并联型 APF 来补偿电压型谐波源, 则需要产生很大的补偿电流, 不但要求提高其产生补偿电流的能力, 而且元器件的耐压水平也必须提高, 从而使 APF 的成本提高, 经济性价比下降。综合以上因素, 并联型 APF 适合补偿电流型谐波源, 对电压型谐波源的补偿性能则较差。

串联型 APF 结构与并联型对偶, 本质上属于受

控电压源, 它以电压源的方式进行谐波补偿, 同理可以得到, 串联型 APF 比较适合补偿电压型的谐波源, 对电流型谐波源的补偿性能则较差。

## 2 单周控制的直流侧 APF

### 2.1 单周控制直流侧并联型 APF

单周控制直流侧并联型 APF 的实现电路见图 4。该单相并联型 APF 采用双向 Boost 电路结构, 与传统交流侧全桥结构 APF 相比, 少用两个有源开关, 减少了开关数量。控制方式采用单周控制实现, 不需要进行谐波电流检测, 控制电路简单, 易于实现。在每个开关周期内, 通过控制占空比, 使稳态时从整流桥直流侧向输出端看去, 谐波源负载与 DC 侧 APF 一起被视为纯电阻  $R_c$ , 达到了控制目的。控制目标和单周控制实现方程分别见式(4)、(5)。

$$u_d = R_c i \quad (4)$$

$$R_s i = v_m - \frac{1}{T_s} \int_0^t v_m dt \quad (5)$$

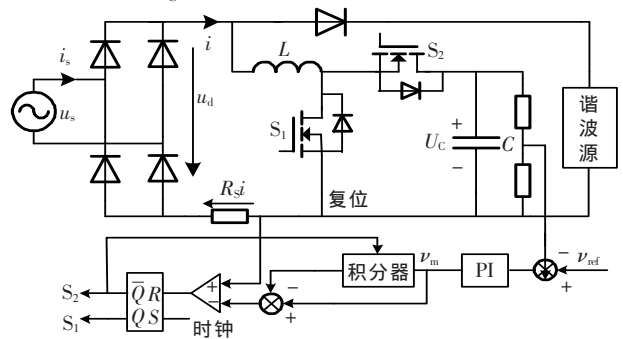


图 4 单周控制直流侧并联型 APF 实现电路

图 4 中,  $R_s$  为电流取样电阻,  $v_{ref}$  为参考电压, 与  $U_c$  的取样值比较后, 误差送入 PI 调节器得到  $v_m$ , 有源开关  $S_1, S_2$  工作于固定频率  $f_s=1/T_s$ , 互补导通,  $S_1$  导通的时间为占空比  $D$  对应的的时间。

### 2.2 单周控制直流侧串联型 APF

单周控制的 DC 侧 APF 是一种新型的谐波治理思想, 笔者从谐波源特性出发, 在直流侧并联型 APF 的基础上研究其对偶拓扑结构, 即 DC 侧串联型 APF, 其主电路采用不对称半桥电压双向变换器拓扑结构。DC 侧串联型 APF 串联在整流桥直流侧与谐波源负载之间, 能量只需要二象限流动, 与一般的交流侧桥式结构 APF 相比, 减少了两个有源开关, 降低了补偿容量。工作原理见图 5。

图 5 中, 有源开关  $S_1$  为低频开关,  $S_2$  为高频开关, 在一个高频开关周期  $T_s$  内,  $S_2$  导通的时间为占空比  $D$  对应的的时间。当直流侧输入电压小于输出电压时, 即  $u_d < U_1$  时, 低频开关  $S_1$  导通, 反之关断。可以得到,  $S_1$  导通和关断时, APF 上储能电容电压  $U_c$  分别满足式(6)、(7)。

$$U_c = -\frac{u_d - U_1}{D} \quad (6)$$

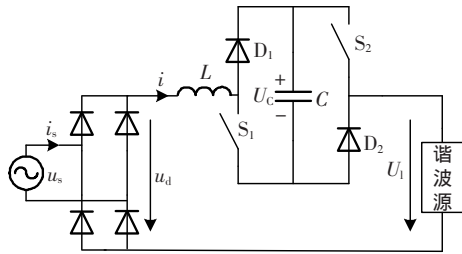


图5 DC侧串联型APF的工作原理

$$U_c = -\frac{u_d - U_1}{1 - D} \quad (7)$$

对 APF 进行控制的目标同样要满足等式(4)。由式(4)、(6)、(7)得到其单周控制实现方程分别为

$$R_{sj}i = k(U_1 - \frac{1}{T_s} \int_0^t U_c dt) \quad (8)$$

$$R_{sj}i = k(U_1 + U_c - \frac{1}{T_s} \int_0^t U_c dt) \quad (9)$$

式(8)、(9)中,  $k = R_s/R_c$ , 由图5所示的主电路, 对直流侧输入电压  $u_d$  和负载输出电压  $U_1$  进行采样后送入比较器, 当直流侧输入电压小于输出电压时, 即  $u_d < U_1$  时, 产生低频驱动脉冲, 驱动低频开关  $S_1$  导通, 反之关断; 高频开关  $S_2$  通过单周控制实现: 当每个时钟脉冲到来时, 积分器开始对  $U_c$  进行积分, 然后依此通过加法器、乘法器, 输出值  $V_1, V_2$  送入到比较器, 当  $V_1, V_2$  值下降到与参考值  $R_{sj}$  相等时, 比较器输出高电平,  $R_s$  触发器翻转, 经过选择器后产生高频驱动脉冲, 驱动高频开关  $S_2$  导通, 同时实现积分器的复位。低频开关  $S_1$  和高频开关  $S_2$  的控制电路见图6。

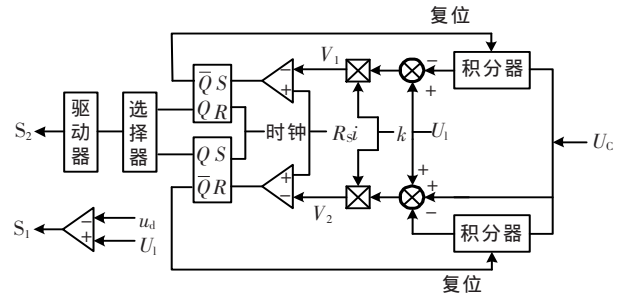


图6 DC侧串联型APF单周控制电路

### 3 补偿特性效果比较

针对同样的整流桥非线性负载, 在同样的输入、同样的开关频率、均采用单周控制的情况下, 对两种电路的补偿效果进行比较研究。设定交流输入电压的有效值为 220 V, 频率为 50 Hz。负载电阻额定值设为 20  $\Omega$ , 电路的时钟频率设为 40 kHz。为了分析方便, 做了如下两个简化处理: 在理想情况下, 电源输入电压  $u_s$  为正弦波; APF 的直流侧储能电容  $C$  很大, 使  $U_c$  在稳态时近似为恒值。

当负载为容性时, 即为整流桥带电容滤波的电压型谐波源负载时, 补偿效果见图7。  $C$  取得比较大, 为 2000  $\mu\text{F}$ 。图7(a)为 APF 补偿前电源电流波形及其频谱图, 电源电流存在明显的畸变, 电流的谐波畸变率 THD=141.6%; 图7(b)为直流侧并联型 APF 补偿后效果, 电源电流的 THD=33.4%, 可以看出电流仍存在较大的畸变, 说明对于  $C$  很大的电压型谐波源, 直流侧并联型 APF 的补偿效果不好; 图

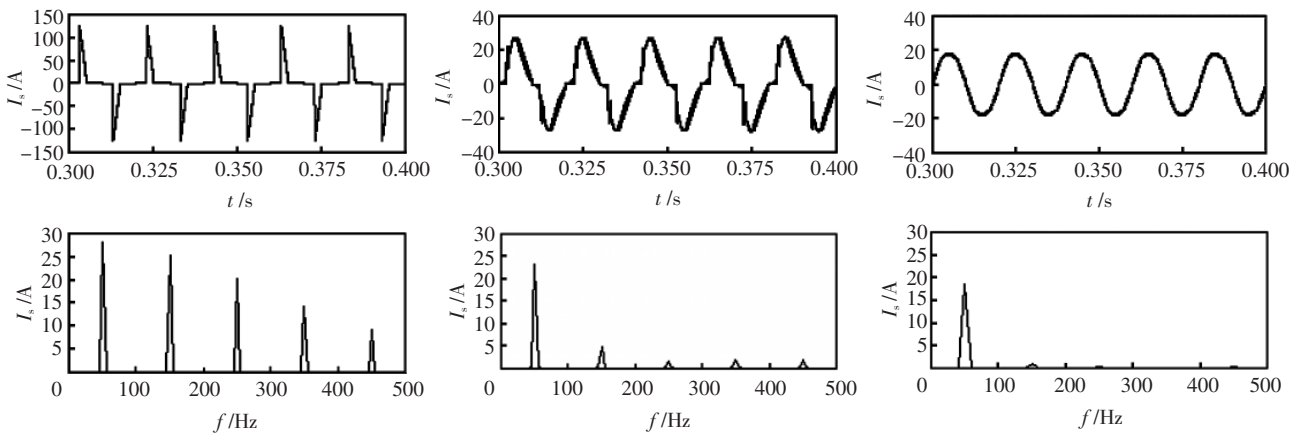
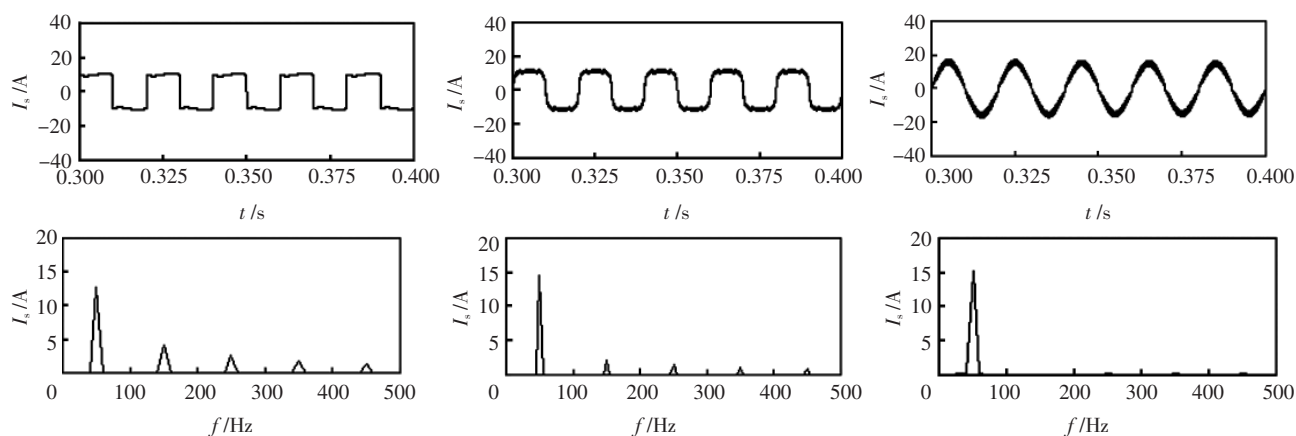


图7 直流侧APF补偿电压型谐波源

7(c)为采用直流侧串联型 APF 补偿后电源电流波形及频谱图, 其中电流 THD=5.1%, 补偿效果良好, 基本上为正弦波。这证实了理论分析结论, 直流侧并联型 APF 不适合补偿电压型谐波源, 而串联型 APF 则对这类谐波源的补偿效果较好。

当负载为感性时, 即为整流桥带电感滤波的电流型谐波源负载时, 图8给出了补偿效果图。其中, 取  $L$  为 300 mH。图8(a)、8(b)、8(c)分别为 APF 补

偿前、采用直流侧并联型 APF 补偿后和采用串联型 APF 补偿后的效果图。补偿前电源电流 THD=47.4%, 串联型 APF 补偿后, 电流 THD=27%, 说明谐波补偿未起到明显效果。采用直流侧并联型 APF 补偿后, 谐波畸变率大大降低, THD=6.3%。所以, 串联型 APF 不适合补偿电流型谐波源, 而直流侧并联型 APF 对这类谐波源的补偿效果则较好, 很好地证明了理论分析的正确性。



(a) 电流型谐波源补偿前电源电流及其频谱图

(b) 直流侧串联型 APF 补偿电流型谐波源

(c) 直流侧并联型 APF 补偿电流型谐波源

图 8 直流侧 APF 补偿电流型谐波源

## 4 结语

笔者针对整流桥谐波源负载,研究了直流侧并联型和串联型有源电力滤波器,建立了直流侧 APF 的统一模型,并分别给出了单周控制实现方程。文中对电压型谐波源和电流型谐波源的谐波特性进行了系统分析,通过直流侧并联型和串联型有源电力滤波器补偿效果比较,证明了理论分析的正确性,为直流侧 APF 的应用推广提供了依据。

## 参考文献:

[1] POTTKE F, BARBI I. Power Factor Correction of Nonlinear Load Employing a Single Phase Active Power Filter: Control Strategy, Design Methodology and Experimentation [C]// IEEE PESC, 1997: 412-417.  
 [2] 王长永, 金陶涛, 张仲超. 基于移相 SPWM 技术的电流源有源滤波器的研究[J]. 电力系统自动化, 2000(13): 11-14.  
 [3] 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): 17-21.  
 [4] QIAO Chong-ming, SMEDLEY K M, MADDALENO F. A Signal-phase Active Power with One Cycle Control under Unipolar Operation [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2004, 51(8): 1 623-1 630.

[5] 杜 雄, 周维维, 谢品芳. 直流侧 APF 主电路参数与补偿性能的关系[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 39-42.  
 [6] SMEDLY K M, ZHOU Luo-wei, QIAO Chong-ming. Unified Constant-frequency Integration Control of Active Power Filters-steady-state and Dynamics [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2001, 16(3): 428-436.  
 [7] 谢品芳, 杜 雄, 周维维. 单周控制直流侧单相有源电力滤波器[J]. 电工技术学报, 2003, 18(4): 51-55.  
 [8] 王 群, 姚为正, 刘进军, 等. 电压型谐波源与串联型有源电力滤波器[J]. 电力系统自动化, 2000, 24(7): 30-35.  
 [9] 李 承, 邹云屏. 有源电力滤波器抑制谐波机理分析 [J]. 电力系统自动化, 2003, 27(20): 31-34.  
 [10] SMEDLEY K M, CUK S. One-cycle Control of Switching Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(6): 625-633.  
 [11] ZHOU Luo-wei, SMEDLY K M. Unified Constant-frequency Integration Control of Active Power Filters[C]// APEC, 2000: 406-412.  
 [12] 钱 挺, 吕征宇, 胡 进, 等. 基于单周控制的有源滤波器双环控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(3): 34-37.  
 [13] 李 承, 程 炜, 杨红权, 等. 一种串联型有源电力滤波器单周控制策略的建模与仿真研究 [J]. 高压电器, 2006, 42(4): 268-270.

(上接第 28 页)

[6] MUR G, HOOP A T. A finite-element Method for Computing Three-dimensional Electromagnetic Fields in Inhomogeneous Media[J]. IEEE Trans. on Magnetics, 1985, 21(6): 2188-2191.  
 [7] 张秀敏, 苑津莎, 崔 翔. 用棱边与节点有限元耦合的法计算三维涡流场[J]. 中国电机工程报, 2003, 23(5): 70-74.  
 [8] HAMEYER K, DRIESEN J, GERSEM H D, et al. The Classification of Coupled Field Problems [J]. IEEE Trans. on Magnetics, 1999, 35(3): 1 618-1 621.  
 [9] WANG J S. A Nodal Analysis Approach for 2D and 3D Magnetic-circuit Coupled Problems [J]. IEEE Trans. on Magnetics, 1996, 32(3): 1 074-1 077.  
 [10] GOLOVANOV C, MARECHAL Y, MEUNIER G. 3D Edge Element Based Formulation Coupled to Electric Circuits[J].

IEEE Trans. on Magnetics, 1998, 34(5): 3 162-3 165.  
 [11] ZHOU P, LIN D, FU W N, et al. A General Simulation Approach for Coupled Field-circuit Problems [J]. IEEE Trans. on Magnetics, 2006, 42(4): 1 051-1 054.  
 [12] BEDROSIAN G. A New Method for Coupling Finite Element Field Solutions with External Circuits and Kinematics[J]. IEEE Trans. on Magnetics, 1993, 29(2): 1 664-1 668.  
 [13] KANERVA S, SEMAN S, ARKKIO A. Inductance Model for Coupling Finite Element Analysis With Circuit Simulation[J]. IEEE Trans. on Magnetics, 2005, 41(5): 1 620-1 623.  
 [14] MIKLOS G, DALE O. Inductance Computation by Incremental Finite Element Analysis [J]. IEEE Trans. on Magnetics, 1999, 35(3): 1 119-1 122.