

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H02M 3/156 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 02828676.6

[45] 授权公告日 2009年1月21日

[11] 授权公告号 CN 100454738C

[22] 申请日 2002.9.11 [21] 申请号 02828676.6

[30] 优先权

[32] 2002. 1. 29 [33] US [31] 60/352,683

[32] 2002. 9. 6 [33] US [31] 10/236,787

[86] 国际申请 PCT/US2002/028956 2002.9.11

[87] 国际公布 WO2003/065558 英 2003.8.7

[85] 进入国家阶段日期 2004.9.29

[73] 专利权人 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 M·M·沃尔特斯 V·穆拉托夫

S·W·维克托

[56] 参考文献

CN1282137A 2001.1.31

US6147478A 2000.11.14

US20010035745A1 2001.11.1

US2001/0035745A1 2001.11.1

US5399958A 1995.3.21

US5770940A 1998.6.23

CN1294773A 2001.5.9

审查员 郭亮

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司

代理人 钱慰民

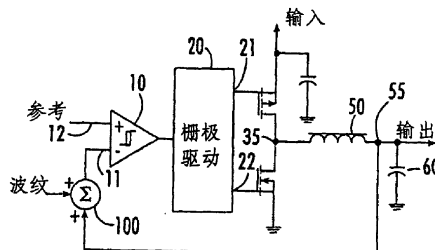
权利要求书3页 说明书6页 附图3页

[54] 发明名称

合成涟波调整器

[57] 摘要

本发明揭示一种供 DC - DC 转换器使用的合成涟波调整器，该合成涟波调整器可产生辅助电压波形，该辅助电压波形可有效复制通过输出电感器的波形涟波电流，并使用该辅助电压波形控制迟滞比较器的转换。在非限制实现中，跨导放大器监控穿过该电感器的电压，并向涟波波形电容器提供代表电感器电压的电流，从而产生该辅助电压波形。使用该复制电感器电流进行涟波调节导致低输出涟波、输入电压前馈及简单化补偿。



1. 一种用于 DC-DC 调整器的合成涟波电压发生器，所述 DC-DC 调整器具有一迟滞比较器，所述迟滞比较器在其耦合到一切换电路的输出端产生脉冲宽度调制 PWM 信号，所述切换电路切换一输入电压经过一相位节点并通过一输出电感器，以在输出节点产生输出电压，所述合成涟波电压发生器包括：

跨导放大器电路，其具有接收施加到输出电感器的电压的输入端，及一个到所述迟滞比较器的反相输入端的输出端；和

涟波电容器，其一端耦合到所述输出节点，而另一端耦合到所述跨导放大器电路的输出端，并产生涟波电压；

其中所述涟波电压被供给到迟滞比较器的反相输入端，并且将一参考电压提供给所述迟滞比较器的非反相输入端。

2. 如权利要求所述 1 的涟波电压发生器，其特征在于，所述跨导放大器电路包括具有耦合到相位节点的第一输入端和耦合到输出节点的第二输入端的跨导放大器。

3. 如权利要求 1 所述的涟波电压发生器，其特征在于，所述跨导放大器电路包括：

第一跨导放大器，具有一个输入端耦合到输出节点，另一个输入端连接到地，以及一个输出端；

第二跨导放大器，具有一个输入端接收输入电压，另一个输入端连接到电路电压 V_{cc} ，以及一个输出端；及

多工器电路，具有耦合到所述第一跨导放大器的所述输出端的第一输入端、耦合到所述第二跨导放大器的所述输出端的第二输入端及和耦合到涟波电容器的输出端，其中所述多工器电路操作为选择性地耦合所述第一和第二跨导放大器的所述输出端到所述涟波电容器。

4. 一种用于为 DC-DC 调整器的合成产生迟滞电压的方法，该 DC-DC 调整器包括迟滞比较器，所述迟滞比较器产生脉冲宽度调制 PWM 信号并将其供给一切换电路，所述切换电路切换一输入电压经过一相位节点并通过一输出电感器，以在输出节点产生输出电压，所述 DC-DC 调整器还包括一跨导放大器电路，其具

有接收施加到输出电感器的电压的输入端，及一个到所述迟滞比较器的反相输入端的输出端，所述 DC-DC 调整器还包括一涟波电容器，其一端耦合到所述输出节点，而另一端耦合到所述跨导放大器电路的输出端，所述方法包括：

在所述涟波电容器上产生涟波电压，指示通过输出电感器所产生的电流；
施加涟波电压到迟滞比较器的反相输入端；以及
施加参考电压到所述迟滞比较器的非反相输入端。

5. 如权利要求 4 所述的方法，其特征在于，所述产生涟波电压，指示通过输出电感器所产生的电流，包括：

检测施加到输出电感器的电压；
将检测到的电压转换为检测电流；及
用检测电流给电容装置充电。

6. 如权利要求 5 所述的方法，其特征在于，所述检测施加到输出电感器的电压包括检测处于相位节点的电压。

7. 如权利要求 5 所述的方法，其特征在于，所述检测施加到输出电感器的电压包括检测跨接输出电感器的电压。

8. 如权利要求 4 所述的方法，其特征在于，所述产生涟波电压，指示通过输出电感器所产生的电流，包括：

将输出电压转换为第一电流；
将输入电压转换为第二电流；及
根据所述 PWM 信号选择性地耦合所述第一电流和所述第二电流到一电容装置。

9. 如权利要求 4 所述的方法，其特征在于，所述产生涟波电压，指示通过输出电感器所产生的电流，包括：

检测通过输出电感器的涟波电流；及
将检测电流转换为涟波电压。

10. 一种 DC-DC 转换器，其特征在于，包括：

迟滞比较器，具有一非反相输入端用于接收参考信号，一反相输入端和一输出端用于提供脉宽调制 PWM 信号；

切换电路，根据所述 PWM 信号交替地耦合相位节点到输入电压源的两极；

输出电感器，耦合在所述相位节点和输出节点之间，产生调制的输出信号；
跨导放大器电路，具有耦合到所述输出电感器的输入端和耦合到所述迟滞比较器的反相输入端的输出端；及

电容器，其一端耦合到所述输出节点而另一端耦合到所述跨导放大器电路的输出端，其产生涟波电压，指示通过所述输出电感器的电流。

11. 如权利要求 10 所述的 DC-DC 转换器，其特征在于，还包括误差放大器，其具有接收参考电压的第一输入端，耦合到所述输出节点的第二输入端，和耦合到所述迟滞比较器的第二输入端的输出端。

12. 如权利要求 10 所述的 DC-DC 转换器，其特征在于，所述跨导放大器电路包括跨导放大器，其具有耦合到所述相位节点的第一输入端和耦合到所述输出节点的第二输入端。

13. 如权利要求 10 所述的 DC-DC 转换器，其特征在于，所述跨导放大器电路包括：

第一跨导放大器，具有一个输入端耦合到所述输出节点另一个输入端连接到地，以及一输出端；

第二跨导放大器，具有一个输入端耦合到所述输入电压源，另一个输入端连接到电路电压 V_{cc} ，以及一个输出端；及

切换器，根据所述 PWM 信号选择性地耦合所述第一和第二跨导放大器的所述输出端到所述电容。

14. 如权利要求 10 所述的 DC-DC 转换器，其特征在于，还包括耦合到所述输出节点的陶瓷电容器。

合成涟波调整器

相关申请案交互参考

本申请案主张共同申请的临时专利申请案的利益，其序号为 60/352,683, 2002 年 1 月 29 日申请，标题「合成涟波调整器」，发明人为 M. Walters 等人，转让给本申请案的受让人，并且将其披露并入本文。

发明领域

本发明一般涉及电源供应电路及其组件，并特别针对提供 DC-DC 转换器使用的合成涟波调整器。本发明的合成涟波调整器产生人造或合成涟波波形，其控制转换器的切换操作，减少输出涟波并改进 DC 精确性。

发明背景

集成电路的电力通常由一个或更多直接电流 (DC) 电源提供。在许多应用中，该电路可能要求复数的调节电压，其与可用的供应电压 (其可能相当低，例如三伏特或更少，特别在低电流消耗较理想处，如可携式、电池式装置) 不同。此外，在许多应用中，负载电流可能在大小上有所不同。针对这些要求，使用基于脉冲或涟波产生器的转换器已经成为普遍实践，如图 1 中显示的类型的一迟滞或「开关式」转换器。

该基于涟波产生器的 DC-DC 电压转换器使用较简单的控制机制并提供对负载瞬变的快速反应。该涟波调整器的切换频率是非同步的，其在想要直接控制切换频率或切换边缘的应用中是有利的。为此目的，图 1 的涟波调整器使用迟滞比较器 10，其控制闸极驱动电路 20，其相应的输出驱动端口 22 及 23 与一对电力切换装置的控制或闸极驱动输入耦合，该对装置各自显示为上方 P-MOSFET (或 PFET) 装置 30 及下方 N-MOSFET (或 NFET) 装置 40。这些 FET 切换装置的汲极/源极路径在第一及第二参考电压 (V_{dd} 及接地 (GND)) 间串联耦合。

闸极驱动电路 20 控制切换或开关两个切换装置 30 及 40，根据比较器 10 提供的脉冲宽度调变 (PWM) 切换波形 (例如在图 2 时间图中的 PWM 所示)。该上方 PFET 装置 30 由闸极驱动 20 应用上方闸极切换信号 U_G 进行开关，该信号发送至 PFET

装置 20 的闸极，而 NFET 装置 30 由闸极驱动 20 应用下方闸极切换信号 LG 进行开关，该信号发送至 NFET 装置 30 的闸极。

两电源 FET 30/40 间的一共同或相电压节点 35 通过一电感器 50 与一电容器 60 耦合，该电容器 60 参考一规定电压(例如 ground(GND))。电感器 50 与电容器 60 间的连接 55 是作为输出节点，从其导出一输出电压输出(如图 2 所示的三角形波形输出)。为了调整相对于一规定参考电压的输出电压，输出节点与迟滞比较器 10 的一第一反相(-)输入 11、一第二非反相(+)输入 12 耦合，其耦合是为接收一 DC 参考电压。

在该迟滞或'开关式'调整器中，当节点 55 的输出电压 V_{out} 下降至低于参考电压参考时(减去比较器的固有迟滞电压 Δ)，由迟滞比较器 10 产生的输出 PWM 信号波形转变为一第一状态(例如变高)；当输出电压 V_{out} 超过参考电压加迟滞电压 Δ 时，比较器的 PWM 输出转变为一第二状态(例如变低)。负载的增加的应用将导致输出电压(V_{out}) 降至低于参考电压，对此比较器 10 引发闸极驱动打开上方切换装置 30。由于该转换器是非同步的，闸极驱动控制信号不等待一非同步时脉，而这在多数固定频率 PWM 控制方案中是很普遍的。

涉及到该类型涟波调整器的原则包含：高涟波电压、DC 电压精确性及切换频率。由于迟滞比较器 10 直接设定涟波电压 V_{out} 的大小，使用一更小迟滞 Δ 将减小电源转换效率，因为切换频率随着迟滞变小而增加。为了控制 DC 输出电压，其是涟波波形的一函数，将调节输出涟波电压(图 2 中显示的输出)的波峰 71 及波谷 72。对于显示的三角形波形，输出电压的 DC 值是 PWM 工作系数的一函数。当通过电感器 50 的电流变为非连续，产生较短的'尖峰'，其的间是较长周期的低电压，输出电压波形在轻负载时也会改变，如图 2 中 DISCON 波形所示。由于涟波电压波形随着输入线及负载状况而不同，维持严格的 DC 调节较困难。

另外，电容器科技的改进将改变涟波波形。特别地，陶瓷电容器科技的目前状况使得陶瓷电容器的等效串联电阻或 ESR(其产生图 2 所示输出电压波形的分段线性或三角形波形)可以降至非常低的数值。然而，在非常低的 ESR 值下，输出电压的涟波形状从三角形变为一非线性形状(例如抛物线及正弦曲线)。这导致输出电压溢出迟滞门限，并引起更高的双波峰涟波。结果，当在一涟波调整器中使用时，想要降低 DC-DC 转换器中输出电压涟波的改进实际上可导致增强的涟波。

发明概要

根据本发明，传统涟波调整器的缺点，包含以上所述，藉由合成涟波调整器的方法有效消除，其可有效产生一辅助电压波形，例如有效复制或映射通过输出电感器的波形涟波电流，并使用该辅助电压波形控制迟滞比较器的转换。使用这样重新构造的电流涟波调节导致低输出涟波、输入电压前馈及简单化补偿。

将穿过电感器的电压与跨导放大器(其输出供应具有斜坡电流的'涟波电压'电容器，该斜坡电流与穿过电感器的电压成正比)耦合，可以轻易地产生辅助电压波形。由于穿过电流驱动电容器的电压与穿过电压驱动电感器的电流等效，使用与穿过电感器电压成正比的电流驱动涟波电容器，将提供理想的控制迟滞比较器的波形形状。对于步骤输入电压改变，该斜坡电流将成比例改变，以更改电源切换装置的导电间隔。

将误差信号放大器插入迟滞比较器的上游，并与其耦合以接收调节参考电压。该误差信号放大器用来增加 DC 调节精确性，提供高 DC 增强以减少由于涟波波形、不同偏移量及其它误差信号引起的误差信号。该误差信号放大器的输出跟随负载电流，并供应给迟滞比较器的参考输入。

附图的简单说明

图 1 概略地说明了基于传统涟波调整器的 DC-DC 电压转换器的一般结构；

图 2 是时序图，其显示 PWM 及与图 1 的基于涟波调整器的 DC-DC 电压转换器操作相关联的输出电压波形；

图 3 概略地说明了依据本发明的合成涟波调整器的一般构造；

图 4 概略地说明了图 3 的合成涟波调整器的一非限制实现；

图 5 是时序图，其显示与图 3 及 4 的合成涟波调整器的操作相关联的波形；
及

图 6 显示图 4 的跨导放大器，其作为两个独立受控跨导放大器实现。

发明的详细说明

在说明本发明的合成涟波调整器的一非限制但较佳具体实施例前，应说明本发明主要在于传统电路组件的一安排，及其并入上述类型一迟滞控制器中的方式。请理解本发明可以其它不同实现方式来具体实施，而且不应解释为只限于本文中显示及说明的具体实施例。相反地，这里所显示及说明的实现范例只是为了提供与本发明有关的那些细节，从而不至于将本披露与对于熟练本技艺者十分明显的细

节混淆，其从本说明中获益。贯穿本文及图式，同样的数字表示同样的零件。

现在请看图 3，其概略地说明了依据本发明的合成涟波调整器的一般构造。如上述简单说明，及如图 3 中显示的合计单位 100，依据本发明的合成涟波调整器将一辅助涟波电压(涟波)注入反馈通道，至迟滞比较器 10 的输入 11，使得其与输出电压在节点 55 相结合。该辅助波形要与转换器的切换间隔同步，并具有对应于电感器中电流波形的一形状，其在本范例中，是一三角形波形涟波电流。

请注意，依据下列等式(1)，通过一电压驱动电感器的电流与穿过一电流驱动电容器的电压等效，因而这样一电压波形可轻易产生：

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int V_L * dt$$

$$v_C(t) = \frac{1}{C} \int i_C * dt \quad (2)$$

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \left[\int_0^{t_{ON}} (Input - Output) dt - \int_{t_{ON}}^T Output * dt \right] \quad (1)$$

同样，穿过一电容器的电压如等式(2)所说明：

使用与穿过电感器电压成正比的一电流驱动一电容器，将提供理想的波形形状。在间隔 t_{on} 期间，流向电容器的驱动电流 I_c 与‘输入’成正比，在剩下的间隔 $(T-t_{on})$ 期间，其小于‘输出’并与‘输出’成正比。

产生实现图 3 的合成涟波调整器中的此类涟波波形的一非限制实现在图 4 中概略地说明，其包含与‘涟波电压’电容器 120 耦合的跨导放大器 110。该跨导放大器 110 产生输出电流 I_{RAMP} ，依据等式 (1)，其与穿过电感器 50 的电压成正比。涟波电压电容器 120 将该电流转换成一代表电感器电流的电压，其具有理想的波形形状。基于电感器电流同步化涟波波形的好处就是固有的前馈特性。对于步骤输入电压改变，电流 I_{RAMP} 将成比例改变，以更改变电源切换装置的导电间隔。

为此目的，跨导放大器 110 有第一非反相(+)输入 111，其在电感器 50 的一端与相位节点 35 耦合，而第二(-)输入 112 在电感器的另一端与输出电压节点 55 耦合，使得跨导放大器 10‘看见’穿过电感器的电压。输出电压节点 55 进一步与电容器 120 的第一终端 121 及插入迟滞比较器 10 上游的误差信号放大器 130 的反相(-)输入 141 耦合。误差信号放大器 130 是用来增加 DC 调节精确性、提供高 DC 增强以减少由于涟波波形、不同偏移量及其它误差信号引起的误差信号。误差信号放大器 130 有一耦合的第二非反相(+)输入 132，以接受电压参考，而其输出 133 与迟滞比较器 10 的非反相(+)输入 12 耦合。在图 4 的配置中，误差信号放大器 130 的输出

跟随负载电流。跨导放大器 110 的输出 113 与电容器 120 一第二终端 122 及迟滞比较器 10 的反相(-)输入 11 相耦合。

图 3 及 4 中合成涟波调整器的操作可以通过参考图 5 的波形时序图集来理解。为了提供非限制范例, 调整器电压设置为参考值=1 VDC, 并且迟滞比较器 10 以 +/-100 mV 的迟滞现象运行。电感器 50 的感应系数为 1 μ H, 而输出电容为 10 μ F。线 M1(在 30 μ sec 时间标志)代表输入电压的变化, 其从 M1 的前 3.6 VDC 的值变为 M1 上及其后的 4.2 VDC 的值。

上方波形 501 对应于穿过涟波电压电容器 120 产生的涟波电压; 中间波形 502 为通过电感器 50 的电流, 而下方波形 503 为节点 55 上的输出电压。相应的涟波及电感器电流波形 501 及 502 的类似处是显而易见的, 如其各自在 $t=20 \mu$ s 及 $t=50 \mu$ s 时的步骤转变 511/521 及 512/522。如波形 502 所显示, 转换器最初为输入供应电压 3.6 VDC 提供一值为 100 mA 的电感器电流。该电感器电流是非连续的, 并且切换频率有比较稳定的值, 其为 900 KHz。

如波形 502 中的瞬变 521 ($t=20 \mu$ s), 负载电流有一逐步(X10) 增加, 从 100 mA 至 1 A 的值, 而切换频率增加至 1.5 MHz 的频率。从输出电压波形 503, 可看到在该瞬变中发生的涟波 531 的量比较小(只有 +/- 3 mV, 其远低于图 1 的先前技艺调整器的量 (+/-100 mV), 其发生在非连续操作中, 负载电流=100 mA, 然后降至 +/- 1.5 mV)。

在 M1 或 $t=30 \mu$ s 时间标志, 在输入电压逐步增加, 从 3.6 VDC 至 4.2 VDC, 并且切换频率几乎增加至 2.3 MHz, 然而波形 501、502 及 503 的水平都保持稳定。随后, 在 $t=50 \mu$ s, 在电感器/负载电流波形 501 中有逐步瞬变 512, 其从 1 A 降至 100 mA, 而切换频率稳定在 1.3 MHz 的值上。如可从输出电压波形 503 看出, 就像发生在 $t=20 \mu$ s 瞬变的涟波 531, 该进一步瞬变的涟波 532 的量也较小(只有 +/-3 mV 并降至 +/-1.5 mV), 因此输出电压在电压参考为 1 VDC 的值上受到有效调节。

从以上说明中可理解到, 本发明的合成涟波调整器可有效复制通过输出电感器的波形涟波电流, 并使用该辅助映射电压波形控制迟滞比较器的转换。使用这样一重新构造的电流涟波调节将导致低输出涟波、输入电压前馈及简单化补偿。作为基于穿过输出电感器的电压而合成一辅助涟波波形的替代方法, 可使用一具有参考接地涟波的求和节点。也可为具有固定输入及输出电压级别的应用预定斜坡电流。此外, 可将跨导放大器连接至一闸极输入信号而不是相位节点。

而且, 跨导放大器 110 的功能性可通过两个独立受控跨导放大器实现, 如图 6

中 150 及 160 所示。在该方法中，跨导放大器 150 将其输入与输入节点耦合，而跨导放大器 160 将其输入与输出节点 55 耦合。这些放大器的输出有选择地通过一类比多工器 170 切换至电容器 120 及迟滞比较器 10 的反相(-)输入 11。该替代配置使得该斜坡电流更精确受控，从而改进线性。

尽管我们已经显示及说明依据本发明一具体实施例，应理解同样应用不只限于此，而是容许许多改变及修改，这是熟悉本技艺者所知的，因此我们不愿局限于本文中显示及说明的细节，而是想要涵盖所有这样的改变及修改，其对具有本技艺一般水平者也是明显的。

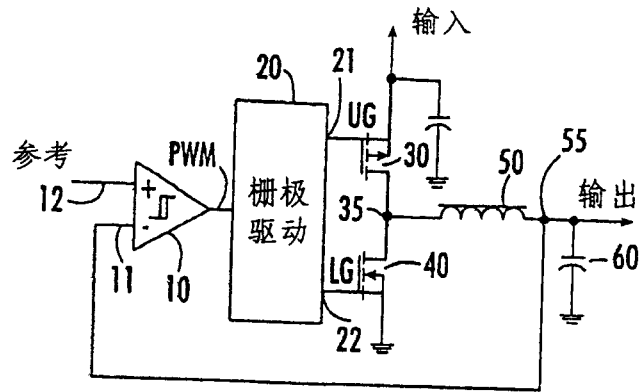


图 1

现有技术

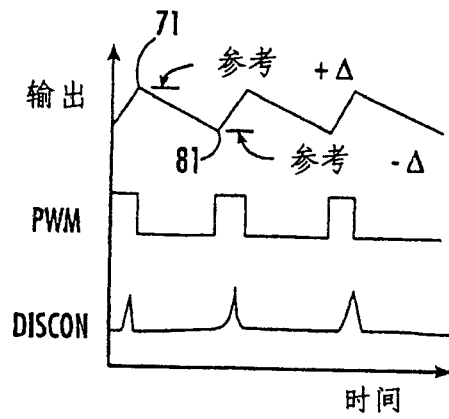


图 2

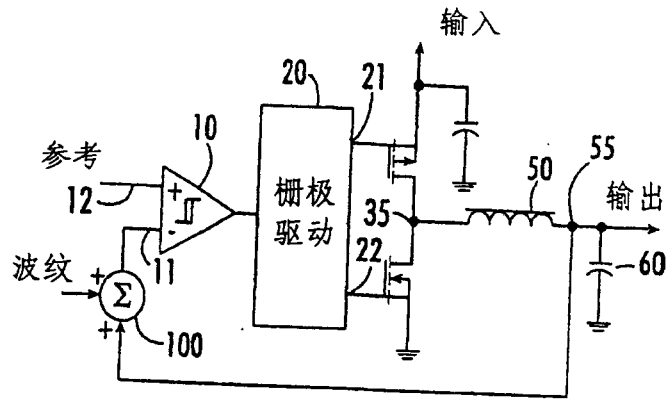


图 3

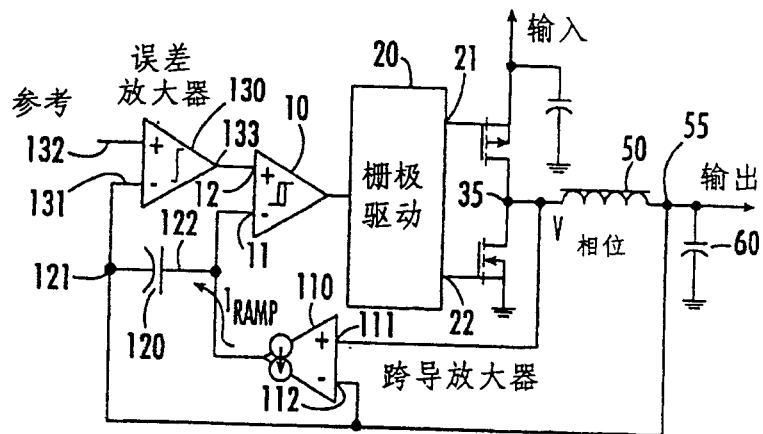


图 4

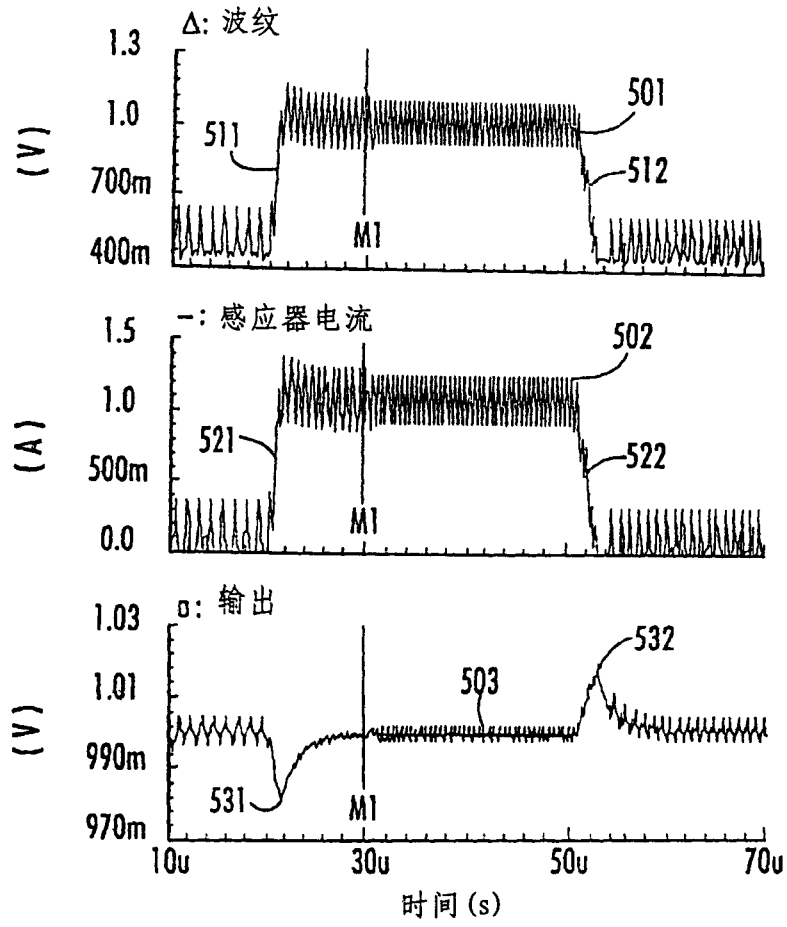


图 5

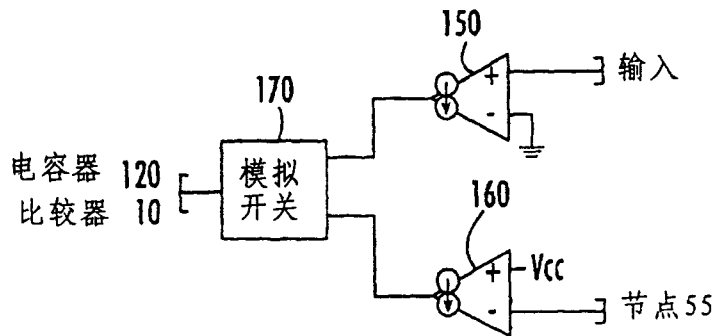


图 6