

(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 101753034 A

(43) 申请公布日 2010.06.23

(21) 申请号 200910246842.4

(22) 申请日 2009.10.23

(30) 优先权数据

61/107,927 2008.10.23 US

(71) 申请人 英特赛尔美国股份有限公司

地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 C·M·扬

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司

司 31100

代理人 李玲

(51) Int. Cl.

H02M 3/335 (2006.01)

G05F 1/66 (2006.01)

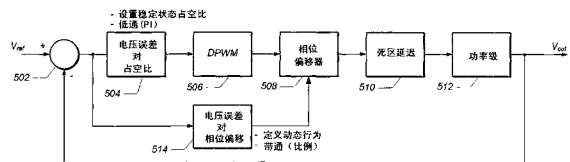
权利要求书 2 页 说明书 7 页 附图 10 页

(54) 发明名称

功率变换器的瞬变处理机制

(57) 摘要

本发明公开了功率变换器的瞬变处理机制。在功率 / 电压调节器的控制中, 具有固定频率的滞后性能可被获得, 通过调节固定频率 PWM (脉冲宽度调制) 为电流模式滞后控制。在稳定状态, 电流波形可被推断, 不需要测量电流。在电流模式控制中, 电流可被与误差电压成比例地调节。负载电流的变化可能与占空比的变化相关, 占空比的变化可能与误差电压相关, 通过将占空比的变化表示为误差电压的函数来建立电流模式控制。该电流模式控制可被调节以执行电流模式滞后, 如果代替占空比, 相同的占空比或电流偏移被相位的变化影响。纹波电流的一小部分 (Forc) 可被指定为峰 - 峰纹波电流的特定部分, 在 Forc 和纹波电流之间建立线性关系。



1. 一种用于控制功率调节器的输出的系统,该系统包括:  
主控制回路,其被配置成基于下列来产生误差信号:  
功率调节器的输出;和  
参考信号;  
其中主控制回路进一步被配置为基于误差信号产生第一控制信号以控制功率调节器的输出的稳定状态行为;以及  
包括在主控制回路中的第二控制回路,其被配置成基于误差信号产生第二控制信号以控制功率调节器的输出的瞬变响应。
2. 如权利要求 1 所述的系统,其中在产生第二控制信号中,第二控制回路被配置成根据稳定状态行为仿真功率调节器的输出的电流模式滞后控制。
3. 如权利要求 1 所述的系统,其中第一控制信号被配置成控制数字脉冲宽度调制 (PWM) 信号的产生,数字脉冲宽度调制 (PWM) 信号被配置成为功率调节器的输出级供电,其中功率调节器的输出级被配置成提供功率调节器的输出。
4. 如权利要求 3 所述的系统,其中第一控制信号被配置成控制 PWM 信号的占空比。
5. 如权利要求 3 所述的系统,其中第二控制信号被配置成使 PWM 信号偏移。
6. 如权利要求 5 所述的系统,其中功率调节器的输出被配置成耦接电感器;  
其中第二控制信号被配置成使 PWM 信号偏移与电感器中产生的纹波电流的一小部分对应的量。
7. 一种用于控制功率调节器的输出的方法,该方法包括:  
基于功率调节器的输出和参考电压产生误差信号;  
基于误差信号产生第一控制信号;  
用第一控制信号控制功率调节器的输出的稳定状态行为;  
基于误差信号产生第二控制信号;以及  
用第二控制信号控制功率调节器的输出的瞬变响应。
8. 如权利要求 7 所述的方法,  
其中所述控制功率调节器的输出的稳定状态行为包括调节被配置成控制功率调节器的输出级的第一功率信号;并且  
其中所述控制功率调节器的输出的瞬变响应包括调节第一功率信号的相位。
9. 如权利要求 8 所述的方法,其中所述调节第一功率信号的相位是瞬间执行的。
10. 如权利要求 8 所述的方法,其中第一功率信号是脉冲宽度调制 (PWM) 信号;  
其中所述调节第一功率信号包括调节 PWM 信号的占空比;以及  
其中所述调节第一功率信号的相位包括使 PWM 信号偏移。
11. 如权利要求 8 所述的方法,其中所述调节第一功率信号的相位包括:  
基于第一功率信号所需的相位偏移和第一功率信号的净相位偏移计算目标计数值;  
计数第一功率信号的频率的周期段;以及  
当所述计数的电流计数值大于或等于目标计数值时,来回切换第一功率信号。
12. 如权利要求 11 所述的方法,进一步包括:  
在所述来回切换第一功率信号的每个时刻之后,执行:  
基于所需的相位偏移、电流计数值和目标计数值重新计算净相位偏移;

从原始值重新开始所述计数；以及

当所述计数的电流计数值大于或等于目标计数值时，来回切换第一功率信号。

13. 一种用于对电压调节器的输出执行滞后控制的方法，该方法包括：

推断对应于输出电流的电流波形，输出电流是响应于在电压调节器的输出端的输出电压而产生的，不需要测量输出电流，其中所述推断是基于已建立的电压调节器的输出的稳定状态行为来进行的；

基于电压调节器的输出和参考电压获取误差电压；以及

根据推断的电流波形调节与误差电压成比例的电感器电流。

14. 如权利要求 13 所述的方法，其中所述调节电感器电流包括控制输出电压。

15. 如权利要求 14 所述的方法，其中所述控制输出电压包括：

从误差电压产生第一控制信号，第一控制信号具有固定的频率；以及

使用第一控制信号控制输出。

16. 如权利要求 14 所述的方法，其中所述调节电感器电流进一步包括根据推断的电流波形使第一控制信号偏移。

17. 如权利要求 16 所述的方法，其中所述使第一控制信号偏移包括：

根据推断的电流波形从误差电压产生第二控制信号；以及

使用第二控制信号使第一控制信号偏移。

18. 如权利要求 16 所述的方法，其中所述使第一控制信号偏移包括使第一控制信号偏移指定量，该指定量对应于误差电压的值并由推断的电流波形的斜率确定。

19. 一种电压调节器，包括：

功率级，其被配置成提供调节的输出电压；

控制级，其被配置成产生脉冲宽度调制 (PWM) 信号，以控制调节的输出电压，其中控制级被配置成单独地控制调节的输出电压的稳定状态行为和调节的输出电压的瞬变行为，以根据稳定状态行为仿真调节的输出电压的电流模式滞后控制。

20. 如权利要求 19 所述的电压调节器，其中控制级包括：

总和模块，其被配置成基于参考电压和调节的输出电压产生误差电压；

稳定状态控制模块，其被配置成基于误差电压控制 PWM 信号的占空比；以及

瞬变控制模块，其被配置成基于误差电压和输出电流的推断斜率使 PWM 信号的相位偏移，其中输出电流是对应于调节的输出电压产生的，其中输出电流不是测量的。

## 功率变换器的瞬变处理机制

### 技术领域

[0001] 本发明涉及功率变换器,尤其涉及功率变换器中的瞬变处理。

### 背景技术

[0002] 诸如微处理器和图形处理器的商业集成电路的快速发展和增加的功率消耗,在到这些 IC 的功率传递和从这些 IC 消除废热中产生了新的且显著的问题。电源必须能够传递很快的电流瞬变。到这些负载的电子路径还必须具有低阻抗和电感(1.5V 电源在 60Amps 将在 25mΩ 阻抗上完全降落)。传统上,DC 电源被设计成将 AC 线电压转换成一个或多个 DC 输出,其被发送到遍及系统的负载点(POL)。然而,在整个系统发送高电流信号可能是不实际的。为了克服这个困难,并减少在系统中四处分配高电流信号的负面作用,在适度电压和电流等级分配功率的一种可替换的方法已经被采用。胜于在一个中心位置将 AC 电源电压等级转换成各种负载所需的 DC 电压等级,AC 电源电压通常被转换成“合理的”DC 电压并发送到“负载点”(POL),在那里它被在本地转换为所需的低电压。这种技术被称为“分布功率结构”,或 DPA。

[0003] 在许多功率分配系统中,通常仅将整个系统的功率分配给各种 POL 是不够的。复杂的电子系统通常被监视并控制以确保最大的可靠性和性能。通常在 DPA 系统中实施的功能(电源特征)包括电源排序、热交换能力、斜坡控制、电压编程、负载监视、跟踪、温度监视、风扇速度控制、相位控制、电流共享、开关频率可编程序性、和开关时钟同步,仅举几个例子。存在功率系统可能需要的其它功能。例如,温度测量的单点、门的开/闭状态和振动可能是感兴趣的。

[0004] 为了适应更多功率和更密集的系统,以及导致的新的分配问题的需求,许多当前的功率分配方案开始在一个数据包中提供每种解决方案、或功能的复联。通常这些功能中的每个需要系统中的一个单独配置。也就是说,每种功能可能需要它自己的互连网络,其将 POL 变换器系在一起。互连网络可实现胶连(glove)-逻辑,其可能是 POL 变换器的控制所需的,为了使特定功能在系统运行期间被成功地执行。这些功能中的许多包含模拟信号控制,其需要相应的模拟信号线,并且 POL 变换器以点对点结构互连。这些信号的发送通常是困难的,因为在各种 POL 变换器之间和/或在 POL 变换器与任何其它系统组件之间没有真正的通信被建立。在系统层面将这些功能中的所有或大部分联系在一起的努力中,一种途径是在负载控制各个 POL 变换器的控制 IC 中实施这些功能。功能中的一些还可能被编程在微控制器中,微控制器可通过 I2C(IC 内部通信)总线与所附连的 POL 变换器通信,以协调系统中所有 POL 变换器的控制。

[0005] DC-DC 变换通常通过开关功率调节器来执行,或者通过降压调节器,将较高电压(如 12V)变换为一个或多个负载设备所需的较低电压。一种常用结构的特征在于将较高的电压分配给多个功率调节器,每个产生到一个或多个负载的不同的(或者可能是相同的)电压。开关功率调节器通常使用两个或多个功率晶体管以将一个电压的能量变换到另一个电压。这种功率调节器 100 的一个常用实例,通常被称作“降压调节器”被表示在图

1 中。降压调节器 100 通常开关一对功率晶体管 (108 和 110) 以在晶体管的公共节点 SW 产生方波。该产生的方波可使用 LC 电路被平滑以产生所需的电压  $V_{out}$ , 其中 LC 电路包括电感器 112 和电容器 114。由误差放大器 116、比例 - 积分 - 微分 (PID) 过滤器 102、脉冲宽度调制器 (PWM) 104、和输出控制电路 106 组成的控制回路可被配置成控制输出方波的占空比, 并从而控制  $V_{out}$  的最终值。

[0006] 功率调节器, 如图 1 中所示的功率调节器 100, 例如, 通常包括用于从瞬变的输出电压偏移恢复的装置。这些短期电压偏移可由多种控制回路扰动导致, 如目标参考电压变化、输入总线电压阶跃、和负载电流瞬变。通常, 功率变换器的控制回路中的信号处理电路处理这些电压偏移。然而, 由控制回路实施的恢复过程通常相对较慢。总的说来, 在可靠的功率调节器的设计中最经常考虑的因素包括瞬变反应、在宽范围上的输出稳定性、使用的便捷性、和成本。

[0007] 在比较这种已有技术与此处描述的本发明之后, 已有技术的许多其它问题和缺陷对本领域技术人员来说将是显而易见的。

## 发明内容

[0008] 各种实施例被公开用来获得具有固定频率的滞后性能, 通过调节固定频率 PWM (脉冲宽度调制) 为仿真电流模式滞后控制。在稳定状态, 电流波形可被推断, 不需要实际上必须测量该电流。在电流模式控制中, 电流可被与误差电压成比例地调节。负载电流的变化可能与占空比的变化相关, 占空比的变化可能与误差电压相关, 通过将占空比的变化表示为误差电压的函数来建立电流模式控制。该电流模式控制可被用来仿真电流模式滞后, 如果代替占空比, 相同的占空比或电流偏移被相位的变化影响。纹波电流的一小部分 (缩写为“Forc”) 可被指定为峰 - 峰纹波电流的特定部分, 在 Forc 和纹波电流之间建立线性关系。

[0009] 对于给定的电感器和电容器组合, 纹波电流可能是已知的, 给定的输入电压、输出电压、开关频率、和在稳定状态的较轻程度的损耗。在传统的 PWM 中, 其通常被配置成具有固定的占空比, 占空比中的变化 (如, 在周期的开始并对每个后来的脉冲) 通常导致电感器电流中的较慢变化 (即, 跨越几个周期), 从而缓慢地调节输出电压。每个周期电流可上升或降低直到获得稳定状态。因此与误差电压成比例的占空比可指示与误差电压的积分成比例的电流, 并且占空比的值可能不是用于目标 (参考) 电压的修正值。因此, 在一些点占空比可能需要被调节为修正值。因此, 通过提供相位的瞬间变化, 同时在相位变化后保持同样的占空比, 相位变化期间的电流变化可被获得。在紧接的周期中电流可增加或减少。对于与误差电压成比例的相位偏移, 电流可与误差电压成比例, 并且跟随相位偏移, 占空比可具有用于目标电压的修正值。

## 附图说明

[0010] 图 1 示出了一个已有技术的功率调节器;

[0011] 图 2 示出了根据一个实施例的电感器纹波电流和误差电压的电流 / 电压图;

[0012] 图 3 示出了具有电流纹波 - 谷、电流纹波 - 峰、和占空比的电流纹波波形的一个实例;

[0013] 图 4 示出了根据一个实施例的用于电流间隔、Forc 间隔、和高侧 FET 控制信号的波形；

[0014] 图 5 示出了实施“Forc”控制器的一个控制路径的方框图；

[0015] 图 6 示出了图 5 的 DPWM 框的一个实施例；

[0016] 图 7 示出了说明根据一个实施例的误差偏移量的操作流程的流程图；

[0017] 图 8 示出了根据一个实施例的用于负载电流、电感器电流、和输出电压的阶跃负载瞬变的信号图；

[0018] 图 9 示出了根据一个实施例的用于无负载的功率调节器输出的原始的、开环响应（对于固定占空比）的电流图；

[0019] 图 10 示出了根据一个实施例的用于有负载的功率调节器输出的原始的、开环响应（对于固定占空比）的电流 / 电压图；

[0020] 图 11 示出了根据一个实施例的说明当使用 Forc 控制器时功率调节器输出的瞬变响应的电流 / 电压图；

[0021] 图 12 示出了根据一个实施例的相对于时间图示的相位偏移量、和功率调节器输出的瞬变反应的图，用来说明相位是如何调节电流阶跃的；

[0022] 图 13 示出了根据一个实施例的波特图 (Bode plot)，其说明了相对于频率图示的功率调节器的增益；

[0023] 图 14 示出了根据一个实施例的绘出以百分比形式的输出电压偏移相对于功率调节器的增益的图。

[0024] 由于本发明允许各种修改和可替换的形式，因此特定的实施例以实例的形式被表示在附图中，并将在此处详细描述。然而，应当理解，附图及其详细描述不是旨在将本发明限制于公开的特定形式，正相反，旨在覆盖落在由所附权利要求限定的本发明的精神和范围内的所有修改、等价形式和替换形式。注意，标题只是用于组织的目的，不意味着被用来限制或解释说明书或权利要求。而且，注意词语“可能”以允许的意义（即，有可能，能够）被用在整个申请中，而不是强制的意义（即，必须）。术语“包括”及其衍生意味着“包括，但不限于”。术语“耦接”意味着“直接或间接连接”。

## 具体实施方式

### [0025] 滞后控制

[0026] 滞后控制，有时称作纹波调节器控制，时常被用作控制功率调节器、或电压调节器（例如，诸如图 1 中所示的降压调节器 100）输出控制的方法。在滞后控制期间，变换器输出电压通常被维持在以参考电压为中心的滞后带内。滞后控制调节器被广泛使用，由于它的便宜、简单和易于使用的结构。滞后控制的一些益处包括快速负载瞬变响应，和消除对反馈回路补偿的需要。滞后控制的一个另外特征是改变操作频率。换句话说，滞后控制允许不需要外部补偿的简单系统设计，用宽范围元件的稳定操作，和很快速的瞬变响应。滞后控制还可提供高效率的操作，即使在轻载情况。

[0027] 传统的滞后控制实质上依赖于测量的纹波，其可能是电压纹波或电流纹波，如图 2 所示。如在图 2 的三个图中所示的，误差电压 206 中的阶跃变化可导致（或对应于）电流中的阶跃变化（从 202a 到 202b），其还可导致（或对应于）相位中的阶跃变化。总的来说，由

于误差电压中的偏移的平均电流中的偏移可被观察到（从 204a 到 204b）。也就是说，在时间参考点 210 处的误差电压 206 中的阶跃变化可导致电感器电流 202a 中的阶跃变化，其可能被上移，如电感器电流 202b 所示。因此，在平均电流中可能有一个偏移，其可能从由 204a 表示的值上升到由 204b 表示的值。由于信号相对于纹波噪声比的变化，滞后控制可具有某些优势。与滞后控制相关的一些问题包括依赖于噪声的可变性能，周期之间的频率起伏，和在多相操作中执行控制的困难，其中在多相操作中电压纹波被消除。然而，滞后性能可不依赖于纹波测量来获得，而是使用固定频率，通过利用从系统的已建立且理解的稳定状态行为获得的波形知识。

[0028] 在一组实施例中，滞后性能可用固定或准固定频率来获得，通过采用对电流模式滞后控制的固定频率 PWM（脉冲宽度调制）。在一方面，在稳定状态，电流波形可被推断，不需要必须测量电流，由于稳定状态行为可基于系统的各种设计和操作特性来建立。因此，电流模式滞后控制可被仿真，不需要通常与电流模式滞后控制相关的测量。因此，在电流模式控制中，电流可与误差电压成比例地调节。图 3 提供了电流纹波波形 302 的一个实例，其示出电流纹波 - 谷、电流纹波 - 峰、和占空比。在上升斜坡期间（即，从  $I_{\text{ripple-valley1}}$  至  $I_{\text{ripple-peak}}$ ），电感器电流中的变化（ $\Delta I_{\text{inductor}}$  - 如图 1 的调节器 100 的电感器 112 中）可由关系式表示：

$$[0029] \quad (1) \quad \Delta I_{\text{inductor}} \approx \frac{(V_{\text{in}} - V_{\text{out}})}{Lf} \Delta D$$

[0030] 其中  $V_{\text{in}}$  表示输入电压， $V_{\text{out}}$  表示调节的输出电压（例如，如图 1 的调节器 100 中所示）， $\Delta D$  表示占空比中的变化， $L$  表示负载电感，并且  $f$  表示操作频率。在下降斜坡期间（即，从  $I_{\text{ripple-peak}}$  至  $I_{\text{ripple-valley2}}$ ），电感器电流中的变化可由关系式表示：

$$[0031] \quad (2) \quad \Delta I_{\text{inductor}} \approx \frac{-V_{\text{out}}}{Lf} \Delta D$$

[0032] 因此，负载电流中的变化可与占空比中的变化有关，被表示为：

$$[0033] \quad (3) \quad |\Delta I_{\text{inductor}}| \propto |\Delta D|$$

[0034] 因此，占空比中的变化可与误差电压有关，并且  $\Delta D$  可被表示为误差电压的函数：

$$[0035] \quad (4) \quad \Delta D = f(V_{\text{error}})$$

[0036] 以建立电流模式控制。这种电流模式控制可适用于执行电流模式滞后，如果代替占空比，相同的占空比或电流偏移被相位中的变化影响。纹波电流的一小部分 ( $\text{Forc}$ ) 可被定义并表示为：

$$[0037] \quad (5) \quad \frac{(V_{\text{in}} - V_{\text{out}})}{Lf} \Delta D = -\frac{V_{\text{out}}}{Lf} (1 - \Delta D) = I_{\text{ripple-pk-pk}} = 10F$$

[0038] 其中峰 - 峰纹波电流 ( $I_{\text{ripple-pk-pk}}$ ) 可被定义为  $10\text{Forc}$ （或纹波电流的 10 小部分），如图 3 中所示。因此，可在纹波电流和  $\text{Forc}$  之间建立线性关系。在稳定状态，在高侧 FET（如，图 1 中的 FET 108）的导通期间，电流可在  $D \cdot f$  秒时间段内以恒定斜率从低谷值到峰值（它们都可用 Amps 表示）。类似地， $\text{Forc}$  可在  $D \cdot f$  秒时间段内以恒定斜率从  $0\text{Forcs}$  至  $10\text{Forcs}$ 。

[0039] 下面的部分描述如何使用“ $\text{Forc}$ ”控制器执行校正的一个实施例。如果目标是对于误差电压中的每个指定电压阶跃（如 1mV），使滞后控制器中的电流变化指定的电流值（如

1Amp),那么对于 10Amps 的纹波电流(峰-峰纹波电流  $I_{ripple_{pk-pk}}$ ),对于误差电压的每 1mV,电流可变化纹波电流的十分之一。例如,在指定量或时间段,如  $10\mu s$ ,纹波电流可从最大值到最小值。对于 1mV 误差,窗口比较器可被偏移从而使得中心距稳定状态值 1Amp,如图 4 的电流间隔图中所示的。如图所示,高侧 FET 控制信号 406(如,在图 1 的调节器 100 中从输出控制框 106 到高侧 FET 108 的 HS 控制信号)可从它的原始位置偏移。图 4 还说明了由电流函数 402 表示的纹波电流(间隔),与由函数 404 表示的 Forc 值(间隔)之间的关系。由于在使用的实例中,纹波电流 402 可以  $1Amp/\mu s$  的速率降低,1Amp 向上偏移可有效地使相位提早  $1\mu s$  偏移。换句话说,纹波电流 402 降低的速率还可指示相位可被(提早)偏移的时间段,由于纹波电流 402 以与纹波电流 402 降低的速率相同的速率向上偏移。此外,如果目标是对于每 1mV 误差,使“Forc”控制器中的电流变化 1Amp,那么对于等于 10Forcs 的纹波电流,1Forc 的偏移将对应于纹波电流的十分之一偏移。然而,在这种实施中,可能不需要偏移窗口比较器。由于纹波电流 402 可以指定速率降低,如  $1Forc/\mu s$  的速率,1Forc 向上偏移可有效地使相位提早  $1\mu s$  偏移。因此相位可被偏移  $1\mu s$ ,如由图 4 中的高侧 FET 控制信号 406 说明的。

[0040] 图 5 示出了实施“Forc”控制器的一个控制路径的方框图,作为对于图 1 中所示的控制路径的一种可能的替换形式。功率级 512 输出可被与参考电压  $V_{ref}$  比较(在 502),结果电压误差信号可被用在电压误差至占空比框 504 中以确定占空比,然后其可被用在 DPWM 框 506 中以控制 DPWM 信号,其可是到相位偏移器 508 的输入。相位偏移器 508 的输出可被用来产生死区(deadtime)延迟框 510 中的死区延迟信号以控制功率级 512,并产生期望的输出电压  $V_{out}$ 。来自求和框 502 的电压误差还可被到相位偏移框 514 的电压误差使用以确定相位偏移,并提供控制信号给相位偏移器 508,其可被相位偏移器 508 使用以偏移提供给死区延迟框 510 的 DPWM 控制信号,从而产生用于功率级 512 的最终控制信号。总的来说,PWM 控制回路(从功率级输出 512 至求和框 502 的输出)可被认为是主回路,其被配置成控制功率级的输出电压,以及一个第二回路(“Forc 回路”),从节点 502 的输出至相位偏移器,用来控制功率级的输出的瞬变行为(即,用来限定功率调节器的动态行为)。换句话说,主回路可操作以设置稳定状态占空比,而第二回路(或 Forc 回路)可操作以限定功率调节器的动态行为。还应注意,在至少一组实施例中,功率级 512 可包括高侧 FET 108 和低侧 FET110,如降压调节器 100 中所示的,并且还可包括电感器 112 和电容器 114。

[0041] 图 6 示出图 5 的 DPWM(数字脉冲宽度调制)框 506 的一个实施例。在一组实施例中,当产生高分辨率(resolution)DPWM 信号时,补偿器 604 可指定数量(N)位的分辨率。在图 6 所示的实施例中, $N = 10$ 。由这 N(10)位形成的“字”可被翻译成与产生的 PWM 信号对应的脉冲宽度。在一个实施例中,最少有效位(LSB)可被 6 位计数器 606 处理,6 位计数器 606 运行在对应于框 602 的输出(相 0)的给定时钟频率。换句话说,包括 N 位的 K 个最少有效位的指定数量(K)的位可被计数器 606 处理,计数器 606 可在具有指定频率的时钟上计数,其对应于具有指定频率的时钟的相 0 的输出。因此,计数器 606 可确定脉冲宽度的近似分辨率。最多有效位(MSB)可被处理,通过从框 602 选择相位偏移量,其中 MSBs 的数量是  $N-k$ 。PLL 602 的输出可能已包括指定数量(L)的线(所示的实例中是 16 线),每条线对应于时钟 602 的某个相位偏移量。补偿器 604 的 MSBs 可通过多路器 608 选择特定的相。因此,时钟计数器 606 的一个计数周期可被分为 L 个时间段,并可允许 PWM 字的 MSB 部分 b



变为 LSB 计数值的  $1/L$  小部分。因此,脉冲宽度的好分辨率可由 PLL 602 的对应输出的 MSB 选择来设置。

[0042] 对于给定的电感器和电容器组合,例如已知的图 1 的功率调节器 100 中的电感器 112 和电容器 114 的组合,纹波电流可以是已知的,在给定的输入电压  $V_{in}$ ,输出电压  $V_{out}$ ,频率,和稳定状态中的较轻程度的损耗。对于小信号行为,损耗部分可被忽略。这通常可用于滞后控制和传统 PWM 控制的情况。在传统的配置为具有固定占空比的 PWM 控制(如图 1 的降压调节器 100 中解释的)中,当占空比变化时(如,在周期的开始和对每个随后的脉冲),电感器电流可缓慢变化(即在几个周期上),并且输出电压从而可被缓慢调节。每个周期电流可增加或减少直到稳定状态发生。如果占空比与误差电压成比例,电流可与误差电压的积分成比例。占空比可能不具有用于目标(参考)电压的修正值,因此在一些点可能必须被调节回修正值。相位的瞬时变化(同时在相位变化后保持相同的占空比)可导致电流在相位变化期间变化。在紧接的周期中电流可增加或减少。如果相位偏移与误差电压成比例,电流可与误差电压成比例,并且在相位偏移之后,占空比可具有用于目标电压的修正值。

[0043] 在一组实施例中,输入电压可被指定为 12V,输出电压可被指定为 1.5V,操作周期(对应于操作频率)可被分为 64 段。计数器,如向上/向下计数器可被用来判断/控制高侧 FET,或更具体地,控制高侧 FET(例如,对应于图 1 的 FET 108 的 FET)的导通/关断时间段。误差偏移可被计数直到获得偏移目标。这可用一个增益参数来获得,其中向上/向下偏移率可与向上/向下斜率成比例。在一个实施例中主要元件的实例值可包括  $0.45 \mu H$  的电感器(例如,对应于图 1 的电感器 112 的电感器), $234 \mu F$  的负载电容器(例如,对应于图 1 的电容器 114 的电容器),400KHz 的操作频率,支持 16A 的全负载电流,以及 25%和 50%的瞬变。这些值被提供作为一个实施例的实例,替换实施例可使用由给定系统规格和期望的性能的需要确定的其它值。

[0044] 图 7 示出了根据一个实施例修正误差偏移计数的操作的流程图。目标计数值可被设置为占空比、所需的相位偏移、和净相位偏移(702)的总和,并且计数器的电流计数可被增加指定的值,其中在所示的实施例中指定值为“1”(704)。接下来目标计数值被与计数器(706)的电流计数值比较,如果电流计数值不大于目标计数值,那么电流计数值再次被增加指定值(704)。这可被执行直到电流计数大于目标计数。当电流计数大于目标计数时,计数器可从上往下或从下往上来回切换,取决于电流设置(708)。接下来净相位偏移可被计算,通过从所需的相位偏移值减去目标计数和电流计数之间的差(710)。然后电流计数可被重置为它的原始值,其可能是“0”(712),目标计数可被重新计算(702),计数器可再次开始增加(704)。

[0045] 图 8 是根据一个实施例的信号图,其示出负载电流 802、电感器电流 804、和输出电压 806 的负载增大瞬变。图 8 中说明的行为对应于电感器斜坡(由波形 804 说明的电感器电流的)在电流增加(由波形 802 说明的负载电流的)的时刻理想地开始,没有等效串联电阻(ESR),没有等效串联电感(ESL),并且没有 DCR。输出电压中的变化  $\Delta V_{out}$ (如图 8 中的输出电压对应图中的“谷”)可被表示为:

$$[0046] \quad (6) \quad \Delta V_{out} = \frac{(\Delta I_S + 0.5 * I_{peak-to-peak-ripple})^2 L}{2CV_L}$$

[0047] 其中  $V_L$  是电感器电压。

[0048] 图 9 示出了根据一个实施例的用于无负载功率调节器输出的原始的、开环响应（对于固定占空比）的电流图。负载电流被表示为波形 904（为 0，因为无负载），电感器电流被表示为波形 902。图 10 示出了根据一个实施例的用于有负载功率调节器输出的原始的、开环响应（对于固定占空比）的电流 / 电压图，其中负载可承受 0-24Amp 电流。负载电流被表示为波形 910，电感器电流被表示为波形 906，输出电压被表示为波形 908，最大偏移被表示为波形 912，最小偏移被表示为波形 914。图 11 示出了说明如前所述当使用 Forc 控制器时功率调节器输出的瞬变响应的电流 / 电压图。上面的图被呈现为与图 10 中的图相同比例，而下面的图被呈现为放大的比例，以显示细节。如图 10，负载电流被表示为波形 910，电感器电流被表示为波形 906，输出电压被表示为波形 908，最大偏移被表示为波形 912，最小偏移被表示为波形 914。

[0049] 最小偏移（波形 914）和输出电压（波形 908）之间的负载线电压偏移量，如图 11 中的  $\Delta V$  所示，可被表示为：

$$[0050] \quad (7) \Delta V = \frac{(I_{\text{ripple: peak-to-peak}})}{\text{Gain}} \Delta I_{\text{Load}}$$

[0051] 如图 12 中所示，按照计数相对于经过时间表示在上面的图中的相位偏移量，可调节负载电流 910 的电流阶跃，如在下面的图中所示的，其再次说明了当使用 Forc 控制器时，功率调节器输出的瞬变响应，再次，负载电流被表示为波形 910，电感器电流被表示为波形 906，输出电压被表示为波形 908，最大偏移被表示为波形 912，最小偏移被表示为波形 914。

[0052] 图 13 示出了根据一个实施例的波特图 (Bode plot)，其说明了相对于频率图示的增益。如在图 13 的图中所示的，随着频率增加增益减小。根据一个实施例，增益敏感度被图 14 中的图说明，示出的相对于增益的以百分比形式的偏移 (950)。平线 952 表示理论的理想情况，对于说明的实施例。在一组实施例中，当操作 Forc 控制器时，要被调整的唯一参数可能是增益。如图 14 中所示的，对于超过 5000 的增益，瞬变响应被示出是相对不敏感的。如上面提及的，图中的直线 952 表示理论的理想瞬变响应，而曲线 950 表示实际偏移。

[0053] 虽然上面的实施例已经被相当详细地描述，但是一旦上述公开被完全理解，许多变化和修改对本领域技术人员将是显而易见的。下面的权利要求旨在解释包括所有这种变化和修改。

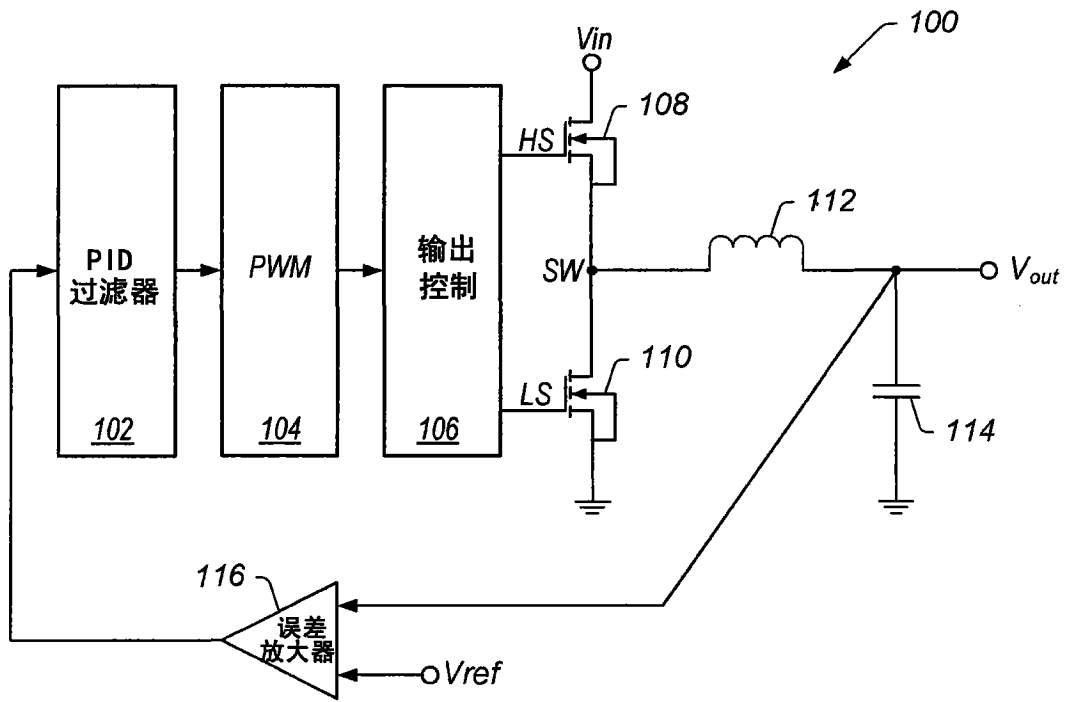


图 1 现有技术

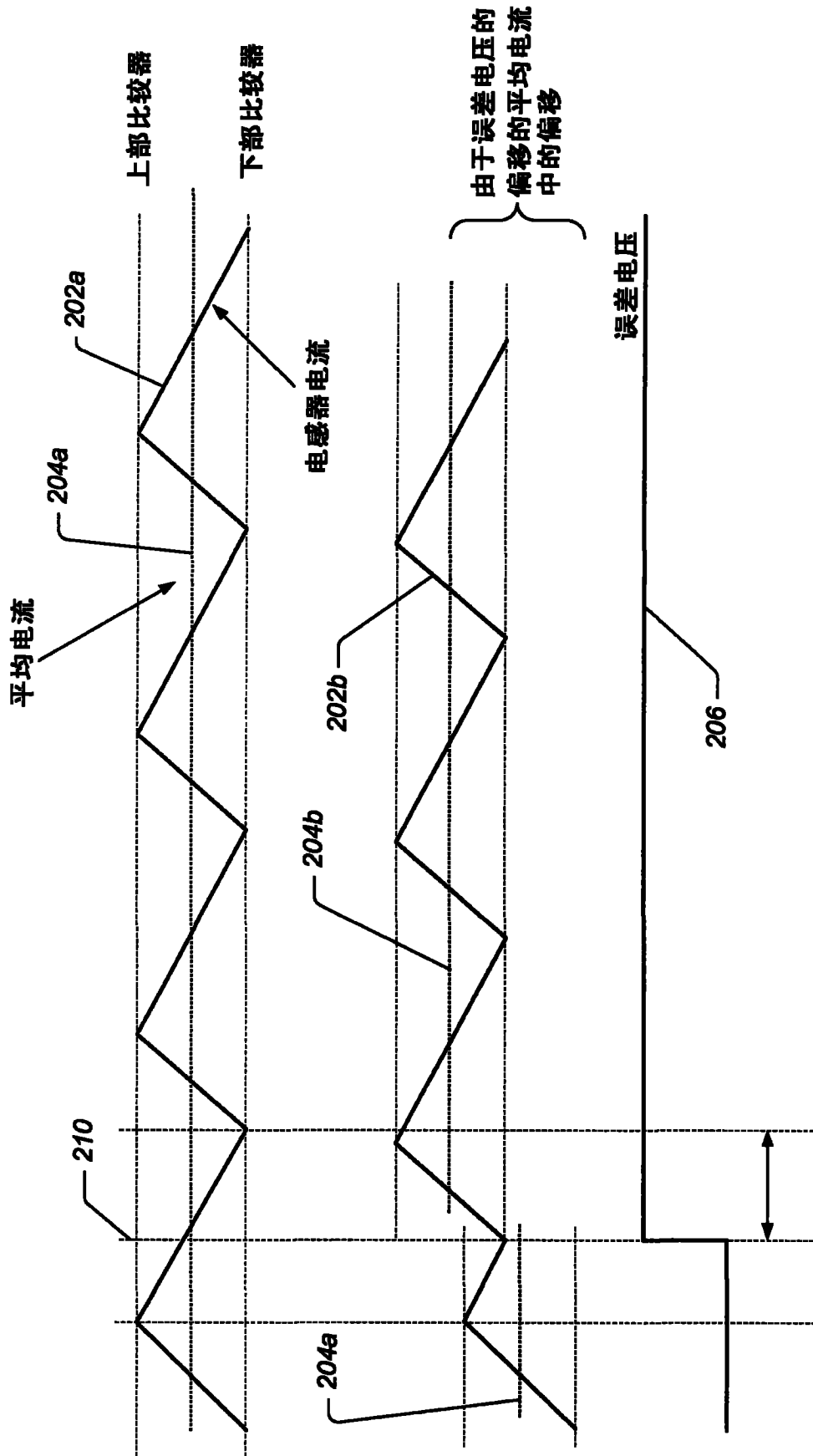


图 2

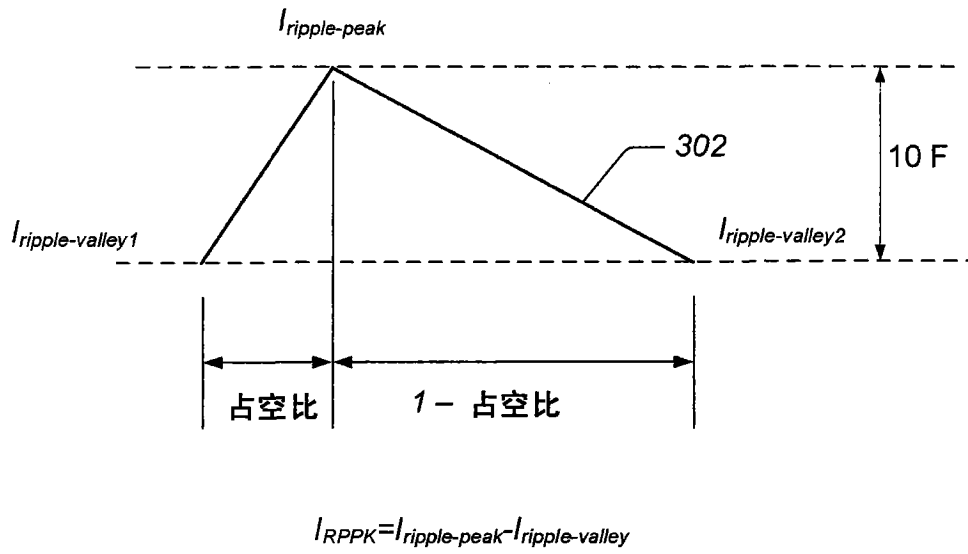


图 3

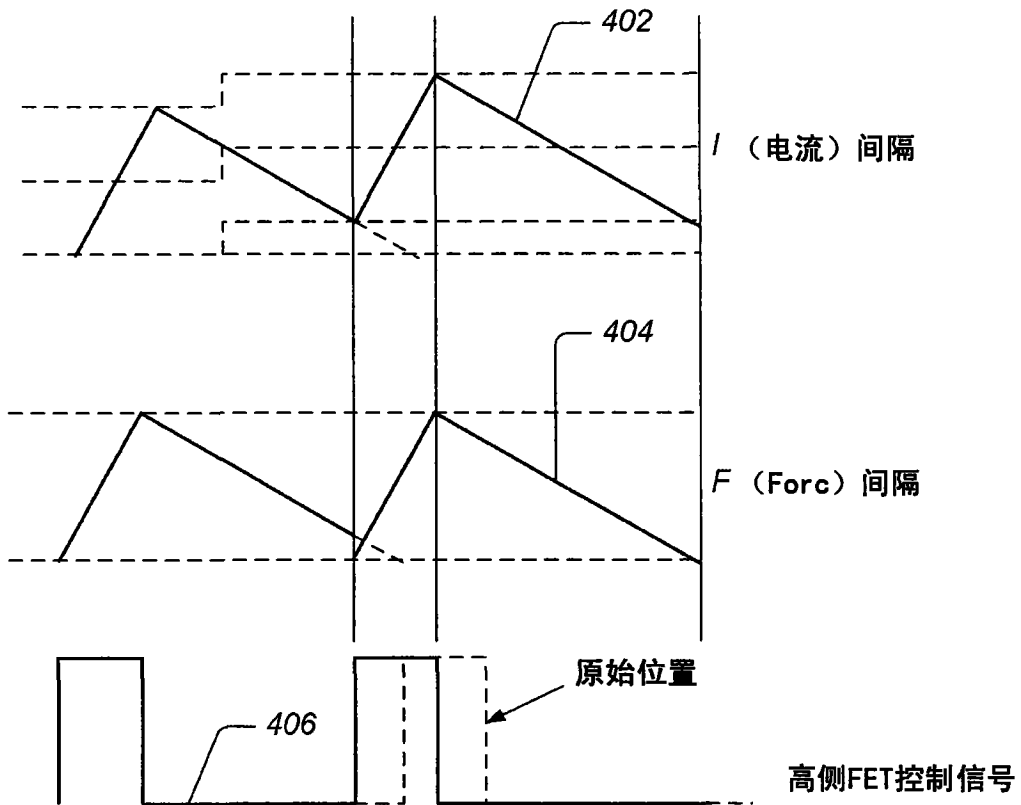


图 4

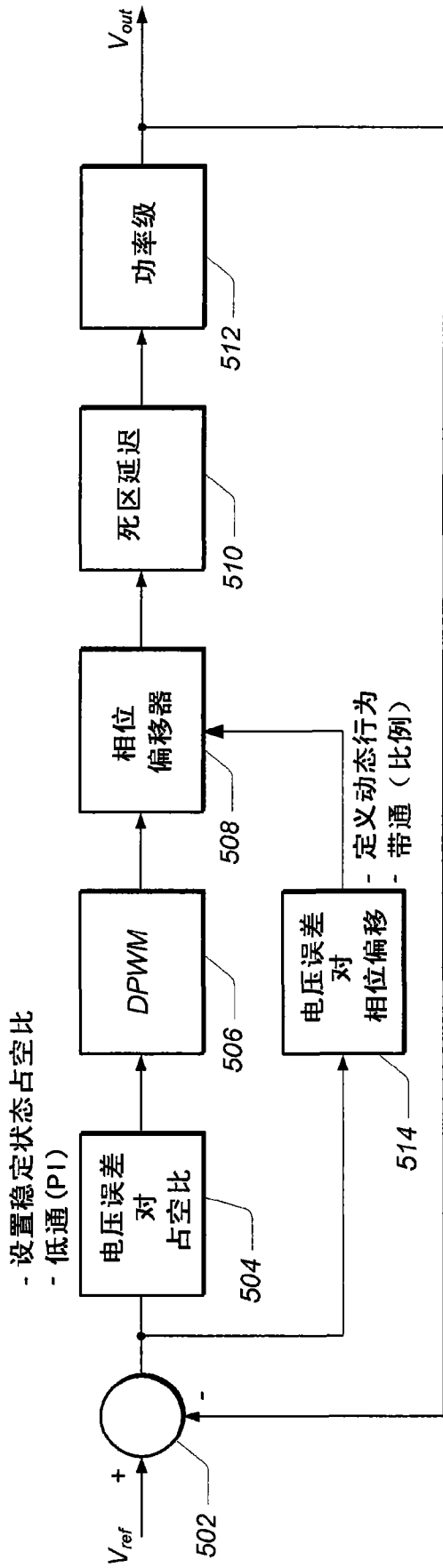


图 5

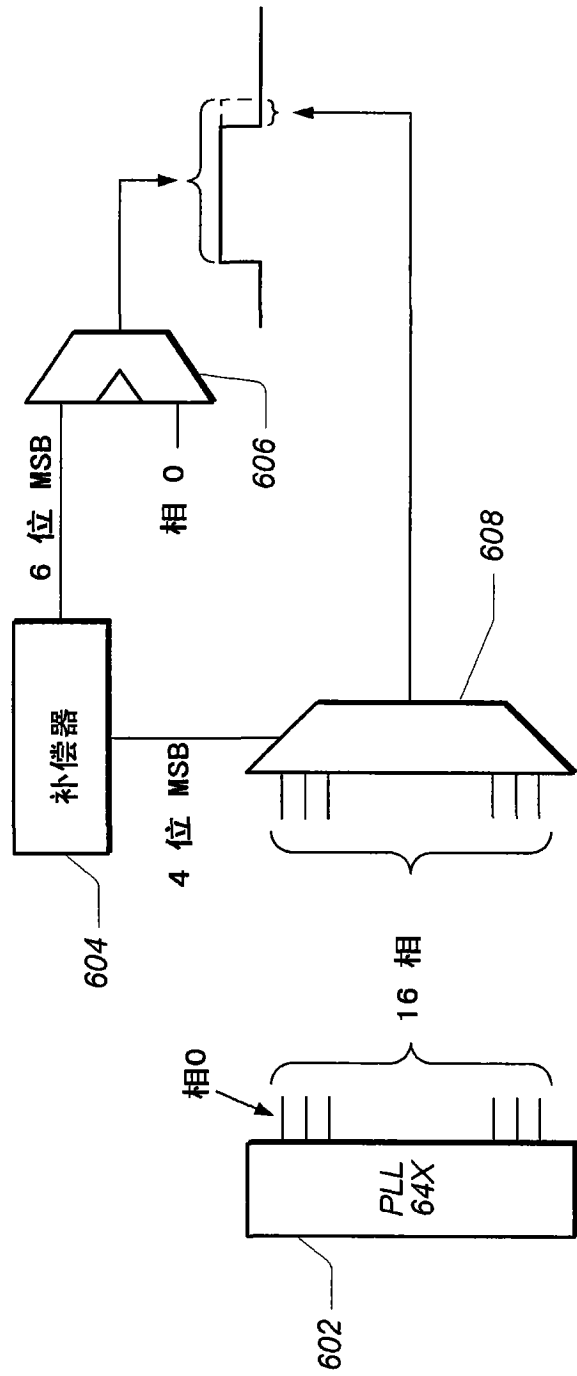
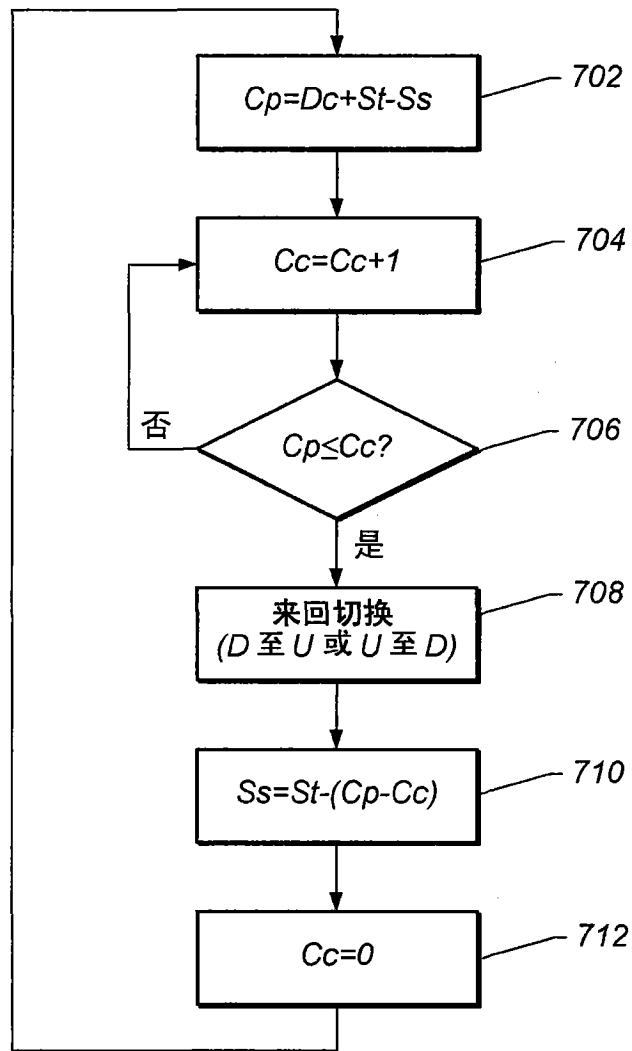


图 6



Cc - 计数器的电流计数

Cp - 目标计数

St - 所需的相位偏移

Ss - 净相位偏移

图 7

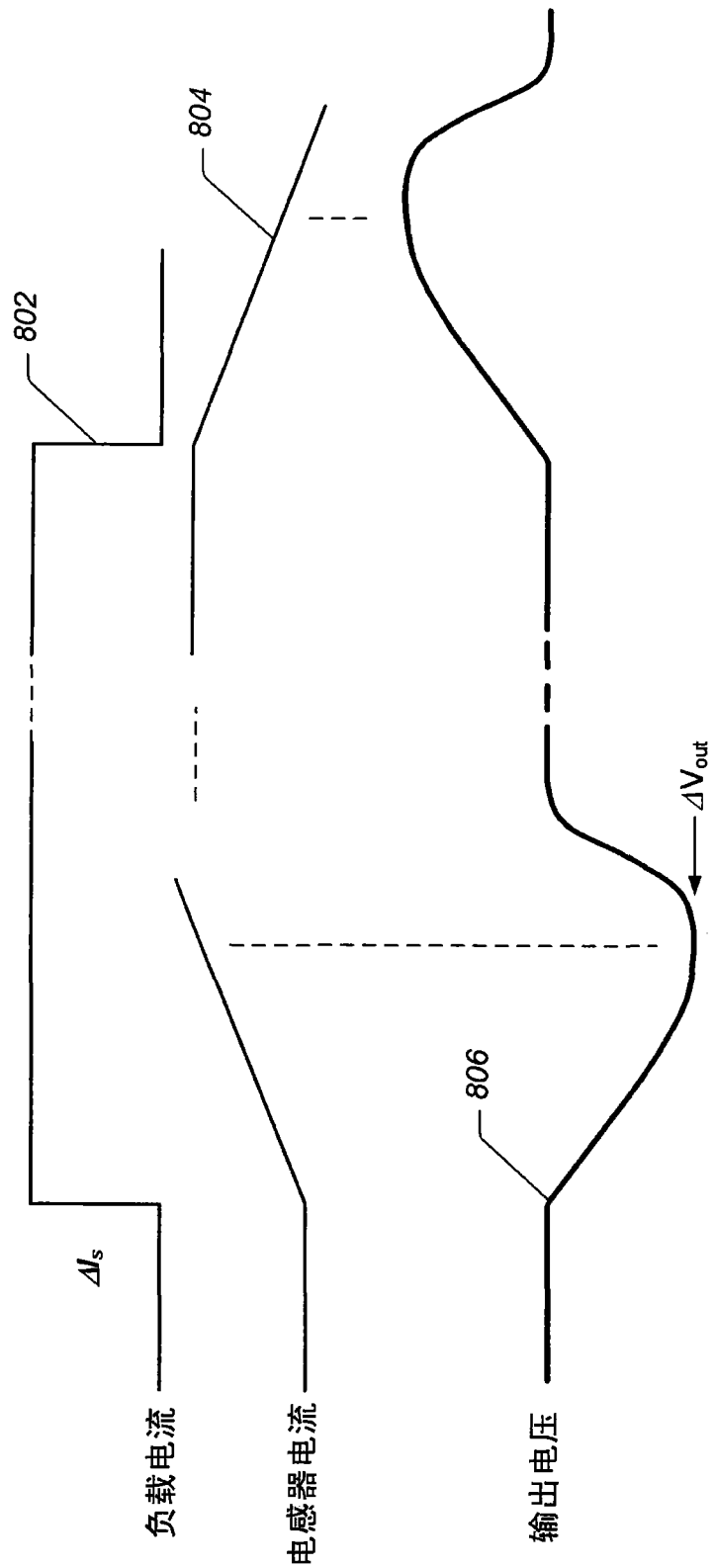
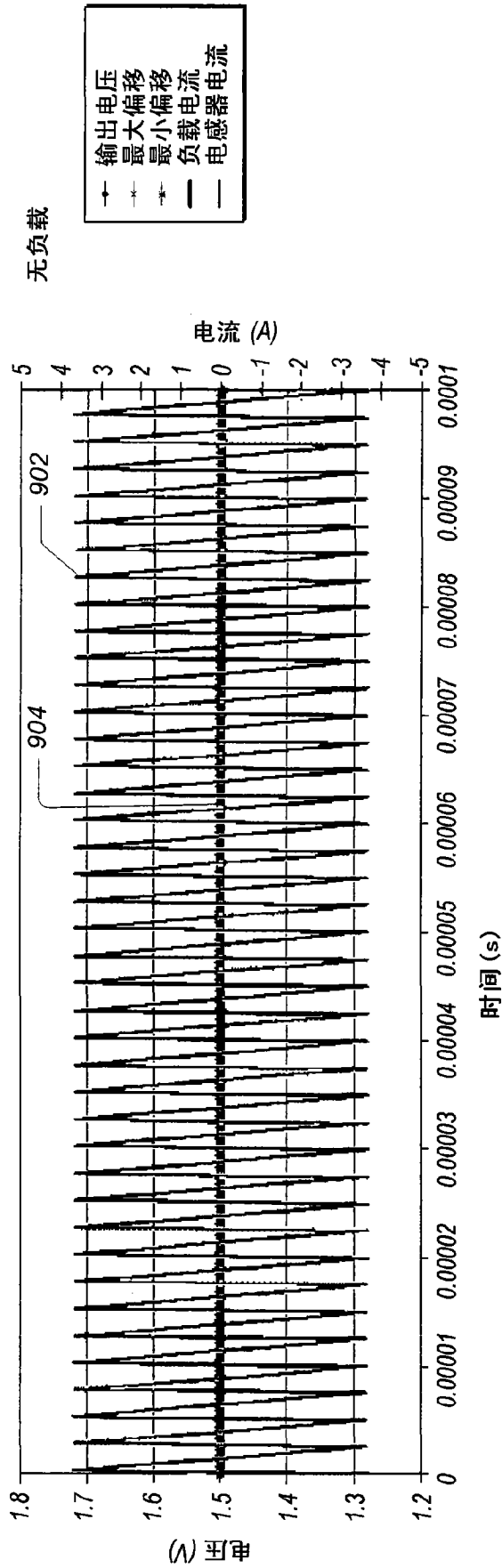
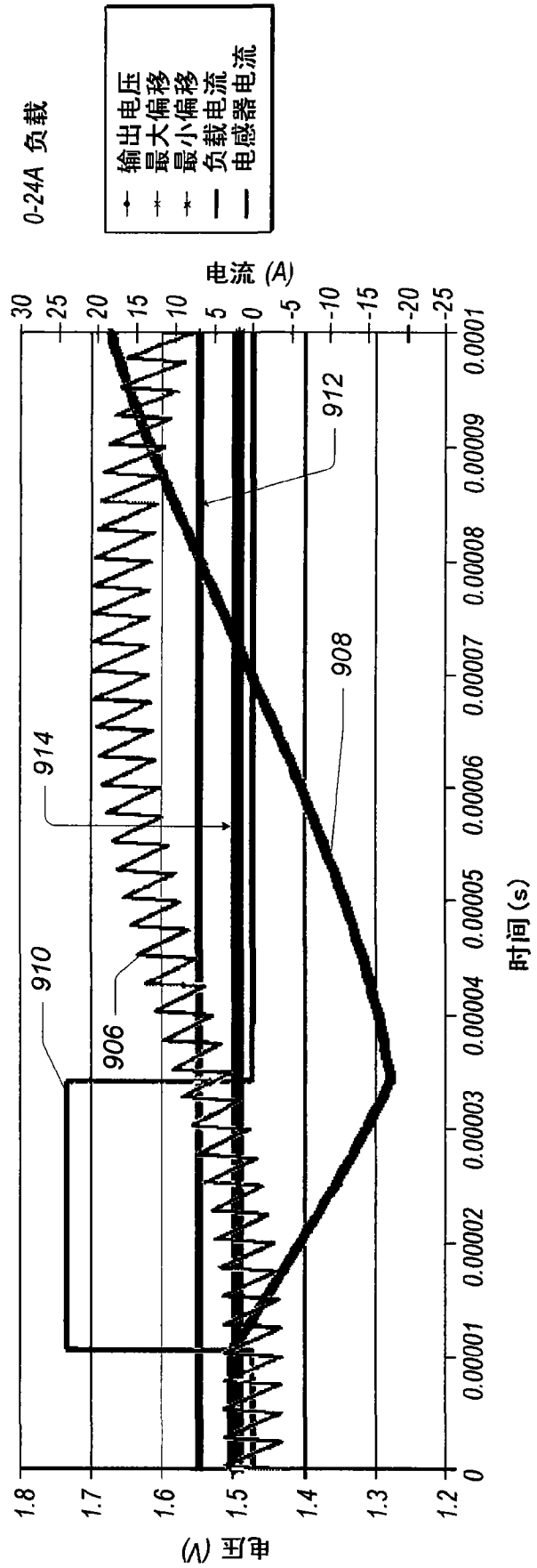


图 8





+ 输出电压  
 \* 最大偏移  
 \* 最小偏移  
 — 负载电流  
 — 电感器电流



+ 输出电压  
 \* 最大偏移  
 \* 最小偏移  
 — 负载电流  
 — 电感器电流

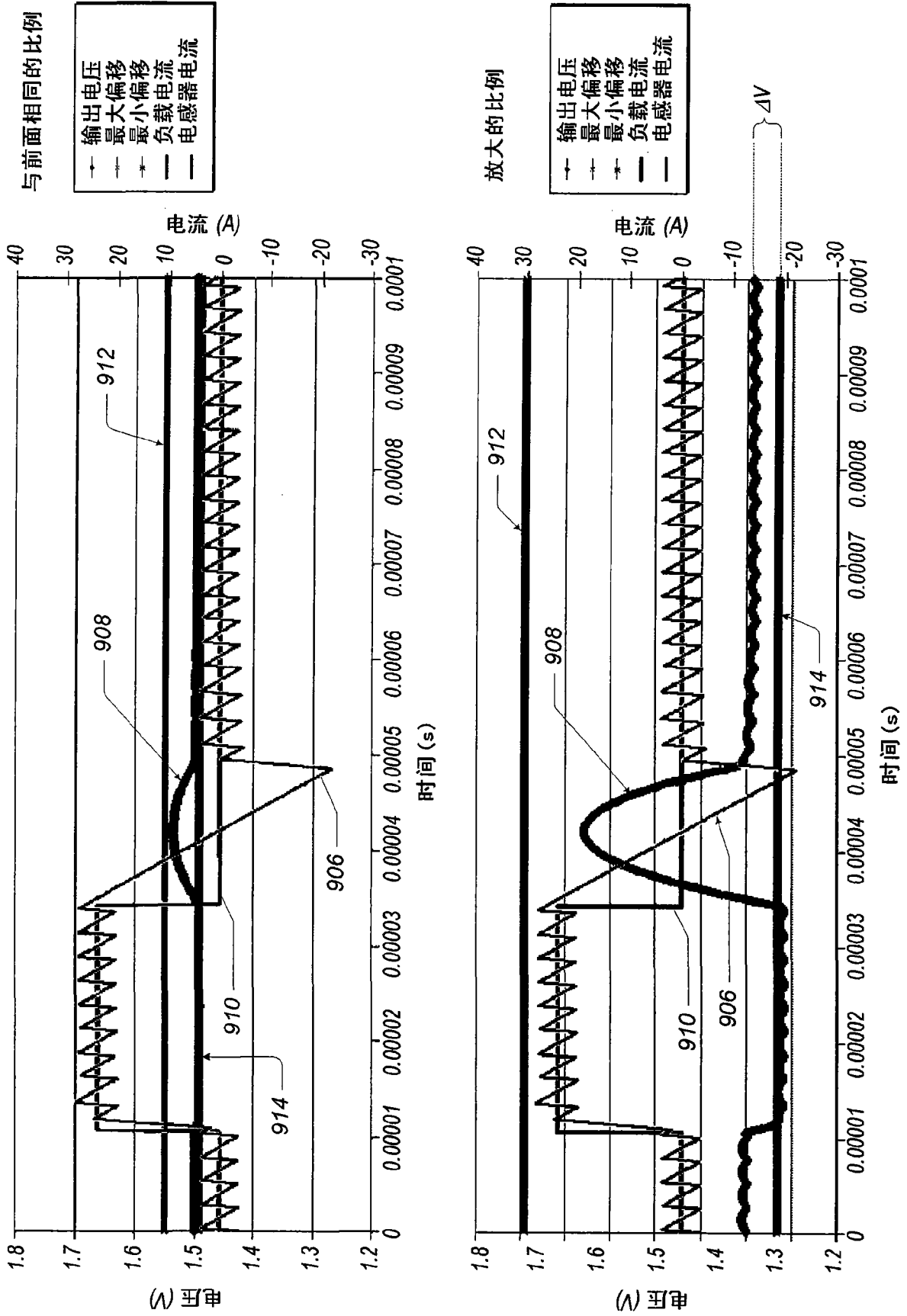


图 11

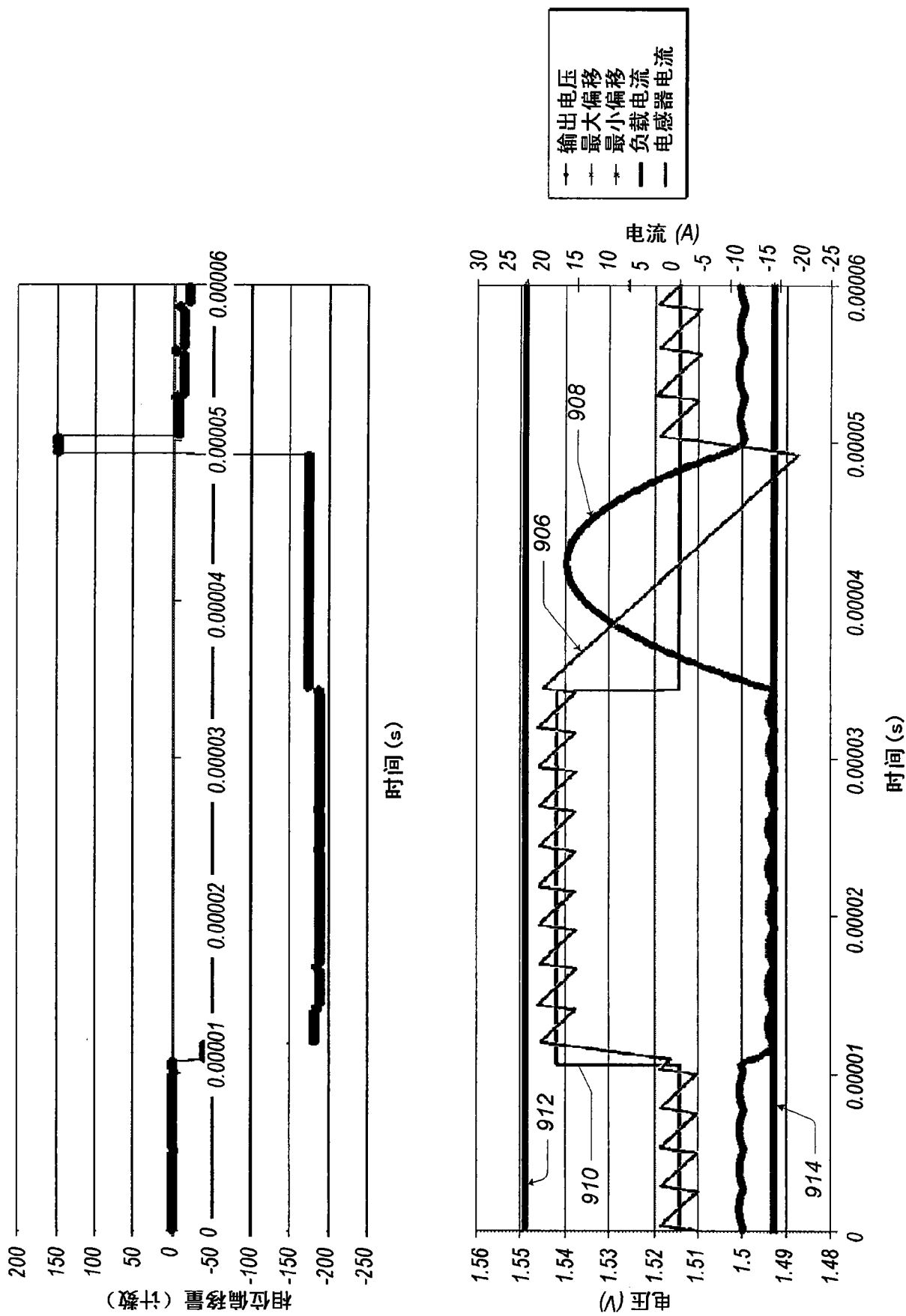


图 12

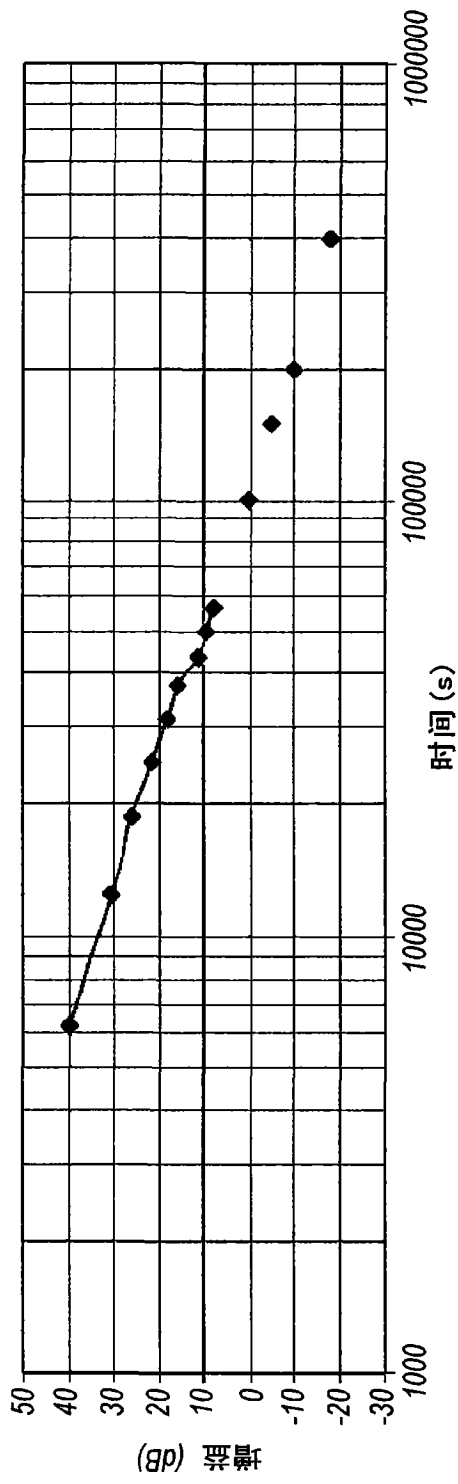


图 13

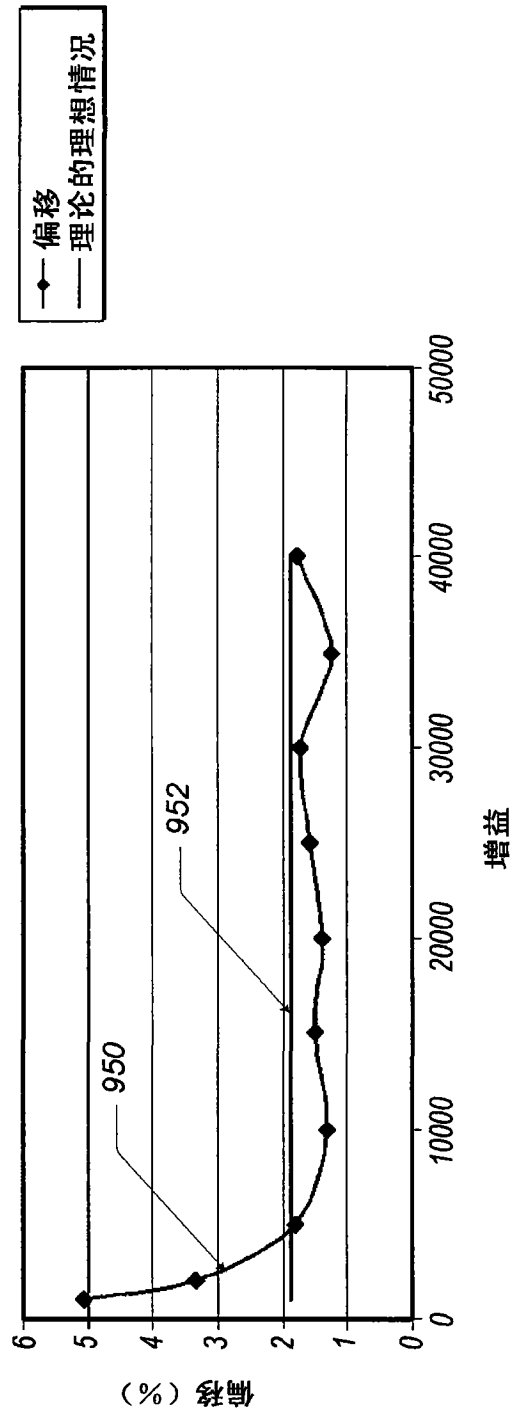


图 14