



## [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200510082286.3

[45] 授权公告日 2008 年 1 月 23 日

[11] 授权公告号 CN 100364199C

[22] 申请日 2005.7.6

[21] 申请号 200510082286.3

[73] 专利权人 香港理工大学  
地址 香港九龙红磡

[72] 发明人 曾启明 陈伟乐

[56] 参考文献

JP8 - 228469A 1996.9.3

CN1144363C 2004.3.31

US6249108B1 2001.6.19

Adaptive control of power factor correction converter using nonlinear system identification. K. M. Tsang, W. L. Chan. IEE Proceedings. Electric Power Applications, Vol. 152 No. 3. 2005

审查员 宋雪梅

[74] 专利代理机构 隆天国际知识产权代理有限公司

代理人 张龙哺 张浴月

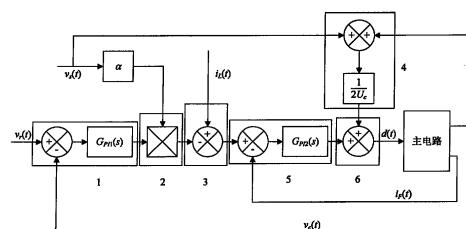
权利要求书 2 页 说明书 13 页 附图 10 页

[54] 发明名称

使用模拟级联控制器的单相有源电力滤波器

[57] 摘要

本发明提出一种使用模拟级联控制器的单相有源电力滤波器，其包括控制电路和与其连接的主电路，控制电路包括第一比例积分控制器、乘法器、减法器、前馈控制器、第二比例积分控制器、加法器。其原理是：由这些模拟器件构成电压环在外电流环在内的两个控制环，通过电压环调节母线直流电压，以及为并联型滤波器产生参考电源电流，并通过电流环减少干扰效应，跟踪参考滤波器电流，最后产生指令信号给主电路来产生补偿电流。利用本发明，可以使用低成本的模拟设备而不需要微处理器就能实现可以很好地抑制谐波和校正功率因素的有源电力滤波器，从而大大降低了有源电力滤波器的生产成本，并且没有计算负载电流的基波和谐波所需要的大的数学负担。



1. 一种单相并联有源滤波器，串联在电力系统与非线性负载之间，包括控制电路和与其连接的主电路，其特征在于，所述控制电路包括：

第一比例积分控制器，其一个输入端接收参考电压，另一个输入端接收从所述主电路输出的已调直流母线电压，用于将所述参考电压减去所述已调直流母线电压之后进行第一比例积分；

乘法器，其一个输入端接收所述第一比例积分控制器的输出，另一个输入端接收缩小的电源电压；

减法器，其一个输入端接收所述乘法器的输出，另一个输入端接收负载电流，用于将所述乘法器的输出减去所述负载电流而得到参考电流；

前馈控制器，其接收所述电源电压与所述已调直流母线电压，用于将所述电源电压与已调直流母线电压的和除以一个电压量；

第二比例积分控制器，其一个输入端接收所述参考电流，另一个输入端接收从所述主电路输出的滤波器电流，用于将所述参考电流减去所述滤波器电流之后进行第二比例积分；

加法器，其一个输入端接收所述前馈控制器的输出，另一个输入端接收所述第二比例积分控制器的输出，得到控制信号，并输出到所述主电路。

2. 如权利要求 1 所述的单相并联有源滤波器，其特征在于：所述第一比例积分控制器的积分增益  $K_{I1}$  由公式 15 确定，比例增益  $K_{P1}$  由公式 16 确定，

$$K_{I_1} = \frac{(2\pi)^2 f_v^2 C}{n^2} \quad \text{公式 15}$$

$$K_{P_1} = \frac{4\pi f_v C}{n} \quad \text{公式 16}$$

其中，C 表示电容量， $f_v$  为电源频率，n 为正数， $1/n$  代表电压环的带宽是电源频率  $f_v$  的  $1/n$  倍。

3. 如权利要求 1 或 2 所述的单相并联有源滤波器，其特征在于：所述第二比例积分控制器的积分增益  $K_{I2}$  由公式 7 确定，比例增益  $K_{P2}$  由公式 8 确定，

$$K_{I_2} = \frac{(2\pi)^2 f_s^2 L}{2m^2 U_c} \quad \text{公式 7}$$

$$K_{P_2} = \frac{2\pi f_s L}{m U_c} \quad \text{公式 8}$$

其中，L 表示电感量，U<sub>c</sub>表示目标直流母线电压，f<sub>s</sub>为滤波器的开关频率，m 为正数，1/m 代表电流环的未衰减的自然频率设置为滤波器的开关频率的 1/m 倍。

4. 如权利要求 3 所述的单相并联有源滤波器，其特征在于：所述前馈控制器所除以的电压量为两倍的目标直流母线电压。

5. 如权利要求 4 所述的单相并联有源滤波器，其特征在于：所述缩小的电源电压的大小为使所述乘法器的输出不饱和的值。

## 使用模拟级联控制器的单相有源电力滤波器

### 技术领域

本发明涉及有源滤波技术，特别涉及一种使用模拟级联控制器的单相有源电力滤波器。

### 背景技术

今天，对电能的使用已从简单的线性负载扩大到具有非线性、冲击性和不平衡性等用电特性的电子电力设备，例如固态马达驱动（solid-state motor drive）、个人计算机和节能镇流器。在这些具有畸变的输入电流的特性的设备中，往往使用整流器。此外，典型的开关电源采用二极管整流器来进行交直流转换。这些二极管从供电系统取用短脉冲的输入电流，而不是光滑的正弦波的输入电流。然后，为了用短脉冲传递相同量的功率，电流峰值会非常高。这就会给配线、电路断路器甚至公用事业公司提供的配电装置施加压力。同时，由于这些设备从供电系统取用的电流是非正弦的，这些类型的设备接口会产生谐波，从而输入功率因素（PF）低劣和总谐波畸变（total harmonic distortion，即 THD）高企，即，会对供电质量造成污染，导致电力系统产生问题。

为了使功率处理能力最大化，可以增加功率因素校正（PFC）电路和有源功率滤波器，以改善输入电流的波形。理想情况下，输入电流应当是正弦的，并且与电源电压同相。没有 PFC 电路时，典型的开关电源具有大约 0.6 的功率因素并具有相当多的奇次谐波畸变。

另外，欧共体还有限制输入谐波内容和产品的国际标准 IEC 61000-3-2，该标准建立了对输入电流的谐波的限制。为了符合这些标准例如 IEC 61000-3-2 和 IEEE 519，开关电源的设计需要这些特征，例如，降低输入电流谐波以符合谐波限值，得到高的输入功率从而最小化无功功率。

为了一般目的的用途，优选的还是使用有源电力滤波器，因为它们可以安装在各种应用中。然而，只能买到三相商用有源电力滤波器产品，并且它

们非常昂贵，因此安装数量不多。

## 发明内容

鉴于以上原因，本发明的目的是提供一种成本非常低、解决电能质量问题非常好的单相并联有源电力滤波器(single phase shunt active power filter,简称SPSAPF)。

本发明的技术方案是这样实现的：

一种单相并联有源滤波器，并联在电力系统与非线性负载之间，包括控制电路和与其连接的主电路，其特征在于，所述控制电路包括：

第一比例积分控制器，其一个输入端接收参考电压，另一个输入端接收从所述主电路输出的已调直流母线电压，用于将所述参考电压减去所述已调直流母线电压之后进行第一比例积分；

乘法器，其一个输入端接收所述第一比例积分控制器的输出，另一个输入端接收缩小的电源电压；

减法器，其一个输入端接收所述乘法器的输出，另一个输入端接收负载电流，用于将所述乘法器的输出减去所述负载电流而得到参考电流；

前馈控制器，其接收所述电源电压与所述已调直流母线电压，用于将所述电源电压与已调直流母线电压的和除以一个电压量；

第二比例积分控制器，其一个输入端接收所述参考电流，另一个输入端接收从所述主电路输出的滤波器电流，用于将所述参考电流减去所述滤波器电流之后进行第二比例积分；

加法器，其一个输入端接收所述前馈控制器的输出，另一个输入端接收所述第二比例积分控制器的输出，得到控制信号，并输出到所述主电路。

本发明的原理是：由这些模拟器件构成电压环在外电流环在内的两个控制环，通过电压环调节直流母线电压，以及为并联型滤波器产生参考电源电流，跟踪参考滤波器电流，最后产生指令信号给主电路来产生补偿电流。

其中，第一比例积分控制器的积分增益  $K_{I1}$  由公式 15 确定，比例增益  $K_{P1}$  由公式 16 确定，其中， $f_v$  为电源频率，n 为正数，电压环的带宽是电源频率  $f_v$  的  $1/n$  倍。

其中，第二比例积分控制器的积分增益  $K_{I2}$  由公式 7 确定，比例增益  $K_{P2}$

由公式 8 确定，其中， $f_s$  为滤波器的开关频率，m 为正数，电流环的未衰减的自然角频率  $\omega_n$  设置为滤波器的开关频率的  $1/m$  倍。

其中，优选的是，前馈控制器除以的电压量为两倍的目标直流母线电压。

利用本发明，可以使用低成本的模拟设备而不需要微处理器就能实现可以很好地抑制谐波和校正功率因素的有源电力滤波器，从而大大降低了有源电力滤波器的生产成本，并且没有计算负载电流的基波和谐波所需要的大的数学负担，可以安装在各种位置来解决电能质量问题。

## 附图说明

图 1 示出一般的单相并联型有源电力滤波器应用于电力系统的示意图；

图 2 示出本发明电流环控制的方框图；

图 3 (a) 示出本发明电压控制环的方框图；

图 3 (b) 示出图 3 (a) 在稳定状态电压环的方框图；

图 4 示出本发明的由电流环和电压环两个控制环组成的并联型有源电力滤波器的级联控制方框图；

图 5 (a) 和图 5 (b) 示出使用本发明参考滤波器电流和滤波器电流之间的传递函数的 Bode 图；

图 6 (a) 和图 6 (b) 示出使用本发明参考电压和直流母线电压之间的传递函数的 Bode 图；

图 7 示出本发明并联型有源电力滤波器的一种实例的电路原理图；

图 8 (a) 至图 8 (d) 分别示出一般非线性负载时的系统电源电流波形、电源电流频谱、电源电流 THD 以及功率因素；

图 9 (a) 至图 9 (d) 分别示出在加入本发明的有源电力滤波器于一般非线性负载时的系统后的电源电流频谱、电源电流 THD 以及功率因素；

图 10 示出图 9 (a) 至图 9 (d) 所应用的有源电力滤波器的内部信号；

图 11 (a) 至图 11 (d) 分别示出低的非线性负载时的系统的电源电流波形、电源电流频谱、电源电流 THD 以及来自功率因素；

图 12 (a) 至图 12 (d) 分别示出在加入本发明的有源电力滤波器于低的非线性负载的系统后的电源电流频谱、电源电流 THD 以及功率因素；

图 13 示出图 12 (a) 至图 12 (d) 所应用的有源电力滤波器的内部信号；

图 14 (a) 至图 14 (d) 分别示出在电源电压减少至 80Vrms 时的系统中的电源电流波形、电源电流频谱、电源电流 THD 以及功率因素；

图 15 (a) 至图 15 (d) 分别示出在加入本发明的有源电力滤波器于电源电压减少至 80Vrms 时的系统后的电源电流频谱、电源电流 THD 以及功率因素；

图 16 示出了图 15 (a) 至图 15 (d) 所应用的有源电力滤波器的内部信号。

## 具体实施方式

为了更为有效地解决电源谐波问题，安装多个较小额定值的有源滤波器更好。同时，为了便于低成本模拟控制，在本发明中建议使用 PFC 并联型有源电力滤波器的级联控制。

### 1. 概述

可以基于并联型有源电力滤波器的状态平均模型 (state average model) 很容易地设计简单的比例积分控制器。整个设计包括：电压环在内电流环之外的两个控制环。只要内部的电流环的速度远远快于外部的电压环，就能够实施级联控制。为获得高的功率因素和低的电流 THD，电流环的带宽必须足够快，以产生补偿电流。同时，电流环必须有足够的能力减少电源电压和已调直流母线电压 (regulated DC busbar voltage) 对感应器电流 (即滤波器电流) 的影响。为了能够执行级联控制以及提供稳定的参考感应器电流，电压环的带宽不能太快。

下文将描述建立本发明有源电力滤波器的数学模型，以设计提供指令信号给主电路的控制电路，包括：用于电流环和电压环的带宽的设置，为减少干扰影响和改善电流跟踪能力，对 PI 控制器的设计。最后，还将给出所采用的控制电路的电路实施方案和演示使用本发明有源电力滤波器的效果。

### 2. 建立本发明有源电力滤波器的数学模型

图 1 示出一般的单相并联型有源电力滤波器应用于电力系统时的示意图。

由图 1 可见，该有源电力滤波器仅包括主电路，该主电路由一组电压型 PWM 变流器和直流电容构成。

首先，建立公式（1），其描述了电压和电流动力的状态空间平均模型：

$$\begin{aligned} L\dot{i}_F(t) &= (2d(t) - 1)v_c(t) - v_s(t) \\ C\dot{v}_c(t) &= -i_F(t) \end{aligned} \quad (1)$$

其中，L 表示滤波器电感量，C 表示电容量， $i_F(t)$  是滤波器感应电流， $v_c(t)$  是直流母线电压， $v_s(t)$  是电源电压，而  $d(t)$  是占空比。

### 3. 设计控制电路

下面将具体分析如何建立本发明的有源电力滤波器的控制电路，以提供指令信号给主电路去产生补偿电路。

设计控制电路主要是对级联控制器的设计，即互相级联连接的电流环的 PI 控制器（简称 PI 2）与电压环的 PI 控制器（简称 PI 1）的设计。

根据公式（1），并联型有源电力滤波器可以分解为电压控制环和电流控制环。

#### 3.1 电流环控制

根据公式（1），如果假设将直流母线电压很好地调节在  $U_c$  处，即  $U_c$  为预设的目标直流母线电压，滤波电流约为公式（2）：

$$L\dot{i}_F(t) = 2U_c d(t) - v_c(t) - v_s(t) \quad (2)$$

图 2 示出电流环控制的方框图。其中， $i_r(t)$  是参考滤波器电流。为了减少直流母线电压  $v_c(t)$  和电源电压  $v_s(t)$  对滤波器电流  $i_F(t)$  的影响，控制环内还包括前馈控制器  $G_F(s)$  和 PI 控制器 PI 2。前馈控制器  $G_F(s)$  的目的是消除  $v_c(t)$  和  $v_s(t)$  对输出滤波器电流  $i_F(t)$  的影响，其采用公式（3）：

$$G_F(s) = \frac{1}{2U_c} \quad (3)$$

所加入的 PI 控制器 PI 2 试图补偿控制环中的差异，并且它采用公式（4）：

$$G_{PI_2}(s) = \frac{K_{P_2}s + K_{I_2}}{s} \quad (4)$$

其中， $K_{P_2}$  与  $K_{I_2}$  是常数。使用所加入的前馈和反馈控制器，输出滤波器电流  $i_F(t)$  变为：

$$I_F(s) = \frac{2U_c(K_{P_2}s + K_{I_2})}{Ls^2 + 2K_{P_2}U_c s + 2K_{I_2}U_c} I_r(s) \quad (5)$$

其中， $I_F(s)$  和  $I_r(s)$  是滤波器电流  $i_F(t)$  和参考滤波器电流  $i_r(t)$  的拉普拉斯 (Laplace) 变换，而  $s$  是 Laplace 变量。根据公式 (5) 可知， $K_{P_2}$  与  $K_{I_2}$  的设置在并联型有源电力滤波器中扮演重要的角色，因为它们影响排除干扰的能力和参考电流  $I_r(s)$ 。在实践中，直流母线电压含有直流成分和若干个小的纹波组成。 $v_s(t)$  与参考滤波器电流  $i_r(t)$  同相。

需要说明的是，在电流控制环中主要关注的是，减少干扰效应，跟踪参考滤波器电流  $I_r(s)$ 。

为达此目的，本发明的前馈控制器  $G_F(s)$  和反馈控制器 (PI 2) 用于减少由  $v_c(t)$  和  $v_s(t)$  造成的干扰影响。如上所述，参考电流  $i_r(t)$  通过电源电压和负载电流获得，该参考信号的频率内容由电源频率和比其更高次的谐波组成。为了跟踪该参考电流，必须将电流控制环的带宽设置得尽可能得高，以使闭环控制过程的直到第 20 次的谐波的增益和相位变量都很小。

该电流环的特征方程为：

$$\Delta(s) = Ls^2 + 2K_{P_2}U_c s + 2K_{I_2}$$

如果电流环的未衰减的自然角频率  $\omega_n$  设置为滤波器的开关频率的  $1/m$  倍，将得到公式 (6)：

$$\omega_n = \frac{2\pi f_s}{m} = \sqrt{\frac{2K_{I_2}U_c}{L}} , \quad m \geq 4 \quad (6)$$

其中， $f_s$  是滤波器的开关频率，PI 控制器 PI 2 所需要的积分增益  $K_{I_2}$  由公式 (7) 给出：

$$K_{I_2} = \frac{(2\pi)^2 f_s^2 L}{2m^2 U_c} \quad (7)$$

电流环的阻尼比  $\xi$  由以下公式确定：

$$2\zeta\omega_l = \frac{2K_{P_2}U_c}{L}$$

其中， $\zeta$ 是电流环的阻尼比。如果电流环设定为临界衰减，即阻尼比为1时，PI控制器PI2所需要的比例增益 $K_{P2}$ 由公式(8)给出：

$$2\omega_l = \frac{2K_{P_2}U_c}{L} \Rightarrow K_{P_2} = \frac{2\pi f_s L}{mU_c} \quad (8)$$

因此，使用公式(4)的电流环PI控制器PI2（其常数 $K_{I2}$ 、 $K_{P2}$ 由(7)和(8)决定），电流环的未衰减的自然频率将会是开关频率的 $1/m$ 倍，从而电流环处于临界衰减。根据公式(5)，如果将母线电压很好地调节在 $U_c$ 处，电流环的工作独立于负载电流和电源电压。

### 3.1.1

#### 鲁棒(Robustness)分析

对于电流控制环，输出的已调电压 $U_c$ 会导致不确定。但是在使用本发明的电流环的情况下，如果母线电压增加20%，根据公式(6)，未衰减的自然角频率变为 $\sqrt{1.2}\omega_r=1.0954\omega_r$ ，电流环的衰减比变为 $\sqrt{1.2}=1.0954$ 。当母线电压减少20%时，根据公式(6)，未衰减的自然角频率变为 $\sqrt{0.8}\omega_r=0.8944\omega_r$ ，电流环的衰减比变为 $\sqrt{0.8}=0.8944$ 。

可见，即使输出的已调电压有20%的变化，仍能够很好控制电流环，即未衰减的自然频率和衰减比的变化很小。在实际中，一般情况下，母线电压纹波将会比已调电压的5%要小，从而未衰减的自然频率以及衰减比的变化会小得更多。

### 3.2 主电压控制环

根据公式(1)，如果将滤波器电流 $i_F(t)$ 作为并联型滤波器的控制输入量，已调母线电压与滤波器电流之间的传递函数为：

$$G_v(s) = \frac{V_c(s)}{I_F(s)} = -\frac{1}{Cs} \quad (9)$$

电压控制环的目的是对直流母线电压进行控制，以使电源电流跟踪电源电压，通过产生参考电流，进而补偿负载中的谐波，从而获得高的功率因素和低的电流THD。通过取电源电流 $i_s(t)$ 和负载电流 $i_L(t)$ 之间的差，可以获得

参考电流  $i_r(t)$ 。通过在该控制环内，引入 PI 控制器 PI 1，可以获得所需要的电源电流  $i_s(t)$ 。考虑 PI 控制器 PI 1 为公式 (10)：

$$G_{PI_1}(s) = K_{P_1} + \frac{K_{I_1}}{s} \quad (10)$$

其中， $K_{P_1}$  和  $K_{I_1}$  常数。将会把从电源电压  $v_s(t)$  获得的所需要的电源电流  $i_s(t)$  以及  $K_{P_1}$  和  $K_{I_1}$  应用到公式 (9)。

图 3 (a) 示出了电压控制环的方框图，其中， $\alpha$  是常数。假定可以达到稳定状态，并且 PI 控制器  $w(t)$  的稳定状态输出是  $W_o$ ，在稳定状态电压环的方框图约为图 3 (b)。输出的母线电压  $V_c(t)$  约为：

$$\begin{aligned} V_c(s) &= \frac{G_v(s)}{1 - G_{PI_1}(s)G_v(s)} \left( \alpha W_o V_s(s) - \frac{W_o}{s} + I_L(s) \right) - \frac{G_{PI_1}(s)G_v(s)}{1 - G_{PI_1}(s)G_v(s)} V_r(s) \\ &= -\frac{s}{Cs^2 + K_{P_1}s + K_{I_1}} \left( \alpha W_o V_i(s) - \frac{W_o}{s} + I_L(s) \right) + \frac{K_{P_1}s + K_{I_1}}{Cs^2 + K_{P_1}s + K_{I_1}} V_r(s) \end{aligned} \quad (11)$$

其中， $V_r(s)$  是参考电压  $v_r(t)$  的拉普拉斯变换， $I_L(s)$  是负载电流  $i_L(t)$  的拉普拉斯变换。

需要说明的是，这里的 PI 控制器 PI 1 的目的是调节直流母线电压  $V_c(t)$ ，以及为并联型滤波器产生参考电源电流  $i_s(t)$ （其从电源电压  $v_s(t)$  产生）。此 PI 控制器 PI 2 可以很容易地消除恒定项  $W_o$  和负载电流的直流成分。

由于  $v_s(t)$  是电源电压，而  $i_L(t)$  是负载电流，它们的频率包括电源频率、更高次的谐波，或者直流成分组成。为了减少电源电压和输出负载电流对直流母线电压的影响以及为了具有平滑的稳定状态的 PI 控制器 PI 2 输出，电压环的带宽必须远远小于电源频率，以使电压控制环能同时衰减参考电流的基波频率和更高次的谐波。如果稳定状态的 PI 控制器输出是平滑的，所产生的参考电源电流  $i_s(t)$  将具有小的 THD。如果电压环的带宽太高，干扰将会反映在直流母线电压上，结果，还会反映在所产生的参考电源电流  $i_s(t)$  上。（该参考电源电流将被更高次的谐波破坏）。电压环的特征方程为：

$$\Delta(s) = Cs^2 + K_{P_1}s + K_{I_1} \quad (12)$$

其未衰减的自然角频率为：

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_{I_1}}{C}} \quad (13)$$

阻尼比  $\zeta$  由下列公式确定：

$$2\zeta\omega_n = \frac{K_{P_1}}{C}$$

或

$$\zeta = \frac{K_{P_1}}{2\omega_n C} \quad (14)$$

显然，未衰减的自然角频率  $\omega_n$  独立于负载电流。如果电压环的带宽设为电源频率  $f_v$  的  $1/n$  倍，PI 控制器 PI 1 的积分增益  $K_{II}$  变为：

$$K_{I_1} = \frac{(2\pi)^2 f_v^2 C}{n^2} \quad (15)$$

如果电压环的衰减比设为 1，PI 控制器 PI 1 的比例增益  $K_{P_1}$  变为：

$$K_{P_1} = \frac{4\pi f_v C}{n} \quad (16)$$

由上可知，对于电压控制环，其特性独立于负载的状况。因此，采用公式 (10)、(15) 和 (16) 的控制设计将会在负载条件不同的各种情况产生一个控制很好的控制电压环。

综上所述，由内部的电流环和外部的电压环组成的两个控制环所建议的控制机制的方框图参见图 4。

#### 4. 实验设置和结果。

已建立的实验用的并联型有源电力滤波器设置为，主电路的  $L=500 \mu H$ ， $C=470 \mu F$ ，标称电源电压=110Vrms，电源频率是  $f_v=50Hz$ 。直流母线电压设为  $U_c=200V$ 。

请注意， $U_c$  的设置必须大于峰值电源电压  $v_s(t)$ ，而  $\alpha$  被设为 0.01，从而  $\alpha v_i(t)$  的峰值约为 1.56v。 $\alpha$  设置的原则是可以确保乘法器输出不会很容易地饱和即可。开关频率被设为  $f_s=40kHz$ ，而电流环未衰减的自然频率设

为开关频率的 1/5 倍，即  $m=5$ 。根据公式 (7)：

$$K_{I_2} = \frac{(2\pi f_s)^2 L}{2m^2 U_c} = \frac{(2\pi)^2 \times 40000^2 \times 500 \times 10^{-6}}{2 \times 5^2 \times 200} = 3158.3$$

如果电流环的阻尼比设为 1，根据公式 (8)：

$$K_{P_2} = \frac{2\pi f_s L}{m U_c} = \frac{2\pi \times 40000 \times 500 \times 10^{-6}}{5 \times 200} = 0.1257$$

公式 (4) 的电流环 PI 控制器 PI 2 的传递函数变为：

$$G_{PI_2}(s) = 0.1257 + \frac{3158.3}{s}$$

图 5 (a) 和图 5 (b) 示出使用本发明，在理想条件下，在参考滤波器电流和滤波器电流之间的传递函数的 Bode 图。

由图 5 (a) 和图 5 (b) 可见，在到达 1kHz 以前，增益变化和相位是可以忽略的，这意味着在 1kHz 内，感应器电流可以很好地跟随参考滤波器电流。对于电压控制环，带宽设为电源频率  $f_v$  的 1/10 倍，通过公式 (15)、(16) 获得的比例增益和积分增益为：

$$K_{P_1} = \frac{4\pi f_v C}{n} = \frac{4\pi \times 50 \times 470 \times 10^{-6}}{10} = 0.0295$$

和

$$K_{I_1} = \frac{(2\pi f_v)^2 C}{n^2} = \frac{(2\pi \times 50)^2 \times 470 \times 10^{-6}}{10^2} = 0.4638$$

公式 (10) 的电压环 PI 控制器 PI 1 的传递函数变为：

$$G_{PI_1} = 0.0295 + \frac{0.4638}{s}$$

图 6 (a) 和图 6 (b) 示出使用本发明，在理想情况下参考电压和输出直流母线电压之间的传递函数的 Bode 图。50Hz 及以上的频率成分将具有至少 14dB 的衰减。因此，50Hz 及以上的频率成分将被该控制环衰减，从而电压环 PI 控制器 PI 1 的输出响应将是非常稳定的，几乎不受电源电压和负载

电流的影响。

电压环 PI 控制器 PI 1 的稳定的输出保证了很好的产生参考电源电流。

图 4 示出本发明并联型有源电力滤波器的方框图。

参见图 4，本发明的使用模拟级联控制器的单相并联有源滤波器包括控制电路和与其连接的主电路 VSI，其中，控制电路包括：

第一比例积分控制器 PI 1，其一个输入端接收参考电压  $v_r(t)$ ，另一个输入端接收从所述主电路输出的已调直流母线电压  $v_c(t)$ ，用于将所述参考电压减去所述已调母线电压之后进行第一比例积分；

乘法器，其一个输入端接收所述第一比例积分控制器的输出，另一个输入端接收缩小的电源电压  $\alpha v_s(t)$ ；

减法器，其一个输入端接收所述乘法器的输出，另一个输入端接收负载电流  $i_L(t)$ ，用于将所述乘法器的输出减去所述负载电流  $i_L(t)$  而得到参考电流  $i_r(t)$ ；

前馈控制器，其接收所述电源电压  $v_s(t)$  与所述已调直流母线电压  $v_c(t)$ ，用于将所述电源电压  $v_s(t)$  与已调母线电压  $v_c(t)$  的和除以一个电压量  $2U_c$ ；

第二比例积分控制器 PI 2，其一个输入端接收所述参考电流  $i_r(t)$ ，另一个输入端接收从所述主电路输出的滤波器电流  $i_F(t)$ ，用于将所述参考电流  $i_r(t)$  减去所述滤波器电流  $i_F(t)$  之后进行第二比例积分；

加法器，其一个输入端接收所述前馈控制器的输出，另一个输入端接收所述第二比例积分控制器的输出，得到控制信号，并输出到所述主电路。

图 7 示出了校正功率因素的并联型有源电力滤波器的硬件实施方式。

请一并参考图 4 来理解图 7。图 4 和图 7 中的附图标记说明如下：

- |             |         |
|-------------|---------|
| 1 第一比例积分控制器 | 2 乘法器   |
| 3 减法器       | 4 前馈控制器 |
| 5 第二比例积分控制器 | 6 加法器   |

#### 4.1 实验结果

为演示在不同工作条件下本发明的滤波性能，测试不同的电源电压和安装条件。

一般的非线性负载是使用全桥整流电路的 AC 到 DC 变换。标称电源电压是 110Vrms，电压 THD 约为 3%。图 8 (a) 至图 8 (d) 分别示出了这种

非线性负载的系统的电源电流波形、电源电流频谱、电源电流 THD 以及来自 Fluke 41B 功率谐波分析器（美国福禄克公司制造）的功率因素。

由图 8 (a) 至图 8 (d) 分别可知，额定输出的电源电流 (rms) 是 1.21A。很明显，这里有许多第三、第五和第七等高次谐波，电源电流 THD 是 80.4%。电路的功率因素是 0.76。

图 9 (a) 至图 9 (d) 分别示出了在加入所建议的有源电力滤波器于一般非线性负载时的效果，即电源电流波形、电源电流频谱、电源电流 THD 以及来自 Fluke 41B 功率谐波分析器（美国福禄克公司制造）的功率因素。

由图 9 (a) 至图 9 (d) 分别可知，额定输出的电源电流变为 1.26A。很明显，高次谐波已经被减少，从而电源电流 THD 为 6.4%。整个系统的功率因素是 0.99。显然，在引入有源电力滤波器之后，功率因素和电流 THD 得到显著改善。

图 10 示出了图 9 中所应用的有源电力滤波器的内部状态，图中上面的曲线是信道 2 的曲线，由虚线分割的每个线段表示 5V，下面的曲线是信道 1 的曲线。其中，信道 1 表示滤波器电流，信道 2 表示交流耦合直流母线电压。直流母线电压被很好地调节为大约 9V 的峰到峰变化。

图 11 (a) 至图 11 (d) 分别示出了低负载时的系统的电源电流波形、电源电流频谱、电源电流 THD 以及来自 Fluke 41B 功率谐波分析器（美国福禄克公司制造）的功率因素。额定输出的电源电流是 0.87A。很明显，这里有许多第三、第五和第七等高次谐波，电源电流 THD 是 84.8%。电路的功率因素是 0.73。

图 12 (a) 至图 12 (d) 分别示出了在加入所建议的有源电力滤波器于低负载时的效果。额定输出的电源电流变为 0.92A。很明显，高次谐波已经被减少，从而电源电流 THD 为 8.4%。整个系统的功率因素是 0.98。

图 13 示出了图 12 中所应用的有源电力滤波器的内部状态，图中上面的曲线是信道 2 的曲线，由虚线分割的每个线段表示 5V，下面的曲线是信道 1 的曲线。其中，信道 1 表示滤波器电流，信道 2 表示交流耦合直流母线电压。直流母线电压被很好地调节为大约 7V 的峰到峰变化。

为进一步演示本发明有源电力滤波器的功能，将电源电压减少至

80Vrms。图 14 (a) 至图 14 (d) 分别示出了在此情况下，电源电流波形、电源电流频谱、电源电流 THD 以及来自 Fluke 41B 功率频谱分析器的功率因素。额定输出的电源电流是 1.54A。很明显，这里有许多第三、第五和第七等高次谐波，电流 THD 是 69.1%。电路的功率因素是 0.78。

图 15 (a) 至图 15 (d) 分别示出了在加入所建议的有源电力滤波器于电源电压减少至 80Vrms 的系统后的电源电流波形、电源电流频谱、电源电流 THD 以及来自 Fluke 41B 功率频谱分析器的功率因素。额定的电源电流变为 1.26A。显然，高次谐波已经被减少，从而电流 THD 为 3.7%。整个系统的功率因素是 1.00。显然，在引入有源电力滤波器后可以大大改善功率因素和电流 THD。

图 16 示出了图 15 中所应用的有源电力滤波器的内部状态，图中上面的曲线是信道 2 的曲线，由虚线分割的每个线段表示 5V，下面的曲线是信道 1 的曲线。其中，信道 1 表示滤波器电流，信道 2 表示交流耦合直流母线电压。直流母线电压被很好地调节为大约 8V 的峰到峰变化。

所有实验结果表示所推荐的有源电力滤波器能很好地调节直流母线电压，以及在谐波减少和功率因素校正方面的明显改善效果。

## 5. 结论

首先，根据状态平均模型和滤波器设置，可以很容易地获得控制器设置，最终的级联控制器可以很容易地使用低成本的模拟设备来实现，从而不需要微处理器。

同时，对于功率因素校正和諧波负载减少问题，本发明所建议的级联控制器提供了一个简单的解决方案，能够有效地对抗负载和电源的变化，从而大大减轻了解决负载电流的基波和諧波的计算负担，可以很简单的得到滤波器电流。

进一步地，实验结果证明基于这种控制策略的有源电力滤波器不仅能同时完成无功补偿、諧波抑制等功能，而且控制简单，可靠性高，补偿效果好。这些优点使它具有广阔的应用前景。

简言之，使用本发明的滤波器可以大大改善电能质量，节约能源，节省成本，并满足能源法案（energy code）要求，所以，本发明可以安装在各种位置来解决电能质量问题。

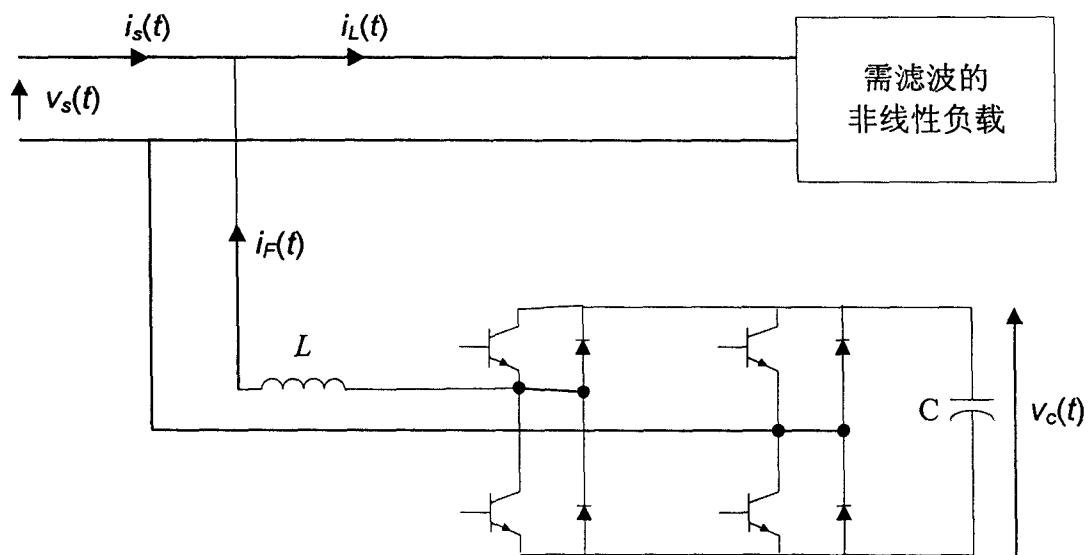


图1

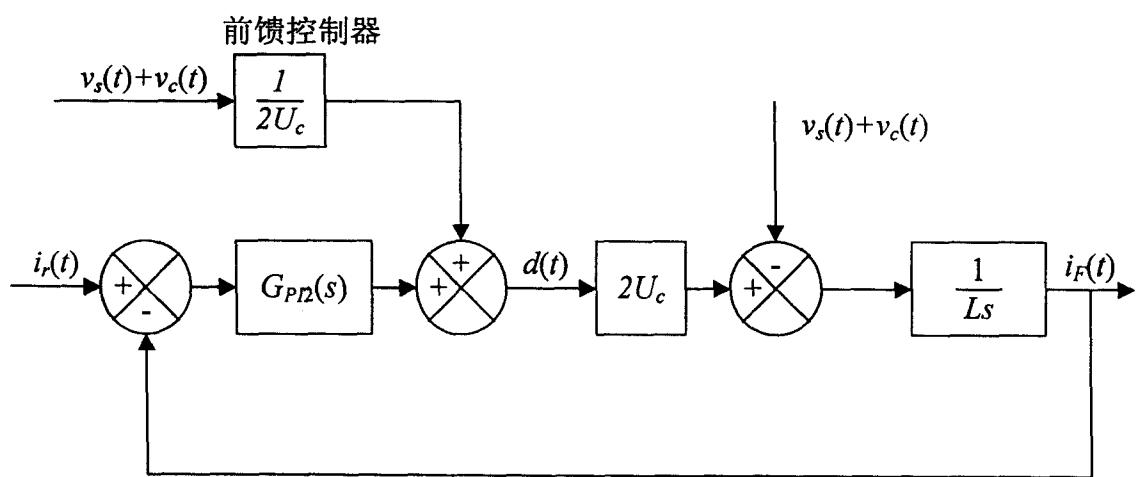


图2

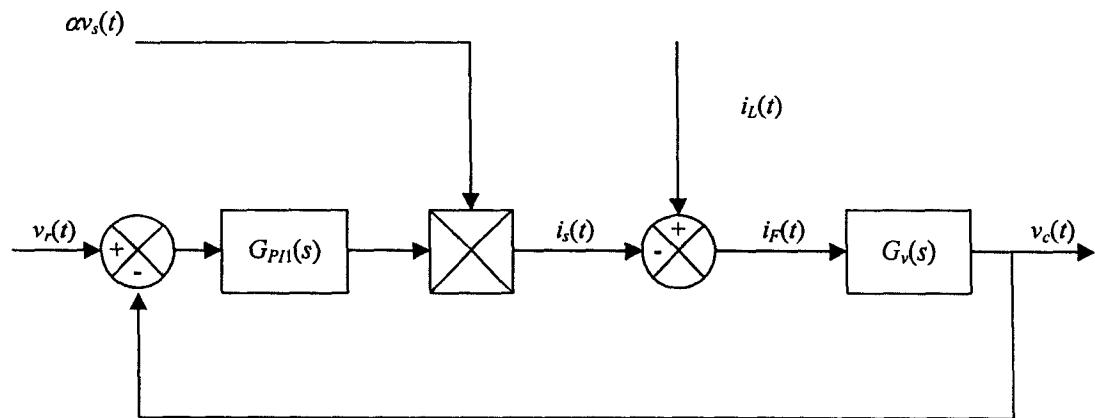


图3(a)

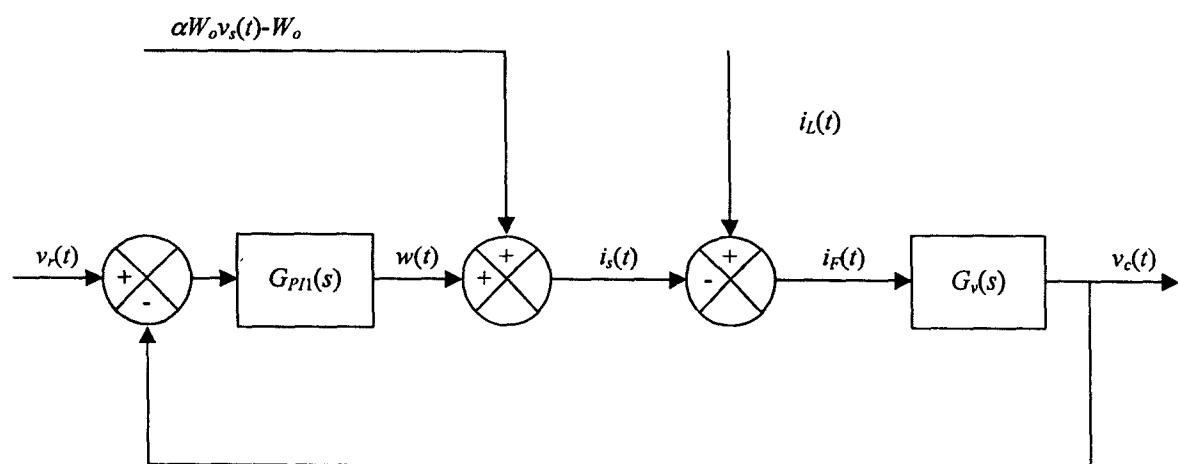


图3(b)

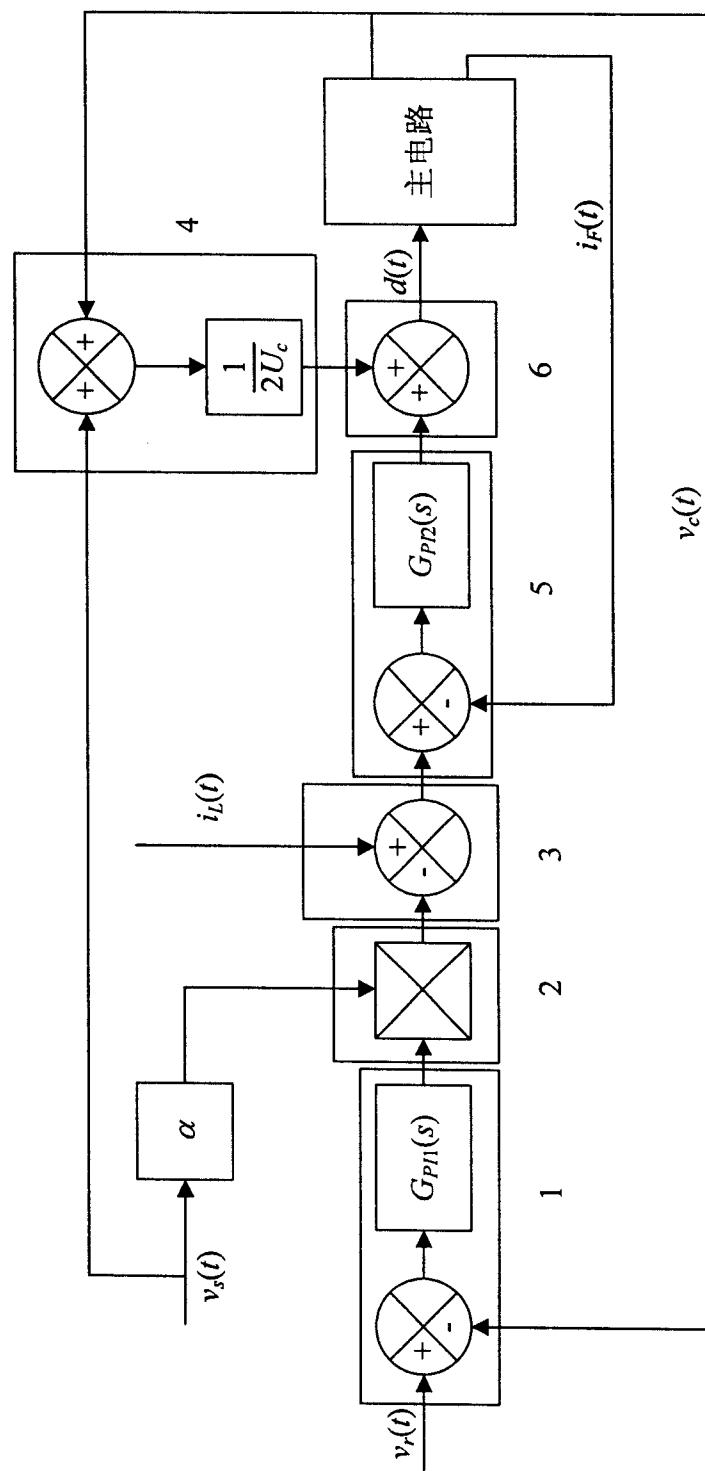


图4

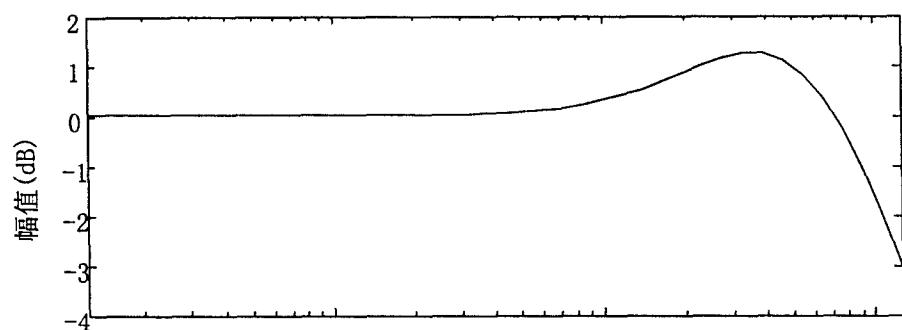


图5(a)

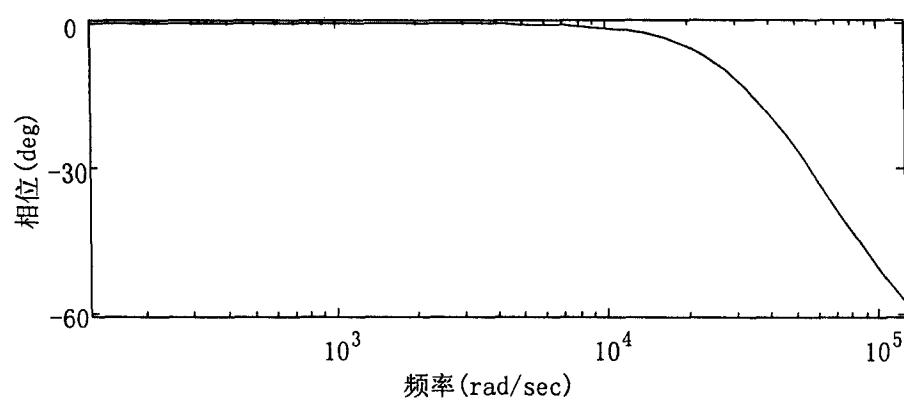


图5(b)

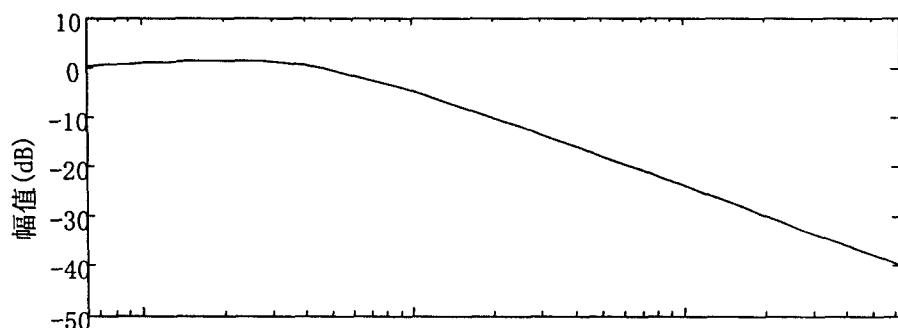


图6(a)

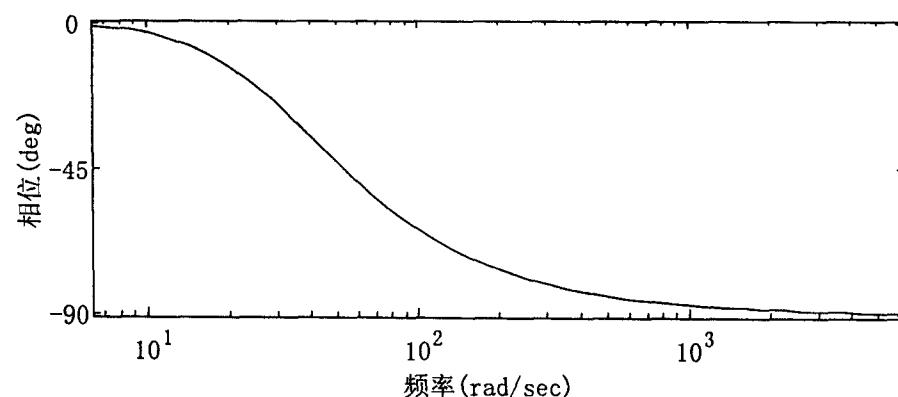


图6(b)

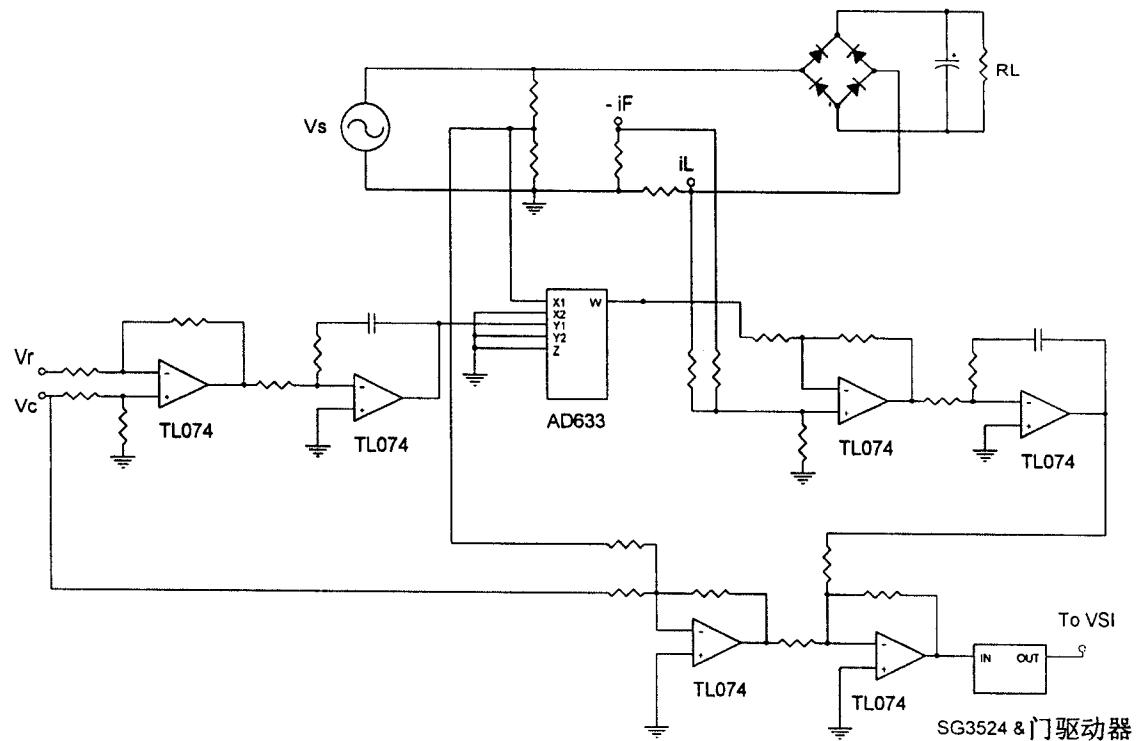


图 7

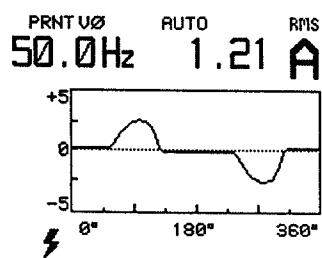


图 8(a)

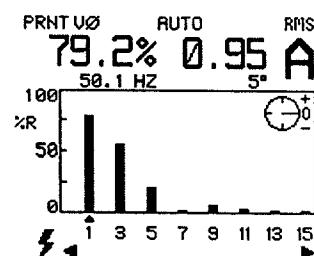


图 8(b)

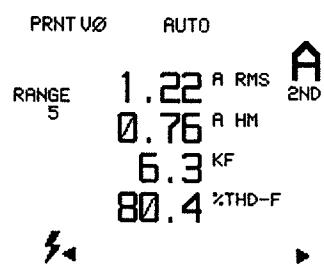


图 8(c)

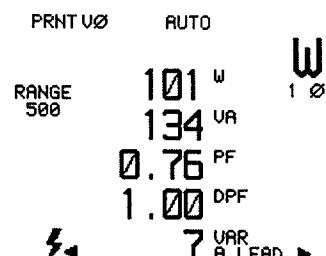


图 8(d)

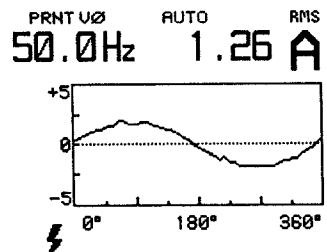


图 9(a)

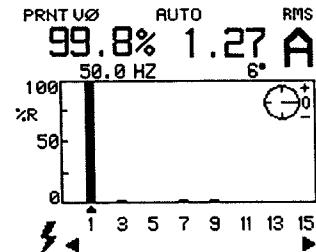


图 9(b)

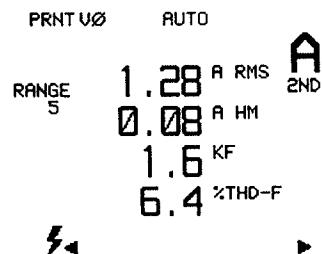


图 9(c)

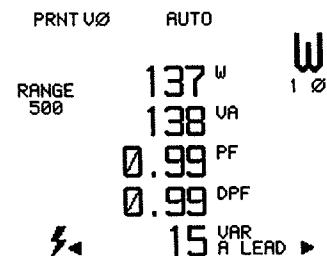


图 9(d)

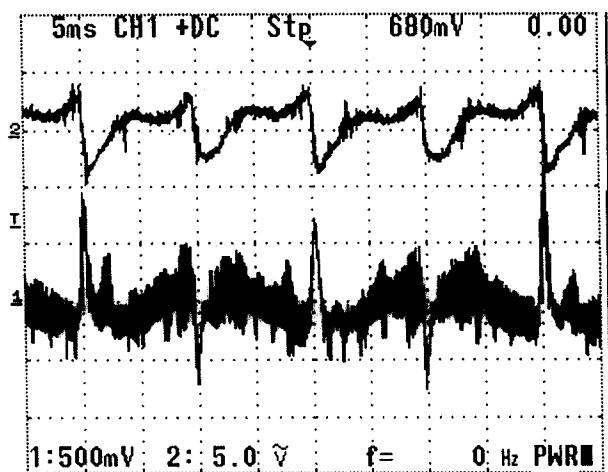


图 10

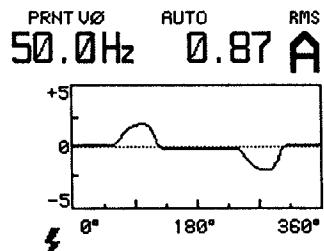


图 11(a)

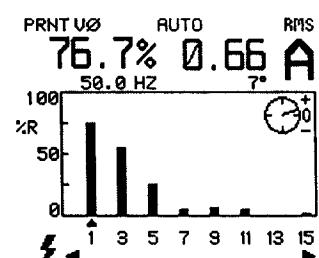


图 11(b)

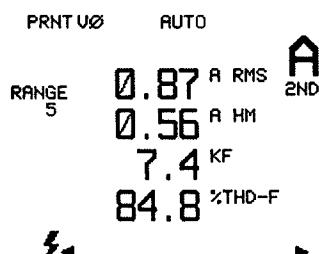


图 11(c)

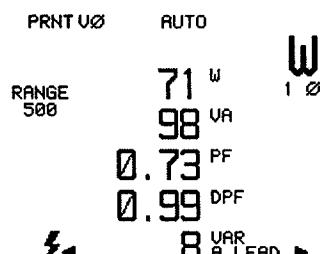


图 11(d)

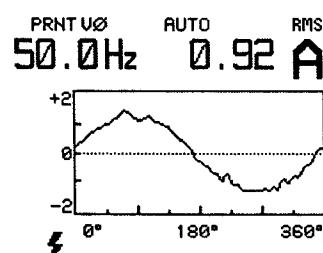


图 12(a)

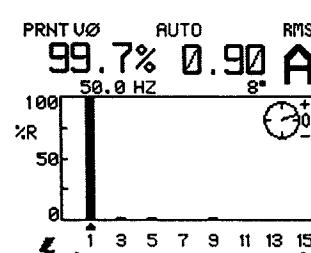


图 12(b)

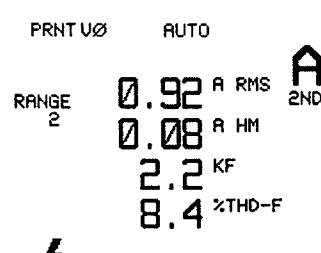


图 12(c)

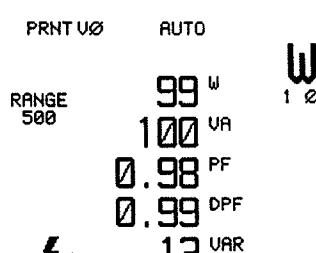


图 12(d)

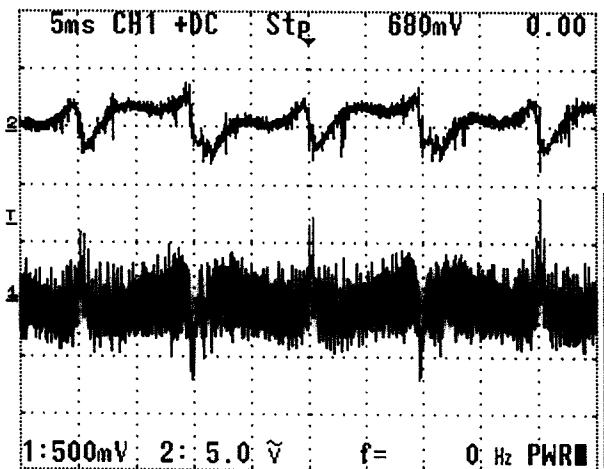


图 13

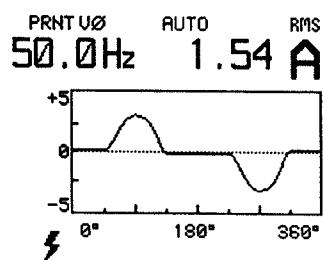


图 14(a)

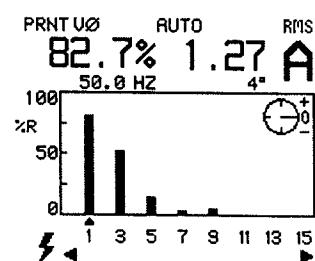


图 14(b)

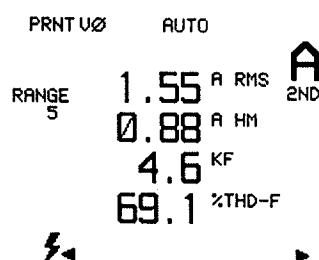


图 14(c)

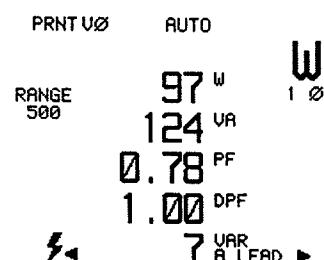


图 14(d)

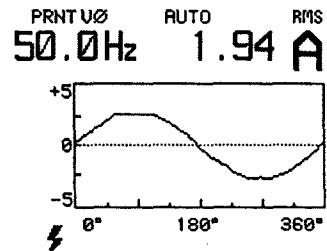


图 15(a)

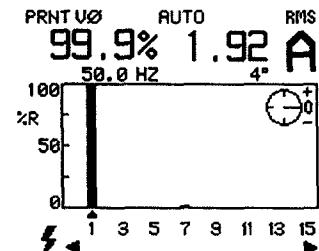


图 15(b)

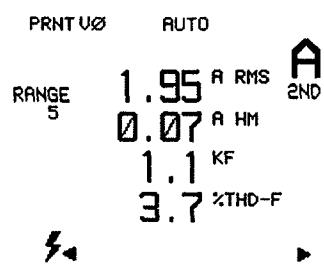


图 15(c)

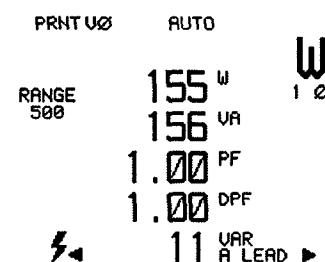


图 15(d)

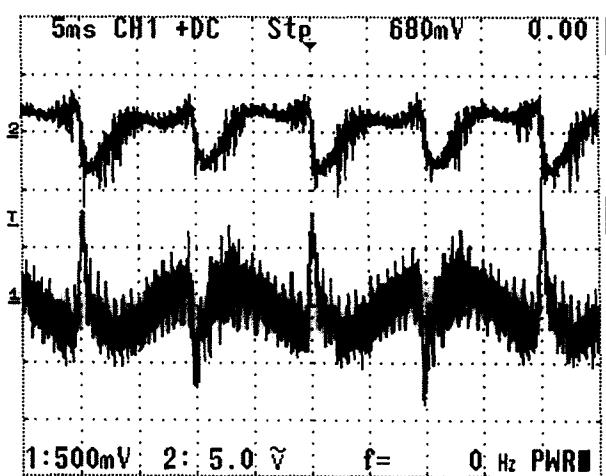


图 16