



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103081321 A

(43) 申请公布日 2013. 05. 01

(21) 申请号 201180036190. 7

(22) 申请日 2011. 07. 14

(30) 优先权数据

12/839, 012 2010. 07. 19 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2013. 01. 21

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2011/044029 2011. 07. 14

(87) PCT申请的公布数据

W02012/012263 EN 2012. 01. 26

(71) 申请人 密克罗奇普技术公司

地址 美国亚利桑那州

(72) 发明人 斯科特·迪尔伯恩

(74) 专利代理机构 北京律盟知识产权代理有限

责任公司 11287

代理人 沈锦华

(51) Int. Cl.

H02M 3/156 (2006. 01)

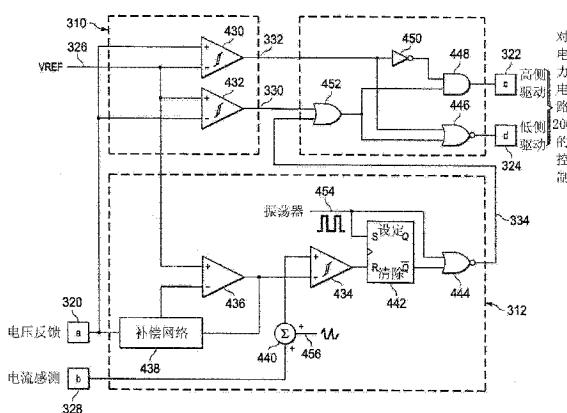
权利要求书2页 说明书5页 附图12页

(54) 发明名称

降压开关模式电力转换器大信号瞬时响应优化器

(57) 摘要

通过使用与固定频率脉宽调制 PWM 控制器组合的滞后控制用于提供稳健控制且优化对降压或降压衍生开关模式电力供应器 SMPS 系统拓扑中的干扰的响应来改进开关模式电力供应器 SMPS 对干扰的响应。



1. 一种使用与脉宽调制 PWM 控制组合的滞后控制的开关模式电力供应器 SMPS 控制器，所述控制器包括：

滞后控制电路，其具有耦合到参考电压的第一输入、耦合到表示开关模式电力供应器 SMPS 的负载侧输出电压的反馈电压的第二输入、用于控制高侧滞后需求的第一输出及用于控制低侧滞后停用的第二输出；

PWM 误差产生器，其具有耦合到所述参考电压的第三输入、耦合到所述反馈电压的第四输入、耦合到电流感测电路的第五输入及用于控制 PWM 需求的第三输出；及

电力电路驱动器，其具有高侧 HS 电力控制输出及低侧 LS 电力控制输出，所述 HS 及 LS 电力控制输出适于驱动开关模式电力供应器 SMPS 的电力开关，所述 PWM 误差产生器的所述第三输出耦合到所述电力电路驱动器以用于控制其，且所述滞后控制电路的所述第一及第二输出耦合到所述电力电路驱动器以用于进一步控制其；

所述 PWM 误差产生器第三输出控制所述电力电路驱动器以使所述反馈电压大体上等于所述参考电压，除非所述反馈电压与所述参考电压之间的差异大于至少预定值，其中

如果所述反馈电压大于所述参考电压达至少所述预定值，那么所述滞后控制电路强制所述 HS 及 LS 电力控制输出到断开状态，

如果所述反馈电压小于所述参考电压达至少所述预定值，那么所述滞后控制电路控制所述 HS 及 LS 电力控制输出的工作周期以便将所述参考电压与所述反馈电压之间的所述差异控制到小于所述预定值，且

其后，所述 PWM 误差产生器将额外地控制所述 HS 及 LS 电力控制输出以便在某一段内强制所述参考电压与所述反馈电压之间的所述差异到大体上 0。

2. 根据权利要求 1 所述的 SMPS 控制器，其中当所述参考电压与所述反馈电压之间的所述差异大体上为 0 时，所述 PWM 误差产生器基于在所述 PWM 误差产生器的所述第五输入处所接收的电流值而控制所述 HS 及 LS 电力控制输出。

3. 根据权利要求 1 所述的 SMPS 控制器，其中所述 SMPS 的所述电力开关是电力场效应晶体管。

4. 根据权利要求 1 所述的 SMPS 控制器，其中所述电流感测电路包括：

电流 / 电压转换器，其具有耦合到位于所述 SMPS 的电源侧上的电流传感器的输入；及电压输出，其耦合到所述 PWM 误差产生器的所述第五输入。

5. 根据权利要求 1 所述的 SMPS 控制器，其中所述滞后控制电路包括第一滞后比较器及第二滞后比较器。

6. 根据权利要求 1 所述的 SMPS 控制器，其中所述 PWM 误差产生器包括：

运算放大器，其具有耦合到所述参考电压的第一输入、第二输入及表示所述参考电压与所述第二输入上的电压之间的差异的输出；

补偿网络，其具有耦合到所述反馈电压的输入及耦合到所述运算放大器的所述第二输入的输出，其中所述运算放大器的所述输出表示所述参考电压与来自所述补偿网络的经补偿的反馈电压之间的差异；及

滞后比较器，其具有耦合到电压比较器的输出的第一输入、通过求和节点耦合到所述电流感测电路的第二输入及耦合到 PWM 产生器的输出，所述 PWM 产生器耦合到所述电力电路驱动器，其中所述求和节点将扰动信号添加到来自所述电流感测电路的信号。

7. 一种用于使用与脉宽调制 PWM 控制组合的滞后控制来控制开关模式电力供应器 SMPS 的方法, 所述方法包括如下步骤:

用滞后控制电路及 PWM 误差产生器确定参考电压与反馈电压之间的电压差异, 所述反馈电压表示开关模式电力供应器 SMPS 的输出电压;

当所述电压差异小于预定值时, 用所述 PWM 误差产生器控制所述 SMPS 的电力开关, 及

当所述电压差异等于或大于所述预定值时, 用所述滞后控制电路控制所述 SMPS 的所述电力开关, 直到所述 PWM 误差产生器有时间来将所述电压差异减少到小于所述预定值为止。

8. 根据权利要求 7 所述的方法, 其中所述用所述滞后控制电路及所述 PWM 误差产生器控制所述 SMPS 的所述电力开关的步骤包括如下步骤:

a) 确定所述反馈电压是否大于所述参考电压达至少所述预定值, 且如果是, 那么

b) 用所述滞后控制电路强制所述 SMPS 的所述电力开关到断开状态;

c) 确定所述反馈电压是否小于所述参考电压达至少所述预定值, 且如果是, 那么

d) 用所述滞后控制电路控制所述电力开关的工作周期, 使得将所述参考电压与所述反馈电压之间的所述差异维持在小于所述预定值, 且其后

e) 用所述 PWM 误差产生器额外地控制所述电力开关以便在某一时段内强制所述参考电压与所述反馈电压之间的所述差异到大体上 0; 及

f) 返回到步骤 a)。

9. 根据权利要求 7 所述的方法, 其进一步包括如下步骤: 当所述电压差异大体上为 0 时, 基于输入电流用所述 PWM 误差产生器控制所述 SMPS 的所述电力开关。

10. 根据权利要求 9 所述的方法, 其中由电流 / 电压转换器确定所述输入电流。

降压开关模式电力转换器大信号瞬时响应优化器

技术领域

[0001] 本发明涉及开关模式电力供应器，且更特定来说，涉及通过使用降压开关模式电力供应器 (SMPS) 的与脉宽调制 (PWM) 控制组合的滞后控制来改进所述 SMPS 的大信号瞬时响应。

背景技术

[0002] 任何负反馈控制系统中的对干扰的最佳响应是用滞后控制来实现的。然而，许多系统无法容忍存在于经严格滞后控制的系统中的可变频率或增加的涟波。现有技术已实施多种控制技术，例如双重边缘调制或增加控制系统的带宽，但是使用这些控制技术并不能优化对大干扰的响应。此外，在所述系统的正常操作期间使用这些控制技术一般导致减少的相位裕度及稳定性问题。需要用以改进 SMPS 系统对干扰的响应的较好方式。

发明内容

[0003] 因此，期望通过使用与固定频率脉宽调制 (PWM) 控制组合的滞后控制用于提供稳健控制且优化对降压或降压衍生 SMPS 系统拓扑中的干扰的响应来优化所述 SMPS 系统对干扰的响应。

[0004] 根据本发明的特定实例实施例，一种使用与脉宽调制 (PWM) 控制组合的滞后控制的开关模式电力供应器 (SMPS) 控制器包括：滞后控制电路，其具有耦合到参考电压的第一输入、耦合到表示开关模式电力供应器 (SMPS) 的负载侧输出电压的反馈电压的第二输入、用于控制高侧滞后需求的第一输出及用于控制低侧滞后停用的第二输出；PWM 误差产生器，其具有耦合到所述参考电压的第三输入、耦合到所述反馈电压的第四输入、耦合到电流感测电路的第五输入及用于控制 PWM 需求的第三输出；及电力电路驱动器，其具有高侧 (HS) 电力控制输出及低侧 (LS) 电力控制输出，所述 HS 及 LS 电力控制输出适于驱动开关模式电力供应器 (SMPS) 的电力开关，所述 PWM 误差产生器的所述第三输出耦合到所述电力电路驱动器以用于控制其，且所述滞后控制电路的所述第一及第二输出耦合到所述电力电路驱动器以用于进一步控制其；所述 PWM 误差产生器第三输出控制所述电力电路驱动器以使所述反馈电压大体上等于所述参考电压，除非所述反馈电压与所述参考电压之间的差异大于至少预定值，其中如果所述反馈电压大于所述参考电压达至少所述预定值，那么所述滞后控制电路强制所述 HS 及 LS 电力控制输出到断开状态，如果所述反馈电压小于所述参考电压达至少所述预定值，那么所述滞后控制电路控制所述 HS 及 LS 电力控制输出的工作周期以便将所述参考电压与所述反馈电压之间的所述差异控制到小于所述预定值，且其后，所述 PWM 误差产生器将额外地控制所述 HS 及 LS 电力控制输出以便在某一时段内强制所述参考电压与所述反馈电压之间的所述差异到大体上 0。

[0005] 根据本发明的另一特定实例实施例，一种用于使用与脉宽调制 (PWM) 控制组合的滞后控制来控制开关模式电力供应器 (SMPS) 的方法包括：用滞后控制电路及 PWM 误差产生器确定参考电压与反馈电压之间的电压差异，所述反馈电压表示开关模式电力供应器

(SMPS) 的输出电压；当所述电压差异小于预定值时，用所述 PWM 误差产生器控制所述 SMPS 的电力开关，及当所述电压差异等于或大于所述预定值时，用所述滞后控制电路控制所述 SMPS 的电力开关，直到所述 PWM 误差产生器有时间来将所述电压差异减少到小于所述预定值。其中，所述用所述滞后控制电路及所述 PWM 误差产生器控制所述 SMPS 的电力开关的步骤包括：a) 确定所述反馈电压是否大于所述参考电压达至少所述预定值，且如果是，那么 b) 用所述滞后控制电路强制所述 SMPS 的电力开关到断开状态；c) 确定所述反馈电压是否小于所述参考电压达至少所述预定值，且如果是，那么 d) 用所述滞后控制电路控制所述电力开关的工作周期，使得将所述参考电压与所述反馈电压之间的差异维持在小于所述预定值，且其后，e) 用所述 PWM 误差产生器额外地控制所述电力开关以便在某一时段内强制所述参考电压与所述反馈电压之间的差异到大体上 0；及 f) 返回到步骤 a)。

附图说明

- [0006] 本发明的较完整理解可通过参考结合附图所作的以下描述来获取，附图中：
- [0007] 图 1 说明基本调节器系统的示意性框图；
- [0008] 图 2 说明图 1 所示的一般电力调节器的更详细示意性框图；
- [0009] 图 3 说明根据本发明的教示的控制电路的示意性框图；
- [0010] 图 4 说明根据本发明的特定实例实施例的图 3 所示的控制电路的详细实施方案的示意图；
- [0011] 图 5 说明根据本发明的教示的通过分别在图 3 及 4 中所示的控制电路控制的同步降压 SMPS 电力电路的示意图；
- [0012] 图 6 说明仅使用 PWM 控制回路的 SMPS 对包括负载的明显增加的干扰的响应的图表；
- [0013] 图 7 说明图 6 所示的图表的扩大时间轴；
- [0014] 图 8 说明使用与所述 PWM 控制回路组合的快速外部滞后控制的 SMPS 对包括负载的明显增加的干扰的响应的图表；
- [0015] 图 9 说明图 8 所示的图表的扩大时间轴；
- [0016] 图 10 说明仅使用 PWM 控制回路的 SMPS 对包括负载的明显减少的干扰的响应的图表；
- [0017] 图 11 说明图 10 所示的图表的扩大时间轴；
- [0018] 图 12 说明使用与 PWM 控制回路组合的快速外部滞后控制的 SMPS 对包括负载的明显减少的干扰的响应的图表；及
- [0019] 图 13 说明图 12 所示的图表的扩大时间轴。
- [0020] 虽然本发明可能有多种修改及替代形式，但其特定实例实施例已展示在图式中并在本文中予以详细描述。然而，应理解，本文对特定实例实施例的描述并非旨在将本发明限制为本文所揭示的特别形式，而是恰恰相反，本发明将涵盖如所附权利要求书所界定的所有修改及等效物。

具体实施方式

- [0021] 现在参考图式，示意性地说明特定实例实施例的细节。在图式中相同元件将由相

同数字表示，且相似元件将由具有不同小写字母后缀的相同数字表示。

[0022] 在一般意义上，电力转换器可界定为在连续基础上将一种形式的能量转换成另一种形式的能量的装置。当此电力系统正在执行其转换功能时其内的任何能量存储或损失通常等同于能量转化过程。存在许多类型的装置，其可提供具有不同程度的成本、可靠性、复杂性及效率的此功能。

[0023] 用于电力转换的机制可采取许多基本形式，例如本质上为机械、电学或化学处理的那些形式。本文将集中于电学地且以动态方式执行能量转化的电力转换器，其使用一组有限组件（所述组件包括电感器、电容器、变压器、开关及电阻器）。怎样连接这些电路组件是由所需的电力转化来确定的。电阻器引入不合需要的电力损失。由于高效率在大多数应用中通常是最重要的需求，所以在主电力控制路径中应避免或最小化电阻性电路元件。仅在极少的场合中且针对非常特定的原因，才将消耗电力的电阻引入所述主电力控制路径中。在辅助电路（例如，整个系统的序列、监视器及控制电子器件）中，高值电阻器是常见的，这是因为其损失作用通常并不明显。

[0024] 参考图 1，其描绘基本调节器系统的示意性框图。电力系统 102（例如，基本开关模式电力转换器），其中未经控制的电压（或电流或电力）源的输入被施加到电力系统 102 的输入以期望输出处的电压（或电流或电力）将被很好地控制。控制所述输出的基础是某种形式的参考，且所述输出与所述参考之间的任何偏离成为误差。在经反馈控制的系统中，负反馈用于将此误差减少到可接受的值，接近于所述系统所要求的零。通常期望快速减少所述误差，但是反馈控制固有地具有系统响应与系统稳定性之间的权衡。反馈网络的响应越多，不稳定性的风险就变得越大。

[0025] 在这点上，应提及存在另一种控制方法 - 前馈。用前馈控制，控制信号是响应于输入变化或扰动而直接形成。相较于反馈，前馈较不精确，这是因为不涉及输出感测，然而，没有等待形成输出误差信号的延迟，且前馈控制不会引起不稳定性。应清楚，前馈控制通常不足以作为用于电压调节器的仅有控制方法，而是其经常与反馈一起使用以改进调节器对动态输入变化的响应。

[0026] 参考图 2，其描绘图 1 所示的一般电力调节器的更详细的示意性框图。电力系统 102 已分离成两个块：电力电路 206 及控制电路 208。电力电路 206 处置电力系统负载电流且通常是大的、稳健的，且遭受宽温度波动。根据定义，其切换功能是大信号现象，一般在大部分稳定性分析中模拟仅作为具有工作周期的双状态开关。输出滤波器（未图示）也被视为电力电路 206 的一部分，但是可被视为线性块。控制电路 208 一般将由增益块、误差放大器及脉宽调制器构成，用于定义所述电力开关的工作周期。根据本发明的教示，控制电路 208 经优化以对电力系统 102 中的干扰作出响应。

[0027] 现参考图 3 及 4，图 3 中描绘根据本发明的教示的控制电路的示意性框图，且图 4 中描绘根据特定实例实施例的图 3 所示的控制电路的详细实施方案的示意图。传统峰值电流模式 PWM 控制与快速外部滞后控制组合以用于操作同步降压 SMPS（见图 5）。在使反馈明显偏离于设定点或参考的干扰的存在下，快速滞后控制包含到预定义电平的偏离。较慢 PWM 控制回路接着以正常方式驱动误差或偏离到零。

[0028] 向固定频率 PWM 误差产生器 312 呈现在节点 320 处的输出电压反馈信号及在节点 326 处的参考电压。来自运算放大器 436 的输出的控制电压形成且建立峰值电流需求，其是

用以产生节点 320 处的信号与节点 326 处的信号之间的大体上 0 伏特的差分所必需的。向 PWM 比较器 434 的反相输入呈现此控制电压。PWM 比较器 434 的非反相输入被呈现节点 328 处所接收的电流感测信号与斜率补偿斜坡信号 456 的总和（经由求和器 440）。来自固定频率振荡器（未图示）的时钟振荡器信号 454 建立切换频率、最大工作周期及能量转移周期的起始。来自 PWM 比较器 434 的输出在逐周期基础上终止 PWM 需求。触发器 442 拖延所述需求直到通过时钟振荡器信号 454 所建立的下一个周期起始为止。PWM 误差产生器 312 产生传统闭合回路负反馈控制系统的固定频率 PWM 需求。在稳定状态操作中或在 SMPS 系统的小扰动期间，PWM 需求直接控制高侧 (HS) 驱动输出及低侧 (LS) 驱动输出，其分别到节点 322 及 324 (PWM 需求是 HS 驱动输出及 / 或 LS 驱动输出在接通状态中的时间的百分比)。向快速且稳健的外部滞后控制块 310 同样呈现在节点 320 处的输出电压反馈信号与在节点 326 处的参考电压。在动态条件（例如，负载电流及 / 或源电压的明显改变）期间，在节点 320 处所接收的信号与在节点 326 处所接收的信号之间的差分电压将与 0 偏离。

[0029] PWM 误差产生器 312 需要有限时间量来驱动此差分电压回到 0。如果在节点 320 处的电压反馈下降为低于在节点 326 处的参考电压达预定量，那么快速滞后控制将异步地控制在节点 322 处的 HS 驱动输出及在节点 324 处的 LS 驱动输出的工作周期。结果，差分电压被限于某一经控制的电平。在有限时间量之后，PWM 误差产生器 312 驱动此偏离回到 0。如果节点 320 处的电压反馈上升为高于节点 326 处的参考电压达预定量，那么快速滞后控制 310 异步地将在节点 322 处的 HS 驱动输出及在节点 324 处的 LS 驱动输出两者强制到断开状态。通过将在节点 322 处的 HS 驱动输出强制到断开状态，无额外的或不必要的能量被存储在电感器 542 (见图 5) 中。通过将在节点 324 处的 LS 驱动输出强制到断开状态，增加强制功能或横跨电感器 542 的电压，进而引起存储在其内的任何能量的较快衰减。在有限时间量之后，PWM 误差产生器 312 将驱动所述偏离回到大体上 0。

[0030] 参考图 5，其描绘根据本发明的教示的通过图 3 及 4 所示的控制电路而控制的同步降压 SMPS 电力电路的示意图。同步降压 SMPS 电力电路（大体上由数字 206 所表示）可包括电源 540（例如，电池）；串联回路开关 544（例如，电力场效应晶体管）；分流开关 546（例如，电力场效应晶体管）；电力电感器 542；用于从所需直流 (DC) 输出平滑交流 (AC) 波浪的负载电容器 556；电流传感器 548；以及负载分压器电阻器 552 及 554。共用电源或接地 550 也在图 5 中指示。

[0031] 当节点 320 处的电压反馈信号低于节点 326 处的参考电压时，操作开始。节点 320 处的电压反馈信号表示经调节的输出电压的值。当此条件为真时，启用操作。负载电流可用电流传感器电阻器 548（例如，电流 / 电压转换器）来确定。

[0032] 根据本发明的教示，在稳定状态操作期间，或在系统的小扰动期间，开关 544 及 546 由固定频率 PWM 控制器（例如，PWM 误差产生器 312（见图 3 及 4））进行调制。在动态条件期间，开关 544 及 546 由快速滞后控制 310 来异步地控制。此快速滞后控制含有到预定义电平的偏离。较慢 PWM 控制回路接着驱动所述误差或偏离到大体上 0。

[0033] 参考图 6 及 7，其描绘仅使用 PWM 控制回路的 SMPS 对包括负载的明显增加的干扰的响应的图表及其扩大时间轴。具体来说，所描绘的干扰是负载电流的增加。负载步阶以比所述 PWM 控制回路的带宽更快的速率发生。如现有技术提出，增加所述控制回路的带宽可或多或少地改进所述偏离，但是所述 SMPS 系统将放宽相位裕度且增加不稳定性的风险。

此外,可以认为,双重边缘调制技术固有地无法以如所提出的传统 PWM 控制回路的速率的两倍来反应,这是因为两个边缘是由单一误差信号控制的。

[0034] 参考图 8 及 9,其描绘使用与所述 PWM 控制回路组合的快速外部滞后控制的 SMPS 对包括负载的明显增加的干扰的响应的图表及其扩大时间轴。具体来说,所描绘的所述干扰是负载电流的增加。负载步阶以比所述 PWM 控制回路的带宽更快的速率发生。与设定点的峰值偏离减少了约百分之五十。

[0035] 参考图 10 及 11,其描绘仅使用 PWM 控制回路的 SMPS 对包括负载电流的减少的干扰的响应的图表及其扩大时间轴。所述负载步阶以比 PWM 控制回路的带宽更快的速率发生。

[0036] 参考图 12 及 13,其描绘使用与 PWM 控制回路组合的快速外部滞后控制的 SMPS 对包括负载的减少的干扰的响应的图表及具有其扩大时间轴的图表。所述负载步阶以比 PWM 控制回路的带宽更快的速率发生。在此例子中,在反馈信号上存在正偏离的情况下,所述快速外部滞后控制强制两个开关断开(见图 5,晶体管 544 及 546)。此增加具有两个效应。

[0037] 第一,通过强制 HS 驱动断开,无额外的或不必要的能量被存储在所述电感器中。第二,通过强制所述 LS 驱动断开,增加强制功能或横跨所述电感器的电压,从而引起任何所存储的能量的较快衰减。与设定点的峰值偏离减少了大约 50%。因此,传统峰值电流模式 PWM 控制与快速外部滞后控制并联的组合在外界干扰的存在下使与设定的偏离最小化。

[0038] 虽然本发明的实施例已参考本发明的实例实施例而描绘、描述及界定,但这些参考并不意味着对本发明的限制,且不应推断出此限制。如相关领域的普通技术人员及获益于本发明者将想到,所揭示的标的物能够在形式及功能上具有相当大的修改、更改及等效物。本发明的所描绘及描述的实施例仅为实例,而并非为本发明范围的详尽内容。

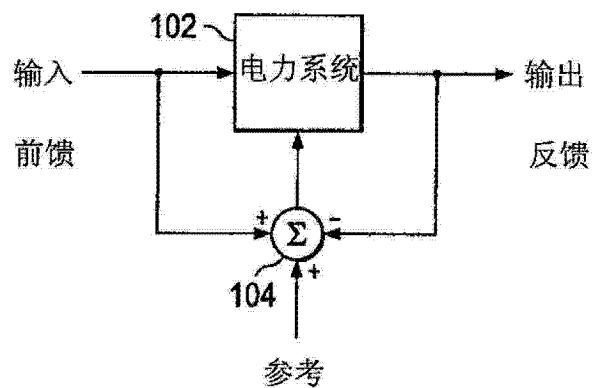


图 1

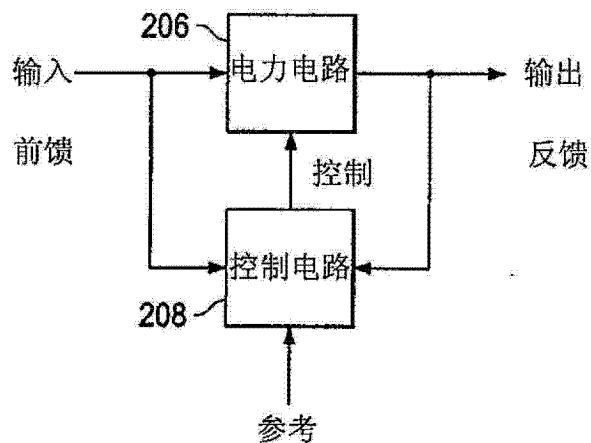


图 2

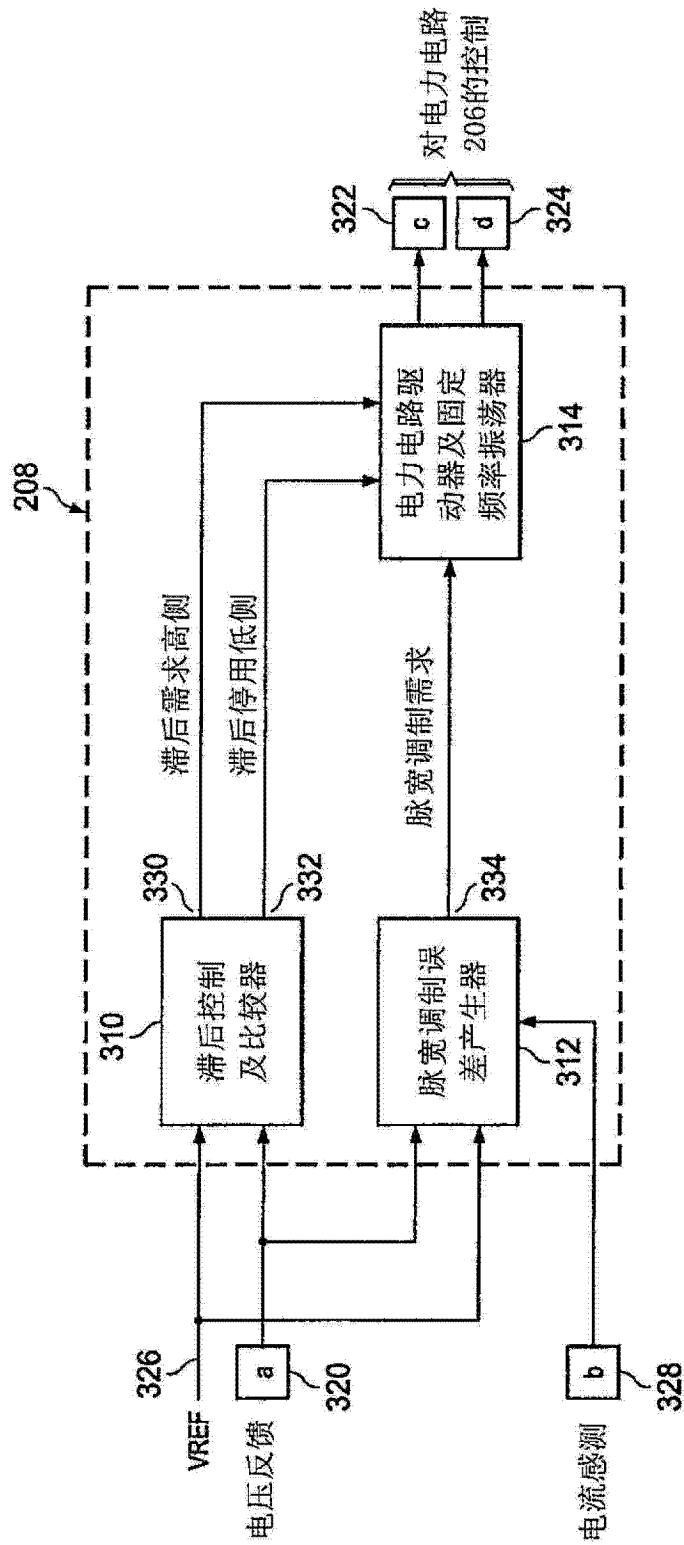


图 3

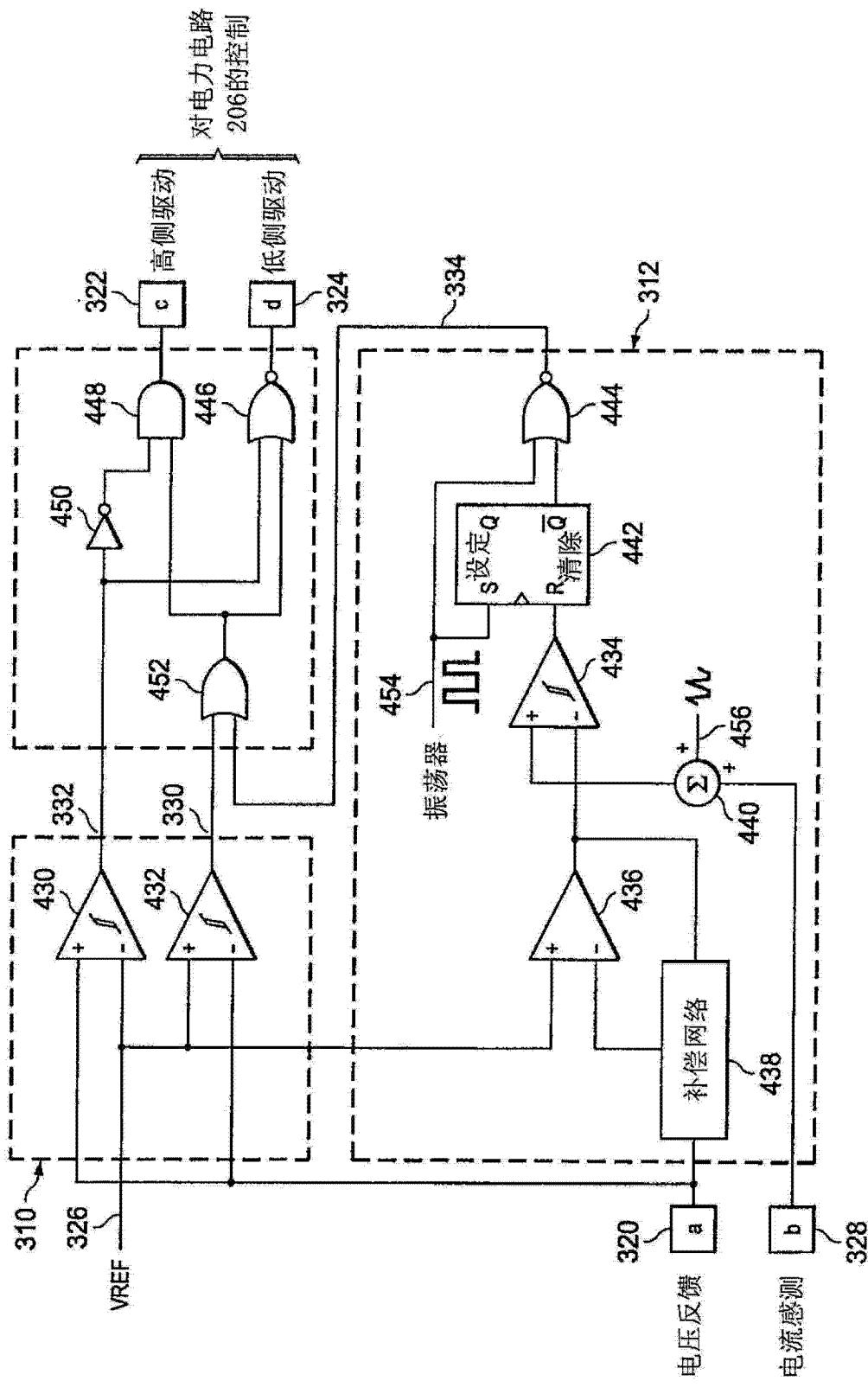


图 4

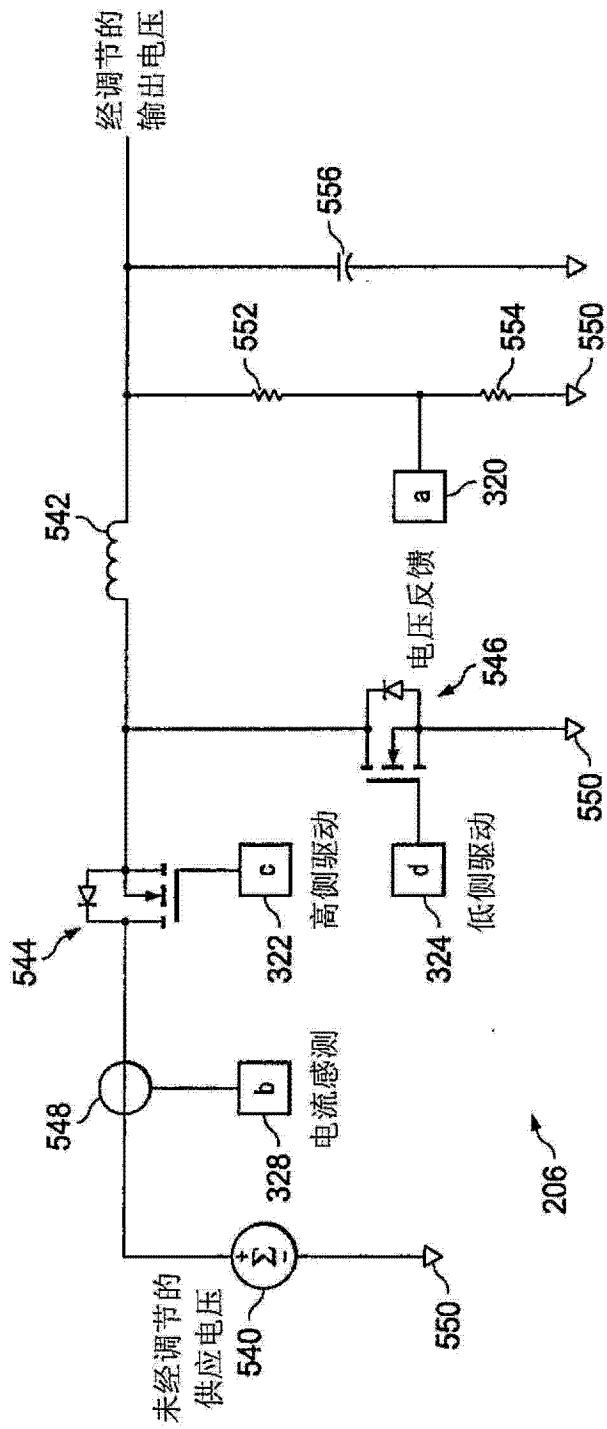


图 5

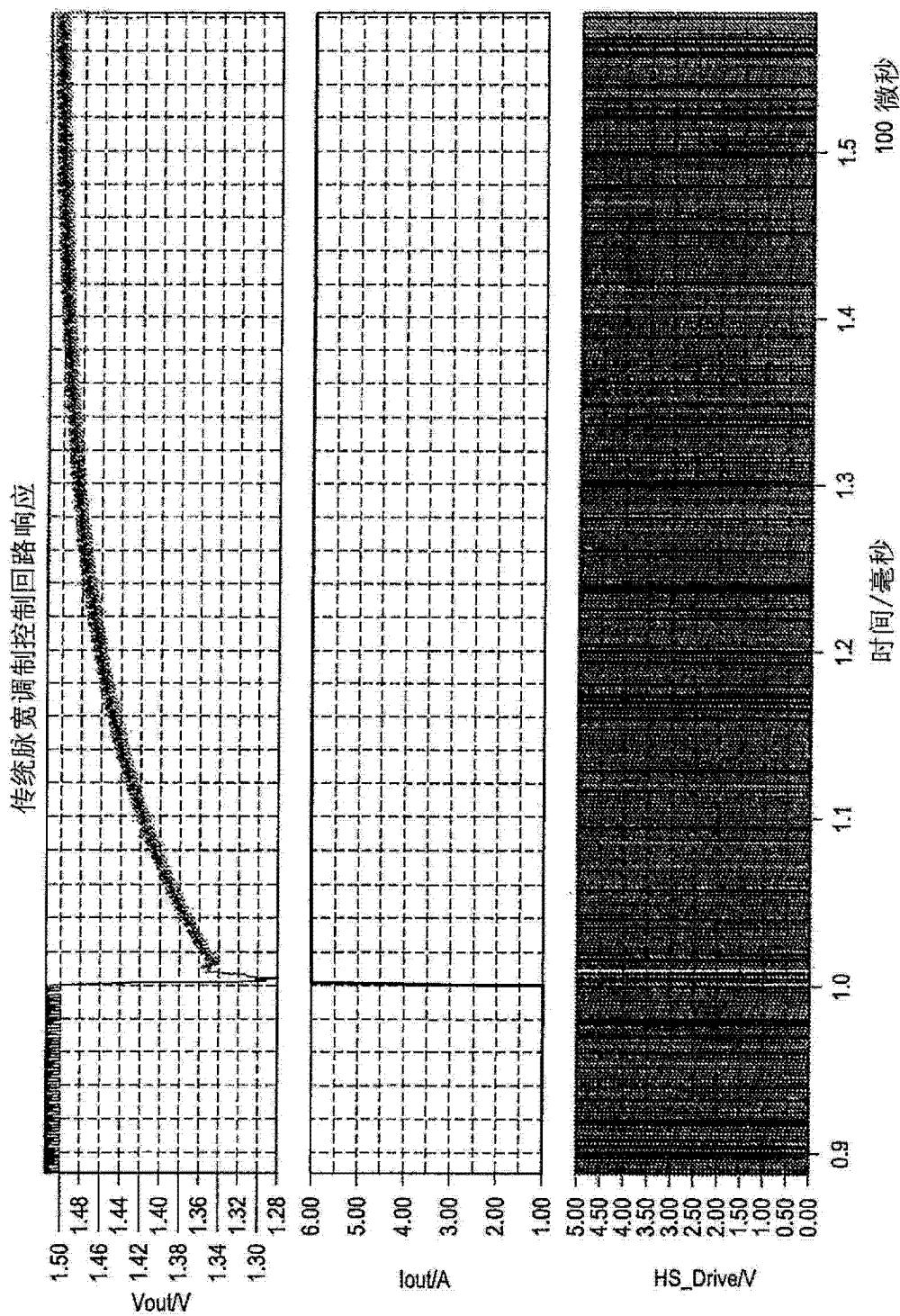


图 6

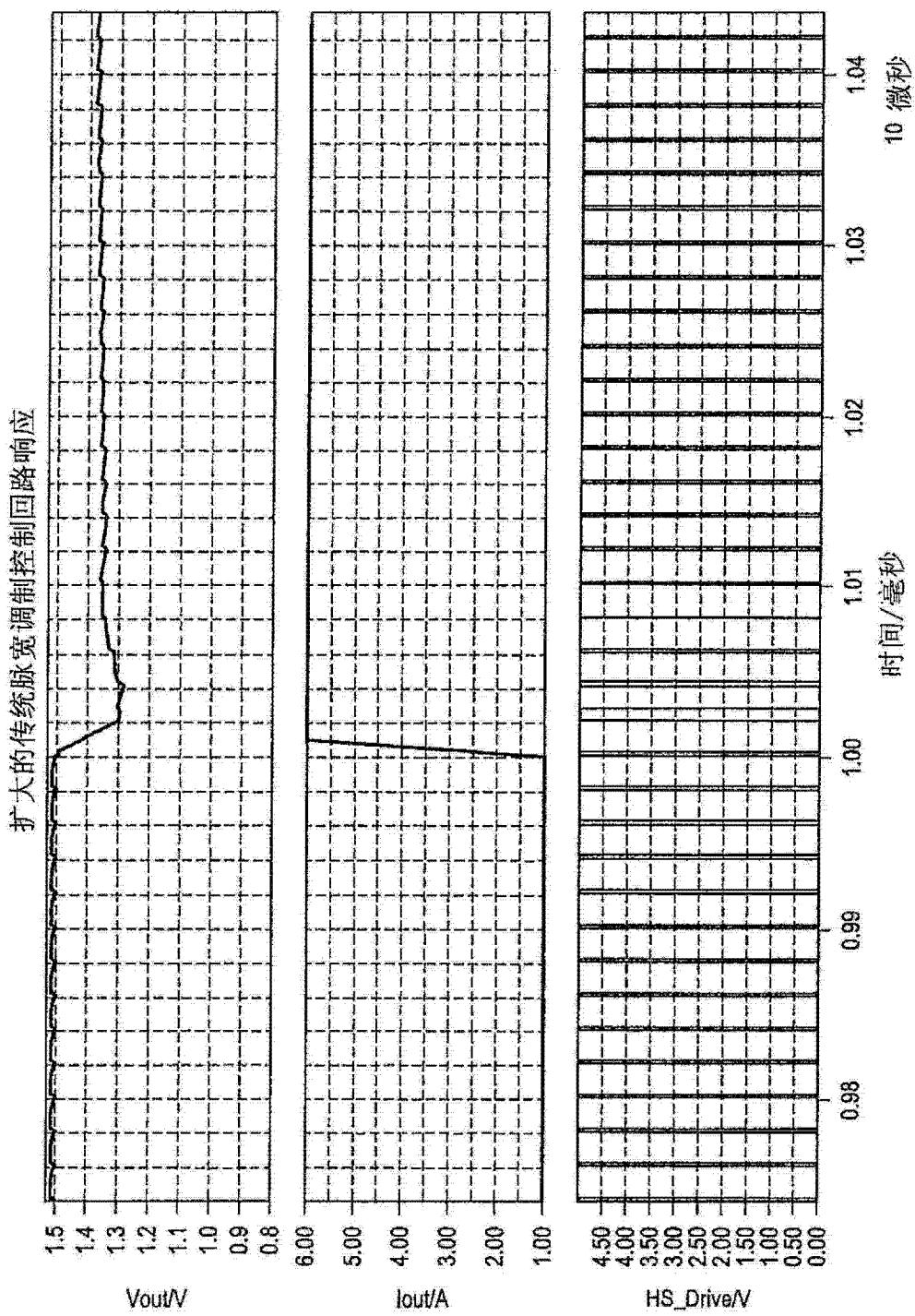


图 7

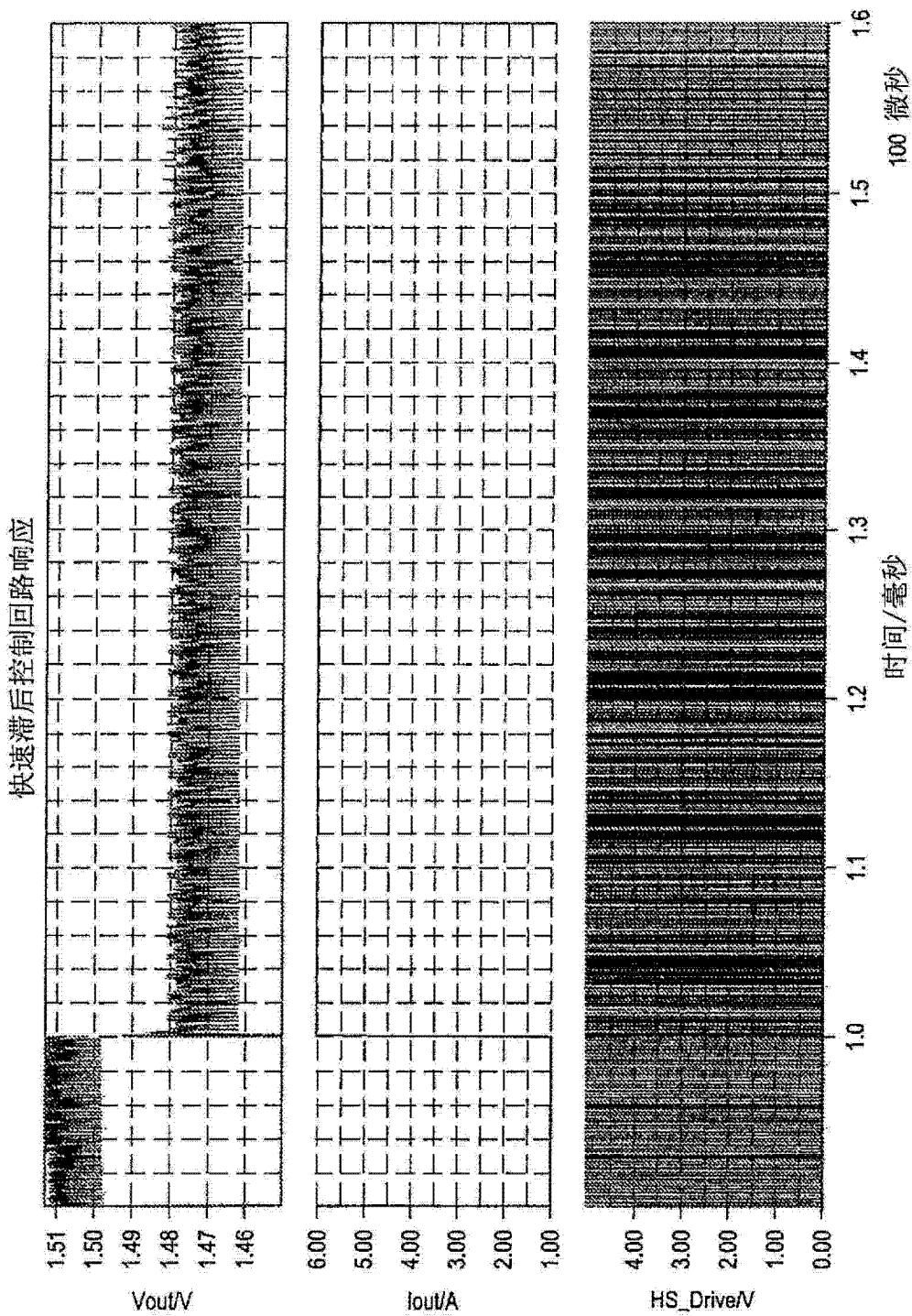


图 8

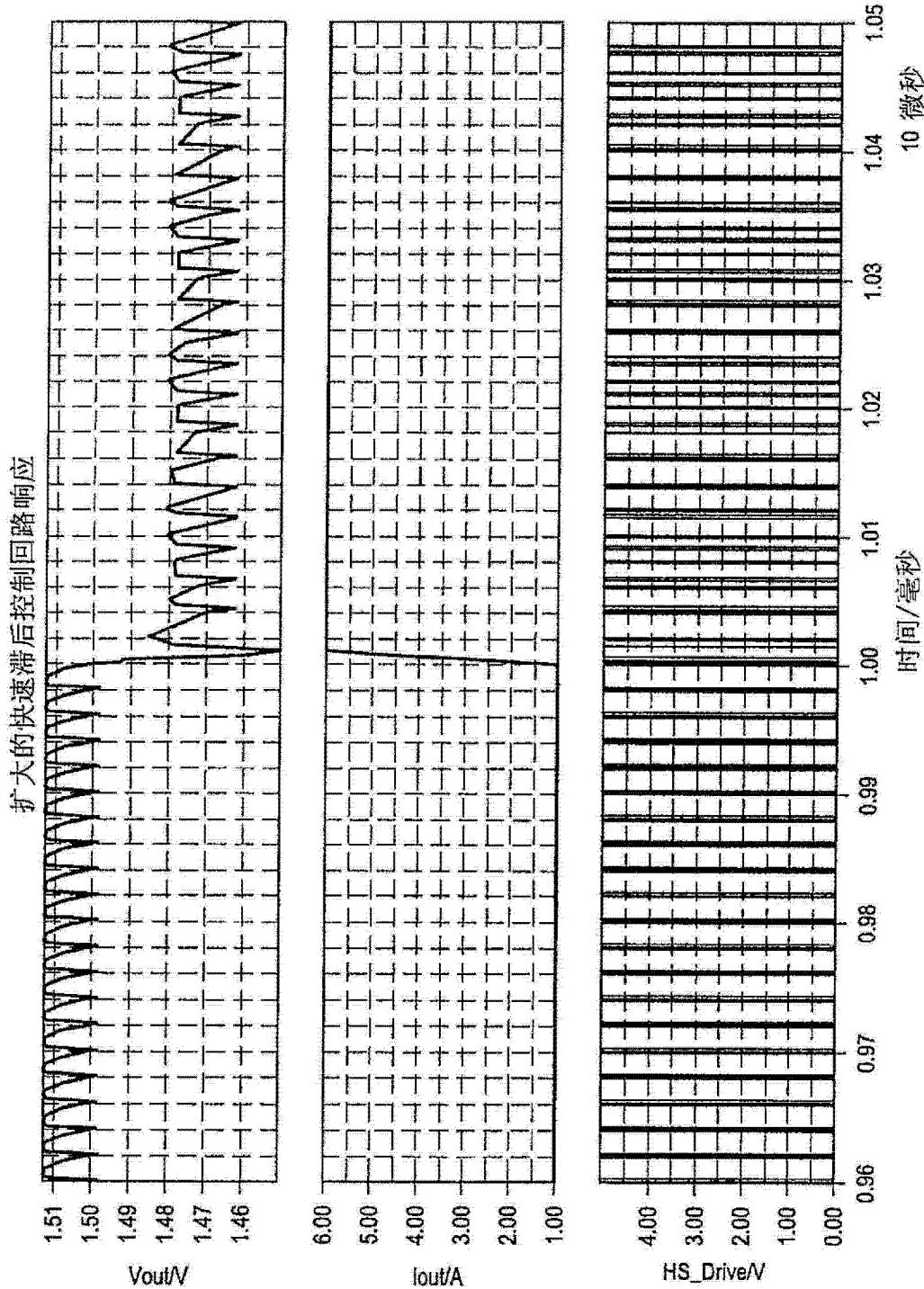


图 9

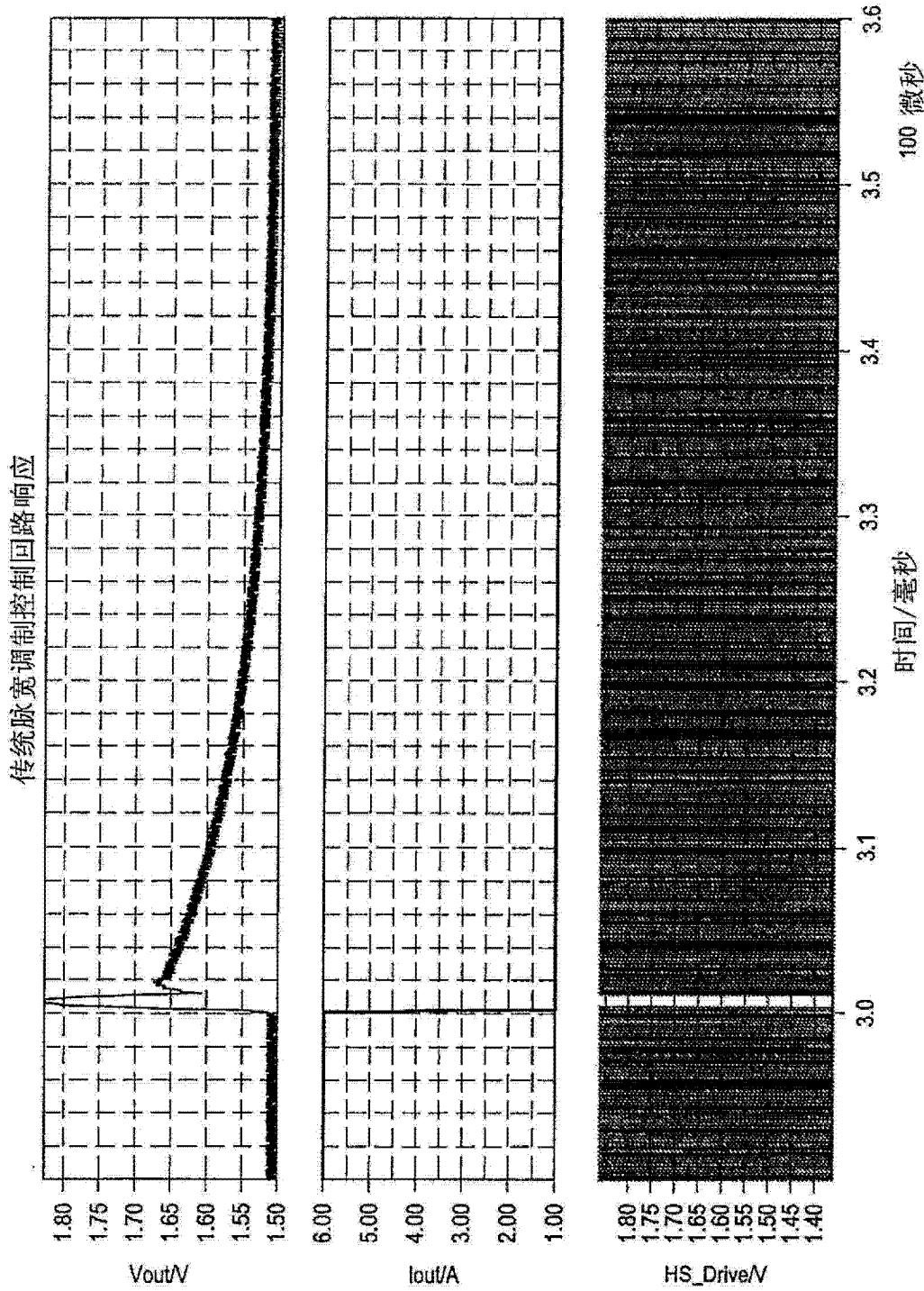


图 10

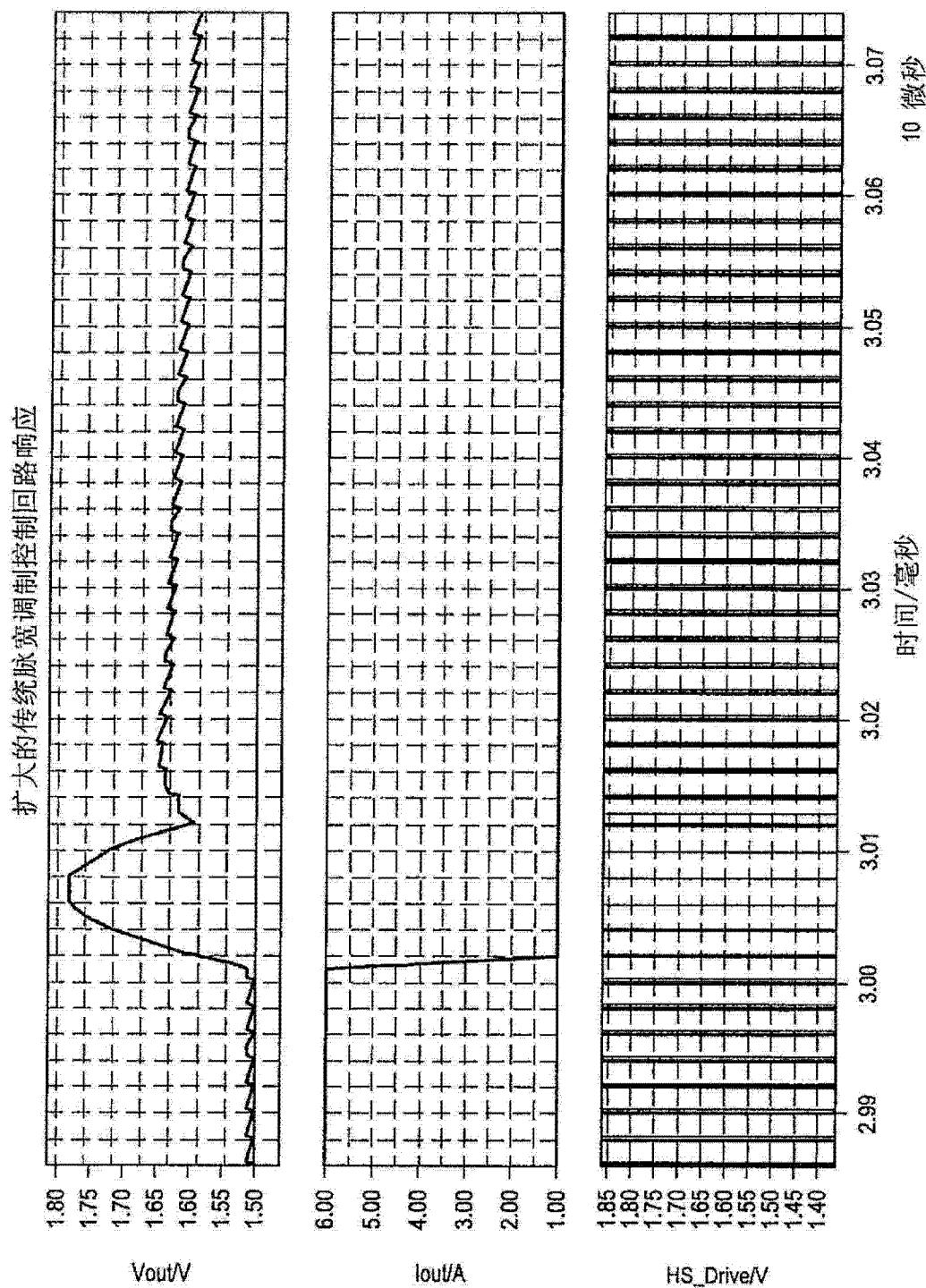


图 11

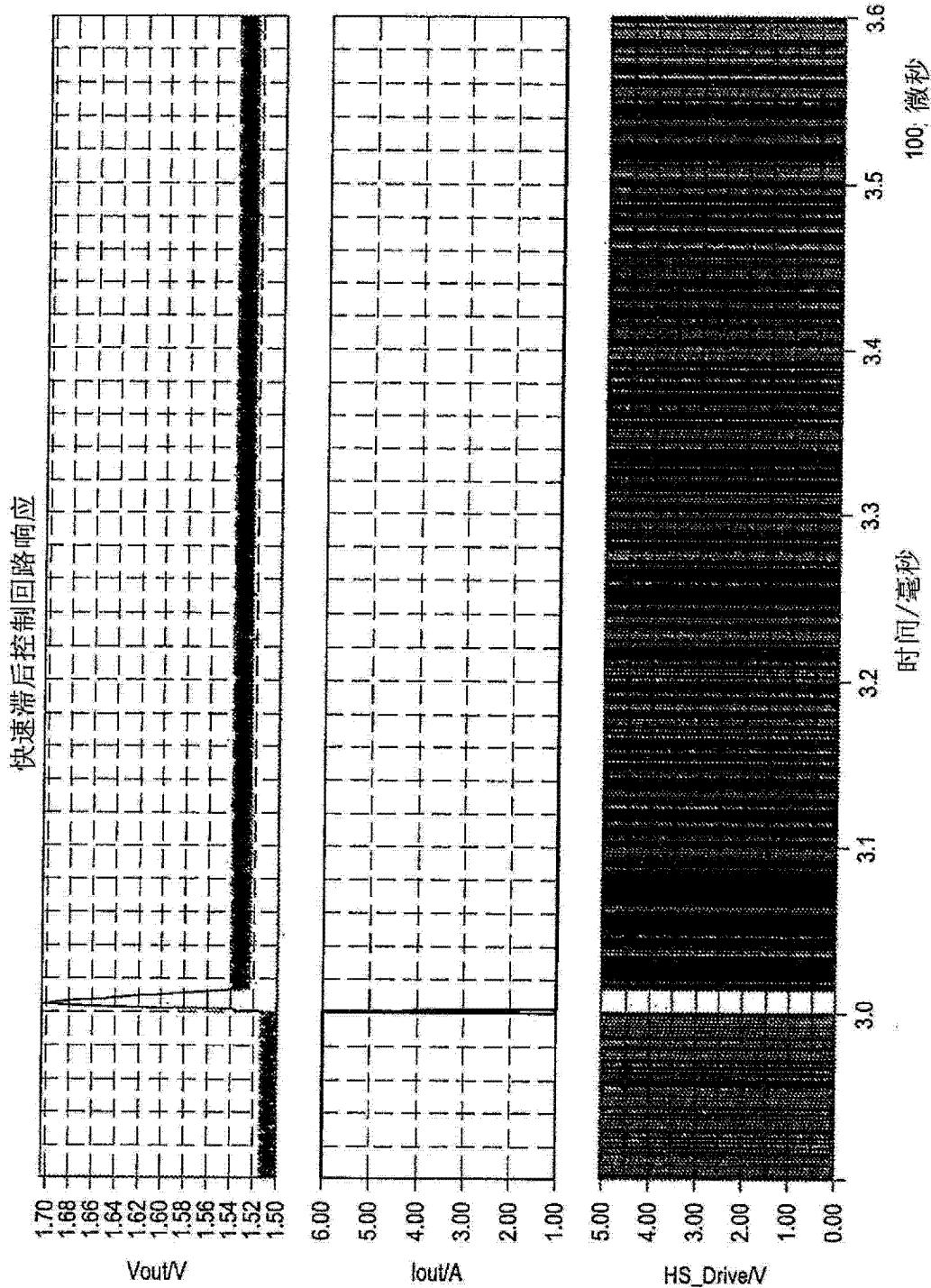


图 12

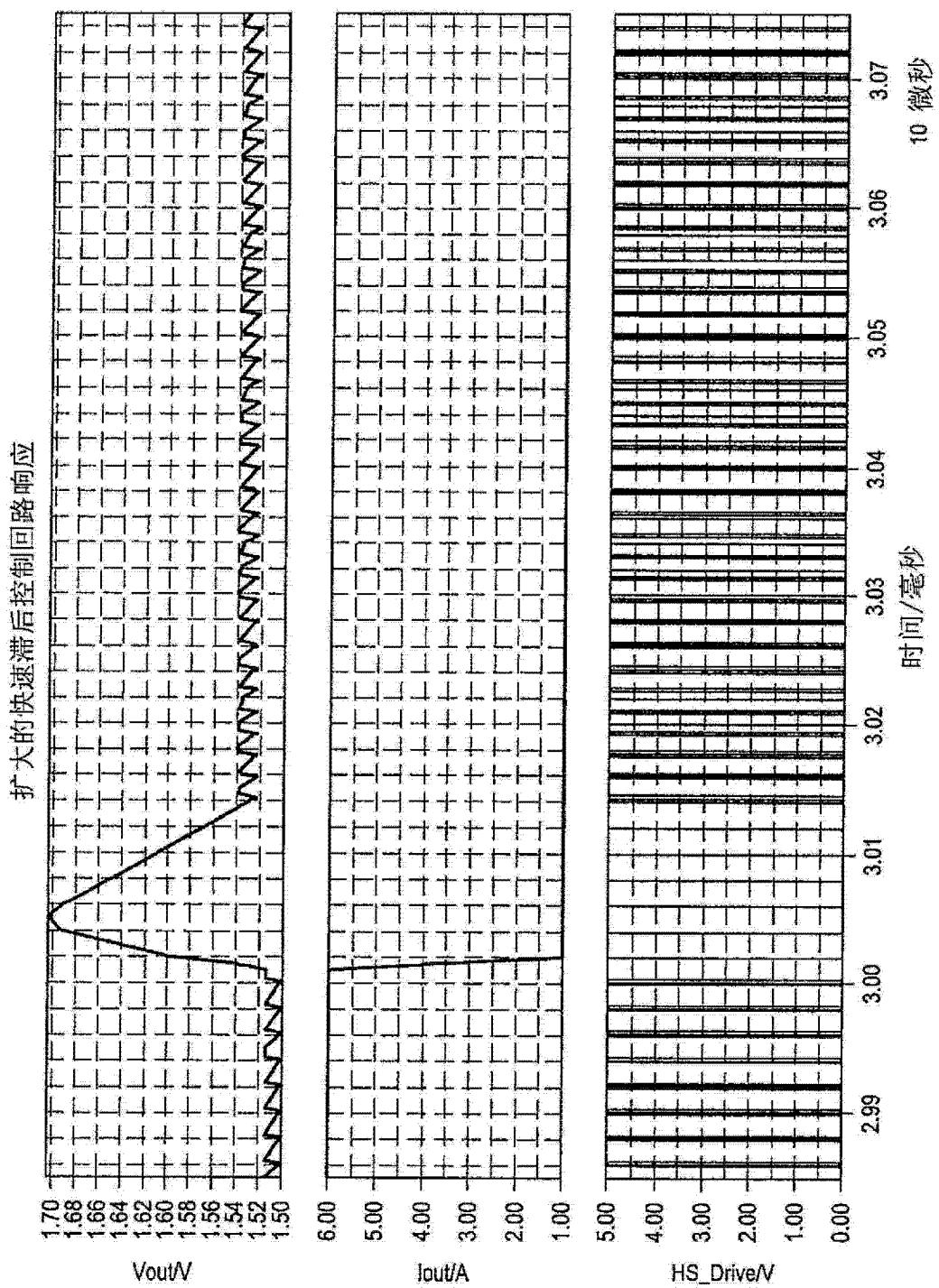


图 13