



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105474116 B

(45)授权公告日 2018.02.09

(21)申请号 201480045743.9

(22)申请日 2014.08.27

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 105474116 A

(43)申请公布日 2016.04.06

(30)优先权数据

61/870,590 2013.08.27 US

61/919,416 2013.12.20 US

14/455,545 2014.08.08 US

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2016.02.18

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/US2014/053004 2014.08.27

(87)PCT国际申请的公布数据

W02015/031534 EN 2015.03.05

(73)专利权人 德州仪器公司

地址 美国德克萨斯州

(72)发明人 艾萨克·科昂

(74)专利代理机构 北京律盟知识产权代理有限公司 11287

代理人 林斯凯

(51)Int.Cl.

G05F 1/46(2006.01)

H02M 1/08(2006.01)

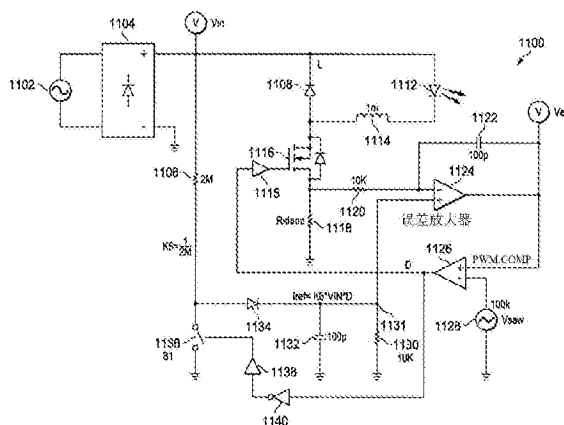
审查员 张婕

(54)发明名称

用于根据可接入电流计算不可接入电流的平均值的方法及设备

(57)摘要

在所描述的实例中,提供一种用于操作可调光LED(1112)的LED驱动器电路(1100),其耦合到AC调光器(1102)的经整流输出。电流(I_{ref})与所述LED驱动器电路(1100)的输入电压(V_{in})有关。使所述电流(I_{ref})的值乘以所述输入电压(V_{in})及所述LED驱动器电路(1100)的工作循环以产生第一电压。将所述第一电压与表示通过所述LED驱动器电路(1100)中的开关(1116)的电流的电压比较以产生比较信号(PWM COMP)。所述比较信号(PWM COMP)用以产生脉冲宽度调制PWM信号(D)以用于控制所述开关(1116)及所述乘法以驱动所述LED(1112)。



1. 一种具有经调节的输出电流的降压转换器,其包括:
电流测量装置,其测量到所述转换器的输入电流;
耦合到所述电流测量装置的开关;
脉冲宽度调制PWM电路,其经耦合以从所述测量装置接收输出电压;及
模拟乘法器,其耦合到所述脉冲宽度调制PWM电路的输出以接收与调节器的工作循环有关的信号D以及与整流器的工作循环或同步开关的工作循环有关且与表示来自所述转换器的预定输出电流值的电压有关的信号1-D。
2. 一种具有经调节的输出电流的降压转换器,其包括:
电流测量装置,其测量到所述转换器的输入电流;
耦合到所述电流测量装置的开关;
脉冲宽度调制PWM电路,其经耦合以从所述测量装置接收输出电压;及
模拟乘法器,其耦合到所述脉冲宽度调制PWM电路的输出以接收与调节器的工作循环有关且与表示来自所述转换器的预定输出电流值的电压有关的信号D,其中所述模拟乘法器包含:
第一开关,其耦合于表示所述预定输出电流值的所述电压与节点之间;
第二开关,其耦合于所述节点与参考电压之间;及
低通滤波器,其耦合于所述节点与到误差放大器的输入之间,其中所述第一开关由表示D的信号操作,且所述第二开关由表示1-D的信号操作。
3. 根据权利要求2所述的转换器,其中所述脉冲宽度调制PWM电路包含误差放大器,所述误差放大器通过所述误差放大器的反馈回路中的电阻器及电容器耦合到所述电流测量装置,所述电阻器及电容器平均化来自所述测量装置的所述输出电压以产生与到所述转换器的平均输入电流有关的信号。
4. 根据权利要求3所述的转换器,其中所述电流测量装置包含电阻分流器。
5. 根据权利要求4所述的转换器,其中所述调节器的负载为LED。
6. 一种具有经调节的平均输出电流的升压转换器,其包括:
开关,其经耦合以从所述转换器接收输入电流;
电流测量装置,其测量到所述转换器的所述输入电流且产生表示其的电压,所述电压表示与所述输出电流被调节到的值有关的常量;
第一模拟乘法器,其耦合到表示所述常量的所述电压以用于使所述常量K乘以表示1减去所述转换器的工作循环的信号1-D以产生信号 $K*(1-D)$;
第二模拟乘法器,其耦合于表示所述输入电流的所述电压与脉冲宽度调制PWM电路的第一输入之间;及
所述脉冲宽度调制PWM电路的第二输入经耦合以接收所述信号 $K*(1-D)$ 。
7. 根据权利要求6所述的转换器,其中所述模拟乘法器包含:第一开关,其耦合于表示预定输出电流值的电压与节点之间;第二开关,其耦合于所述节点与参考电压之间;及低通滤波器,其耦合于所述节点与到误差放大器的输入之间,其中所述第一开关由表示1-D的信号操作,且所述第二开关由表示D的信号操作。
8. 根据权利要求7所述的转换器,其中所述脉冲宽度调制PWM电路包含误差放大器,所述误差放大器通过所述误差放大器的反馈回路中的电阻器及电容器耦合到所述电流测量

装置,所述电阻器及电容器平均化来自所述电流测量装置的所述输出电压以产生与到所述转换器的平均输入电流有关的信号。

9. 根据权利要求8所述的转换器,其中所述电流测量装置包含电阻分流器。

10. 根据权利要求9所述的转换器,其中所述转换器的负载为LED。

11. 一种降压电压到电流转换器,其包括:

AC输入电压源;

通过电感器耦合到负载的开关;

电流测量装置,其用于测量通过所述开关的电流;

电流源,其耦合到模拟乘法器以用于使电流值乘以所述转换器的工作循环;及

脉冲宽度调制PWM电路,其用于在其一个端子处从所述乘法器接收电压输出且用于接收与由所述电流测量装置测量的所述电流有关的电压,所述脉冲宽度调制PWM电路将产生与所述转换器的工作循环有关的信号D,其中由所述信号操作所述开关以产生通过所述负载的与所述输入电压的常量倍有关的电流。

12. 根据权利要求11所述的降压电压到电流转换器,其中所述模拟乘法器包含由与 $1-D$ 有关的信号操作的开关,其中所述开关耦合于节点与参考电压之间,所述节点为到所述乘法器的输入,且其中二极管耦合到所述节点及放大器的输出。

13. 根据权利要求12所述的降压电压到电流转换器,其进一步包括耦合于所述模拟乘法器的输出与所述参考电压之间的电容器及电阻器。

14. 根据权利要求13所述的降压电压到电流转换器,其中所述电流测量装置为电阻分流器。

15. 根据权利要求11所述的降压电压到电流转换器,其中所述AC输入电压源为经整流的变暗AC电压。

16. 根据权利要求15所述的降压电压到电流转换器,其中所述负载为LED,可由AC调光器使所述LED变暗。

用于根据可接入电流计算不可接入电流的平均值的方法及设备

技术领域

[0001] 本发明大体上涉及功率转换器,且更特定来说涉及使用不可接入电流以用于测量及/或控制所述功率转换器。

背景技术

[0002] 有时在功率转换器内测量电流,及/或使用对不可接入的电流的测量控制功率转换器。术语“不可接入”包含(但不限于)其中功率转换器不能接入对负载内的电流的测量的情况,例如当其被物理地分离的情况。所述负载可能不具有用于测量所需电流的构件,且可能并不能针对物理地分离的功率转换器添加此类构件或提供对此类测量的接入。术语“不可接入”还包含其中可接入对电流的测量但所述测量可能难以进行及/或进行起来较昂贵的情况。举例来说,可为电压的测量结果可指代不同接地或更高电压,此情况使得难以进行测量或控制电路及/或进行起来较昂贵(除了较复杂之外)。另一可能是待被测量的电流可能在隔离屏障的错误侧上,在隔离屏障的错误侧上渗透所述屏障不合需要。此外,术语“不可接入”包含其中可接入对电流的测量且用于进行所述测量的电路的成本及/或复杂性可能为合理的但测量要求较高的功率耗散的情况。(举例来说)如果使用电阻分流器测量高电流功率转换器中的电流,可发生此情况,其中产生跨越分流器的可用电压(例如,100mV)可因为高电流穿过所述分流器而导致高功率耗散。在待测量及/或使用以控制功率转换器所需的电流可为“不可接入”的情况中存在其它情况。

[0003] 尽管功率转换器电路有时被称为“调节器”,但术语“功率转换器”或“转换器”指代降压电路、升压电路或降压-升压(反激式)电路。

[0004] 沃尔拜(Vorperian)及其他人提出一种脉冲宽度调制(PWM)开关概念,其中如果转换器操作于转换模式(TM)或连续电流模式(CCM)中,已知关系就存在于三种类型的转换器中的不同平均电流之间。这些关系为:(a)降压,其中 $I_{sw} = I_{in} = I_{out} * D = I_{Diode} * D / (1-D)$ (“等式1”);(b)升压,其中 $I_{sw} = I_{in} * D = I_{out} * (1-D) / D = I_{Diode} * (1-D) / D$ (“等式2”);及(c)降压-升压,其中 $I_{sw} = I_{in} = I_{out} * (1-D) / D = I_{Diode} * D / (1-D)$ (“等式3”)。在等式1到3中, I_{sw} 为开关中的电流, I_{IN} 为到转换器的输入电流, I_{OUT} 为来自转换器的输出电流, I_{Diode} 为整流器二极管或同步开关中的电流, D 为PWM开关的工作循环,且 $(1-D)$ 为整流器的工作循环。

[0005] 即使待测量或控制的所需电流为“不可接入的”,也可感测更方便的电流,且接着可求解等式1到3中的适当一者以获得所需电流的复制品,接着所述复制品可用以提供测量及/或可用作控制变量。

[0006] 然而,等式1到3要求乘法及/或除法。模拟乘法电路及除法电路为不准确的、昂贵的,消耗集成电路上的大量空间且消耗相当多的功率。通过比较,如果将实施模拟控制,用于此目的的数字电路就包含输入处的ADC电路及输出处的DAC电路。因而,数字乘法或除法也不合需要。

发明内容

[0007] 在所描述的实例中,具有经调节输出电流的降压转换器包含测量到所述转换器的输入电流的电流测量装置。开关耦合到所述电流测量装置。脉冲宽度调制(PWM)电路经耦合以从所述测量装置接收输出电压。模拟乘法器耦合到所述脉冲宽度调制(PWM)电路的输出以接收与调节器的工作循环有关且与表示来自所述转换器的预定输出电流值的电压有关的信号(D)。

[0008] 一方面,具有经调节平均输出电流的升压转换器包含经耦合以从所述转换器接收输入电流的开关。电流测量装置测量到所述转换器的所述输入电流且产生表示其的电压。电压表示与所述输出电流被调节到的值有关的常量。第一模拟乘法器耦合到表示所述常量的所述电压以用于使所述常量 K 乘以表示一减去所述转换器的工作循环的信号 $(1-D)$ 以产生信号 $K*1(1-D)$ 。第二模拟乘法器耦合于表示所述输入电流的所述电压与到脉冲宽度调制(PWM)电路的第一输入之间。到所述脉冲宽度调制(PWM)电路的第二输入经耦合以接收所述信号 $K*1(1-D)$ 。

[0009] 一方面,到电流转换器的降压电压包含AC输入电压源。开关通过电感器耦合到负载。电流测量装置测量通过所述开关的电流。电流源耦合到模拟乘法器以用于使电流值乘以所述转换器的工作循环。脉冲宽度调制(PWM)电路接收从其一个端子处的所述乘法器输出的电压且接收与由所述电流测量装置测量的所述电流有关的电压。所述脉冲宽度调制(PWM)电路产生与所述转换器的工作循环有关的信号(D)。所述开关由所述信号操作以通过与常量倍的所述输入电压有关的所述负载产生电流。

[0010] 一方面,操作可调光LED的方法包含使LED驱动器电路耦合到AC调光器的经整流输出。所述方法包含提供与所述LED驱动器电路的输入电压有关的电流。将所述电流的值乘以所述输入电压及所述LED驱动器的工作循环以产生第一电压。将所述第一电压与表示通过所述LED驱动器电路中的开关的电流的电压比较以产生比较信号。所述比较信号用以产生脉冲宽度调制(PWM)信号以用于控制所述开关及所述乘法以驱动所述LED。

附图说明

[0011] 图1为根据实施例的模拟乘法器的示意图。

[0012] 图2为根据实施例的模拟除法器的示意图。

[0013] 图3为用于计算 I_{out} 的电路的示意图。

[0014] 图4为图3的电路的波形图。

[0015] 图5为用于调节平均输出电流的电路的示意图。

[0016] 图6为图5的电路的简化版本的示意图。

[0017] 图7为图6的电路的线路调节图。

[0018] 图8为图6的电路的负载调节图。

[0019] 图9为用于调节升压转换器的平均输出电流的电路的示意图。

[0020] 图10为图9的电路的示意图,其中消除除法器电路。

[0021] 图11为电压到电流转换器的示意图。

[0022] 图12为图11的电路的一组波形图。

[0023] 图13为降压-升压(反激式)转换器的示意图。

具体实施方式

[0024] 下文描述有关标的物且借此通过引用方式并入:第14/455,582号美国专利案及第14/455,607号美国专利案。

[0025] 本发明提供一种相对简单、廉价、高性能且可靠的电路以在功率转换器内执行模拟乘法或除法,此情况使能使用不可接入的电流测量以针对功率转换器中的测量及/或控制提供所需电流。

[0026] 通常,当测量电流时,在电压的幅度与电流的幅度有关的情况下产生电流的电压模拟。测量电流的常见方法是使用电阻分流器、电流互感器或霍尔(Hall)效应装置。可在转换器内使用由这些装置中的一者产生的电压连同等式1到3中的一者以控制转换器的操作及/或提供所需测量。

[0027] 图1展示根据实施例的模拟乘法电路,大体上如100。电压(A)表示跨越电流测量装置中的一者产生且展示由电压源102产生的电压。电压源的负端子耦合到接地,正端子耦合到开关104,开关104的另一侧连接到节点112。第二开关106连接于节点112与接地之间。电阻器R 114耦合于节点112与输出端子118之间。电容器116耦合于输出端子118与接地之间。

[0028] 乘法器100利用已针对转换器的操作在所述转换器内产生的脉冲宽度调制(PWM)信号108。信号(D)表示转换器的主开关的工作循环。通过经由反相器110反相信号(D)产生的信号(1-D)表示整流器或转换器的同步开关的工作循环。当信号(D)处于第一逻辑状态时开关104闭合,且当信号(1-D)处于第二逻辑状态时开关106断开。当信号(D)处于第二逻辑状态时开关104断开,且当信号(1-D)处于第一逻辑状态时开关106闭合。举例来说,第一逻辑状态可表示数字“1”,且第二逻辑状态可表示数字“0”。由RC滤波器114、116低通滤波节点112上的电压以在输出端子118处产生信号 $D \cdot A$ 。因而,电路100适于通过仅添加两个开关104及106、电阻器114及电容器116来产生简单的乘法电路。

[0029] 图2展示实施例中的除法电路200。电压(A)表示由电流感测装置中的一者产生的电压且展示为由具有耦合到接地的负端子的电压源202产生。电压产生电路202的正端子耦合到运算放大器204的非反相输入。端子206处的运算放大器204的输出为电路的输出 V_{out} 。电容器C 210耦合于运算放大器的输出与其反相输入之间。输出端子处的电压也耦合到开关212的一侧,开关212的另一侧耦合到节点220。第二开关216具有耦合到节点220的一端及耦合到接地的另一端。电阻器R 208耦合于节点220与运算放大器204的反相端子之间。

[0030] 除法器200利用已针对转换器的操作在所述转换器内产生的脉冲宽度调制(PWM)信号208。信号(D)表示转换器的主开关的工作循环。通过经由反相器218反相信号(D)产生的信号(1-D)表示整流器或转换器的同步开关的工作循环。当信号(D)处于第一逻辑状态时开关212闭合,且当信号(1-D)处于第二逻辑状态时开关216断开。当信号(D)处于第二逻辑状态时开关212断开,且当信号(1-D)处于第一逻辑状态时开关216闭合。举例来说,第一逻辑状态可表示数字“1”,且第二逻辑状态可表示数字“0”。在稳态操作中,在到运算放大器204的反相及非反相输入处的平均电压相等。因此, $A = V_{out} \cdot D$ 。从而, $V_{out} = A/D$ 。因而,电路200适于通过仅添加两个开关212及216、电阻器R 208、电容器C 210及运算放大器204来产生简单的除法电路。通常地,除法电路比乘法电路复杂的多。然而,此处唯一的差异是运算

放大器204的添加。如果电压(A)为DC电压,则RC的值应比用于产生脉冲宽度调制(PWM)信号的切换信号的周期大得多。

[0031] 图3展示使用模拟除法器电路300计算来自输入电流 I_{in} 的平均输出电流 I_{out} 。所述电路具有电流互感器301,电流互感器301从302处的开关(未展示)接收输入电流 I_{in} ,电流 I_{in} 穿过绕组304。此电路说明一个问题,其中输入电流为高值电流,且其中使用电阻分流器测量电流将导致过多损失。电流互感器301具有1:K1的比率,所以所测量的输入电流为输出电流的K1倍。电流互感器301具有次级绕组306,次级绕组306具有耦合到接地的其一端及耦合到二极管308的阳极的另一端。二极管308的阴极耦合到具有耦合到接地的电阻器R11312的节点,此情况产生与施加到初级绕组304的输入电流成比例的电压。包含电阻器R1310及电容器C1314的低通滤波器跨越电阻器R11312连接。低通滤波器310、314产生与通过电流互感器301的初级绕组304的平均电流有关的信号。电阻器310与电容器314之间的节点处的电压被施加到运算放大器316的非反相端子。运算放大器316的输出V1连接到开关S1320的一个端子,开关S1320的另一端子连接到节点326。节点326连接到电阻器R2322的一个端子,电阻器R2322的另一端子连接到运算放大器316的反相输入。电容器C2318连接于运算放大器的输出V1与其反相输入之间。节点326耦合到开关S2324的一侧,开关S2324的另一侧耦合到接地。

[0032] 除法器300利用已针对转换器的操作在所述转换器内产生的脉冲宽度调制(PWM)信号。信号(D)表示转换器(未展示)的主开关的工作循环,且可通过反相信号(D)产生的信号(1-D)表示整流器或转换器(未展示)的同步开关的工作循环。当信号(D)处于第一逻辑状态时开关320闭合,且当信号(1-D)处于第二逻辑状态时开关324断开。当信号(D)处于第二逻辑状态时开关320断开,且当信号(1-D)处于第一逻辑状态时开关324闭合。举例来说,第一逻辑状态可表示数字“1”,且第二逻辑状态可表示数字“0”。

[0033] 由302处的开关(未展示)产生脉冲输入信号,所述脉冲输入信号穿过电流互感器301的初级绕组304。此情况产生通过次级绕组306等于 $I_{in} \cdot K1$ 的电流。所述电流流过二极管308及电阻器R11312到达接地。跨越电阻器R11312产生的电压表示电流 I_{in} 乘以比率K1。由包含电阻器R1310及电容器C1314的低通滤波器平均化此电压以产生表示输入电流 $I_{in} \cdot K1$ 的平均值的电压。

[0034] 信号 $I_{in} \cdot K1$ 被施加到运算放大器316的非反相输入。因而,运算放大器的输出电压 $V1 \cdot D$ 等于 $I_{in} \cdot K1$,所以 $V1 = I_{in} \cdot K1 / D$ 。使用等式1,针对降压电路:因为 $I_{in} = I_{out} \cdot D$,所以 $I_{out} = I_{in} / D$ 。因此, $V1 = I_{out} \cdot K1$,其依据匝数比(常量)K1与二极管 I_{in} 有关。举例来说,如果所述匝数比为1,则V1等于 I_{out} 。因而,通过等式及可接入电流的平均值的使用,可获得不可接入的电流值。此值还可用于控制功率转换器的变量。在此实例中,滤波器310、314中的纹波与滤波器318、322中的纹波同相,此情况允许非常低的待用于滤波器中的电阻器及电容器的值(小于切换频率的周期),所以响应时间良好。

[0035] 图4展示图3的电路的模拟400。在此模拟中,时间常量R1310、C1314等于时间常量R2322、C2318,时间常量R2322、C2318等于切换频率的周期。信号404表示电感器中的电流,且波形402表示图3的电路的输出,所述输出处于V1。波形402实质上为DC波形,即使在变换期间其也很好地遵循电感器电流的实际波形。因而,图3的电路产生对输出电流的非常准确描绘(即使在仅测量输入电流的情况中)。

[0036] 图5展示用于控制降压调节器的电路500。在此电路中,期望控制降压调节器的输出电流,所述输出电流流过LED 506。然而,仅输入电流为可接入的。举例来说,此可能是因为LED与调节器物理地分离。所述降压调节器包含耦合到二极管504的阳极的开关510,二极管504的阴极耦合到输入电压源502的正端子。输入电压源502的负端子耦合到接地。电感器508耦合到与所述电感器串联的开关510及LED 506且耦合于输入电压与开关510之间。分流器514耦合于开关510与接地之间。所述分流器提供表示流过所述开关的电流的电压。跨越所述分流器的电压耦合到包含电阻器512及电容器516的RC低通滤波器。此情况产生与通过分流器的平均电流有关的电压。此电压被馈入到除法器电路518(例如如图3的除法器电路)中。所述除法器由从脉冲宽度调制(PWM)电路532输出的信号(D)操作且通过包含电阻器R1522及电容器C1520的平均电路经耦合以操作除法器电路518(如上文结合图3所论述)。所述除法器的输出经由电阻器524耦合到电流放大器528的反相输入。电容器526耦合于电流放大器528的输出与其反相输入之间。具有值K2的电流参考530具有连接到放大器528的非反相输入的正端子及耦合到接地的负端子。电流放大器528的输出经耦合作为到脉冲宽度调制(PWM)电路532的输入。脉冲宽度调制(PWM)电路532产生信号(D)。

[0037] 功率转换器500根据等式1调节电流,所以 $I_{out} * D = I_{in}$ 且 $I_{out} = I_{in} / D$ 。回路通过迫使输出电流到电流参考530的值K2来调节输出电流。因而,可将通过LED的电流维持为常量,其优选地用于操作LED而无需实际测量通过其的电流。

[0038] 图6展示用于实施图5的概念的电路。然而,已经通过调节用于 I_{in} 的回路等于 $K3 * D$ (而不是调节用于 I_{in} / D 的回路等于K2)来简化图6的电路。在图6中,降压调节器包含耦合到二极管604的阳极的开关610。二极管604的阴极耦合到输入电压602的正端子。电感器608耦合到与电感器608串联的开关610及LED 606且耦合于输入电压与开关610之间。分流器614耦合于开关610与接地之间。所述分流器提供表示流过开关的电流的电压。跨越分流器614的电压经由电阻器612耦合到电流放大器618的反相输入。电流放大器618的输出经由电容器616耦合回到其反相输入。电流放大器618的输出也经耦合作为到脉冲宽度调制(PWM)电路620的输入。脉冲调制电路的输出(D)耦合到节点622,节点622还耦合到开关610的栅极。电流参考K3632具有耦合到接地的其负端子及耦合到开关628的一侧的其正端子。开关628的另一侧耦合到节点634。由节点622处的信号(D)操作开关628。信号(D)由反相器630反相且被施加到开关632,开关632从节点634耦合到接地。节点634经由电阻器626耦合到电容器624的一侧,电容器624的另一侧耦合到接地。跨越电容器624的电压耦合到电流放大器618的非反相输入。

[0039] 在图6中,包含开关628及632的电路与电阻器626及电容器624经组合以产生如上文论述的乘法器电路。因此,跨越电容器624的电压为 $K3 * D$,其中(D)为信号节点622的工作循环。因而,回路调节输入电流为等于 $K3 * D$ 而不是调节 I_{in} / D 等于K3。通过使K3为常量,通过LED 606的电流仍然为恒定的。此电路的缺点是,不存在对经调节的电流的有用测量。然而,如果其并非为必须的(如在目标是维持电流恒定的情况下),所述电路就变得更加简单。

[0040] 图6的电路的简化并未减损其性能,如图7及8中展示。图7展示700处的线路调节。X轴将输入电压中的变化展示为百分比,且y轴展示 I_{load} 的变动的百分比。60%的输入电压的电压变化仅产生负载电流的3%变动。图8展示负载调节800。其展示关于 V_{load} (x轴)中的百分比变化的 I_{load} (y轴)中的百分比变化。如图8中展示, V_{load} 中的60%变化仅导致 I_{load}

中的1.6%变化。因而,尽管图6中的电路较为简单,但其也产生良好的结果。

[0041] 图9展示使用升压转换器的电源开关中的电流以间接调节转换器的平均输出电流的控制电路。电压源902具有连接到接地的负端子,且其正端子连接到电感器904的一侧,电感器904的另一侧连接到节点。所述节点具有耦合到其的晶体管开关906,导电通道的一个端子通过电阻器Rshunt 914耦合到接地。二极管908的阳极也连接到所述节点,二极管908的阴极连接到LED 910的阳极,LED 910为用于升压转换器的负载,LED 910的阴极连接到接地。电容器912跨越负载910耦合。晶体管开关906由脉冲宽度调制(PWM)电路916控制,脉冲宽度调制(PWM)电路916由误差放大器926的输出驱动。误差放大器的反相输入通过电阻器R4920连接到开关906与分流器914的结点。电容器C4-1924跨越反相输入耦合到电流误差放大器926的输出。电压源928产生表示从转换器输出的所需电流的电压K4。电压源928的负端子连接到接地,且其正端子连接到开关S1930的一侧。开关S1930的另一侧连接到节点934,节点934也连接到开关S2936的一侧。开关S2936的另一侧连接到接地。节点934经由电阻器R1932耦合到节点V1,电容器C1938从节点V1耦合到接地。电压V1连接到放大器940的非反相输入。放大器940的输出Vamp1连接到开关S3946的一个端子,开关S3946耦合到节点V2。节点V2经由电阻器R2944连接到放大器940的反相输入。电容器C2942连接于输出放大器940与其反相输入之间。电压V2耦合到开关S4948的一个端子,开关S4948的另一端子连接到接地。电压Vamp1耦合到放大器926的非反相输入。

[0042] 在操作中,电压K4经选定以选择来自转换器的所需输出电流。在图9的转换器中,负载为LED或LED串,优选地运用恒定电流(而不是恒定电压)操作所述LED或LED串以便控制LED的亮度。开关S1930由信号(D)操作,信号(D)为由脉冲宽度调制(PWM)电路916产生的工作循环信号且用于操作转换器。开关S2936由信号(1-D)操作,信号(1-D)可为经反相信号(D)(未展示)。节点934处产生的信号由低通滤波器R1932及电容器C1938平均化以在节点V1处产生等于 $K4 \cdot D$ 的电压。放大器940的输出Vamp1上的信号除以以下各物:由信号(1-D)操作的开关S3946;及由信号(D)操作的开关S4948。因而,节点V2处的信号等于 $Vamp1 \cdot (1-D)$ 。在正确操作电路中,在稳态中,到放大器940的电压输入为相等的。

[0043] 因此, $V1 = V2$ 。因而, $Vamp1 = K4 \cdot D / (1-D)$ 。如果放大器926正确地操作且处于稳态中,则两个输入处的电压相等。使用等式2, $I_{sw} = Vamp1$, $Vamp1$ 等于 $K4 \cdot D / (1-D)$ 。而且,因为 $I_{sw} = I_{out} \cdot (1-D) / D$,所以 $I_{out} = I_{sw} \cdot (1-D) / D$ 。因此, $I_{out} = K4 \cdot D / (1-D) \cdot (1-D) / D$, $K4 \cdot D / (1-D) \cdot (1-D) / D$ 等于K4。因此,电流已被调节到由电压K4表示的值。

[0044] 正如图5及6的实施例,如果期望调节电流但无需测量所述电流,则所述电路可被简化。因而,在图5的电路中,可测量电流。通过比较,在图6的电路中,电流测量不可用,但所述电路简单的多。图10为比图9简单的电路,因为图10消除图9的除法器电路。

[0045] 在图10的电路1000中,电压源1002具有连接到接地的负端子,且其正端子连接到电感器1004的一个端子,电感器1004具有连接到节点1007的另一端子。开关晶体管1006的导电通道的一个端子连接到节点1007,且导电通道的另一端子通过Rshunt 1014连接到接地。所述节点也连接到二极管1008的阳极,二极管1008的阴极连接到LED或LED串1012的阳极,LED或LED串1012为用于此转换器的负载,LED或LED串1012的阴极连接到接地。电容器1010跨越负载1012连接。由电压源1042产生电压K5,电压源1042具有连接到接地的其负端子及连接到开关S11036的一端的其正端子。开关1036的另一端子连接到节点1038。节点

1038还连接到开关S21040的一个端子,开关S21040的另一端子连接到接地。电压K5与通过负载1012的所需电流有关。节点1038通过电阻器R11034连接到电容器C11032的一个端子,电容器C11032的另一端子连接到接地。在电阻器与电容器之间的结点1033处产生电压V1。此电压V1耦合到电流误差放大器1030的非反相输入。电流误差放大器1030的反相输入经由电阻器R41026连接到节点1022。节点1022: (a) 经由由信号(D)操作的开关1024连接到接地;及(b) 经由由信号(1-D)操作的开关1020连接到节点1021。节点1021经由电阻器R21018连接到分流器1014与切换晶体管1006的结点。节点1021还连接到电容器C21023,电容器C21023的另一端子连接到接地。电容器C4-11028连接于电流误差放大器1030的反相输入与其输出之间。放大器1030的输出连接到脉冲宽度调制(PWM)电路1016的输入,脉冲宽度调制(PWM)电路1016输出操作开关S1到S4及切换晶体管1006的信号(D)。

[0046] 在操作中,信号(D)用于操作开关S11036及S31024。信号(D)、(1-D)的反相用于操作开关S21040及S41020。电压K5与期望被调节的通过负载(例如LED)的电流有关。电阻器R11034及电容器C11032针对节点1038处的信号形成低通滤波器。因此,节点1033处的电压V1等于 $K5 \cdot (1-D)$ 。由电阻器R21018及C21023形成的滤波器电路平均化跨越Rshunt 1014的电压。此平均电压被施加到包含开关S31024及S41020的乘法器,所述乘法器使值 I_{sw} 乘以(1-D)以产生信号 $I_{sw} \cdot (1-D)$,信号 $I_{sw} \cdot (1-D)$ 被施加到电流误差放大器1030的反相输入。如果电路操作正确且处于稳态中,电流放大器1030的反相输入及非反相输入两者处的电压相等。

[0047] 因此, $V1 = V2$ 。如果V1等于V2,则 $I_{sw} \cdot (1-D) = K5 \cdot D$,所以 $I_{sw} = K5 \cdot D / (1-D)$ 。根据等式2, $I_{out} = I_{sw} \cdot (1-D) / D$,所以 I_{out} 等于K5。结果为输出电流等于表示所需输出电流的选定电压且对于图9及10的电路相同(除了图10的电路更简单之外)。在许多情况下,没必要知道经调节的电流的值,所以在这些情况下图10的电路为优选的因为其较不复杂。

[0048] 图11展示实例实施例的多功能性。图11的电路说明使用相切调光器使LED变暗。优选地运用恒定电流操作所述LED,因为其产生的光量与通过所述LED的电流有关。一个问题是,当从相切调光器操作所述LED时,所述调光器改变施加到LED及其驱动器电路的电压,且驱动器电路与由调光器做出的变化电压作斗争以企图在选定的恒定电流下操作所述LED。

[0049] 图11展示LED驱动器电路1100。可为相切调光器的调光器1102耦合到整流器电路1104且在其正端子上产生输出电压 V_{in} 。此电压耦合到二极管1108的阴极及LED 1112的阳极。二极管1108的阳极耦合到电感器1114的一端,电感器1114的另一端连接到LED 1112的阴极。二极管1108的阳极与电感器1114的结点处的节点耦合到切换晶体管1116的导电通道的一个端子。切换晶体管1116的另一端子经由Rshunt 1118耦合到接地。跨越Rshunt 1118的电压经由电阻器1120耦合到放大器1124的反相输入。放大器1124的反相输入也经由电容器1122耦合到误差放大器1124的输出。整流器1104的负端子耦合到接地。正电压 V_{in} 经由(举例来说)可为 $2M\Omega$ 的电阻器1106耦合到开关S11136的一个端子。开关S11136的另一端子连接到接地。电阻器1106与开关S11136的第一端子之间的节点连接到二极管1134的阳极,二极管1134连接到误差放大器1124的非反相输入。二极管1134的阴极也连接到电阻器1130(其具有连接到接地的其它端子)及电容器1132(其具有连接到接地的其它端子)。脉冲宽度调制(PWM)电路1126在其反相输入上接收锯齿波形产生器1128的输出。到脉冲宽度调制(PWM)电路1126的非反相输入耦合到放大器1124的输出。脉冲宽度调制(PWM)电路1126的输出(D)通过缓冲器1115耦合到切换晶体管1116的栅极且通过反相器1140及缓冲器1138以操

作开关S11136。因而,由信号(1-D)操作开关S11136。

[0050] 在图11的电路中,K6为电流(而并非电压)且等于1除以电阻器1106(在此情况下为 $1/2M\Omega$)。而且,已运用二极管1134取代乘法器中的第一开关。当开关S11136为断开时,电流通过二极管1134流动到电容器1132中。当开关S11136为闭合时,二极管1134的阳极接地使得没有电流流动到电容器1132中,且电容器通过电阻器1130放电。此情况在节点1131处产生等于 $K6*V_{in}*D$ 的参考电流,所述参考电流被施加到误差放大器1124的非反相输入。跨越Rshunt 1118的电压经由电阻器1120被施加到误差放大器1124的反相输入,在此处其结合反馈回路中的电容器1122被平均化。误差放大器1124的输出被馈入到脉冲宽度调制(PWM)电路1126的非反相输入中,脉冲宽度调制(PWM)电路1126在其反相输入上从源1128接收其锯齿波形。误差放大器1124控制脉冲宽度调制(PWM)电路1126的操作以产生脉冲宽度调制(PWM)信号(D),信号(D)通过缓冲器1115被施加到切换晶体管1116的栅极且经施加通过反相器1140及缓冲器1138以操作开关S11136。

[0051] 根据等式1, $I_{sw}=I_{in}$,其中 I_{sw} 等于 $K6*V_{in}*D$ 。而且,因为 $I_{out}=I_{in}/D$,所以 $I_{out}=K6*V_{in}$ 。因此,通过LED 1112的输出电流为输入电压的线性函数,其产生所需的调光效果而无需LED驱动器抵抗在由调光器1102产生的电压中的变化。

[0052] 图12展示用于图11的电路的波形。波形1202对应于电感器电流,且波形1204对应于输入电流。波形1206对应于误差放大器1124的输出处的 V_{ea} 的电压。波形1208对应于输入电压。在操作中,因为输出电压为恒定的,所以输出电流遵循输入电压波形。因为用于输入电流的参考为DC,所以贯穿所述循环的输入电流为恒定的,且驱动器输入电流将为具有约0.91的功率因数的方波。

[0053] 图13展示降压-升压(反激式)电路1300。DC电压源1302具有耦合到接地的其负端子及连接到互感器1304的初级绕组1306的一个端子的其正端子。初级绕组1306的另一端耦合到切换晶体管1314的导电通道,切换晶体管1314的另一端子通过分流器1324连接到接地。由从脉冲宽度调制(PWM)电路1316输出的信号(D)操作切换晶体管1314。在放大器1318的控制下操作脉冲宽度调制(PWM)电路1316,放大器1318具有通过电阻器1322耦合到晶体管1314与分流器1324之间的节点的其反相输入。电容器1320耦合于误差放大器1318的反相输入与输出之间。电路1326产生表示功率转换器的输出处所需的电流的电压。其经由开关1328耦合到节点1329,节点1329又经由开关1330耦合到接地。节点1329经由电阻器1332耦合到节点1333,节点1333经由电容器1334耦合到接地。节点1333处的电压耦合到放大器1336的非反相输入,放大器1336的输出耦合到误差放大器1318的非反相输入。电容器1338耦合于放大器1336的输出与其反相输入之间。放大器1336的反相输入经由电阻器1340也耦合到节点1343,节点1343通过开关1344耦合到接地且通过开关1342耦合到放大器1336的输出。在互感器1304的次级侧上,二极管1310与LED 1312串联耦合。

[0054] 在操作中,由从脉冲宽度调制(PWM)电路1316输出的信号(D)操作开关1328,且可由(举例来说)通过反相信号(D)产生的信号(1-D)操作开关1330。由电容器1334中的电阻器1332低通滤波在节点1329处产生的电压以产生信号 $K7*D$,信号 $K7*D$ 由放大器1336的非反相端子接收。放大器1336、电容器1338、电阻器1340及开关1342及1344形成除法电路,所述除法电路使信号 $K7*D$ 除以(1-D)。所述信号被施加到误差放大器1318的非反相输入。

[0055] 使用等式3,针对降压-升压电路:因为 $I_{out}*(1-D)=I_{in}$,所以 $I_{out}=I_{in}(1-D)/D$,且

$I_{in} = K * D (1-D)$ 。因而,通过迫使 $I_{in} = K7 * D / (1-D)$,则 $I_{out} = K7 * D / (1-D) * (1-D) / D$,其意味着 $I_{out} = K7$ 。

[0056] 施加到误差放大器1318的非反相输入的信号为 $K * D / (1-D)$ 。施加到误差放大器1318的反相输入的信号与 I_{in} 有关。因而,所述电路将操作以维持通过LED 1312的输出电流等于 $K7$ 且提供恒定的电流输出。

[0057] 在所描述的实施例中修改是可能的,且在权利要求书的范围内其它实施例为可能的。

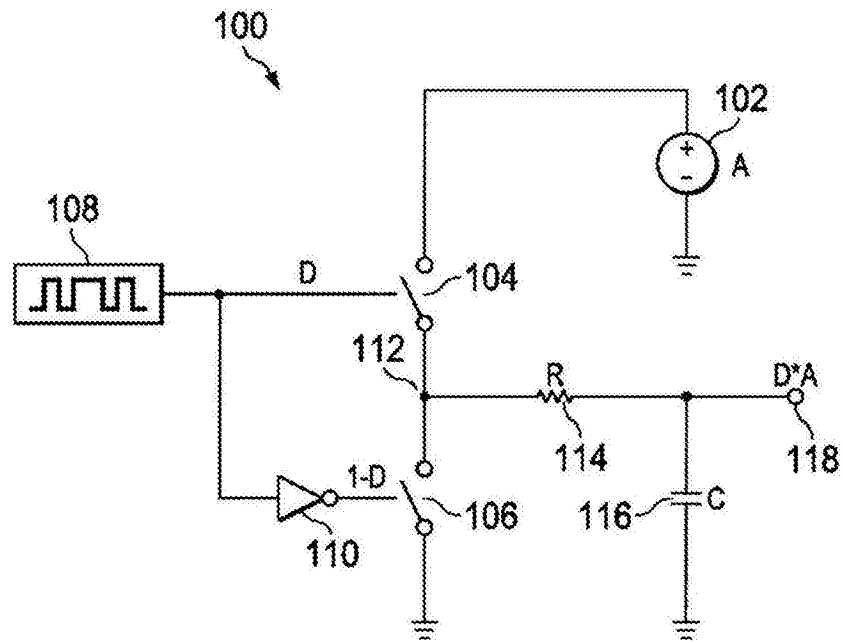


图1

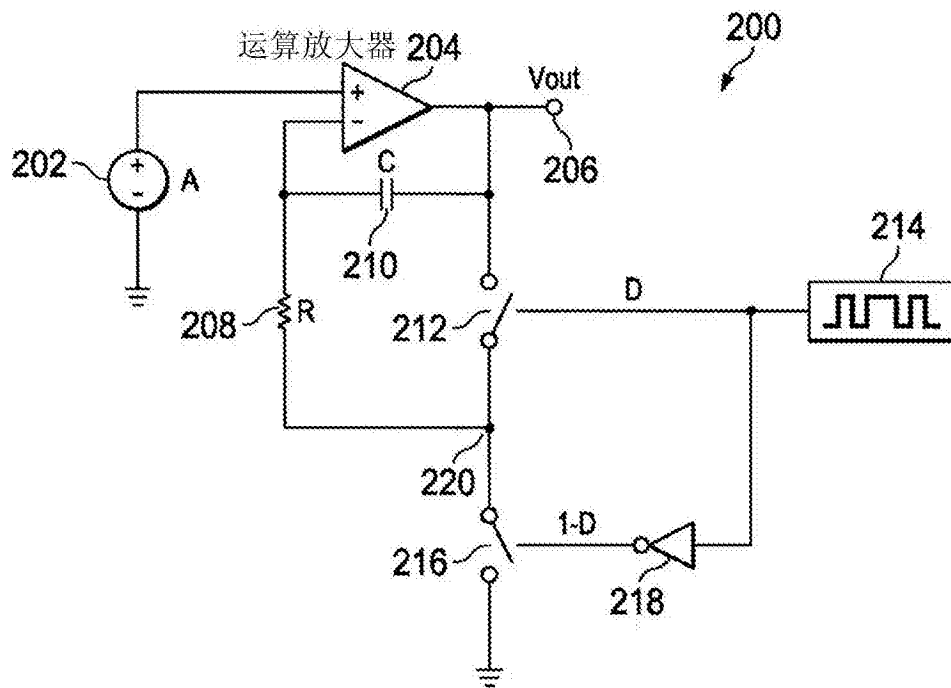


图2

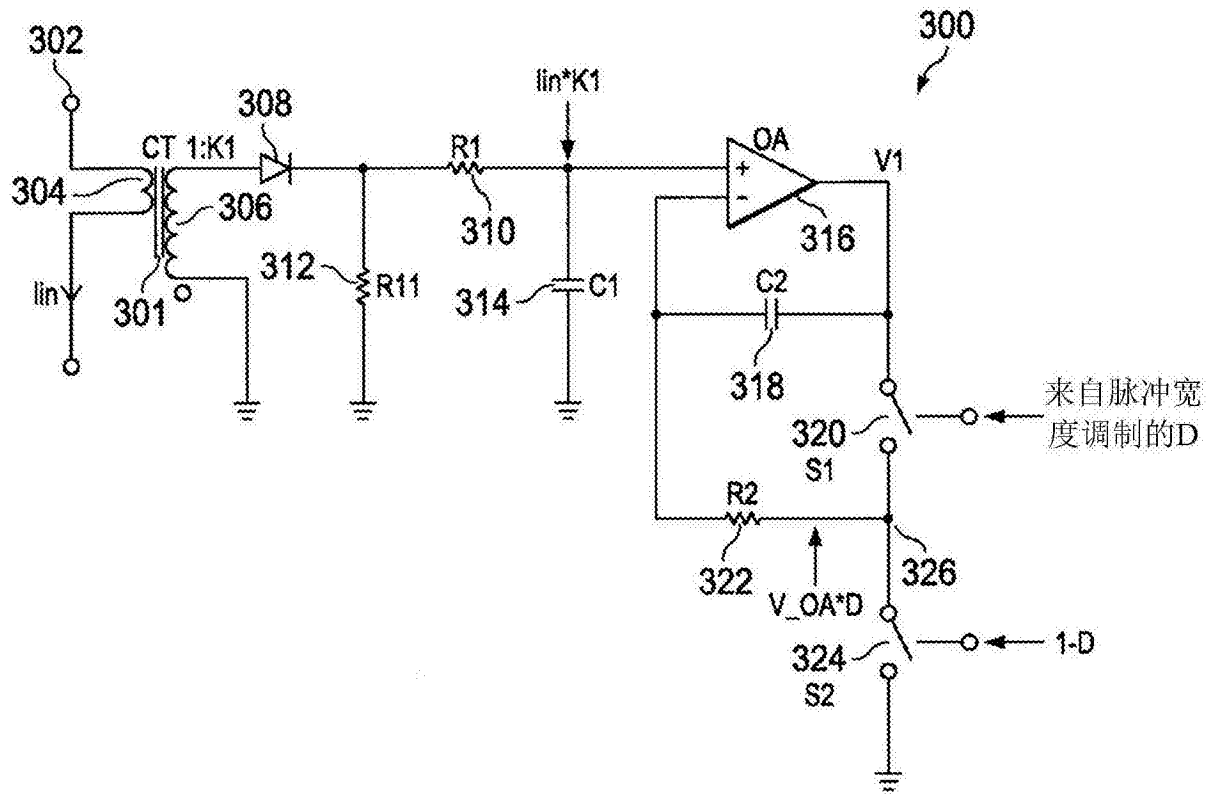


图3

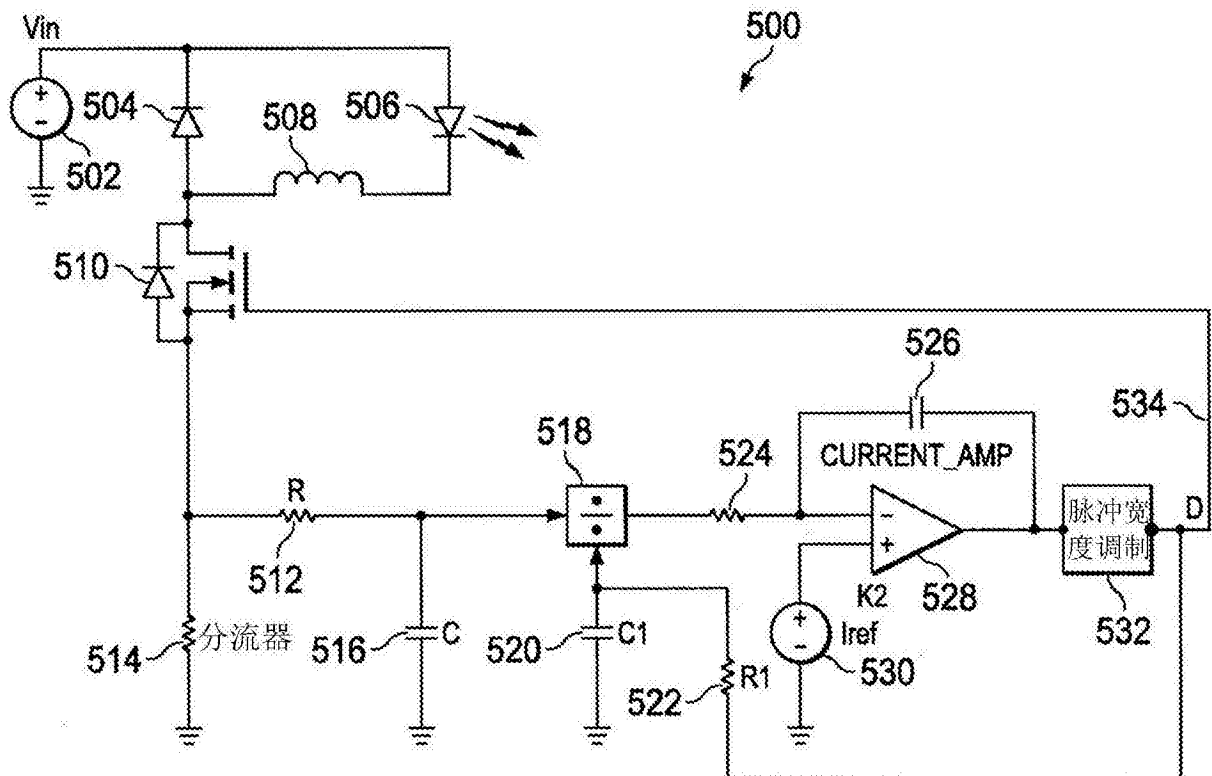


图5

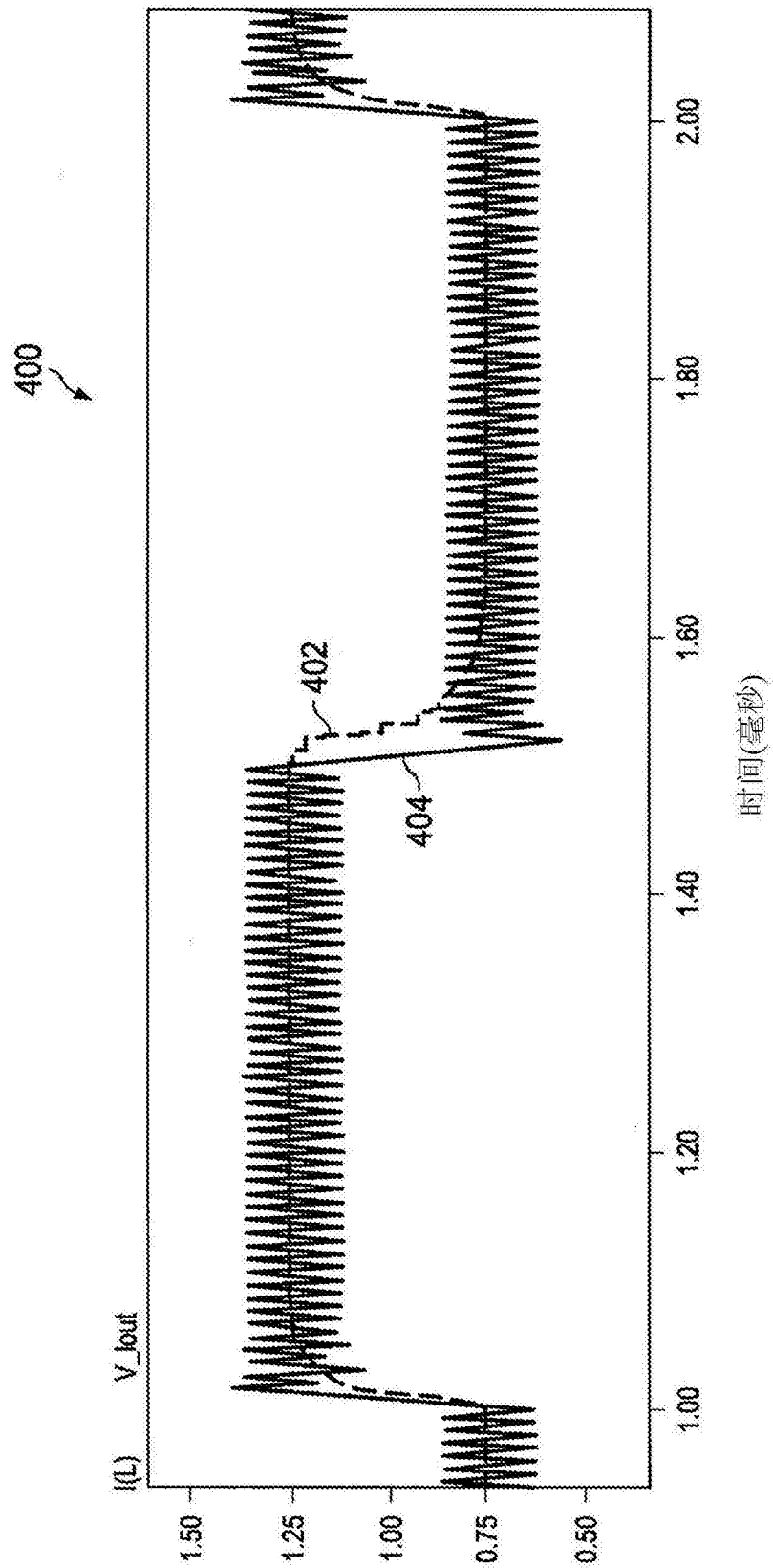


图4

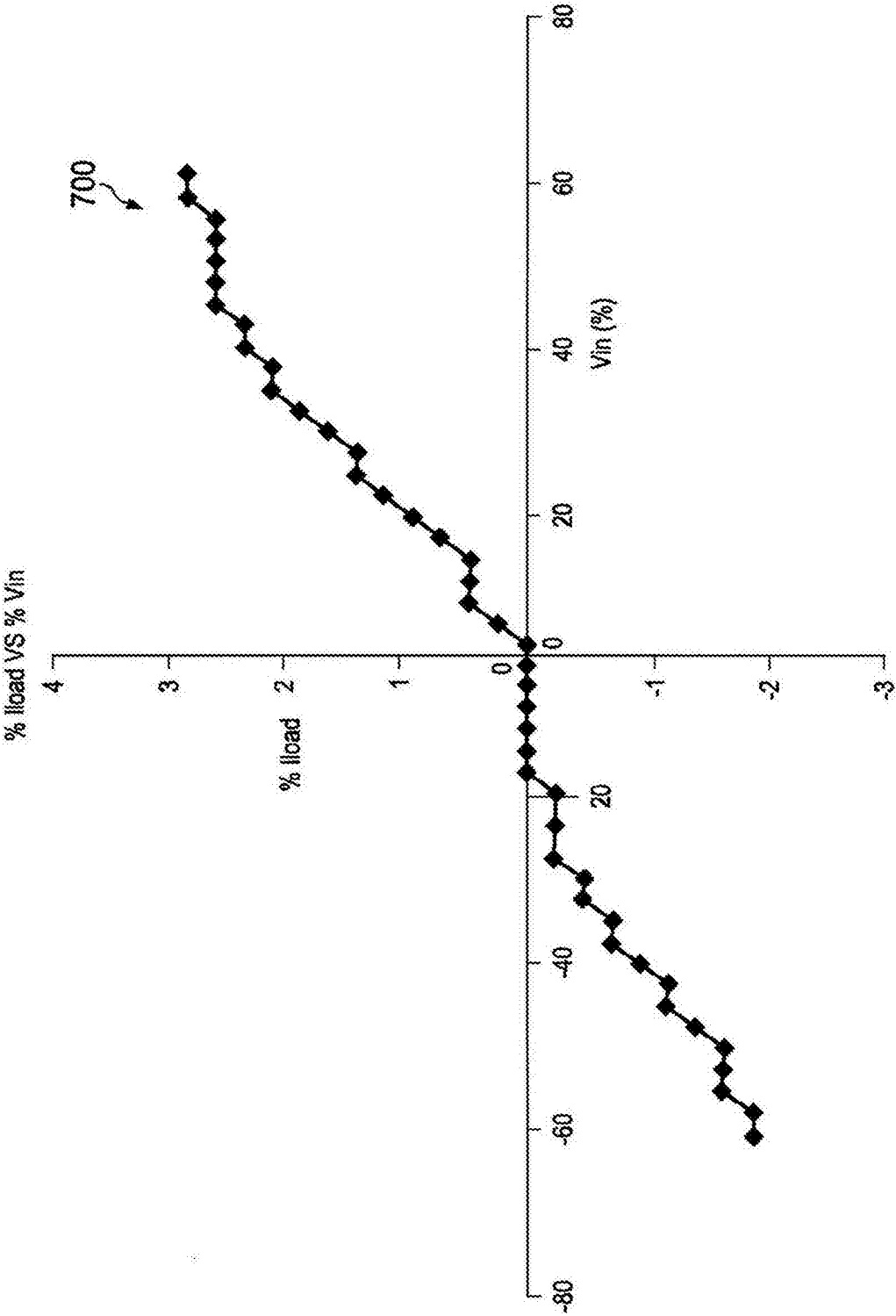


图7

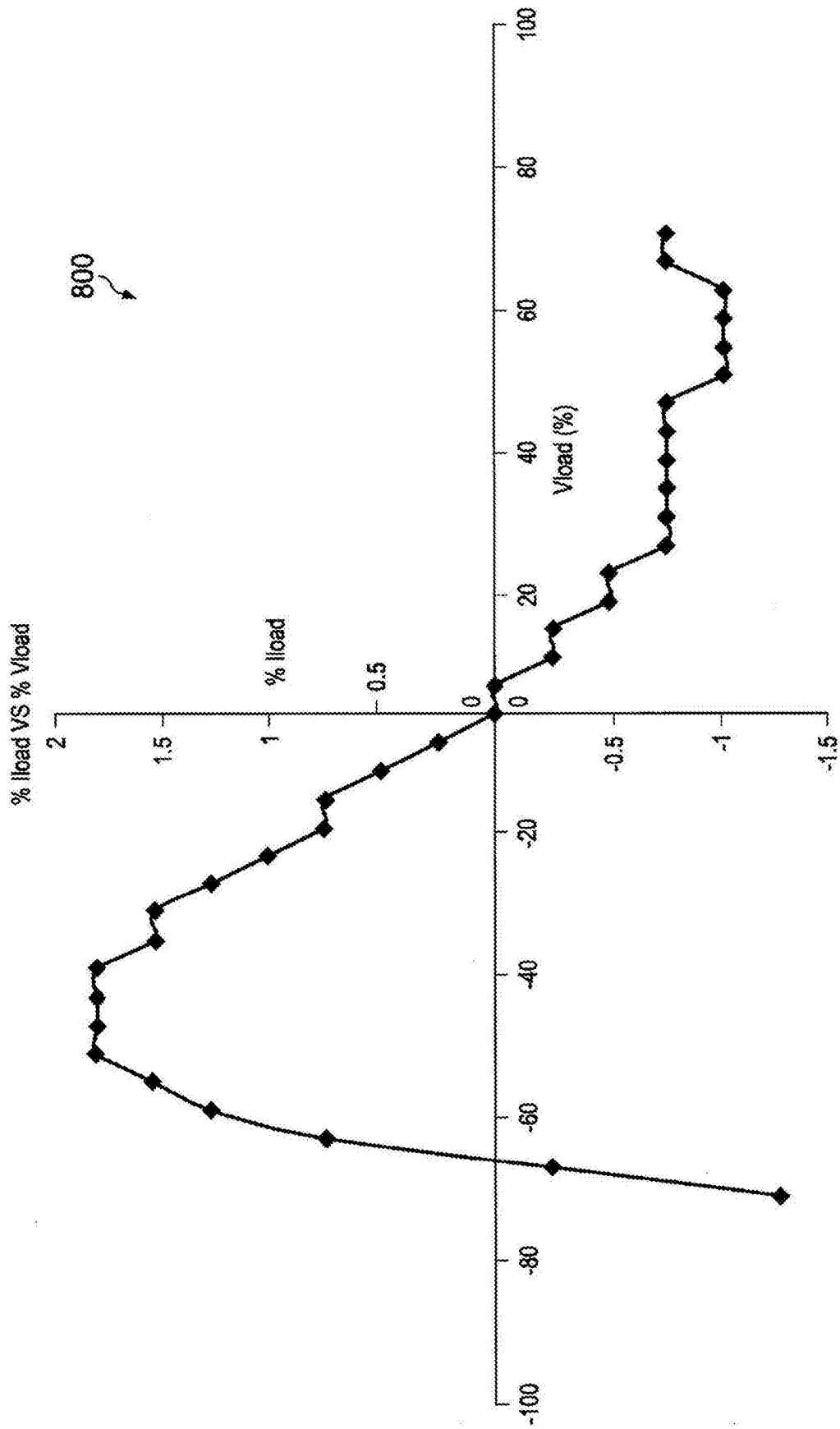


图8

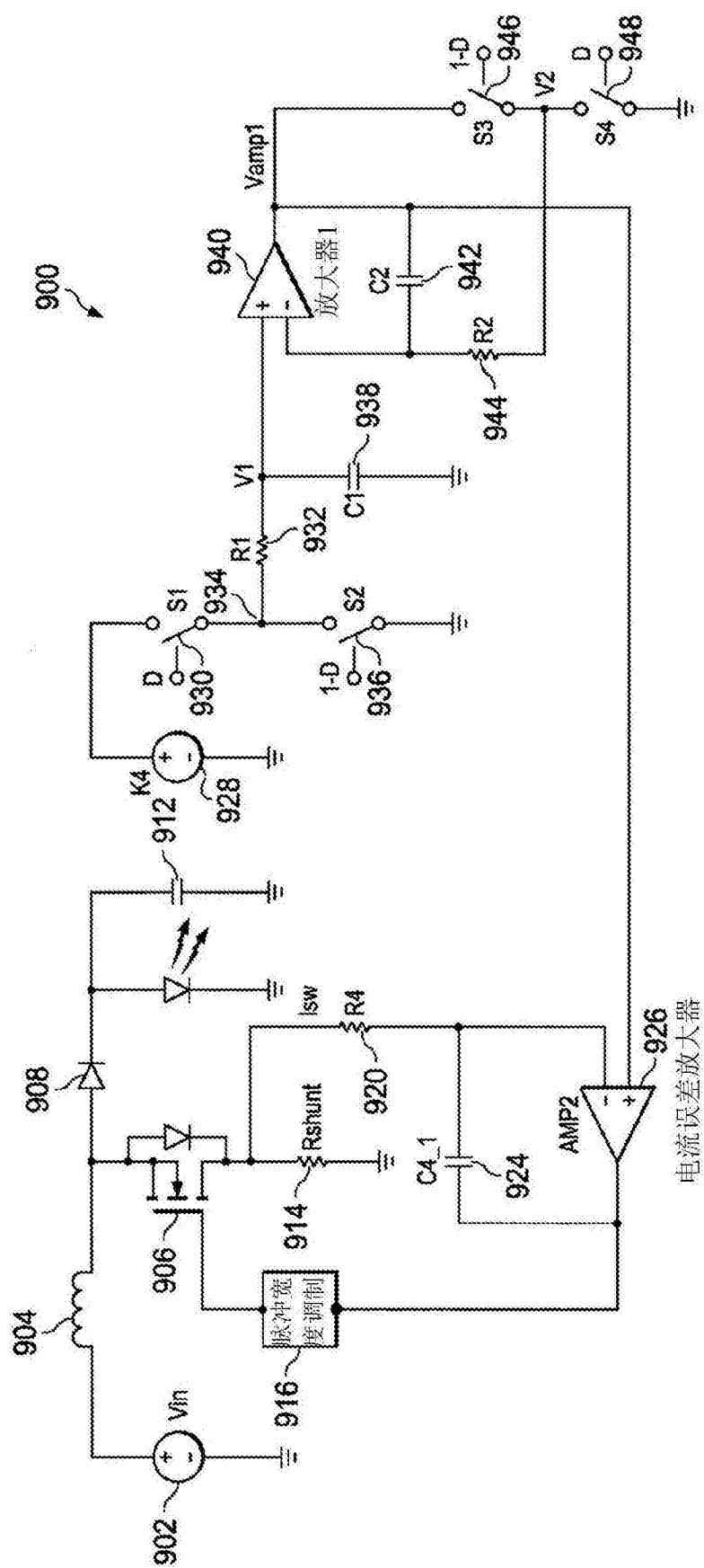


图9

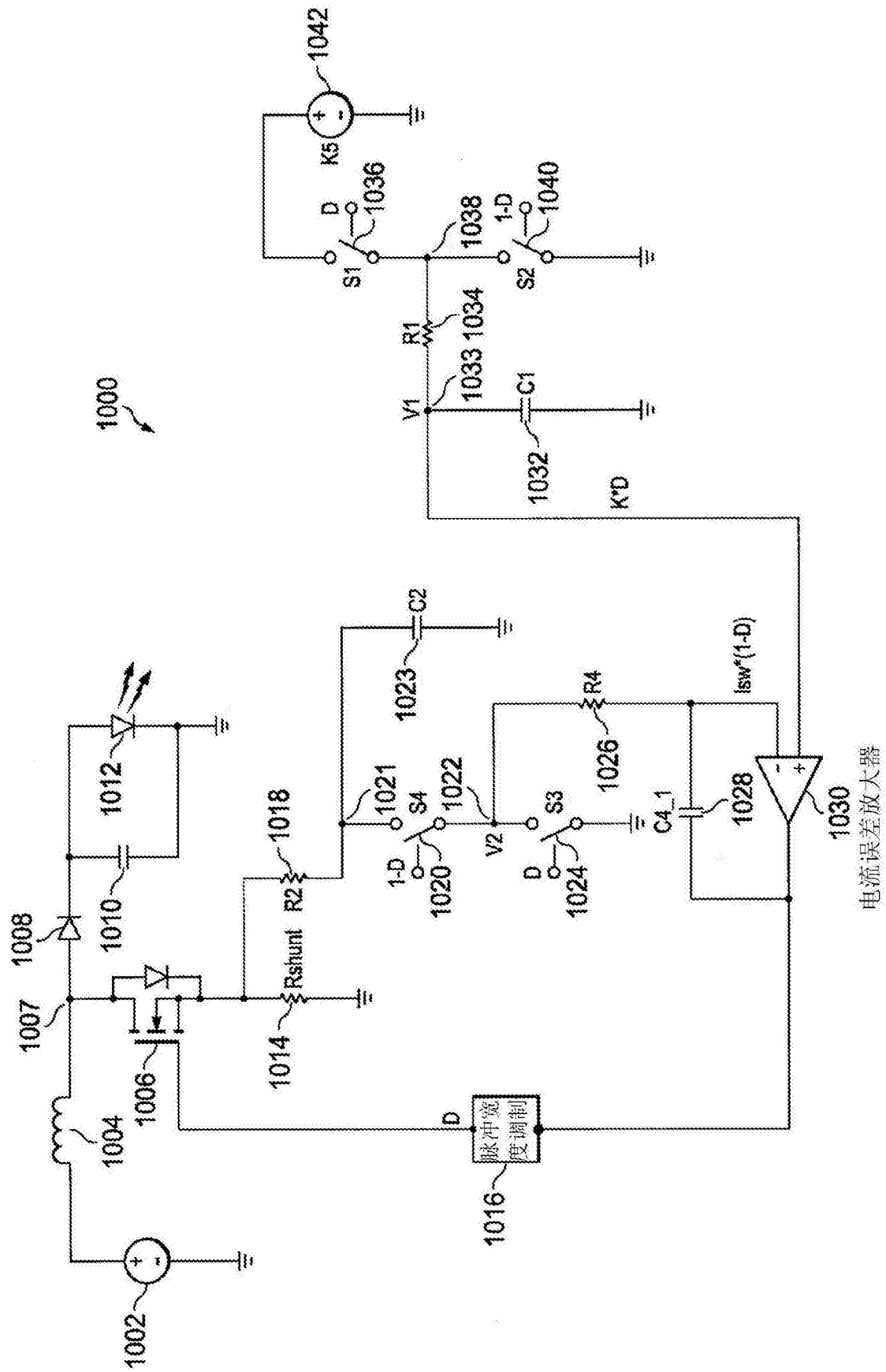


图10

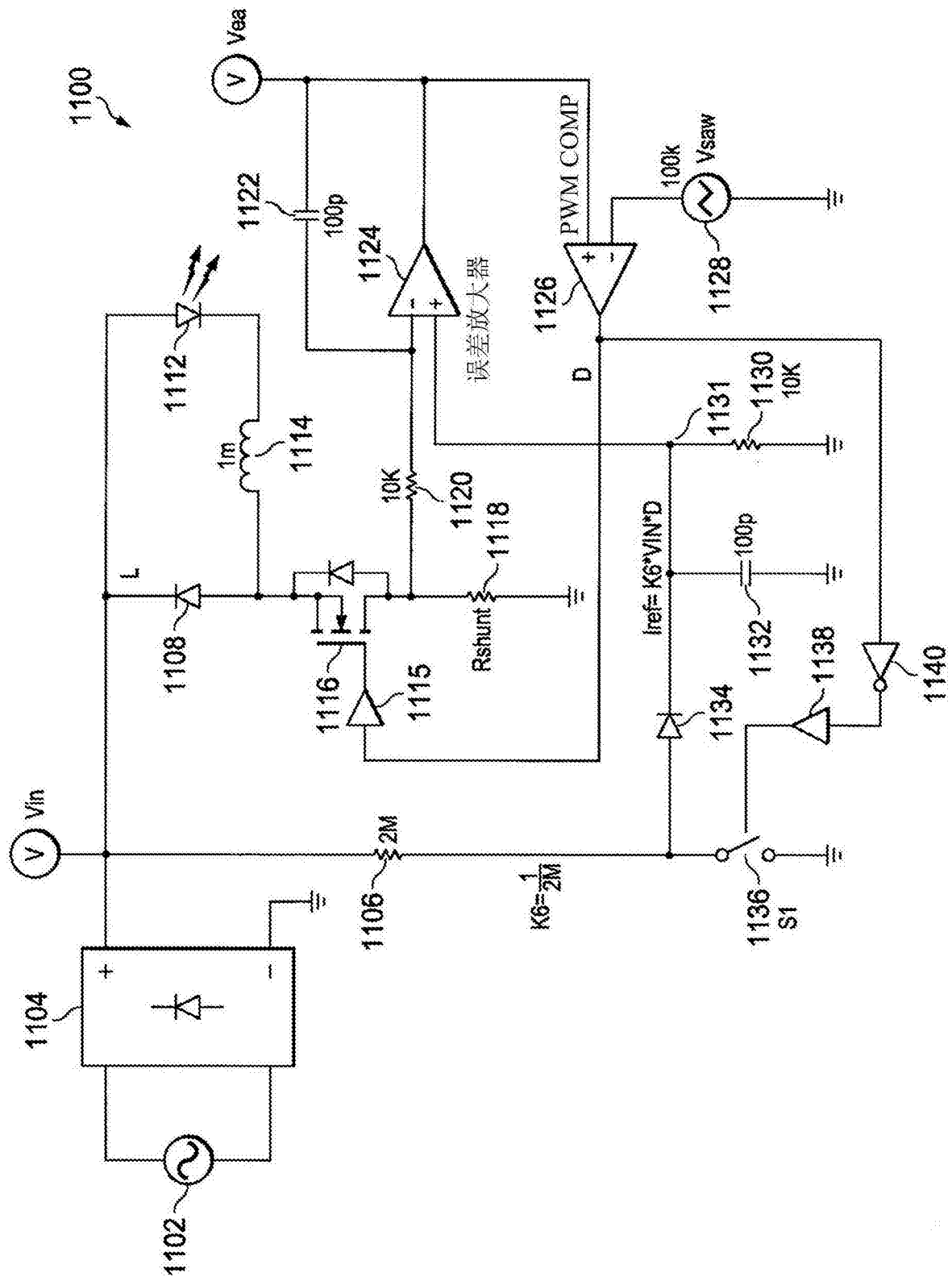


图11

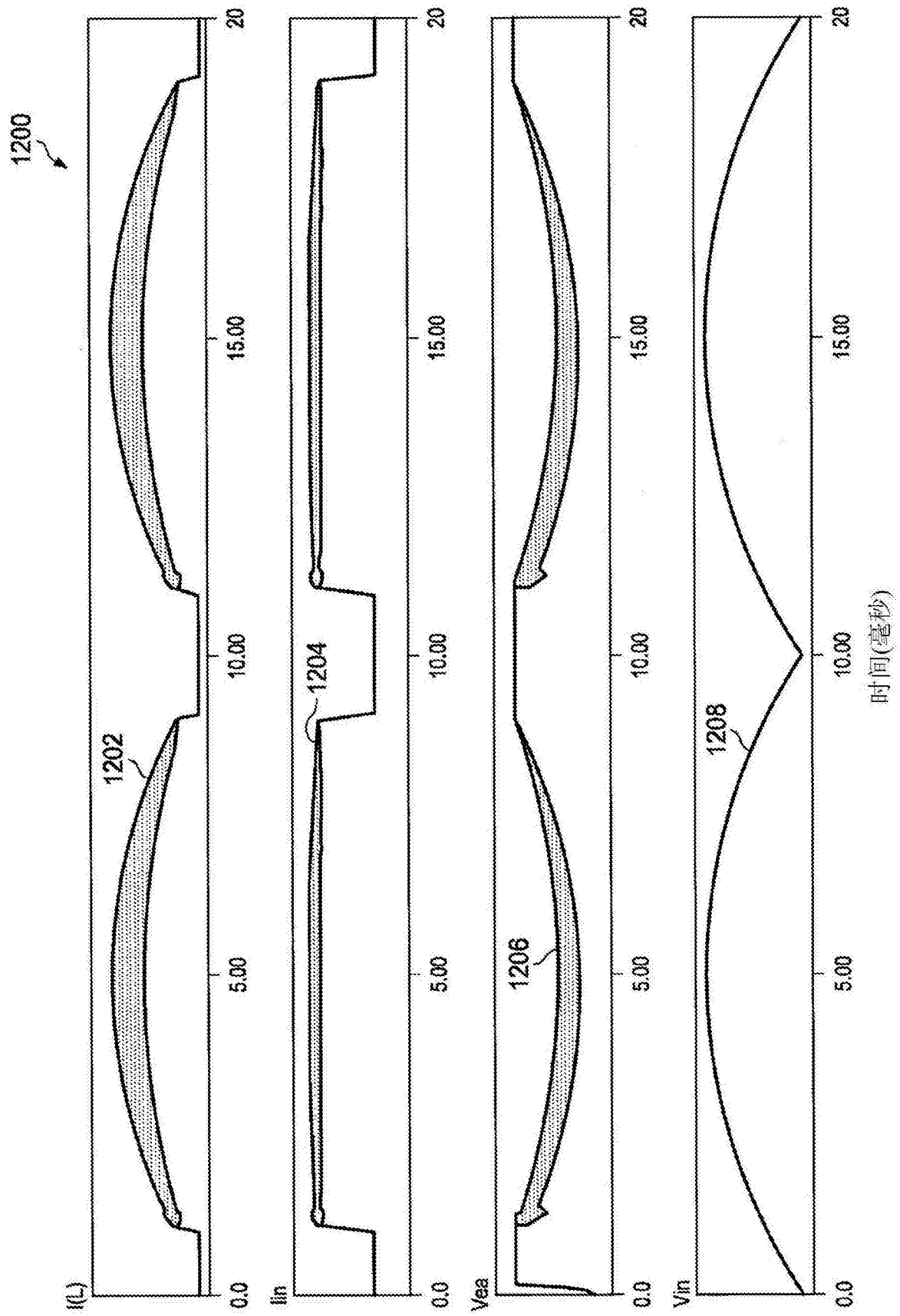


图12

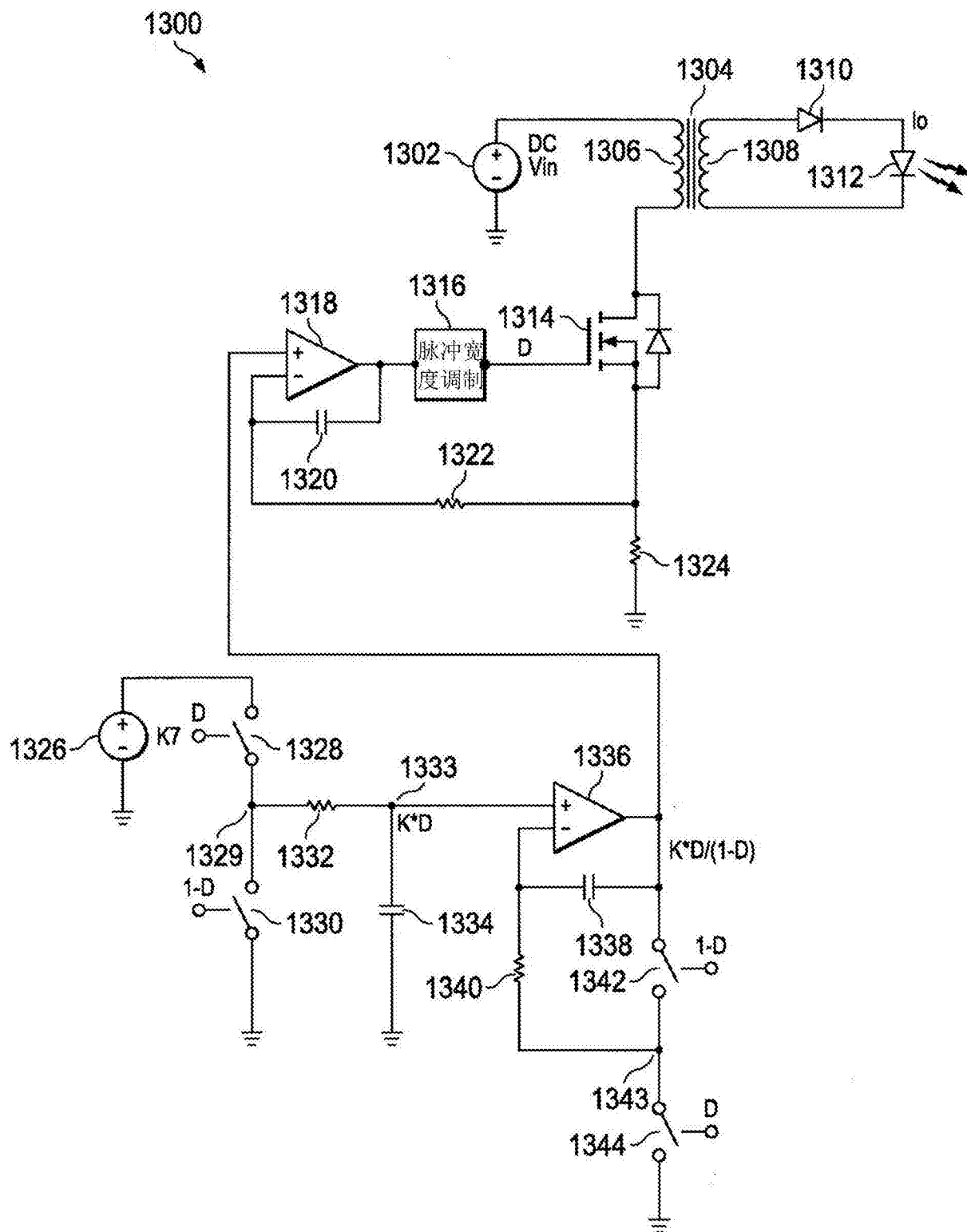


图13