



## [12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 01129403.5

[45] 授权公告日 2004 年 7 月 28 日

[11] 授权公告号 CN 1159955C

[22] 申请日 2001. 6. 15 [21] 申请号 01129403. 5

[30] 优先权

[32] 2000. 6. 15 [33] US [31] 60/211,575

[71] 专利权人 香港城市大学

地址 香港九龙九龙塘达之路

[72] 发明人 许树源 钟树鸿 李子硕

审查员 雷 敏

[74] 专利代理机构 隆天国际知识产权代理有限公司

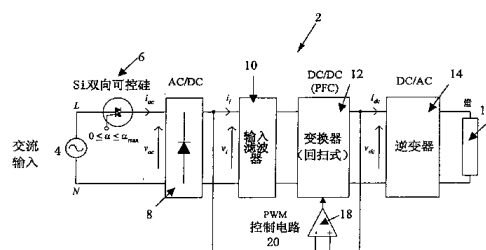
代理人 郑特强 陈 红

权利要求书 2 页 说明书 12 页 附图 8 页

[54] 发明名称 可调光式电子镇流器

[57] 摘要

一种可调光式电子镇流器，包括：一个限幅器，输出用户调节的交流电压；一个 AC - DC 整流器，输出一个直流电压；一个 DC - DC 变换器，升压或降压整流器输出；一个 DC - AC 逆变器，产生恒频交流输出；和一个脉宽调制 (PWM) 控制电路，使变换器输出电压和用户调节的交流电压成特定关系。其优点是有效控制荧光灯的宽范围内的调光，降低灯光的闪烁，延长灯的使用寿命。



1、一种可调光式电子镇流器，其特征在于包括：

一个限幅器，它的输入端与交流电源相接，它的输出端输出由用户调节的交流电压；

一个 AC—DC 整流器，它的输入端与限幅器输出端相接，用于输出一个直流电压；

一个 DC—DC 变换器，它的输入端和所说的整流器输出端相接，用于升压或降压所述的整流器的输出；

10 一个 DC—AC 逆变器，它的输入端与所述的变换器的输出端相接，用于产生恒频交流输出；以及

一个脉宽调制控制电路，它是一个三端控制电路，它的一个输入端通过一个求值电路连接到 AC—DC 整流器的输出端，它的另一个输入端和 DC-DC 变换器的输出端相连，它的输出端用于控制所说变换器的输出电压，使所说变换器的输出电压和用户调节的交流电压成呈所要求的关系：

$$v_{EQ,out}^* = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{1}{K_1} \ln \frac{K_2 + v_{EQ,in}}{1 + K_2 - v_{EQ,in}} \right)$$

其中， $v_{EQ,out}^*$  是线性化后所要求电压的近似值， $v_{EQ,in}^*$  是平均整流电压， $k_1$ ， $k_2$  是两个和近似精度有关的常数。

2、如权利要求 1 所述的可调光式电子镇流器，其特征在于所说的脉宽调制控制电路包括一个差分放大器，差分放大器的反向输入端连接到 AC—DC 整流器的输出端，它的同相输入端和 DC-DC 变换器的输出端相连。

3、如权利要求 1 所述的可调光式电子镇流器，其特征在于所说的脉宽调制控制电路包括一个差分放大器和一个求值电路，差分放大器的反向输入端通过所述的求值电路连接到 AC—DC 整流器的输出端，它的同相输

入端和 DC-DC 变换器的输出端相连。

4、如权利要求 1 所述的可调光式电子镇流器，其特征在于所说的脉宽调制控制电路包括一个差分放大器，差分放大器的反向输入端依次通过一个归一化电路和一个平均电路连接到 AC-DC 整流器的输出端，它的同相输入端通过另一个归一化电路和 DC-DC 变换器的输出端相连。

5、如权利要求 1 所述的可调光式电子镇流器，其特征在于所说的脉宽调制控制电路包括一个差分放大器和一个求值电路，差分放大器的反向输入端依次通过所述的所说的求值电路、一个归一化电路和一个平均电路连接到 AC-DC 整流器的输出端，它的同相输入端通过另一个归一化电路和 DC-DC 变换器的输出端相连。

6、如权利要求 1-4 中任何一个所述的可调光式电子镇流器，其特征在于所说的限幅器是一个三端双向可控硅，改变所说可控硅的导通角可调节它的交流输出幅度。

7、如权利要求 1-4 中任何一个所述的可调光式电子镇流器，其特征在于所说的整流器是全波二极管整流桥。

8、如权利要求 1-4 中任何一个所述的可调光式电子镇流器，其特征在于所说的变换器的输入端加一个 LC 滤波器。

9、如权利要求 1-4 中任何一个所述的可调光式电子镇流器，其特征在于所说的变换器为回扫式变换器，工作在恒频断续导电状态。

## 可调光式电子镇流器

### 技术领域

- 5        本发明涉及一种可调光式电子镇流器，特别是涉及可应用于荧光灯上的可调光式电子镇流器。

### 背景技术

通常，荧光灯由电子镇流器控制。荧光灯通过气体放电进行照明，而气体放电所需的点火电压需由电子镇流器提供。由于点火电压应超过一个  
10    阈值，这使得现有的镇流器通过调节交流输入电压同时不危及点火电压进行调光的方法实现起来比较困难；此方法只对传统的钨丝灯泡有效。

不过，上述困难并不能掩盖可调光式电子镇流器的许多可取之处，例如：低功耗，宜人的照明效果。目前，已提出一些可调光式荧光灯的技术。例如：控制电子镇流器的开关频率可以改变镇流器中限流电感的感抗，从  
15    而改变流过荧光灯中的电流以实现调光；控制电子镇流器中开关器件的导通占空比，从而改变荧光灯上的电压和电流以实现调光。

并且，在电子镇流器的设计之中，许多技术要点应该考虑周全，这包括：高的功率因子，低的总谐波畸变，低的电磁干扰(EMI)，低的灯电流尖峰因子，低的光线闪烁等等。为了达到一定的国际标准的要求(如：  
20    IEC1000-3-2 C 类产品)，商业用产品电路一般由两级构成，即输入功率因子校正级和输出高频逆变级，一个可调的直流电压(如 400V)处在两级之间。为方便应用，已开发出一些专用的集成电路。对于输入功率因子校正级，常用的有升压式(BOOST)和回扫式(FLYBACK)预校正电路。对于输出高频逆变级，则有电压模式逆变器和电流模式逆变器两种。对于输出  
25    级，采用谐振回路，以便为荧光灯提供接近正弦的电流和在灯的点燃阶

段产生高的点火电压。调光操作是通过调节逆变器的开关频率以改变串联电感的感抗完成的，最终实现荧光灯的功率调节。

为了简化电路设计并降低制造费用，在近来陆续提出许多无源功率因子校正电路和带调光特性的单级电子镇流器。其中一些镇流器将逆变器中的一个开关同时用作 PFC 级的开关，以便简化整个电路。虽然这个措施有利于简化电路，但同时会出现各种问题，如：较高的灯电流尖峰因子，不对称的灯电压和电流波形，在低光照下的较高的 DC 线电压，较高的器件电应力和较窄的调光范围等等。为了得到理想的调光范围和逆变器开关的软起动，不得不在单级系统中调节逆变器的开关频率，而这将会导致灯电流和灯电压的畸变。为了减小畸变，DC 线电压不得不设置在较高的范围，可能是两到三倍的交流输入电源的额定电压。这一点对于采用高压电网火线（如：220V）的国家或地区是一个头痛的问题，如中国和中国香港等，因为必须采用耐高压的大容量隔直电容来稳定逆变器的输入。

再有，现行的可调光式电子镇流器通常采用四线制方式：其中两线（即传统的火线和零线）接交流输入电网，另两线接可变 DC 电压输入（如：0—10V）或可变电阻以作调光之用。近来，在 W.Ki, J. shi, E. yau, P. mok 和 J. Sin 等人在 IEEE Power Electron. Spec. conf. 1999 所发表的论文：“荧光灯用相控可调光电子镇流”上，提出了一种基于三端双向可控硅开关元件的可调光式电子镇流器。但是，这种调光器需经过改进才能使导通角仅在一定的范围内变动。还有，J. Janczak 在照明工程年会上的论文“三端双向可控硅开关控制可调光集成紧密型荧光灯”中提出，使用一种普通的调光器来调节紧密型荧光灯的亮度。在这种方案中，DC 线电压在整个调光范围内保持不变，通过调节逆变器的开关频率来调节输出亮度，但是这种方案调光范围比较小。

## 25 发明内容

因此,本发明的一个目的是提供一种简单但是有效的可调光式电子镇流器,它能克服现有技术中的以上缺点。

按照本发明的一个方面,提供一种可调光式电子镇流器,包括:一个限幅器,它的输入端与交流电源相接,它的输出端输出由用户调节的交流电压;一个 AC-DC 整流器,它的输入端与限幅器输出端相接,用于输出一个直流电压;一个 DC-DC 变换器,它的输入端和所说的整流器输出端相接,用于升压或降压所述的整流器的输出;一个 DC-AC 逆变器,它的输入端与所述的变换器的输出端相接,用于产生恒频交流输出;以及

一个脉宽调制(PWM)控制电路,它是一个三端控制电路,它的两个输入端分别连接到 AC-DC 整流器的输出端和 DC-DC 变换器的输出端,它的输出端用于控制所说变换器的输出电压,使所说变换器的输出电压和用户调节的交流电压成特定关系。

优选地,所说的限幅器是一个三端双向可控硅,改变所说可控硅的导通角可调节它的交流输出幅度;所说的整流器是全波二极管整流桥;所说的变换器的输入端加一个 LC 滤波器;所说的变换器为回扫式变换器,工作在恒频断续导电状态。

按照本发明的另一个方面,提供一种可调光式电子镇流器,包括:一个限幅器,它的输入端与交流电源相接,它的输出端输出由用户调节的交流电压;一个 AC-DC 整流器,它的输入端与限幅器输出端相接,用于输出一个直流电压;一个 DC-DC 变换器,它的输入端和所说的整流器输出端相接,用于升压或降压所述的整流器的输出;一个 DC-AC 逆变器,它的输入端与所述的变换器的输出端相接,用于产生恒频交流输出;以及

一个脉宽调制(PWM)控制电路,它是一个三端控制电路,它的一个输入端通过一个求值电路连接到 AC-DC 整流器的输出端,它的另一个输入端和 DC-DC 变换器的输出端相连,它的输出端用于控制所说变换器的

输出电压,使所说变换器的输出电压和用户调节的交流电压成如下的对应关系,例如:

$$v_{EQ,out}^* = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{1}{K_1} \ln \frac{K_2 + v_{EQ,in}}{1 + K_2 - v_{EQ,in}} \right)$$

- 5        其中,  $v_{EQ,out}^*$  是求值变换后所要求电压的近似值,  $v_{EQ,in}^*$  是平均整流电压,  $k_1$ ,  $k_2$  是两个和近似精度有关的常数。

优选地,所说的脉宽调制(PWM)控制电路包括一个差分放大器,差分放大器的反向输入端连接到AC—DC整流器的输出端,它的同相输入端和DC-DC变换器的输出端相连。

- 10       还是优选的,所说的脉宽调制(PWM)控制电路包括一个差分放大器和一个求值电路,差分放大器的反向输入端通过所述的求值电路连接到AC—DC整流器的输出端,它的同相输入端和DC-DC变换器的输出端相连。

- 进而,所说的脉宽调制(PWM)控制电路包括一个差分放大器,差分放大器的反向输入端依次通过一个归一化电路和一个平均电路连接到AC—DC整流器的输出端,它的同相输入端通过另一个归一化电路和DC-DC变换器的输出端相连。
- 15

- 还是优选地,所说的脉宽调制(PWM)控制电路包括一个差分放大器和一个求值电路,差分放大器的反向输入端依次通过所述的所说的求值电路、一个归一化电路和一个平均电路连接到AC—DC整流器的输出端,它的同相输入端通过另一个归一化电路和DC-DC变换器的输出端相连。
- 20

同样地,所说的限幅器是一个三端双向可控硅,改变所说可控硅的导通角可调节它的交流输出幅度;所说的整流器是全波二极管整流桥;所说的变换器的输入端加一个LC滤波器;和,所说的变换器为回扫式变换器,工作在恒频断续导电状态。

- 25       下面通过举例描述发明的具体实施例,请参照下面的电路图:

## 附图说明

图 1(a) 是本发明的可调光式电子镇流器第一实施例的方框图；

图 1(b) 是本发明的可调光式电子镇流器的第二实施例的电路示意图；

5 图 2(a) 是本发明的可调光式电子镇流器第三实施例的方框图；

图 2(b) 是本发明的可调光式电子镇流器的第四实施例的电路示意图；

图 3 是关于平均功率  $\hat{P}_i$  同双向可控硅的导通角之间的关系图；

图 4 是求平均值电路中  $v_{EQ,out}$  同  $V_{eo, in}$  之间同的关系图；

10 图 5 表示出取不同常数值  $k_1$ 、 $k_2$  时，近似输出电压的误差值；

图 6(a) 是交流输入端测量的电压和电流；图 6(b) 是逆变器输入电压测量值；图 6(c) 是荧光灯的电压、电流测量值。 $(\alpha=0)$ ；

图 7(a) 是交流输入端测量的电压和电流；图 7(b) 是逆变器输入电压测量值；图 7(c) 是荧光灯的电压、电流测量值。 $(\alpha=60^\circ)$ ；

15 图 8(a) 是交流输入端测量的电压和电流；图 8(b) 是逆变器输入电压测量值；图 8(c) 是荧光灯的电压、电流测量值 $(\alpha=120^\circ)$ ；

图 9 表示灯尖峰因子测量值同双向可控硅的导通角  $\alpha$  之间的关系；

图 10 表示灯光度测量值同双向可控硅的导通角  $\alpha$  之间的关系。

## 具体实施方式

20 为了清楚表明本发明的特点，对于图 1(a) 和 1(b) 和图 2(a) 和 2(b) 中的相同的部件采用相同的标号。

图 1(a) 和 1(b) 分别描述了本发明所涉及的可调光式电子镇流器的第一和第二实施例。在图 1(a) 中，整个镇流器电路 2 连接到交流输入火线 4 上，如 220V/50Hz 或者 110V/60Hz。调光器 6 可以是一个双向可控硅 Si，双向可控硅 Si 可在  $(0, \alpha_{\max})$  之间改变导通角，典型的  $\alpha_{\max}$  等于  $165^\circ$ 。

25

改变导通角，可以调节镇流器的输出电压，调节的方式下面再叙述。AC/DC 整流器 8 将双向可控硅控制的正弦电压变成 DC 电压，再经过滤波器 10 滤掉高频噪声。滤波后的 DC 电压输入到 DC-DC 功率变换器 12，功率变换器 12 例如可以是回扫式变换器，其中可以提供有源功率因子校正 (PFC)。

5 DC-DC 变换器 12 的输出电压是双向可控硅导通角  $\alpha$  的函数，这个输出电压输出到电压驱动逆变器 14，电压驱动逆变器 14 的输出电压进一步去驱动灯管 16 发光。可调光式电子镇流器还包括一个脉宽调制 (PWM) 20，在第一实施例中这个控制电路 20 只有一个差分放大器 18，差分放大器 18 它的两个输入端 (—) (+) 分别连接到 AC-DC 整流器的输出端和 DC-DC

10 变换器的输出端，它的输出端用于控制所说变换器 12 的输出电压，使所说变换器 12 的输出电压和用户调节的交流电压成所要求的对应关系。

在图 1(a) 中，AC/DC 整流器 8 可以有多种选择，例如可以选择简单的全波二极管整流桥；输入滤波器 10 也可以有多种选择，例如可以采用简单的 LC 滤波器，由电感  $L_i$  和电容  $C_i$  组成 (参见图 2(a) 和 2(b))；DC-DC

15 变换器 12 可以采用回扫式变换器，但也可以采用许多其它变换器，如：BUCK-BOOST 变换器，Cuk 变换器，或 SEPIC 变换器、等，回扫式变换器工作在恒频断续导电状态；脉宽调制 (PWM) 控制电路 18 (驱动器) 由一个差分放大器 20 构成，它的反向输入端和正向输入端分别连接到 AC/DC 整流器 8 的输出端和 DC-DC 变换器 12 的输出端，可以通过改变脉冲宽

20 度控制输出电压  $v_{dc}$ 。

和图 1(a) 相比，在表示本发明的第二实施例的图 1(b) 中，只是在 AC/DC 整流器 8 的输出端和差分放大器反向输入端之间增加了一个求值电路 (EQC) 17，求值电路 17 的作用就是使所说变换器 12 的输出电压和用户调节的交流电压成更加精确的对应关系。

25 图 2(a) 和图 2(b) 是本发明的可调光式电子镇流器的第三和第四

实施例的基本电路。在图 2 (a) 和图 2 (b) 中, 和图 1 (a) 和图 1 (b) 相同的标号代表相同的部件。然后, 图 2 (a) 和图 2 (b) 表示出更多的细节。例如, 由 4 个二极管构成的全波整流电路, 由  $L_i$  和  $C_i$  构成的滤波器, 由开关电路 S 和变压器 L 以及电容器 C 构成的变换器, 由开关电路  
5 Q1、Q2 及电感、电容构成的逆变器, 等等。这些都是本领域的普通技术人员众所周知的, 在这里不再详细描述。

在表示本发明的第三实施例的图 2 (a) 中, 所说的脉宽调制 (PWM) 控制电路 20 包括一个差分放大器 18, 差分放大器 18 的反向输入端 (—) 依次通过一个归一化电路 26 和一个平均电路 24 连接到 AC—DC 整流器 10  
10 的输出端, 它的同相输入端 (+) 通过另一个归一化电路 22 和 DC-DC 变换器的输出端相连。

在表示本发明的第四实施例的图 2 (b) 中, 所说的脉宽调制 (PWM) 控制电路 20 包括一个差分放大器 18 和一个求值电路 17, 差分放大器 18 的反向输入端 (—) 依次通过所说的求值电路 17、一个归一化电路 26 和  
15 一个平均电路 24 连接到 AC—DC 整流器 10 的输出端, 它的同相输入端 (+) 通过另一个归一化电路 22 和 DC-DC 变换器 12 的输出端相连。差分放大器 18 和一个求值电路 17 按照下面导出的公式控制变换器 12 的输出。其中, 回扫式变换器 12 受误差放大器 18 的控制。该放大器比较逆变器的工作电压  $v_{dc}$  和放大器的输入电压  $v_i$ , 其中  $v_{dc}$  受规一化网络 22 (例如由简单的电阻  
20 网络或分压器构成) 的影响,  $v_i$  平均电路 24 (例如简单的 RC 网络) 其后为规一化网络 26。这样, 回扫式变换器 12 就可实现升压或降压, 并且同功率因子校正有关。变换器 12 工作于断续模式, 它使得滤波后的电流的包络线  $i_i$  跟随双向可控硅控制电压的波形而变化。功率因子 (定义为位移因子和畸变因子的乘积) 将接近于 1, 典型值为 0.98—0.99。

25 逆变器 14 是传统的半桥串联谐振并联负载逆变器, 由一对 MOSFET

开关 Q1、Q2 驱动，为灯管 16 提供交流电压。

回扫式变换器 12 输出低纹波电压的直流电压，以保证荧光灯上的电流尖峰因子比较低。当半桥逆变器为荧光灯供电并工作于恒频状态时，则逆变器的输入电流保持不变。控制 DC 线电压  $v_{dc}$  可以直接调节灯的输出功率。保持开关 S 的导通占空比不变，调节双向可控硅开关的导通角  $\alpha$ ，则回扫式变换器的输入电压  $v_i$  和灯的输出功率都相应发生变化。并且，本发明实现了灯功率与双向可控硅开关的导通角之间的对应关系。

镇流器的输入功率  $P_i$  可以表示为：

$$\begin{aligned} P_i(\alpha) &= v_{dc} I_{dc} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} p_i(\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{V_m I_m}{2\pi} [\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha] \end{aligned} \quad (1)$$

其中  $\tilde{v}_i$  是  $v_i$  的有效值， $v_m$  和  $\omega$  分别是交流输入电压的峰值和角频率， $R_i$  是回扫式变换器的输入阻抗。如果将  $P_i$  对在  $\alpha = 0^\circ$  时的输入功率作规一化，则规一化功率表达式  $\hat{P}_i(\alpha)$  为：

$$\hat{P}_i = \frac{1}{\pi} [\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha] \quad (2)$$

图 3 表示出  $\hat{P}_i(\alpha)$  和  $\alpha$  之间的关系。当  $\alpha$  从 0 增长到  $\pi$  度时， $\hat{P}_i(\alpha)$  将从 1 减小到 0。由于非线性特性，在  $\alpha$  的中间变化范围，灯输出功率对  $\alpha$  敏感，而在  $\alpha$  的边缘（即：0 和  $\pi$  附近）则比较迟钝。例如：当  $\alpha$  等于  $2\pi/3$  时（67% 的控制范围）， $\hat{P}_i$  已减小到 0.2。并且，与改变后的  $\hat{P}_i(\alpha) \sim \alpha$  关系相比，通常的相角控制方法的控制范围比较小，因为在低  $\alpha$  时，灯容易熄灭。为了实现  $\hat{P}_i(\alpha) \sim \alpha$  的对应关系并增大  $\alpha$  的控制范围，本发明增加了一个功率求值电路 (PEQS) 17，如图 2(b) 所示。PEQS 是利用  $v_i$  的平均值来导出所需要

的  $v_{dc}$ 。图 3 给出了一种特例，即  $\hat{P}_i(\alpha) \sim \alpha$  呈线性关系，其表达式为：

$$\hat{P}_i(\alpha) = -\frac{1}{\pi} \alpha + 1 \quad (3)$$

如果这种线性关系可以实现，则在  $\hat{P}_i$  减小到 0.2 之前（这是灯熄灭的典型阈值）， $\alpha$  会从  $2\pi/3$  增加到  $0.8\pi$ 。所以灯在较宽广的电角度范围内  
5 点亮，使得镇流器有较大的角度控制范围，即灯有较大的功率输出范围。并且，灯的功率输出对控制量  $\alpha$  有相同的敏感性。 $V_i(\alpha)$  等于：

$$\begin{aligned} V_i(\alpha) &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t d\omega t \\ &= \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \end{aligned} \quad (4)$$

将  $V_i$  在  $\alpha = 0^\circ$  处规一化，规一化后的电压表达式为：

$$\hat{V}_i(\alpha) = \frac{1}{2} (1 + \cos \alpha) \quad (5)$$

10 在一般情况下，考虑导通角  $\alpha_1$ ；对于传统的相角控制而言，输出功率为  $\hat{P}_{i,A}$ ，在图 3 中，它的工作点为“A”。为了得到  $\hat{P}_i$  和  $\alpha$  之间的线性关系，应求出在  $\alpha_1$  处的输出功率  $\hat{P}_{i,B}$ （在“B”点）。这样， $v_{dc}$  应等于某一值以使得功率等于  $\hat{P}_{i,B}$ 。将  $\hat{P}_{i,B}$  再转换到原来的控制曲线上，得到所需的导通角为  $\alpha_2$ （点 C）。数学关系为：

$$15 \quad \hat{P}_{i,B} = -\frac{1}{\pi} \alpha_1 + 1 = \frac{1}{\pi} [(\pi - \alpha_2) + \frac{\sin 2\alpha_2}{2}] \quad (6)$$

由此得到线性化映射关系：

$$\alpha_1 = \alpha_2 - \frac{\sin 2\alpha_2}{2} \quad (7)$$

图 2(a) 和 (b) 中，引入求值电路去执行上述映射关系，这一点下面再讨论。输入电压  $V_{EQ,in}$  等于  $\hat{V}_i(\alpha_1)$ ，求值电路将生成输出电压  $V_{EQ,out}$ ， $V_{EQ,in}$  同  
20  $V_{EQ,out}$  的关系示于图 4 中。

一个简单的线性映射方法是利用  $\cos(\alpha_1)$  和  $\cos(\alpha_2)$  之间的关系，因为通

过测量  $\hat{v}_i(\alpha)$  可以推知  $\cos(\alpha)$  (根据公式 5)。这个关系可由下式表达:

$$\cos(\alpha_2) = \frac{1}{k_1} \ln \left[ \frac{m + \cos(\alpha_1)}{m - \cos(\alpha_1)} \right] \quad (8)$$

其中  $k_1$  和  $m$  是常数。如果平均输入电压是  $V_{EQ,in}$ , 由(5)可知:

$$\cos(\alpha_1) = 2v_{EQin} - 1 \quad (9)$$

5 将(9)代入(8)中,

$$\cos(\alpha_2) = \frac{1}{k_1} \ln \left[ \frac{k_2 + v_{EQin}}{1 + k_2 - v_{EQin}} \right] \quad (10)$$

其中  $k_2 = (m-1)/2$  是常数。

由线性映射和公式(5), 所需线性化电压为:

$$v_{EQout} = \frac{1}{2}(1 + \cos \alpha_2) \quad (11)$$

10 由(10)和(11), 图 4 中的线性映射可以用下面的函数实现。 $V_{EQ,out}$  的近似值(记作  $\dot{V}_{EQ,out}$ ) 等于:

$$v_{EQ,out}^* = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{1}{K_1} \ln \frac{K_2 + v_{EQ,in}}{1 + K_2 - v_{EQ,in}} \right) \quad (12)$$

其中  $k_1$  和  $k_2$  是常数, 它们将影响“近似”的精度。我们注意到, 在  $0 < \alpha < \pi/2$  范围内, 映射关系表示降压; 在  $\pi/2 < \alpha < \pi$  内, 映射关系表示升压。图 5 给出近似值  $\dot{V}_{EQ,out}$  的误差  $\varepsilon$  同  $k_1$  和  $k_2$  的关系。

$$\varepsilon = |v_{EQ,out}^* - v_{EQ,out}| \quad (13)$$

由图 4 和 5 可知,  $V_{EQ,in}$  同  $V_{EQ,out}$  间的转换仅仅在两个端点处(如: 0 和 1 处)比较敏感。但是, 由测量(图 10)可知, 这个敏感性对灯的光度输出没有多少影响。

20 图 1(b) 以方框图的形式给出线性化电路, 其中的组件名称同图 1(a) 相同。图 2(b) 所示求值电路 17 产生上述电压映射, 其中的组件名称与图 2(a) 相同。控制电路依据输出电压  $V_{dc}$  同映射后所需电压之间的差值

来控制回扫式变换器。更明确地说，滤波器 11 的输入电压  $V_i$  经过平均滤波电路 24 后得到其平均值，再被网络 26 规一化。求值电路 17 提供公式 (12) 所定义的映射关系。实际上，有多种方法来实现求值电路，如：仿真电路方法，查表法(输入输出电压间的映射关系事先存储起来)，实时方法(微处理器根据存储的算法来产生映射变换)。映射后电压  $V_{EQ,out}$  同规一化电压  $V_{dc}$  通过差分放大器 20，其输出经过脉冲宽度调制后将驱动 MOSFET 开关 S。常数  $k_1$  和  $k_2$  可通过误差  $\varepsilon$  同  $V_{EQ,out}$  的优化关系得到， $k_1 = 4.4$ ， $k_2 = 0.019$ 。如有需要，可通过实验，得到更精确的  $k_1$  和  $k_2$ 。

我们测试了一个 40W 的条状荧光灯实验样机，交流输入电压为 20V/50Hz。采用图 2(b)，规格和组件值在表 I 中已列出， $k_1$  和  $k_2$  选为  $k_1 = 4.4$ 、 $k_2 = 0.019$ 。图 6—8 给出了  $\alpha = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$  时的实验波形， $i_{ac}$  的包络同交流输入相同。并且， $V_{dc}$  上的纹波电压在  $\alpha = 0^\circ$  时为 8V，在  $\alpha = 60^\circ$  时为 10V，在  $\alpha = 120^\circ$  时为 12V，都处于可以接受的水平。图 9 给出灯尖峰因子同  $\alpha$  间的关系。可以看出，尖峰因子在小  $\alpha$  时比较低，随着  $\alpha$  的增大而增大(通常，尖峰因子应低于 1.7，若小于 1.4 则最佳)。当  $\alpha < 90^\circ$  时，尖峰因子小于 1.5， $90^\circ < \alpha < 110^\circ$  时，尖峰因子小于 1.7。尖峰因子增大是因为随着  $\alpha$  的增大，双向可控硅的不导通时间以及 DC 电容放电时间变长。另外，在不同象限操作和较大的导通角时，流过双向可控硅的不对称电流变得显著，所以 DC 线电压纹波将增大。

图 10 给出了加入和去掉求值电路时荧光灯输出光度同  $\alpha$  的关系曲线。当加入求值电路时，输出光度同  $\alpha$  的关系曲线将变为所要求的关系；调光范围也被扩大，这显示出本发明的实用性。

基于上述电路，我们研制了一电子镇流器，它能有效控制荧光灯(管形或紧密形)的调光，实现宽范围内的调光关系。实验发现，这种对应电路能降低灯光的闪烁和灯管在低输出时的变黑圈现象，这对于延长灯的使用寿命

命是有益的。

表I 规格和样机组件取值.

| 规格       |                           |  |  |
|----------|---------------------------|--|--|
| 交流输入电源   | 220V, 50Hz                |  |  |
| 双向可控硅调光器 | “CLIPSAL” 调光器 500VA, 250V |  |  |
| 荧光灯      | “National” FL40SD 40W     |  |  |

| 元件取值     |       |       |       |
|----------|-------|-------|-------|
| A. 输入滤波器 |       |       |       |
| $L_i$    | 1.6mH | $C_i$ | 0.1uF |

| B. 回应式变换器            |          |                |       |
|----------------------|----------|----------------|-------|
| 开关频率                 | 100kHz   | $L$            | 100uH |
| $\Delta V_{out,max}$ | 15V      | $C$            | 220uF |
| $S$                  | RFP4N100 | $\alpha_{max}$ | 135°  |
| $D$                  | MUR4100  |                |       |

| C. 逆变器 |        |       |        |
|--------|--------|-------|--------|
| 开关频率   | 135kHz | $L_r$ | 360uH  |
| $Q$    | IRF840 | $C_r$ | 4700pF |

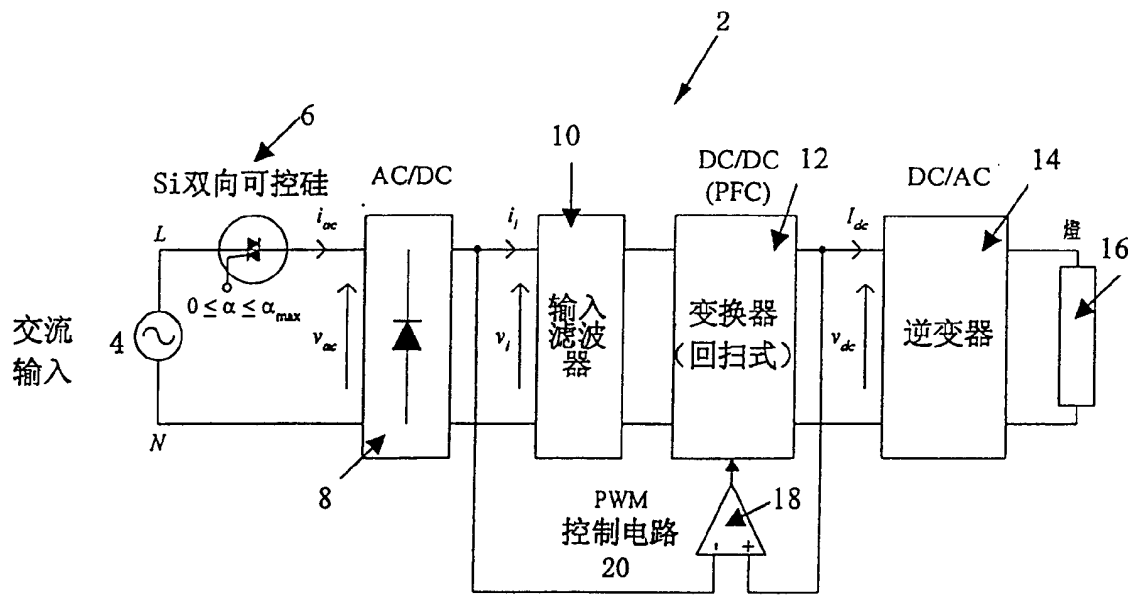


图1 (a)

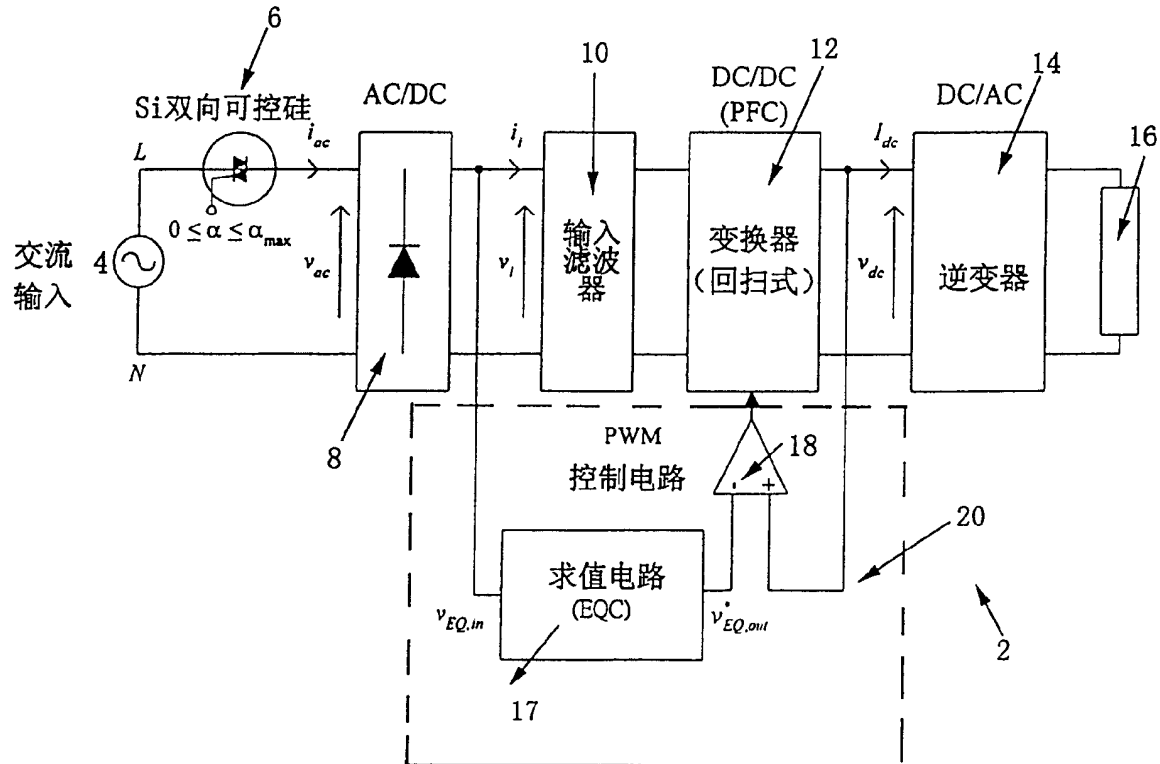


图1 (b)

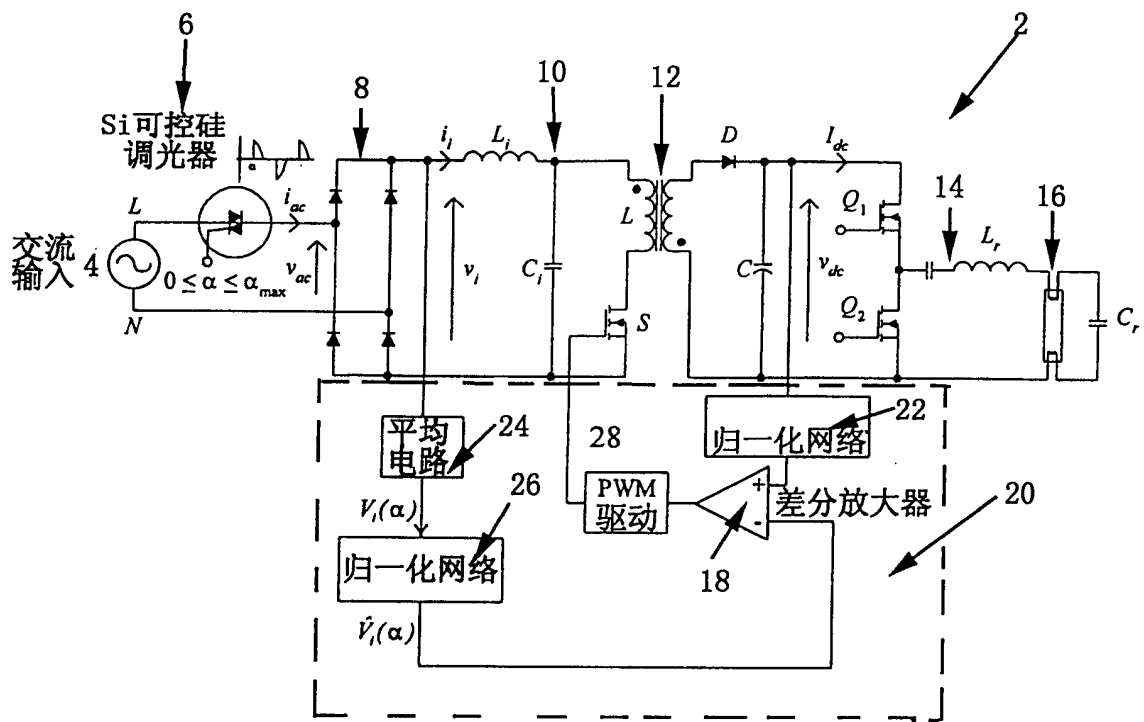


图2(a)

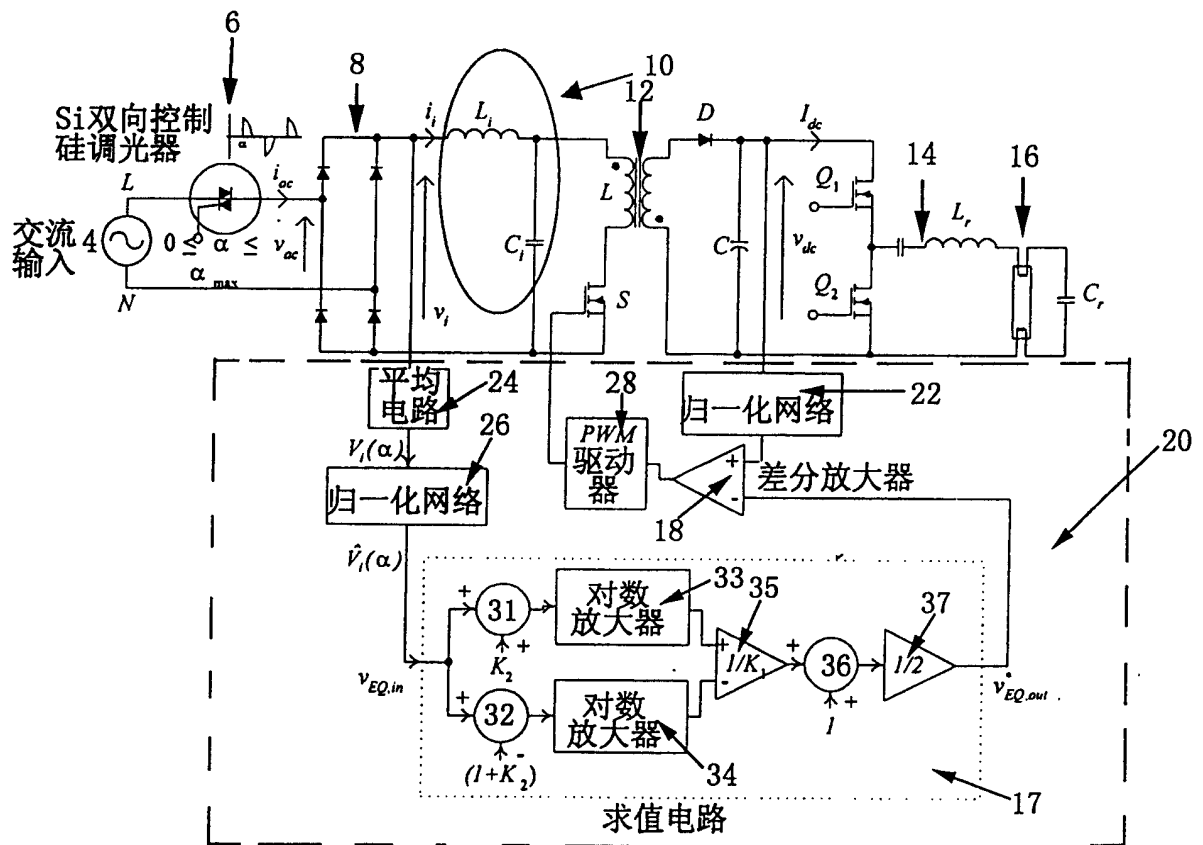


图2(b)

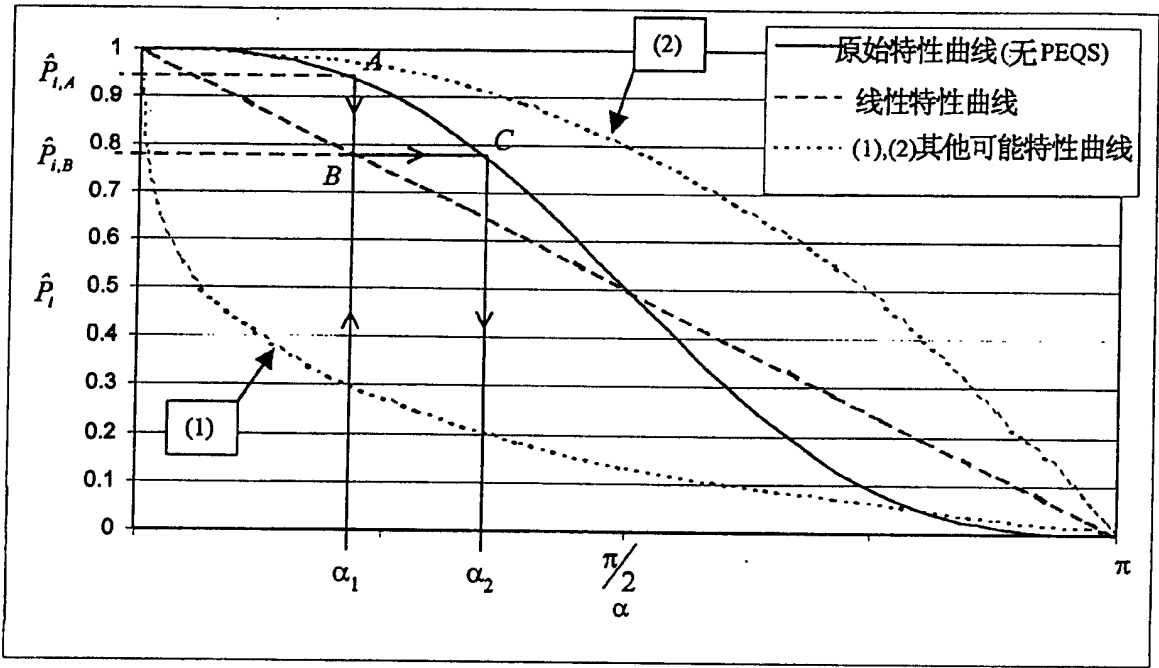


图3

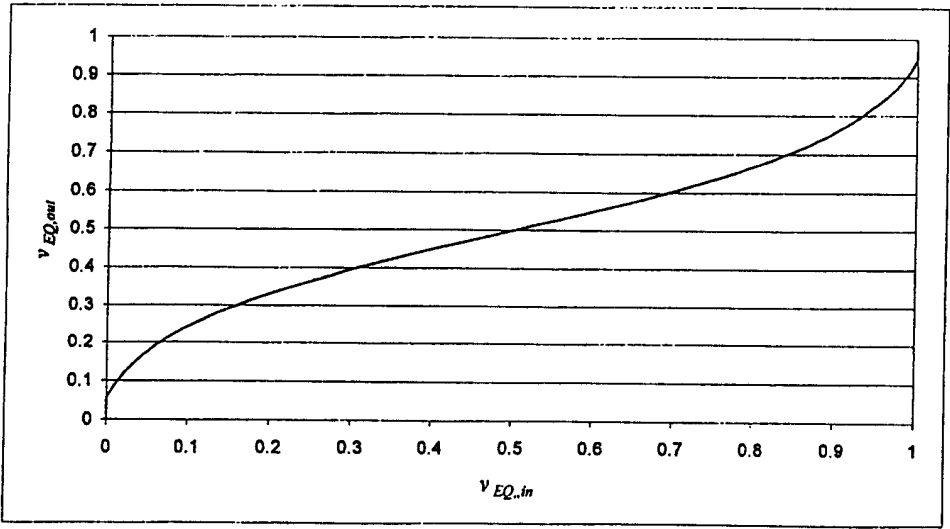


图4

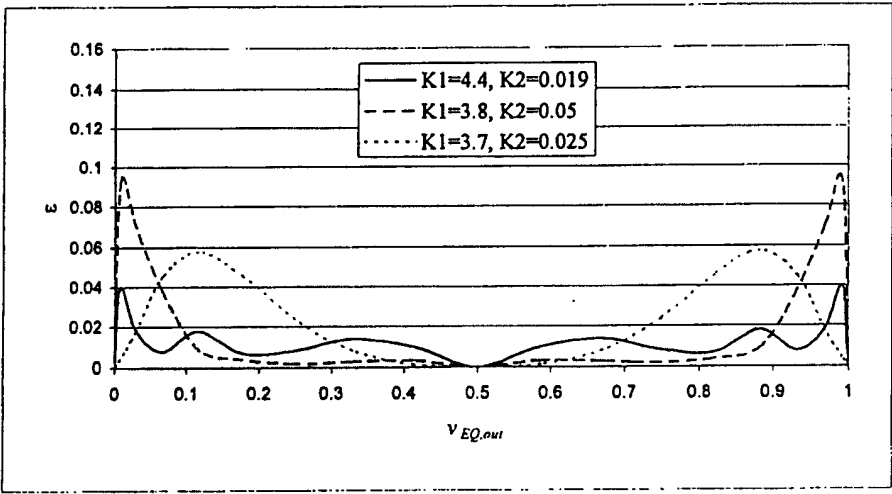


图5

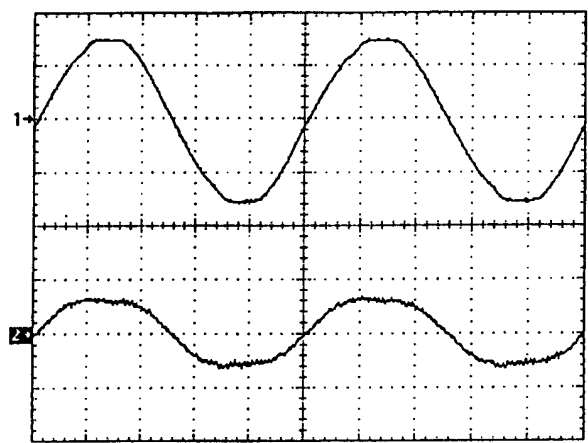


图6(a)

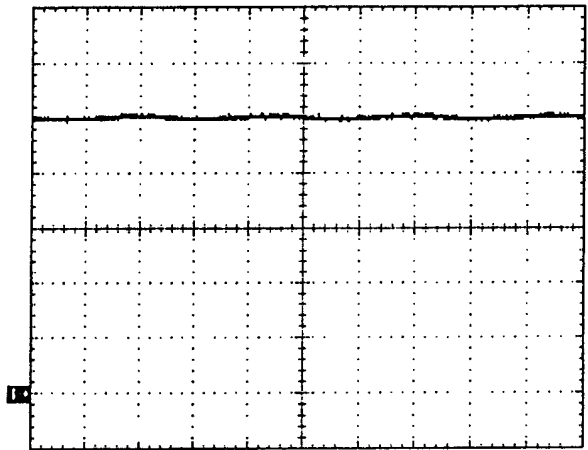


图6(b)

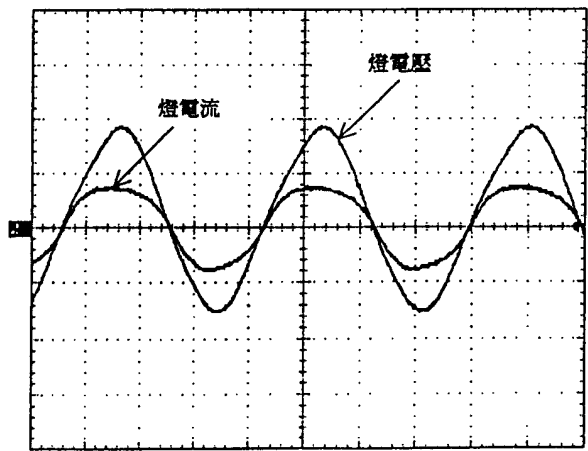


图6(c)

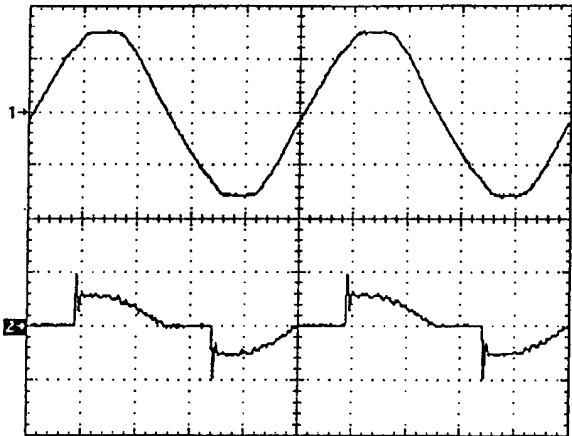


图7(a)

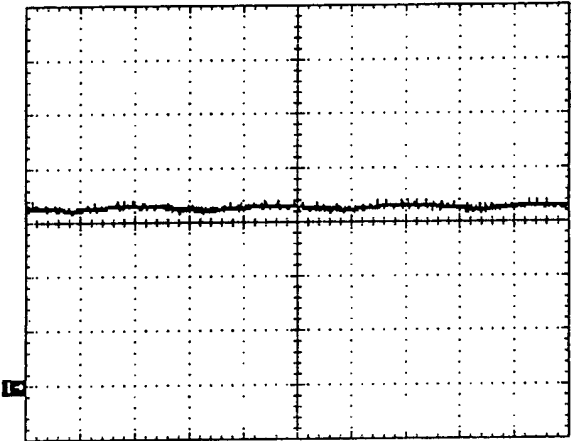


图7(b)

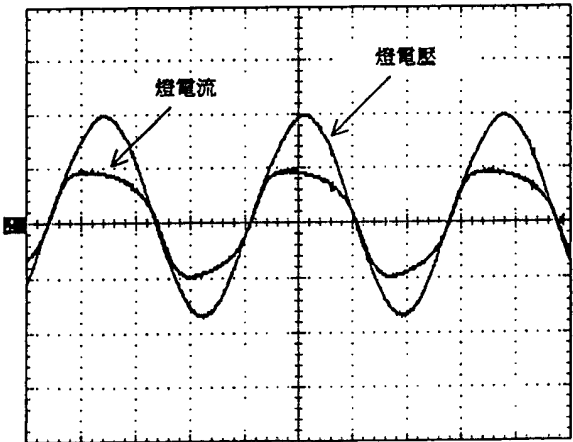


图7(c)

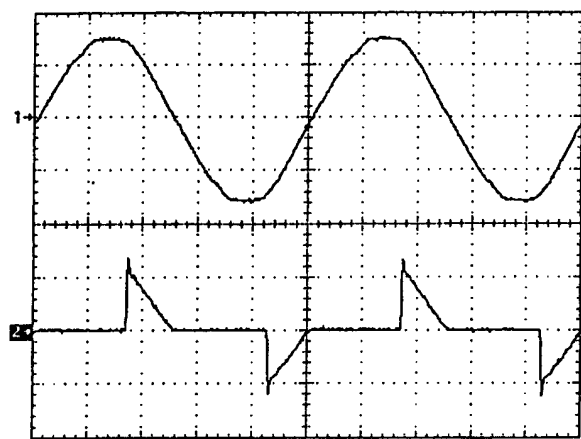


图8(a)

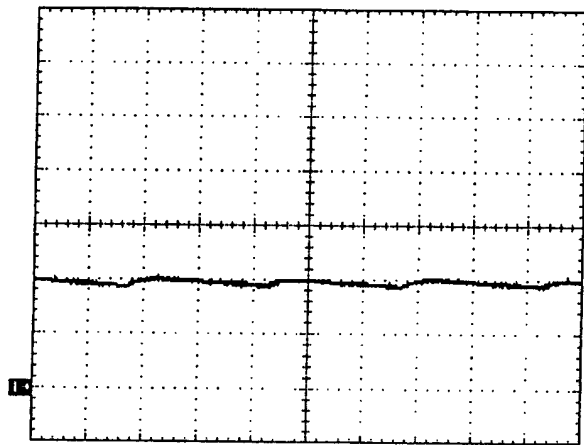


图8(b)

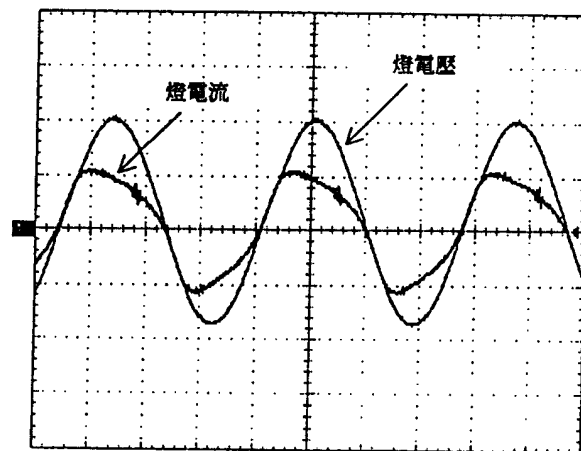


图8(c)

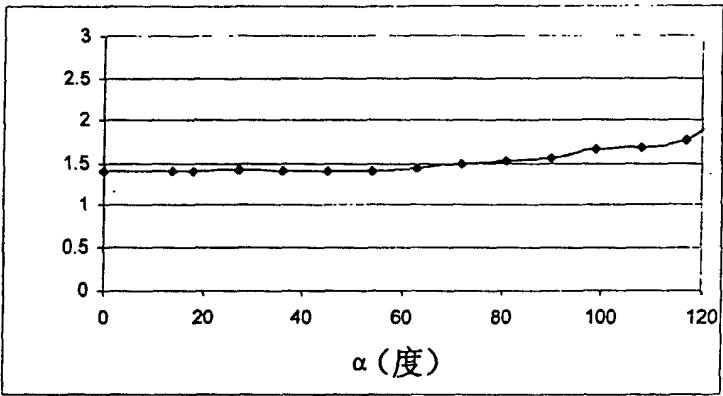


图9

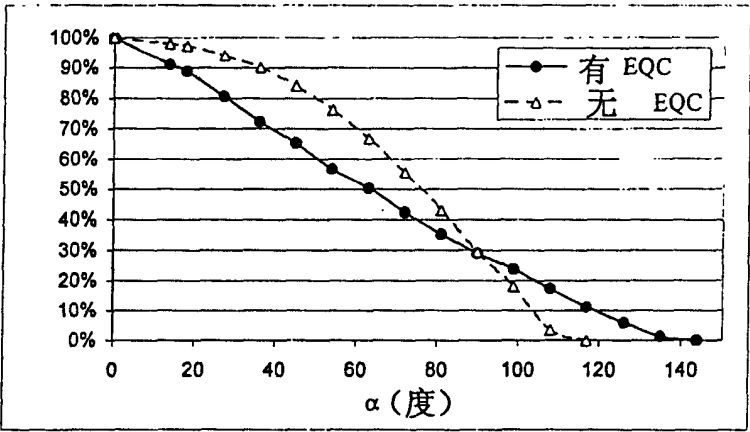


图10