

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02P 27/08 (2006.01)

G05F 1/12 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200610000937.4

[45] 授权公告日 2008 年 12 月 24 日

[11] 授权公告号 CN 100446409C

[22] 申请日 2006.1.12

[21] 申请号 200610000937.4

[30] 优先权

[32] 2005.1.12 [33] KR [31] 10-2005-0002945

[73] 专利权人 株式会社万都

地址 韩国首尔

[72] 发明人 朴敏愚

[56] 参考文献

US5160928A 1992.11.3

EP0897213A1 1999.2.17

US5491429A 1996.2.13

CN2211082Y 1995.10.25

US5801517A 1998.9.1

审查员 张剑云

[74] 专利代理机构 北京天昊联合知识产权代理有限公司

代理人 丁业平 张天舒

权利要求书 1 页 说明书 7 页 附图 4 页

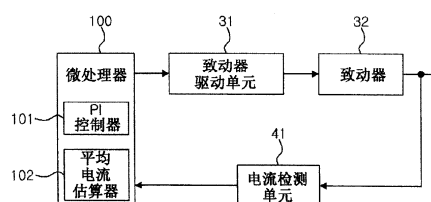
[54] 发明名称

致动器电流控制方法

[57] 摘要

本发明涉及一种致动器电流控制方法。本发明所述方法包括以下步骤：测量通过致动器的反馈电流；根据基于输入信号产生的目标电流与反馈电流之间的偏差部分，确定 PWM 占空比，以生成 PWM 信号；基于 PWM 信号，控制供给致动器的电流；以及，在每个 PWM 信号周期中，间隔半周期，对反馈电流进行监测，以估算平均电流，然后根据估算的平均电流，确定对供给电流的控制是否正常。依照本发明，可采用这样的算法：在测量致动器反馈电流的平均电流时，在每个 PWM 信号周期中，间隔半周期对反馈电流进行监测，以估算平均电流。因此，由于未采用诸如低通滤波器的数字滤波器，除了因致动器电感引起的时间延迟之外，不会产生任何时间延迟。如此，可提高系统（即致动器电流控制装置）的可靠性。此外，由于控制电路可

得到简化，因此电子元件数量减少，系统可靠性可得到保证，系统经济效益也可提高。



1. 一种致动器电流控制方法，对供给包括电感元件致动器的电流进行控制，该方法包括以下步骤：

测量通过所述致动器的反馈电流；

根据基于输入信号产生的目标电流与所述反馈电流之间的偏差部分，确定 PWM 占空比，以生成 PWM 信号；

基于所述 PWM 信号，对供给所述致动器的电流进行控制；以及

在每个 PWM 信号周期中，间隔半周期对所述反馈电流进行监测，以估算平均电流，然后根据所估算的平均电流，确定对供给电流的控制是否正常。

致动器电流控制方法

技术领域

本发明涉及致动器电流控制方法，更具体地说，涉及这样一种致动器电流控制方法，该方法对供给致动器的电流进行控制，该致动器包括诸如比例控制电磁线圈和电机等电感元件。

背景技术

图1与图2所示为典型电流控制装置，该装置能够对包含电感元件的相关技术致动器实现控制。

图1所示为依照现有技术第一实例的致动器电流控制装置框图。此致动器电流控制装置包括微处理器10、数模(D/A)转换器21、差分积分器22、脉冲宽度调制(PWM)的脉冲发生单元23、致动器驱动单元31、致动器32、电流检测单元41、以及低通滤波器42。

在这样的致动器电流控制装置中，输入信号经微处理器10所产生的目标电流(I_c)通过D/A转换器21被转换为模拟信号，将该模拟信号与从电流检测单元41反馈得到的电流信号进行比较，然后通过差分积分器22按一定偏差比进行差分积分。PWM脉冲发生单元23将差分积分器22积分后的结果转换为PWM信号，随后，通过PWM信号使致动器驱动单元31运行，以控制供给致动器32的电流，即，驱动致动器32。

电流检测单元41检测通过致动器32的电流，即反馈电流(I_d)，微处理器10监测通过低通滤波器42的反馈电流(I_d)，以确定致动器电流控制装置是否工作正常。

图2所示为依照现有技术第二实例的致动器电流控制装置框图。此致动器电流控制装置包括致动器驱动单元31、致动器32、电流检测单元41、低通滤波器42以及包括比例积分(PI)控制器51的微处理器50。

在这样的致动器电流控制装置中,微处理器 50 执行与图 1 所示致动器电流控制装置中 D/A 转换器 21、差分积分器 22 以及 PWM 脉冲发生单元 23 相同的功能。这也被称为软件反馈系统。此时, PWM 占空比由微处理器 50 中的 PI 控制器 51 确定,供给致动器 32 的电流由 PWM 信号控制。

首先,微处理器 50 的控制逻辑根据输入信号产生目标电流 (I_c), 电流检测单元 41 检测通过致动器 32 的电流,即反馈电流 (I_d)。

当目标电流 (I_c) 与反馈电流 (I_d) 均已被输入时, PI 控制器 51 根据目标电流 (I_c) 与反馈电流 (I_d) 之间的偏差部分确定 PWM 占空比,然后通过 PWM 端口输出 PWM 信号。

与微处理器 50 的 PWM 端口连接的致动器驱动单元 31 受 PWM 信号作用,控制供给致动器 32 的电流,以驱动致动器 32。

微处理器 50 监测通过低通滤波器 42 的反馈电流 (I_d),以确定致动器电流控制装置是否工作正常。

但是,前述相关技术致动器电流控制装置有以下问题。

根据相关技术致动器电流控制装置第一实例,由于模拟电路较为复杂,存在其可靠性以及经济效益下降的问题。由于电路越复杂,所采用的电子元件将越多,因此第一实例的缺点是,若如此众多电子元件中有任何元件不可靠,都可能导致电路整体性能明显下降。

此外,依照相关技术致动器电流控制装置第二实例,通过采用软件反馈系统,可略微增加其可靠性和经济效益。然而,对反馈平均电流进行估算时,由于信号通过低截止频率的低通滤波器,可能发生许多问题。为减小因致动器电感产生的反电动势作用,并平滑脉动电流波形,采用了高电容的 RC 滤波器作为低通滤波器。因此,还存在另一个问题,当测量供给致动器的实际电流时,由于出现了相当长的时间延迟,系统控制响应性能下降。

发明内容

本发明旨在解决现有技术中存在的前述问题。本发明的目标是不仅提高可靠性、经济效益及致动器电流控制装置的性能,而且,通过

采用下述算法,即,在测量致动器反馈电流的平均电流时,在每个 PWM 信号周期中,间隔半周期监测反馈电流,以估算平均电流,这样使电路简化并使元件数量最小化,从而提高系统性能。

根据本发明实现上述目标的一方面,提供一种致动器电流控制方法,包括以下步骤:测量通过致动器的反馈电流;根据基于输入信号的目标电流与反馈电流之间的偏差部分,确定 PWM 占空比,以产生 PWM 信号;根据 PWM 信号,控制供给致动器的电流;在每个 PWM 信号周期中,间隔半周期监测反馈电流,以估算平均电流,然后根据估算的平均电流,确定对供给电流的控制是否正常。

附图说明

通过下文结合附图进行的优选实施例描述,将更好的理解本发明的上述以及其它目标、特点、优势,附图中:

图 1 为依照现有技术第一实例的致动器电流控制装置框图;

图 2 为依照现有技术第二实例的致动器电流控制装置框图;

图 3 为能够实现依照本发明致动器电流控制方法的致动器电流控制装置的框图;

图 4 为波形图,示出施加于图 3 所示电流控制装置的 PWM 信号与对应于该 PWM 信号的电流图形之间的相互关系;

图 5 为曲线图,例示图 3 所示致动器电流控制装置的致动器中产生的电流纹波;

图 6 为曲线图,例示图 3 所示致动器电流控制装置的致动器中产生的反馈电流的平均电流流过时刻;以及

图 7 为曲线图,例示在图 3 所示致动器电流控制装置中,依照本发明进行半周期监测所得的平均电流。

具体实施方式

本发明可实现多个优选实施例。以下将参照附图对本发明一个具体优选实施例进行描述。通过优选实施例详述,将更好地理解本发明的上述以及其它目标、特点、优势。

图3所示为能够实现依照本发明致动器电流控制方法的致动器电流控制装置的框图。如图所示,致动器电流控制装置包括致动器驱动单元31、致动器32、电流检测单元41、以及包括PI控制器101与平均电流估算器102的微处理器100。

微处理器100根据输入信号通过控制逻辑产生目标电流(I_c)。当反馈电流(I_d)从电流检测单元41输入时,PI控制器101根据目标电流(I_c)与反馈电流(I_d)之间的偏差部分确定PWM占空比,然后通过PWM端口输出PWM信号。此外,在每个PWM信号周期中,间隔半周期,平均电流估算器102监测反馈电流(I_d),以估算平均电流,然后根据估算的平均电流,确定致动器电流控制装置是否工作正常。

电流检测单元41检测通过致动器32的电流,即反馈电流(I_d),然后将检测得到的电流输入微处理器100。

与微处理器100的PWM端口连接的致动器驱动单元31受PWM信号作用,控制供给致动器32的电流,以驱动致动器32。

通过如此构造的致动器电流控制装置来实现依照本发明致动器电流控制方法的详细操作步骤,将参照图3至图7进行详细说明。

首先,微处理器100的控制逻辑根据输入信号生成目标电流(I_c),电流检测单元41检测通过致动器32的电流,即反馈电流(I_d)。

当反馈电流(I_d)从电流检测单元41输入,PI控制器101根据目标电流(I_c)与反馈电流(I_d)之间的偏差部分确定PWM占空比,然后通过PWM端口输出PWM信号。此处,若偏差部分为正,则PI控制器101输出增大PWM占空比的PWM信号,而若偏差部分为负,则PI控制器101输出减小PWM占空比的PWM信号。

与微处理器100的PWM端口连接的致动器驱动单元31受PWM信号作用,并控制供给致动器32的电流,以驱动致动器32。

在每个PWM信号周期中,间隔半周期,微处理器100的平均电流估算器102监测反馈电流(I_d),以估算平均电流,然后根据估算的平均电流,确定致动器电流控制装置是否工作正常。即,根据PWM信号,平均电流估算器102确定在对供给致动器32的电流进行控制的过程中是否存在偏差。

通过平均电流估算器 102 估算平均电流的方法将参照图 4 至图 7 进行证明。

图 4 为波形图，示意性地示出当 PWM 信号以 t_p 为周期施加于致动器时，PWM 信号与相应电流图形之间的相互关系。

图 4 中，当 PWM 信号为高电平时，任一时刻 t_r 处致动器电流可用下式(1)近似计算：

$$I(t_r) = \frac{E}{R} + (I_0 - \frac{E}{R})e^{-\frac{R}{L}t_r} \quad \dots (1)$$

其中 E 为电池电压， R 为致动器内阻， I_0 为致动器初始电流， L 为致动器电感。

因此，当 PWM 信号处于峰值时，致动器电流可用下式(2)表示：

$$I(t_k) = \frac{E}{R} + (I_0 - \frac{E}{R})e^{-\frac{R}{L}t_k} \quad \dots (2)$$

此外，当 PWM 信号处于低电平或谷值时，致动器电流分别用下式(3)和(4)表达。

$$I(t_f) = I(t_k)e^{-\frac{R}{L}t_f} \quad \dots (3)$$

$$I(t_p) = I(t_k)e^{-\frac{R}{L}(t_p - t_k)} \quad \dots (4)$$

如果以恒定占空比连续驱动致动器，致动器阻抗增加，致动器中电流受热量影响而逐渐降低。而致动器因此饱和形成恒定电流。此时，式(2)中的 I_0 为致动器电流谷值。因此，若 I_0 由式(4)代入，致动器峰值电流具有例如下式(5)的级数形式：

$$I_{sat}(t_k) = \frac{E}{R}(1 - e^{-\frac{R}{L}t_k})(1 + e^{-\frac{R}{L}t_p} + e^{-2\frac{R}{L}t_p} + \Lambda) \quad \dots (5)$$

通过将式(5)重新排列，可得到下式(6)：

$$I_{sat}(t_k) = \frac{E}{R} \frac{(1 - e^{-\frac{R}{L}t_k})}{(1 - e^{-\frac{R}{L}t_p})} \quad \dots (6)$$

此外，由式(4)和式(6)得到致动器谷值电流，如下式(7)所示：

$$I_{sat}(t_p) = \frac{E}{R} \frac{(1 - e^{-\frac{R}{L}t_k}) e^{-\frac{R}{L}t_p}}{(1 - e^{-\frac{R}{L}t_p}) e^{-\frac{R}{L}t_k}} \quad \dots (7)$$

因此，可由式(6)和式(7)得到恒定占空比条件下 t_k 时致动器峰-峰电流，如下式(8)所示：

$$I_{pp}(t_k) = \frac{E}{R} \frac{(1 - e^{-\frac{R}{L}t_k})}{(1 - e^{-\frac{R}{L}t_p})} (1 - \frac{e^{-\frac{R}{L}t_p}}{e^{-\frac{R}{L}t_k}}) \quad \dots (8)$$

提供以下电气规格作为分析致动器电流纹波时的实例。

$R = 6.5 \, \Omega$ (致动器饱和阻抗+分流阻抗)

$L = 9.9 \, \text{mH}$, 频率为 $1 \, \text{kHz}$

此时, 当电池电压为 $16 \, \text{V}$ 时, 式(8)所得纹波如图 5 所示。此处, 图 5 为标绘作为致动器实例的电磁线圈中所产生的电流纹波的曲线图。

致动器平均电流为致动器两峰值电流的算术平均值。若在 PWM 周期中任一时刻处检测到未经低通滤波器的致动器电流, 则产生相应于峰-峰电流一半的致动器电流偏差。

当式(1)和式(3)经每一时间间隔进行积分并除以 PWM 信号处于高、低电平时的各时间值, 则由下式(9)和(10)可获得平均电流 $I_{avg}(t_r)$ 与 $I_{avg}(t_f)$:

$$I_{avg}(t_r) = \frac{E}{R} + \frac{L}{Rt_k} (I_0 - \frac{E}{R}) (1 - e^{-\frac{R}{L}t_k}) \quad \dots (9)$$

$$I_{avg}(t_f) = I(t_k) \frac{L}{R(t_p - t_k)} (1 - e^{-\frac{R}{L}(t_p - t_k)}) \quad \dots (10)$$

若致动器电流饱和, 由式(7)得到 I_0 , 由式(6)得到 $I(t_k)$ 。通过对表达式进行代入替换和重新整理, 可得到下式(11)和式(12):

$$I_{avg}(t_r) = \frac{E}{R} + \frac{L}{Rt_k} (I_{sat}(t_p) - \frac{E}{R}) (1 - e^{-\frac{R}{L}t_k}) \quad \dots (11)$$

$$I_{avg}(t_f) = I_{sat}(t_k) \frac{L}{R(t_p - t_k)} (1 - e^{-\frac{R}{L}(t_p - t_k)}) \quad \dots (12)$$

此时, 致动器平均电流流经的时刻可通过下式(13)和(14)得到:

$$I(t_r) = I_{avg}(t_r) \quad \dots (13)$$

$$I(t_f) = I_{avg}(t_f) \quad \dots (14)$$

将式(13)和(14)重新整理, 分别表示为下式(15)和式(16):

$$t_r = -\frac{L}{R} \ln \frac{L}{Rt_k} (1 - e^{-\frac{R}{L}t_k}) \quad \dots (15)$$

$$t_f = -\frac{L}{R} \ln \frac{L}{R(t_p - t_k)} (1 - e^{-\frac{R}{L}(t_p - t_k)}) \quad \dots (16)$$

于是, 在一个周期内的致动器平均电流可由下式(17)得到:

$$I_{avg} = I(t_r) \frac{t_k}{t_p} + I(t_f) \frac{t_p - t_k}{t_p} \quad \dots (17)$$

因此，尽管致动器平均电流可通过监测 t_r 与 t_f 时刻的致动器电流从而由式(17)得到，本方法需准确监测相关时刻的致动器电流，这需要高性能的处理器。

在致动器控制状态下，致动器平均电流流经时刻参见图 6 所示。

由图 6 可知，致动器平均电流在致动器电流上升期与下降期所流经时刻之间的时间间隔相当于 PWM 周期的一半。

因此，采用这样的方法：在一个 PWM 周期中，间隔半周期对致动器电流进行监测，以获得致动器平均电流。这由下式(18)表示：

$$I_{avg} = \frac{I(t_r) + I(t_r + \frac{t_p}{2})}{2} \quad \dots (18)$$

使用上述公式，可得到近似计算的致动器平均电流，如图 7 所示。

根据如上所述本发明，可采用这样的算法：在测量致动器反馈电流的平均电流时，在每个 PWM 信号周期中，间隔半周期，对反馈电流进行监测，以估算平均电流。因此，由于未采用诸如低通滤波器的数字滤波器，除了因致动器电感引起的时间延迟之外，不会产生任何时间延迟。这样，可提高系统（即致动器电流控制装置）的可靠性。

此外，由于控制电路可得到简化，因电子元件数量减少，系统可靠性可得到保证，系统经济效益也可提高。

尽管前述说明是结合本发明优选实施例进行描述的，本领域技术人员显然可以在所附权利要求限定的本发明范围和精神内，对其进行各种修改及变化。

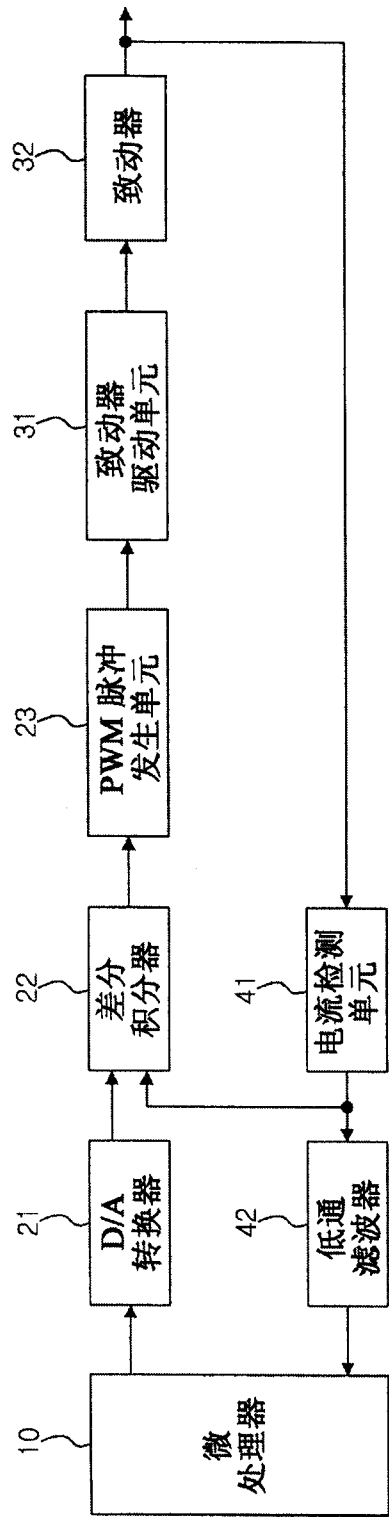


图 1

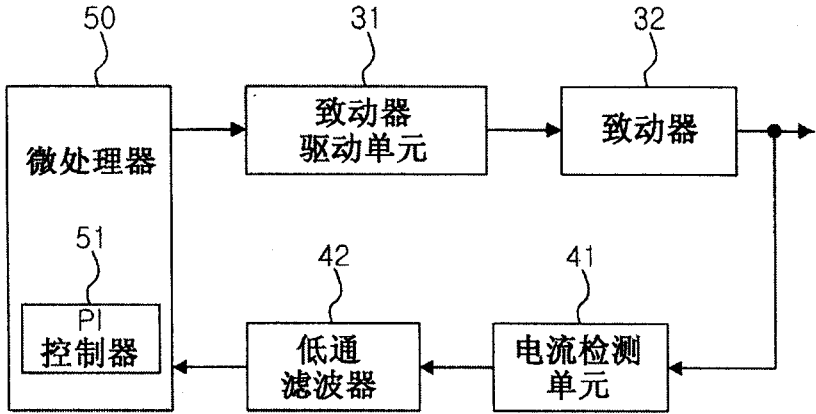


图 2

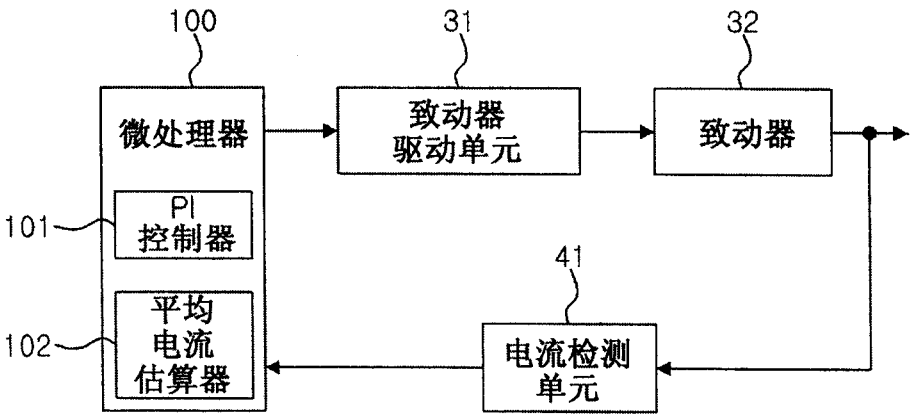


图 3

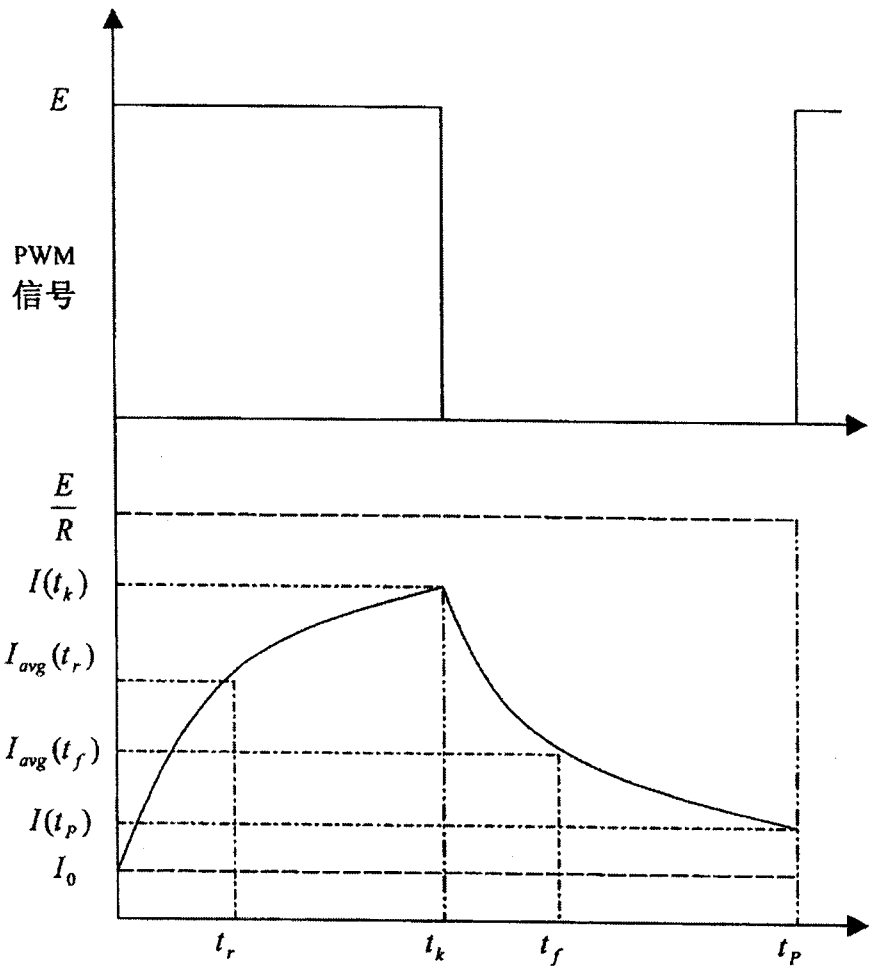


图 4

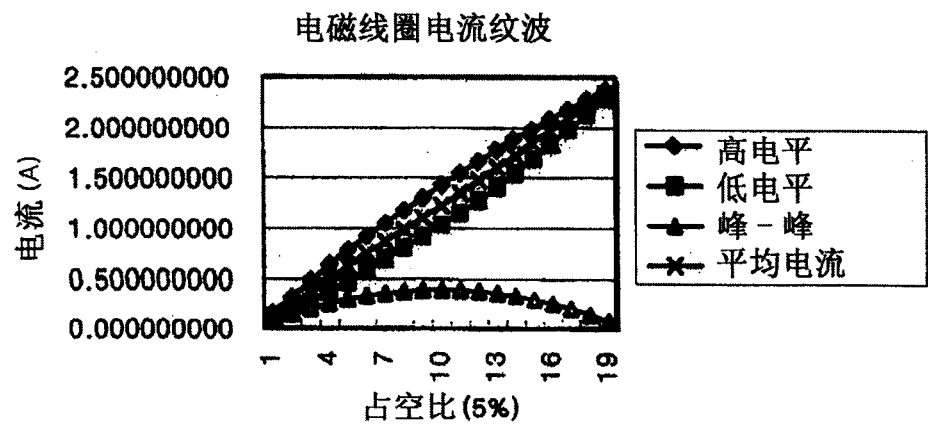


图 5

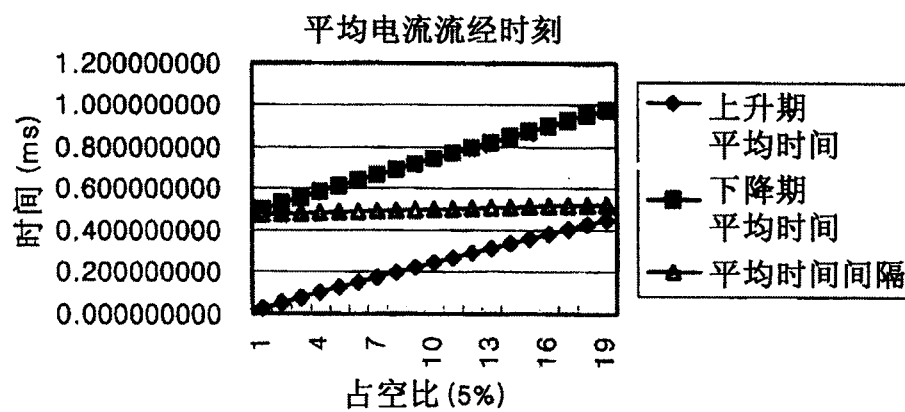


图 6

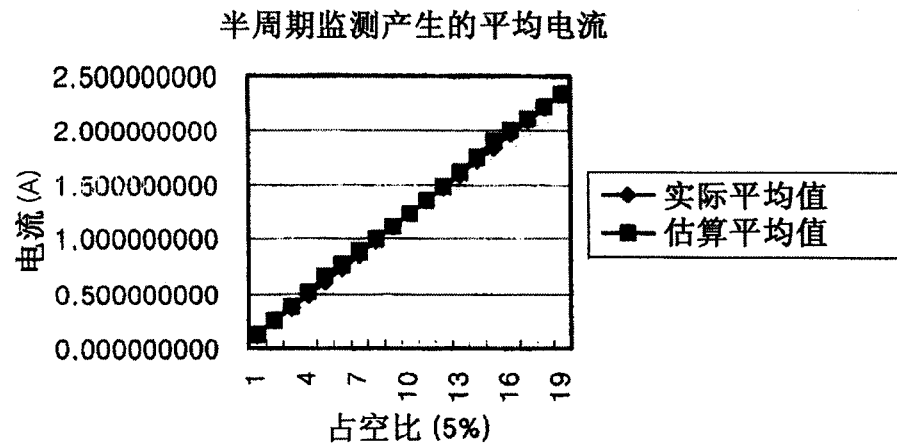


图 7