

文章编号: 1671-6833(2004)02-0066-04

# 基于DSP技术的单相有源滤波装置

赵国生<sup>1</sup>, 吴智富<sup>2</sup>, 章玉政<sup>1</sup>

(1. 郑州大学电气工程学院, 河南 郑州 450002; 2. 许继集团电源公司, 河南 许昌 461000)

**摘要:** 介绍一种基于DSP技术的单相电压型有源滤波装置(APF), 阐述了该装置的主电路结构、需要补偿的无功及谐波电流计算方法及电容电压稳定控制方法, 对DSP芯片的特点、装置的硬件结构以及该有源滤波装置的控制策略进行分析, 装置的测试结果表明该控制策略是切实可行的. 该有源滤波装置可用于电气化铁道的无功动态补偿, 也可用于三相四线制电网的分相无功补偿与谐波抑制.

**关键词:** 单相有源滤波器; 基波有功电流; 基波无功电流; DSP技术

**中图分类号:** TM 712 **文献标识码:** A

## 0 引言

随着电力电子技术的不断发展, 越来越多的电力电子装置被广泛应用于各种领域, 这些电力电子装置向电网注入了大量的谐波, 从而造成电网的功率因数低下、设备的运行效率降低以及配电变压器的过热. 传统的抑制谐波与无功补偿方法是采用无源滤波器, 这些无源滤波器采用电感与电容元件, 具有体积大、滤波特性受系统参数影响较大、补偿性能差、且仅能抑制固定的几次谐波等缺点, 因此, 人们提出了一种有源滤波器(APF)技术<sup>[1~3]</sup>来减少谐波和对无功功率进行动态的可调补偿. 它与无源滤波器相比, 具有高度可控制和快速响应特性, 并且能跟踪补偿各次谐波、自动产生所需变化的无功功率, 其特性不受系统参数影响. 有源滤波器目前有三种类型, 分别为串联型有源滤波器、并联型有源滤波器、混合型有源滤波器, 被人们研究较多的为并联型有源滤波器.

三相有源滤波技术得到了学者的普遍关注, 提出了许多控制策略, 但电力系统中存在着大量的单相负荷(如电气化铁道), 这些负荷会造成电网的三相严重不平衡, 而采用基于三相瞬时无功功率理论的三相有源滤波器<sup>[4]</sup>来进行补偿效果并不理想. 本文提出了一种单相有源滤波器方案, 并开发出了相应的装置, 该装置不仅能用于单相电路, 且可用于三相四线制不对称电网的分相无功

补偿与谐波抑制.

## 1 单相有源滤波器的主电路结构

单相有源滤波器(电压型)的主电路如图1所示. 其中的非线性负载向电网注入谐波及无功电流, 检测电路根据检测的电网电流计算出其中的无功及谐波分量, 脉冲触发电路通过控制4个IGBT开关( $S_1, S_2, S_3, S_4$ )的通断, 使有源滤波器产生补偿无功及抑制谐波所需的电流 $i_{apf}$ , 从而保证电网中的电流始终为正弦波. 电容 $C_L$ 和电感 $L$ 组成低通滤波器用于滤除开关所产生的纹波, 单相有源滤波器可以根据用户要求在只补偿无功、只补偿谐波、同时补偿无功与谐波中进行选择.

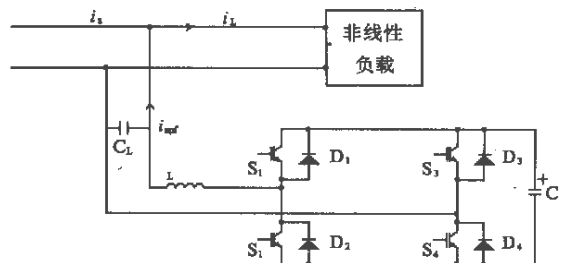


图1 单相有源滤波器的主电路

Fig. 1 Main loop of single-phase active power filter

单相有源滤波器的检测部分由一个电压互感器、两个电流互感器和一个电压霍尔传感器组成. 电压互感器用于检测单相电网的电压 $v_s$ , 两个电流互感器分别用于检测负载电流 $i_L$ 及有源滤波器输出电流 $i_{apf}$ , 电压霍尔传感器用于检测电容器

收稿日期: 2004-01-05; 修订日期: 2004-02-20

基金项目: 郑州大学青年骨干教师基金资助项目

作者简介: 赵国生(1965-), 男, 河南省南阳市人, 郑州大学副教授, 博士, 主要从事电力电子及电力有源滤波技术的

的直流电压  $V_{dc}$ 。

## 2 单相有源滤波器的工作原理

### 2.1 补偿电流的产生

假定系统电压为标准的正弦波

$$v_s(t) = V_{sm} \sin \omega t \quad (1)$$

非线性负载中流过的电流为

$$i_L(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{nm} \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (2)$$

负载功率可表示为

$$p_L(t) = v_s(t) i_L(t) = I_{lm} V_{sm} \sin^2 \omega t \cos \theta_1 + I_{lm} V_{sm} \sin \omega t \cos \omega t \sin \theta_1 + \sum_{n=2}^{\infty} V_{sn} \sin \omega t I_{nm} \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (3)$$

上式中第一项为电网提供的基波有功功率，第二项为基波无功功率，第三项为谐波功率，令

$$\begin{cases} P_s(t) = I_{lm} V_{sm} \sin^2 \omega t \cos \theta_1 \\ P_c(t) = I_{lm} V_{sm} \sin \omega t \cos \omega t \sin \theta_1 + \sum_{n=2}^{\infty} V_{sn} \sin \omega t I_{nm} \sin(n\omega t + \theta_n) \end{cases} \quad (4)$$

假定有源滤波器提供全部的无功与谐波分量，则电网提供的电流为

$$i_s(t) = \frac{P_s(t)}{v_s(t)} = I_{lm} \cos \theta_1 \sin \omega t \quad (5)$$

这样，有源滤波器提供的电流便可以求出

$$i_{apf}(t) = i_L(t) - i_s(t) \quad (6)$$

### 2.2 电容电压的控制

电容C用作有源滤波器的能量储存单元，电容电压的波动受所提供的补偿无功电流的大小以及电网与负载之间的有功电流差的影响。无功电流仅影响电容电压的波动，对电容电压的平均值不产生影响，而有功电流的波动会影响电容电压的平均值，负载的波动及有源滤波器本身的有功损耗是造成有功电流的波动的原因，为了保证电容电压的平均值不发生变化，电网除了提供负载所需的有功电流外，还必须提供有源滤波器本身的损耗所需的有功电流。

假定有源滤波器产生的无功电流为  $I_{lm} \sin \omega t \cos \theta_1$ ，假定  $V_{re}$  为电容的参考电压，则其引起的电容电压波动的峰值  $\Delta V_{Cm}$  可由下式算出

$$\int_{T/4}^{5T/4} V_{sm} \sin \omega t I_{lm} \sin \omega t \cos \theta_1 dt = \frac{1}{2} C \left[ \left( V_{re} + \frac{1}{2} \Delta V_{Cm} \right)^2 - \left( V_{re} - \frac{1}{2} \Delta V_{Cm} \right)^2 \right] \quad (7)$$

由于有源滤波器本身的内阻及开关元件本身的损耗，将造成电容电压平均值的减小，设  $\Delta V_c$

为在电网不向有源滤波器注入有功电流情况下，一个周期内电容电压的减少量，为了保证电容电压的平均值不变，电网与电容之间应流过的有功电流的峰值  $I_{sm}$  可由下式求出

$$\int_0^T V_{sm} \sin \omega t I_{sm} \sin \omega t dt = \frac{1}{2} C \left[ V_{re}^2 - (V_{re} - \Delta V_c)^2 \right] \quad (8)$$

在离散系统中，电容电压的控制常采用PI控制器来实现(通过DSP软件实现)，设  $V_{dc(n)}$  为第  $n$  次采样的电容电压，则第  $n$  次采样后PI控制器的输出可表示为

$$V_{(n)} = V_{(n-1)} + K_p \{ V_{dc(n)} - V_{dc(n-1)} \} + K_i V_{dc(n)} \quad (9)$$

式中： $K_p$ 、 $K_i$  分别为比例与积分常数； $V_{(n)}$  为第  $n$  次采样后控制器的输出值。

## 3 基于DSP技术的单相有源滤波器设计

### 3.1 DSP(TMS 320F 2407) 芯片结构

TMS 320LF 2407 芯片为 16 位快速定点运算型 DSP 芯片，它采用高性能静态 CMOS 技术，片内具有  $32k \times 16$  位 Flash EEPROM， $32k \times 16$  位 RAM，Boot ROM 及事件管理阵列，一个 10 位片内模数转换器 A/D (多达 16 通道、转换时间仅有 500 ns)，内部锁相环路(PLL)、40 个可编程复用输入输出引脚，5 路外部中断 JTAG 兼容仿真口，8 路 16 位高速 PWM 输出，及串行通信接口 SCI 与串行周边接口 SPI，可以管理 64k 程序 ROM、64k 数据 RAM，以及 64k 的输入输出 I/O。TMS 320LF 2407 芯片适用于需要高速运算的控制场合。

### 3.2 硬件结构

为了保证功率器件有较高的开关速度，有源滤波器的硬件部分采用双 DSP(TMS 320LF 2407) 电路实现，一个(DSP1)主要进行数据的预处理(采样及进行 A/D 转换)，承担着与液晶及键盘的通信工作以及与外部设备进行串行通信任务，同时负责外部开关状态的检测及控制任务。另一个(DSP2)主要进行信号处理(包括数字滤波、谐波及无功电流的计算及进行控制运算)以及产生高速 PWM 输出脉冲。两个 DSP 芯片之间通过一个双端口 RAM(IDT 7028PF) 进行数据交换。单相有源滤波电路的硬件结构如图 2 所示。

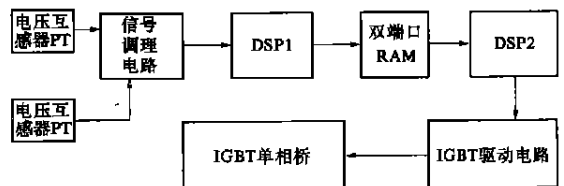


图2 单相有源滤波器的硬件构成

Fig. 2 Hardware configuration of single-phase active power filter

### 3.3 数字低通滤波器的DSP实现

由于瞬时无功功率理论在计算电流的无功及谐波分量时需要采用有很小延时的低通滤波器,该低通滤波器在DSP技术中通常采用无限冲击响应(IIR)数字滤波方案实现,由于脉冲响应不变法会产生频率混叠现象<sup>[5,9]</sup>,这里采用了双线性变换法来设计数字滤波器。

假定要求的数字滤波器的频率特性为

$$H_a(s) = \frac{A_0 + A_1s + A_2s^2 + \dots + A_ks^k}{B_0 + B_1s + B_2s^2 + \dots + B_ks^k} \quad (10)$$

通过正切变换进行频率压缩,将s平面的整个虚轴完全压缩到s<sub>1</sub>平面上虚轴的±π之间,得

$$s = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - e^{-s_1 T}}{1 + e^{-s_1 T}} \quad (11)$$

再通过z = e<sup>s<sub>1</sub>T</sup>转换到z平面上,得到

$$s = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (12)$$

将式(12)代入式(10),即得数字滤波器的系统函数为

$$H(z) = H_a(s) \Big|_{s = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}} \quad (13)$$

在编程时,为了保证DSP有足够的运算速度,通常将传递函数取为二阶。

### 3.4 控制策略

单相有源滤波器的控制框图如图3示。

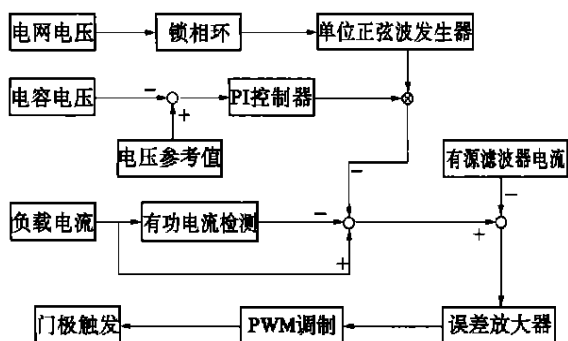


图3 单相有源滤波器的控制框图

Fig.3 Control block of single-phase active power filter

电压互感器检测的电网电压经信号调理电路的锁相环PLL与单位正弦波发生器后得到与电网电压同相位的正弦信号sin φ并送入DSP1,电压霍尔传感器检测到的电容电压直接送入DSP1,它与电容的参考电压之差经PI控制器后与正弦信号sin φ相乘,得到有功电流的参考信号i<sub>s</sub><sup>\*</sup>(t)。检测到的负载电流i<sub>L</sub>(t)经采用瞬时无功功率理论的指令电流运算电路,从中分离出基波有功电流i<sub>s</sub>(t),负载电流i<sub>L</sub>(t)与基波有功电流i<sub>s</sub>(t)之差再减去有功电流的参考信号i<sub>s</sub><sup>\*</sup>(t)作为有源

滤波器产生电流的指令信号i<sub>c</sub><sup>\*</sup>(t),该信号与检测的有源滤波器的电流i<sub>af</sub>(t)经误差放大器后进行双极性PWM调制,然后由DSP2的高速PWM输出端口输出主电路IGBT的4个门极触发信号。为了防止主电路的同一桥臂直通,输出的PWM信号需要由软件设置死区。

## 4 实验测试结果

单相有源滤波器的实验测试主电路如图1所示。其参数选择如下:L=10mH,C=2200μF,C<sub>L</sub>=1μF,开关元件选择IGBT(耐压V<sub>ces</sub>=1400V,电流I<sub>c</sub>=60A)。电网电压V<sub>s</sub>=220V,非线性负载选用阻感负载整流电路。开关元件的开关频率为6.7kHz,死区设置为4μs,电容参考电压设置为V<sub>re</sub>=500V,PI参数为K<sub>p</sub>=0.2,K<sub>i</sub>=0.15。

实验测得的电容器C上的电压如图4示,电网电压波形与电网电流波形如图5示(电网电流波形的测量是在电网上串联0.1Ω的电阻上进行的)。从电网电压与电流的波形可以看出,电压与电流保持同相位,由于开关频率较低,跟踪电流较小,电流波形中含有极少量的开关频率附近的谐波成分。储能电容上的电压与参考电压非常接近,含有微小的波动。

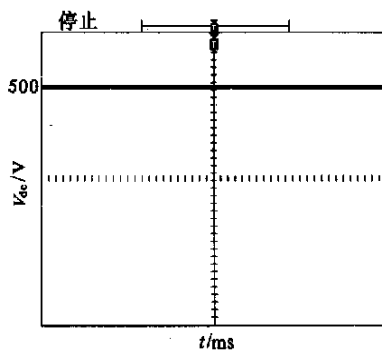


图4 电容器C上的电压波形

Fig.4 Tested voltage waveform of the capacitor

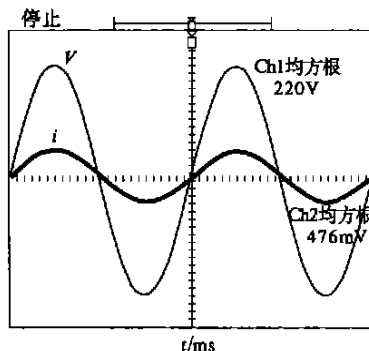


图5 电网电压(Ch1)与电网电流(Ch2)波形

Fig.5 Tested voltage waveform(ch1) and current waveform(ch2)

## 5 结论

由上面的实验测试结果可以得出,本文中提出的单相有源滤波器的理论及控制策略是切实可行的,可以达到理想的补偿效果.

由于电力电子设备的广泛应用,电网的谐波污染问题越来越严重,有源滤波器由于有极快的跟踪速度、极好的补偿性能,是进行电网的谐波抑制与动态无功补偿的最佳选择,它可以广泛地应用在低压电网、电气化铁道及直流输电系统中.

## 参考文献:

[1] AKAGI H. New trends in active filters[R]. Sevilla: Proceedings of EPE '95, 1995. 17~26.

- [2] AKAGI H. Trends in active power line conditioners[J]. IEEE Trans Power Electron, 1994, 9(3): 263~268.
- [3] GYUGI L, STRYcula E C. Active ac power filter[J]. IEEE/TAS, 1976, 11: 529~535.
- [4] 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, 1998.
- [5] 丁玉美, 高西全. 数字信号处理[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1994.
- [6] 赵国生, 吴智富. 直流输电系统交流侧的有源滤波技术[J]. 郑州大学学报(工学版), 2003, 24(4): 24~27.

## Single-phase Active Power Filter Based on DSP Technology

ZHAO Guo-sheng<sup>1</sup>, WU Zhi-fu<sup>2</sup>, ZHANG Yu-zheng<sup>1</sup>

(1. College of Electric Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450002, China; 2. Xuji Groups Power Corporation Company, Xuchang 461000, China)

**Abstract:** This paper presents a kind of voltage-mode single-phase active power filter based on DSP technology. The structure of main loop and the computation method of reactive power and harmonics current as well as the stably controlling method of the capacitor voltage are illustrated. The DSP chip and the hardware configuration along with controlling method are introduced, with a prototype developed and experimental results given. The following results verify the validity of the controlling method. The single-phase active power filter can be used in electric railway and low voltage power supply for harmonic suppressing and reactive power compensation.

**Key words:** single-phase active power filter; fundamental real power current; fundamental reactive power current; DSP technology