

文章编号: 1001-2486 (2000) 06-0028-06

串联型有源电力滤波器的控制策略*

王 群¹, 耿云玲¹, 姚为正²(¹ 国防科技大学炮兵学院, 湖南 长沙 410112; ² 西安交通大学, 陕西 西安 710049)

摘要: 通过所给出的串联型有源电力滤波器系统结构, 分析了其补偿电压型负载的工作原理。在此基础上探讨了串联型有源电力滤波器的关键技术之一——获得参考电压的控制策略, 包括检测电源电流和检测负载电压两种控制策略, 并设计了相应的控制电路。最后, 通过实验研究了串联型有源电力滤波器采用这两种不同控制策略时对电压型负载的谐波补偿效果。

关键词: 检测和控制; 电源电流; 负载电压; 谐波补偿; 有源电力滤波器

中图分类号: TM76 **文献标识码:** A

Control Strategies for Series Active Power Filter

WANG Qun¹, GENG Yun-ling¹, YAO Wei-zheng²(Artillery Academy, National Univ. of Defense technology, Changsha, 410112; ² Xi'an Jiaotong University)

Abstract: The basic operational principle of the series active power filter, when compensating the voltage type load, is analyzed through its system configuration. On the basis of this, the control strategies for obtaining its reference voltage, one of pivotal technology, are discussed. Corresponding control circuits are designed, including the control strategies of detecting the source current and load voltage. The compensation effects of the series active power filter adopting the two different control strategies, on the voltage type load are investigated by final experiments.

Key words: detection and control; supply current; load voltage; harmonic compensation; active power filter

随着电力电子技术的发展以及电能控制和转换的需要, 各种半导体开关装置在电力系统中的应用日益广泛, 由此带来了越来越严重的谐波问题。以往主要使用无源 $L-C$ 滤波器来抑制谐波, 而用电容来改善负载的功率因数。尽管无源 $L-C$ 滤波器具有结构简单等优点, 但是也存在一些固有的缺点, 如体积笨重。只能抑制固定的单次谐波和容易引起谐振等。正因为如此, 最近十几年人们才研究和开发了有源电力滤波器 APF (Active Power Filter)。APF 不仅能克服无源 $L-C$ 滤波器的不足, 而且具有动态补偿谐波的特点。目前, 它已经在日本和美国等发达国家获得了成功的应用^[1~3]。总得说来, APF 可以分为并联型和串联型^[1,4]。人们较重视对前者的研究^[1~6]。所以迄今为止, 关于并联型 APF 的技术应该说已经较为成熟。然而, 从与系统的联接方式上讲, 它对电流型负载的谐波补偿效果较好, 但对变频器和 UPS 等电压型负载, 其谐波补偿效果却不尽人意。对电压型负载应该采用串联型 APF 来进行谐波补偿^[4]。因此, 有必要深入研究串联型 APF 的有关问题, 特别是它获得参考/指令电压的控制策略, 以便更好地提高其谐波补偿效果。本文将通过讨论串联型 APF 补偿电压型负载的工作原理, 研究两种适用于它的控制策略, 从而为设计串联型 APF 提供指导。

1 串联型 APF 的工作原理

整流器是电力系统中非常典型的非线性负载/谐波源。如果其直流侧采用电容滤波, 并且滤波电容 C 足够大, 那么直流侧电压基本为恒值, 并通过各半导体开关器件的切换加到交流侧。因此, 整流器交流侧为非正弦电压, 该电压主要由直流侧本身的特性决定, 基本上与交流侧参数无关, 有类似电压源的性质, 可以用一个非正弦的理想电压源与一个等效阻抗串联来等效。 C 越大, 等效阻抗就越

* 收稿日期: 2000-05-16
基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (59907004)
作者简介: 王群 (1960-), 男, 博士, 副教授。

小,整流器特性就越接近非正弦的理想电压源^[4]。当 C 足够大时,则可看成是非正弦的理想电压源。通常,把这种非线性负载称为电压型负载,它产生非正弦电压,其中包含谐波成分。形象地说,电压型负载产生谐波电压。对它进行谐波补偿时应该采用串联型 APF^[4]。

三相串联型 APF 补偿电压型负载的系统结构(一相)如图 1 所示。图中的带有大电容的三相二极管桥式整流器为电压型负载。串联型 APF 的主电路由三相桥式电压型 PWM 逆变器组成。进行谐波补偿时,APF 通过匹配变压器 MT 被串联在电源和负载之间,所以称为串联型 APF。其中 L_r 和 C_r 用来抑制 APF 产生的高频开关噪声。工作时,串联型 APF 可被看作一个与电压型负载串联的受控电压源。如果设法让它产生一个与负载中的谐波分量大小相等,方向相反的补偿电压 u_c ,就能把负载中的谐波电压抵消掉。这就是串联型 APF 补偿电压型负载的工作原理。

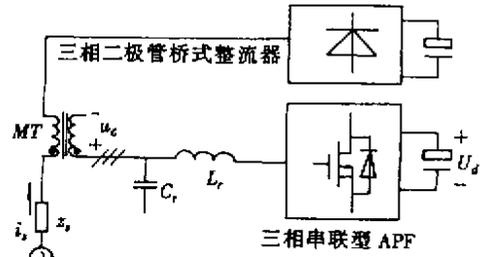


图 1 三相串联型 APF 的系统组成

Fig.1 System configuration of three-phase series APF

2 控制策略和相应的控制电路

从分析工作原理的过程中可看出,串联型 APF 要有效地对电压型负载进行谐波补偿,必须迅速而准确地得到电压型负载在电路中所引起的谐波信息,并形成控制串联型 APF 主电路的参考电压。串联型 APF 最终根据该参考电压来产生补偿电压^[4]。显然,获得参考电压的控制策略在设计串联型 APF 时非常关键。对控制电路的主要要求是响应速度快,产生的参考电压要准确。下面来探讨适用于串联型 APF 的控制策略。

2.1 检测电源电流控制策略

图 2 所示的是用串联型 APF 补偿电压型负载时的一相等效电路。图中: Z_s 是电源等效阻抗, i_s 为电源电流,而 u_c 为串联型 APF 输出的补偿电压。由于负载电压 u_L 为非正弦电压,因此根据傅立叶分析,它分别由基波分量 u_{Lf} 和谐波分量 u_{Lh} 两部分组成。如果电源电压 u_s 也有畸变,为非正弦电压,那么它也可以看作由基波分量 u_{sf} 和谐波分量 u_{sh} 两部分组成。

由于存在电压型负载和 u_s 的畸变,造成 i_s 是一非正弦电流。它含有基波分量 i_{sf} 和谐波分量 i_{sh} ,即

$$i_s = i_{sf} + i_{sh} \quad (1)$$

利用串联型 APF 的谐波补偿作用,最终应使 i_s 和电源端电压 u_i 成为正弦波。如能设法从 i_s 中分离出 i_{sh} ,并使 $u_c = ki_{sh}$,这里 k 为正的实常数,那么从图 2 可得,对第 n 次谐波,有

$$i_{shn} = \frac{\dot{U}_{shn} - \dot{U}_{Lhn}}{k + Z_{sn}} \quad (2)$$

由于 $k > 0$, i_{shn} 将比不加串联型 APF 时减少。当 $k \rightarrow \infty$,对任何次谐波,都有 $i_{shn} \approx 0$ 。于是由式(1)得到 $i_s = i_{sf}$,即 i_s 变为正弦波。这种情况下,串联型 APF 可以看作受 i_{sh} 控制的受控电压源,它产生一个 k 倍于 i_{sh} 的谐波电压 u_c 。即串联型 APF 对谐波可等效为阻值 k 的电阻,而对基波,其阻值 k 为零。通过控制串联型 APF,让 k 充分大,就能使 i_s 基本不含谐波成分,变为一正弦电流, u_i 也变为正弦波,最终完成谐波补偿。从式(2)可知,串联型 APF 同时还能补偿 u_s 畸变引起的谐波。

要实现上述意图,首先必须要检测出 i_s 中的 i_{sh} ,由此形成检测电源电流控制方式。在该控制方式中,串联型 APF 的参考电压 u_c^* 应该为

$$u_c^* = ki_{sh} \quad (3)$$

显然, u_c^* 是通过检测 i_s 间接得到的。串联型 APF 对基波呈零电阻,而对谐波呈比较大的电阻 k 。利

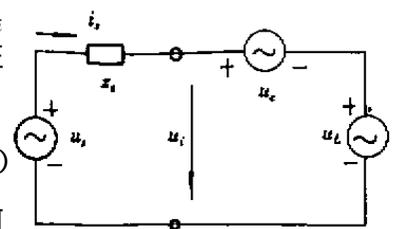


图 2 系统一相等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of the system

用瞬时无功功率理论^[5~7]，通过计算就能得到 i_{sh} 。

设三相电源电流瞬时值分别为 i_{su} 、 i_{sv} 和 i_{sw} 。根据瞬时无功功率理论，当 i_{su} 、 i_{sv} 、 i_{sw} 不对称或含有谐波时，瞬时有功电流 i_p 和瞬时无功电流 i_q 的直流分量 \bar{i}_p 和 \bar{i}_q 分别与三相电流的正序基波有功和无功分量相对应，而它们中的交流分量分别与三相电流的谐波或不对称分量相对应。用低通滤波器能容易地获得 \bar{i}_p 和 \bar{i}_q 。所以， i_{su} 、 i_{sv} 和 i_{sw} 的基波分量 i_{suf} 、 i_{svf} 和 i_{swf} 为

$$\begin{bmatrix} i_{suf} \\ i_{svf} \\ i_{swf} \end{bmatrix} = \left(\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \sin\omega t & -\cos\omega t \\ -\cos\omega t & -\sin\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_p \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} = C_{32} C_{pq}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_p \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中： C_{pq}^{-1} 为 $p-q$ 反变换阵，而 C_{23} 为 2-3 变换阵。于是，电源电流中的谐波分量为

$$i_{suh} = i_{su} - i_{suf} \quad i_{svh} = i_{sv} - i_{svf} \quad i_{swh} = i_{sw} - i_{swf} \quad (5)$$

在得出了电源电流的谐波分量后，便可得到串联型 APF 的参考电压 u_c^* 。实现检测电源电流控制策略的控制电路如图 3 所示。其中，LPF 为二阶贝塞尔低通滤波器；PLL 是锁相环电路，它产生与电源电压同步的标准单位正弦和余弦信号。 C_{32} 为 3-2 变换阵，而 C_{pq} 为 $p-q$ 变换阵。考虑到串联型

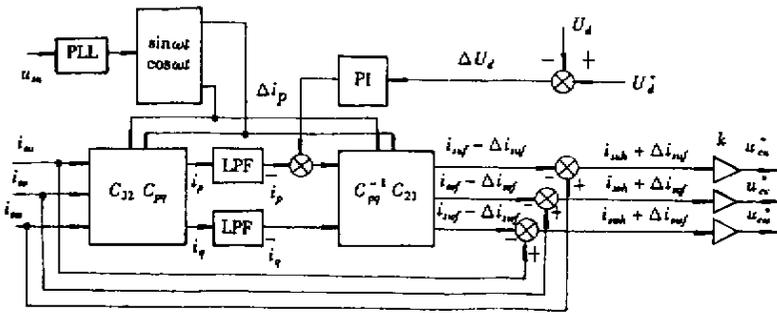


图 3 检测电源电流的控制电路

Fig.3 Control circuit of Detecting supply current

APF 在工作时能量损耗将引起其直流侧电容电压 U_d 的降低，图中还加入了直流电压 U_d 的反馈控制环节，以便维持 U_d 恒定，来保证 PWM 逆变器正常工作^[5~6]。其原理是：直流电压的给定值 U_d^* 与反馈值 U_d 比较之后的偏差，经 PI 调节器，与 \bar{i}_p 相减。这样，得到的谐波电流 i_{suh} 、 i_{svh} 、 i_{swh} 中加入额外的基波成分 Δi_{suf} 、 Δi_{svf} 和 Δi_{swf} ，使 u_c^* 中也含有额外的基波成分，最终使 PWM 逆变器在生成所需要的谐波电压的同时，提供一定的基波电压。这个基波电压与电源的基波电流相作用，控制 PWM 逆变器的能量流动，以维持 U_d 的恒定。

2.2 检测负载电压控制策略

串联型 APF 进行谐波补偿时，可采用上述检测电源电流控制策略。然而，仔细分析式 (3) 发现，采用它的串联型 APF 其补偿效果依赖于增益 k 。当然 k 越大，补偿效果越好，但是 k 取得太大，会造成控制系统不稳定。这说明谐波补偿效果的改善与系统稳定性相矛盾，是该控制策略的不足。

串联型 APF 采用检测电源电流控制策略是通过检测 i_s 间接得到参考电压的。实际上，也能通过直接检测 u_L ，分离出其谐波分量来得出参考电压。这就是下面要讨论的检测负载电压控制策略。

在图 2 所示电路中，如果使 $u_c = -u_{Lh}$ ，那么工作时串联型 APF 相当于受 u_{Lh} 控制的受控电压源，通过控制它抵消负载所产生的谐波电压，达到谐波补偿的目的。当 u_s 没有畸变，即 $u_{sh} = 0$ 时，

$$i_{shn} = \frac{-\dot{U}_c - \dot{U}_{Lhn}}{Z_{sn}} = 0 \quad (6)$$

即在串联型 APF 的作用下, i_s 中不含有谐波成分, u_i 将成为正弦波, 从而达到谐波补偿的目的。

根据上面的分析, 串联型 APF 采用检测负载电压控制策略时其参考电压应为

$$u_c^* = -u_{Lh} \quad (7)$$

为此, 需要检测出 u_{Lh} , 这可以通过扩展瞬时无功功率理论来得到^[4]。

设三相负载瞬时电压分别为 u_{Lu} , u_{Lv} 和 u_{Lw} 。在 $\alpha - \beta$ 平面上, 可以把 u_α 、 u_β 合成为 u , i_α 、 i_β 合成为 i , 则 u_p 是 u 在 i 方向上的投影, u_q 为 u 在与 i 垂直方向上的投影。根据瞬时无功功率理论, 并利用对偶原理, 当三相电压 u_{Lu} , u_{Lv} 和 u_{Lw} 为不对称或含有谐波时, u_p 和 u_q 中的直流分量 \bar{u}_p 和 \bar{u}_q 将与三相电压中正序基波有功和无功分量相对应, 而 u_p 和 u_q 中的交流分量将与三相电压中的谐波或不对称分量相对应。采用低通滤波器很容易获得 \bar{u}_p 和 \bar{u}_q 。所以, u_{Lu} , u_{Lv} 和 u_{Lw} 中的基波分量 u_{Luf} 、 u_{Lvf} 和 u_{Lwf} 为

$$\begin{bmatrix} u_{Luf} \\ u_{Lvf} \\ u_{Lwf} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \sqrt{\frac{2}{3}} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \sin\omega t & -\cos\omega t \\ -\cos\omega t & -\sin\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{u}_p \\ \bar{u}_q \end{bmatrix} = C_{32} C_{pq}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{u}_p \\ \bar{u}_q \end{bmatrix} \quad (8)$$

通过 u_{Luf} 、 u_{Lvf} 和 u_{Lwf} , 得到负载谐波电压

$$u_{Luh} = u_{Lu} - u_{Luf} \quad u_{Lvh} = u_{Lv} - u_{Lvf} \quad u_{Lwh} = u_{Lw} - u_{Lwf} \quad (9)$$

于是, 便得到串联型 APF 所需要的参考电压 u_c^* 。实现检测负载电压控制策略的控制电路如图 4 所示。基于与串联型 APF 采用检测电源电流控制策略时的同样原因, 图 4 中也加入了一个直流电压

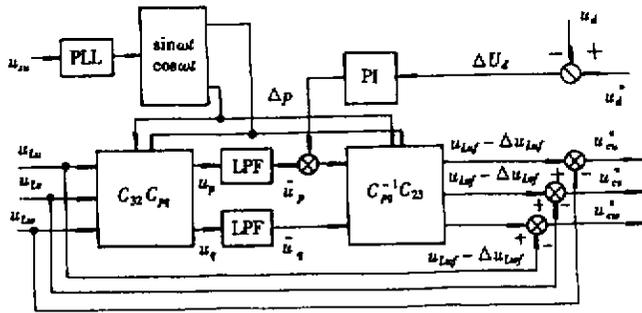


图 4 检测负载电压的控制电路

Fig.4 Control circuit of Detecting load voltage

控制环节。

3 实验研究

为了说明串联型 APF 采用本文所讨论的两种控制策略时的谐波补偿效果, 进行了相关的实验研究。实验是在 380V 三相电力系统中进行的。被补偿的电压型负载为直流侧带有大电容的三相二极管桥式整流器。控制电路主要用模拟电路元件来实现, LPF 的截止频率都选为 60 Hz^[8]。主电路中的 6 个开关器件均为 MOSFET, 直流电容是 200 μ F, 直流侧电压是 500V。三个匹配变压器的变比均为 1:1。APF 在工作时选取时钟频率为 20 kHz, 因此, 器件的最高工作频率不会超过 10 kHz。实验中所采用的串联型 APF 可以补偿容量不超过 2.5 kVA 的电压型负载。

未用串联型 APF 进行谐波补偿前电源线电流及其频谱如图 5 所示。加入采用检测电源电流控制策略的串联型 APF 后, 并取 k 为 29 Ω 时, 电源电流及其频谱如图 6 所示。而图 7 所示的是当加入采用检测负载电压控制策略的串联型 APF 时的电源电流及其频谱。从图中可以看出串联型 APF 采用两

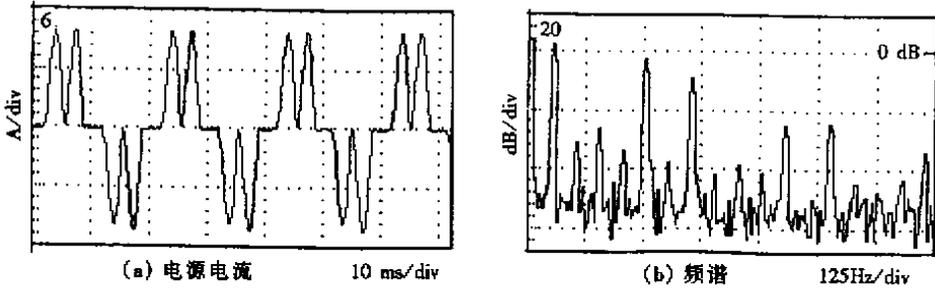


图5 补偿前电源电流和其频谱

Fig.5 Supply current and its spectrum before compensation

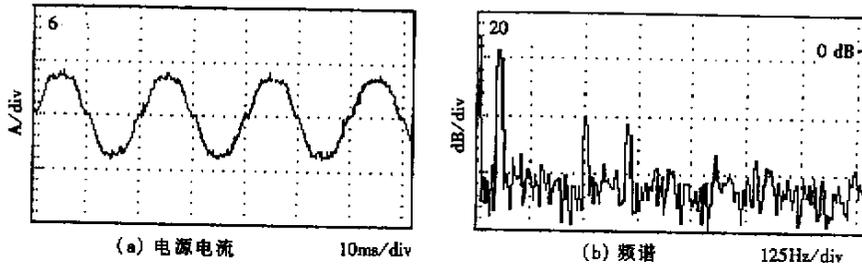


图6 补偿后电源电流和其频谱(第一种控制策略)

Fig.6 Supply current and its spectrum after compension (fist control strategy)

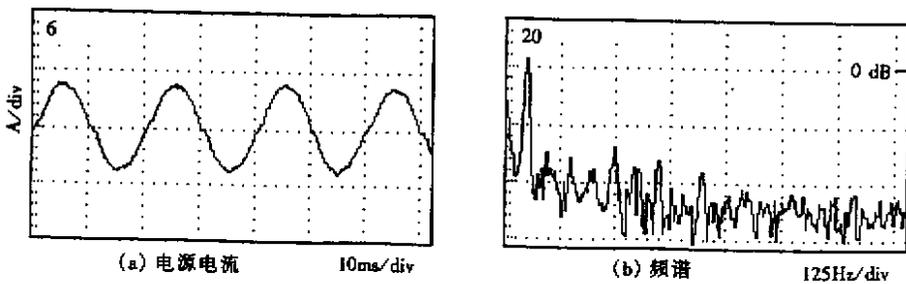


图7 补偿后电源电流和其频谱(第二种控制策略)

Fig.7 Supply current and its spectrum after compensation (second control strategy)

种控制策略均能使补偿后的电源电流谐波含量大大减少,并接近正弦波,但是,串联型 APF 采用检测负载电压控制方式,电源电流谐波含量更少,更接近正弦波,说明谐波补偿效果更好。通过频谱分析能求出谐波补偿前电源电流的总谐波畸变率 THD 为 70%。采用检测电源电流控制策略的串联型 APF 进行谐波补偿后,THD 变为 5.5%。而采用检测负载电压控制策略的串联型 APF 时,THD 则变为 4.9%,这是在 IEEE-519 的 5% 的限制之内。

实验中还发现,若要提高电源电流检测控制方式的补偿效果,则需增大 k 值。当 $k = 32\Omega$ 时,THD 基本能减小为 4.9%,也能满足 IEEE-519 标准。但在 k 增大到 34Ω 时,系统将有较大振荡,虽然此时电源电流更接近正弦波。这说明 k 取得偏大,造成了系统不稳定。因此,谐波补偿效果与系统稳

定性之间的矛盾是检测电源电流控制策略的主要不足，实际应用时需仔细权衡，以求兼顾。

4 结束语

在串联型 APF 中，可以采用检测电源电流和检测负载电压两种控制策略来有效地对电压型负载进行谐波补偿。用检测电源电流控制策略时，串联型 APF 能同时补偿负载谐波电压和电网电压畸变引起的谐波电压，但难于确定增益 k 来兼顾谐波补偿效果和控制系统稳定性。串联型 APF 采用检测负载电压控制策略时，直接获得电压型负载所产生的谐波电压，能克服检测电源电流控制策略的不足，但该控制策略只能补偿负载谐波电压，不能补偿电源电压畸变引起的谐波分量。一般情况电源电压畸变很小。在实际设计串联型 APF 时，应该根据不同情况和补偿要求选择获得参考电压的控制策略。

参考文献：

- [1] Akagi H. New trends in active filters for power conditioning [J]. IEEE Trans on Ind Appl, 1996, 32 (6): 1312-1322.
- [2] Takeda M, Ikeda K, Tominaga Y. Harmonic current compensation with active filter [A]. In: Proceeding IAS '87: 808-815.
- [3] Fujita H, Akagi H. An approach to harmonic current-free AC/DC power conversion for large industrial load: the integration of a series active filter with a double series diode rectifier [J]. IEEE Trans On Ind Appl, 1997, 33 (5): 1233-1240.
- [4] 姚为正. 三相串联型有源电力滤波器控制方式及补偿特性的研究: [D]. 西安交通大学, 1999.
- [5] 李民, 王兆安, 卓放. 基于瞬时无功功率理论的高次谐波和无功功率检测 [J]. 电力电子技术, 1992 (2): 14-17.
- [6] 刘进军, 刘波, 王兆安. 基于瞬时无功功率理论的串联混合型单相电力有源滤波器 [J]. 中国电机工程学报, 1997 (12): 37-41.
- [7] Akagi H, Kanazawa Y, Nabae A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components [J]. IEEE Trans on Ind Appl, 1984, 20 (3): 625-630.
- [8] 王群, 姚为正, 王兆安. 低通滤波器对谐波检测电路检测效果的影响 [J]. 西安交通大学学报. 1999 (4): 53-58.

