



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 105075086 A

(43) 申请公布日 2015. 11. 18

(21) 申请号 201480018658. 3

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2014. 03. 28

H02M 3/10(2006. 01)

G05F 1/08(2006. 01)

(30) 优先权数据

61/806, 305 2013. 03. 28 US

13/863, 251 2013. 04. 15 US

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2015. 09. 28

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/US2014/032137 2014. 03. 28

(87) PCT国际申请的公布数据

W02014/160918 EN 2014. 10. 02

(71) 申请人 德克萨斯仪器股份有限公司

地址 美国德克萨斯州

(72) 发明人 F·费克 N·P·史密斯

E·J·拜尔

(74) 专利代理机构 北京纪凯知识产权代理有限公司

公司 11245

代理人 赵蓉民 王爽

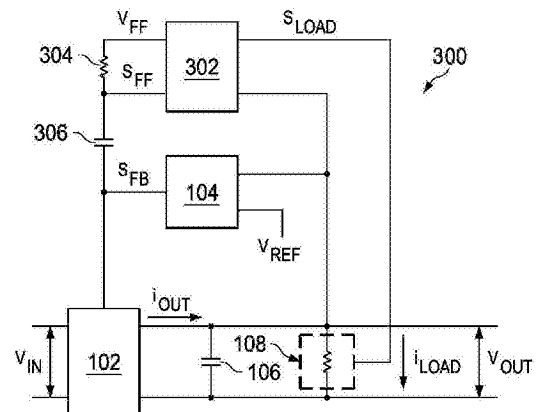
权利要求书2页 说明书4页 附图6页

(54) 发明名称

电压调节器

(57) 摘要

一种用于将功率提供到系统的电压调节器(300),该电压调节器(300)包括从该系统接收信号(S_{LOAD})的前馈电路,该信号(S_{LOAD})表明系统所需的电流,并且前馈电路302使得电压调节器响应于来自所述系统的信号(S_{LOAD})而改变电压调节器的输出电流(I_{out})。



1. 一种用于将功率提供给系统的电压调节器,其包括:

前馈电路,其适于接收来自所述系统的负载信号,所述负载信号表明由所述系统需要的电流;并且所述前馈电路进一步适于响应于所述负载信号生成控制信号;

其中所述电压调节器适于响应于来自所述前馈电路的控制信号而改变电压调节器输出电流。

2. 根据权利要求 1 所述的电压调节器,其进一步包括:

输出反馈电路;

其中所述电压调节器适于部分响应于所述输出反馈电路并且部分响应于来自所述前馈电路的所述控制信号而改变所述电压调节器输出电流。

3. 根据权利要求 2 所述的电压调节器,其中来自所述前馈电路的所述控制信号是在所述负载信号的电压阶段之后立即出现的短暂信号。

4. 根据权利要求 3 所述的电压调节器,其中来自所述前馈电路的所述控制信号被电容性耦合到来自所述输出反馈电路的输出信号。

5. 根据权利要求 1 所述的电压调节器,其中所述前馈电路使得所述电压调节器响应于到系统的电流的瞬时改变而瞬时地改变所述电压调节器的输出电流。

6. 根据权利要求 1 所述的电压调节器,其中所述负载电流是周期性的。

7. 根据权利要求 6 所述的电压调节器,其中所述负载信号的频率处于人类听觉频率范围内。

8. 根据权利要求 1 所述的电压调节器,其中所述电压调节器是线性的。

9. 根据权利要求 1 所述的电压调节器,其中所述电压调节器是切换电压调节器。

10. 根据权利要求 1 所述的电压调节器,其中所述前馈电路使得所述电压调节器在所述负载信号表明系统电流中的突变之后改变所述电压调节器输出电流达短时间。

11. 根据权利要求 1 所述的电压调节器,其中所述前馈电路使用所述电压调节器的所述输出电压上的瞬变电压来确定来自所述前馈电路的所述控制信号的量级。

12. 一种用于将功率提供给系统的电压调节器,其包括:

至少一个开关;

用于控制所述开关的开关控制电路;

输出反馈电路;以及

前馈电路,其适于接收来自所述系统的负载信号,所述负载信号表明由所述系统需要的电流;

其中所述开关控制电路通过所述前馈电路并且通过所述输出反馈电路来控制。

13. 根据权利要求 12 所述的电压调节器,其中所述前馈电路将信号发送到所述开关控制电路以响应于所述负载信号而瞬时改变所述电压调节器输出电流。

14. 根据权利要求 13 所述的电压调节器,其中从所述前馈电路到所述开关控制电路的信号是紧跟所述负载信号的电压的阶段之后的短暂的电压尖峰脉冲。

15. 根据权利要求 14 所述的电压调节器,其中从所述前馈电路到所述开关控制电路的信号被电容性耦合到从所述输出反馈电路到所述开关控制电路的信号。

16. 根据权利要求 13 所述的电压调节器,其中所述前馈电路接收所述电压调节器输出电压,并且使用所述调节器输出电压上的瞬变来控制从所述前馈电路到所述开关控制电路

的信号所述量级。

17. 一种方法,其包括:

通过电压调节器接收来自所述电压调节器供电的系统的负载信号;以及
响应于所述电压调节器的所述输出电压并且响应于所述负载信号通过所述电压调节器控制所述电压调节器的输出电流。

18. 根据权利要求 17 所述的方法,其进一步包括:

响应于所述负载信号,通过前馈电路生成信号以控制所述电压调节器的所述输出电流。

19. 根据权利要求 18 所述的方法,其进一步包括:

将来自所述前馈电路的所述信号电容性耦合到来自输出电压反馈电路的信号。

20. 根据权利要求 17 所述的一种方法,其进一步包括:

通过所述前馈电路生成所述信号以控制所述输出电流,从而使得控制所述输出电流的所述信号的所述时间由所述负载信号来确定并且控制所述输出电流的所述信号的量级由所述电压调节器的输出电压上的瞬变来确定。

电压调节器

技术领域

[0001] 本发明涉及电压调节器和电压调节的方法。

背景技术

[0002] 电压调节器是被设计用于自动维持恒定输出电压的电路。一些电压调节器以线性模式来操作,而一些以切换模式来操作(其中至少一个元件用作打开/闭合开关)。通常,电压调节器无法即时响应于负载电流的突变(sudden change)。输出电容器通常用于降低纹波(ripple)且有助于降低由于负载电流的突变而生成的输出电压瞬变。

[0003] 许多系统使用具有陶瓷介质的电压调节器输出电容器。具有陶瓷层和金属电极的这种类型的电容器是固有压电的。因此,如果存在处于人类可听频率范围内的压电电压改变(20Hz-20KHz),则它们可以可听见地震动。例如,可以按照每秒240次来刷新用于计算机监控器和电视的液晶显示器,并且可以按照该速率的两倍来刷新3D显示器。每次刷新循环均要求电源电流的大的改变,这可能导致了电压调节器输出电容器处的电压瞬变。对于具有周期负载电流改变的电压调节器驱动显示器或其他系统,令人反感的可听噪声可以由输出电容生成。降低电压调节器的输出处的电压瞬变通常是需要的,并且更具体地,需要降低来自电压调节器的输出电容器的听觉噪声。

附图说明

[0004] 图1(现有技术)是现有电压调节器的示例实施例的示意性框图。

[0005] 图2A-2C(现有技术)是示出图1的电压调节器中的电流、电压和信号波形的时序图。

[0006] 图3是改进的电压调节器的示例实施例的示意性框图。

[0007] 图4A-4D是示出图3的电压调节器的信号和电压波形的时序图。

[0008] 图5是示出图3中部分电压调节器的示例实施例的额外细节的示意性框图。

[0009] 图6是示出图3中部分电压调节器的示例实施例的额外细节的示意性框图。

[0010] 图7是用于降低电压调节器的周期输出电压纹波的方法的示例实施例的流程图。

具体实施方式

[0011] 图1图示用于将功率提供给负载108的现有技术的电压调节器100的示例。负载108被描述为电阻器,但是,通常来说负载108可以是具有变化的电流需求的系统。所示电压调节器100(其被简化从而有助于图示和说明)包括DC-DC变换器102和反馈电路104。DC-DC变换器102将在输入电压 V_{IN} 处的功率转换为在输出电压 V_{OUT} 处的功率。输入电压 V_{IN} 可以大于输出电压 V_{OUT} 或输出电压 V_{OUT} 可以大于输入电压 V_{IN} 。DC-DC变换器102可以是线性电路,或者DC-DC变换器102可以是切换电路。反馈电路104将输出电压 V_{OUT} 与参考电压 V_{REF} 相比较并且生成反馈信号 S_{FB} ,该反馈信号 S_{FB} 使得DC-DC变换器102生成更大或更小的电流以维持恒定的输出电压 V_{OUT} 。输出电容器106对于切换DC-DC变换器来说是必

要的。对于所有类型的 DC-DC 变换器,输出电容器 106 有助于降低输出电压的纹波,并且还有助于降低由于负载电流 i_{LOAD} 的突变而产生的输出电压瞬变。

[0012] 图 2A-2C 图示与图 1 的示例电压调节器 100 相关联的各种示例波形。在图 2A 的示例中,到系统 108 的电流 i_{LOAD} 周期性地变化,到系统 108 的电流 i_{LOAD} 在时间 t_1 和 t_3 处突然地增大,并且在时间 t_2 和 t_4 处突然地减小。

[0013] 在图 2B 中,图 1 中的电压调节器 100 无法瞬间响应于图 2A 中所述的负载电流的变化。当负载电流 i_{LOAD} 增大时 (t_1, t_3),由 DC-DC 变换器 102 提供的电流 (i_{OUT}) 是不足的,并且输出电压 V_{OUT} 随着输出电容器 106 开始放电而开始减小。闭环电压调节器系统花费有限数量的时间用于响应输出电压 V_{OUT} 并且将输出电压 V_{OUT} 恢复回到期望电压,从而在时间 t_1 和 t_3 处在输出电压 V_{OUT} 上生成负电压瞬变。同样地,当负载电流 i_{LOAD} 减小时 (t_2, t_4),DC-DC 变换器 102 提供比负载 110 要求的电流更多的电流 (i_{OUT}),并且输出电压 V_{OUT} 随着电容器 106 开始充电而开始增加。再一次地,闭环电压调节器系统花费有限数量的时间来响应,并且正电压瞬变在时间 t_2 和 t_4 处被生成在输出电压 V_{OUT} 上。如果 V_{OUT} 上的电压瞬变足够大,并且如果电压瞬变的频率在人类听觉能带 (auditory band) 的之内,则输出电容器 106 可以生成令人反感的听觉噪声。

[0014] 在图 1 中,反馈信号 S_{FB} 控制 DC-DC 变换器 102 的电流输出。在图 2C 中,在时间 t_1 和 t_3 处,闭环电压调节器响应时间使得反馈信号 S_{FB} 缓慢地增大到较高电平从而增大 i_{OUT} (DC-DC 变换器 102 的电流输出),并且在时间 t_2 和 t_4 处,电压调节器闭环响应时间使得反馈信号 S_{FB} 缓慢地减小到较低电平从而减小 i_{OUT} 。

[0015] 图 3 图示改良的电压调节器 300 的示例实施例,其为图 1 的电压调节器 100 添加有附加的前馈电路。信号 S_{LOAD} 是来自电压调节器 300 供电的系统 108 的信号,信号 S_{LOAD} 表明系统 108 所需的电流。更具体地,信号 S_{LOAD} 表明系统 108 将要求电流的改变,从而允许电压调节器 300 预测负载电流中的突变。前馈电路 302 使用信号 S_{LOAD} 来生成被耦合到反馈信号 S_{FB} 的前馈信号 S_{FF} 。前馈电路 302 还接收电压调节器输出电压 V_{OUT} 。前馈电路 302 使用 V_{OUT} 和信号 S_{LOAD} 来生成前馈电压输出 V_{FF} 。前馈信号 S_{FF} 具有可变振幅,并且前馈信号 S_{FF} 的振幅是前馈电压输出 V_{FF} 的振幅。在图 3 中,修正的反馈信号 S_{FB} 是反馈电路 104 的输出 (如图 2C 所述) 和前馈信号 S_{FF} 的总和。信号 S_{LOAD} 、 S_{FF} 、 S_{FF} 对 S_{FB} 的贡献 (contribution)、以及产生的修正的 S_{FB} 被示出在图 4A-4D 中。

[0016] 通常,电压调节器无法预测负载电流即将改变。信号 S_{LOAD} 和前馈电路 302 使得电压调节器 300 能够略微在反馈回路中存在待感测的充分的电流变化之前、以及略微在存在待感测的输出电压 V_{OUT} 上的任何瞬变之前预测电流的改变。前馈信号 S_{FF} 修正了反馈信号 S_{FB} 从而代替了如图 2C 中的相对慢的闭环响应,修正的反馈信号 S_{FB} 即时 (但是短暂地 (briefly)) 响应于信号 S_{LOAD} 。前馈信号 S_{FF} 在信号 S_{LOAD} 中的每个阶段 (step) 改变之后立即尖峰脉冲 (spike) (衰减之后的电压的阶段) 添加到反馈信号 S_{FB} 。在图 3 的示例中,前馈信号 S_{FF} 被电容性耦合到反馈信号 S_{FB} ,但是电容性耦合不是必需的。电容性耦合仅仅是用于在信号 S_{LOAD} 中的每个阶段之后提供短暂信号的途径中的一种示例。当信号 S_{LOAD} 为周期性时,前馈电路 302 随着时间可以调整前馈信号 S_{FF} 的量级 (magnitude) (前馈信号 S_{FF} 的量级是前馈电压输出 V_{FF} 的量级),从而基本地消除输出电压 V_{OUT} 上的对应的周期性的电压瞬变。

[0017] 在图 4A 中,信号 S_{LOAD} 是来自由电压调节器 300 供电的系统 108 的信号。信号 S_{LOAD} 是对应于改变的系统的信号,例如将改变系统 108 的状态的控制器中的信号。例如, S_{LOAD} 可以是显示刷新信号或周期性脉宽调制显示背光的信号。在图 4A 的示例中,当信号 S_{LOAD} 为高时,负载电流 i_{LOAD} 为高,而当信号 S_{LOAD} 为低时,负载电流 i_{LOAD} 为低。

[0018] 在图 4B 中,前馈信号 S_{FF} 是具有与负载信号 S_{LOAD} 相同正时且具有可变量级的信号(前馈信号 S_{FF} 的量级是前馈电压输出 V_{FF} 的量级)。对于图 3 中的示例,修正的反馈信号 S_{FB} 是反馈电路 104 的输出(如图 2C 所示)与电容性耦合的前馈信号 S_{FF} 的总和。

[0019] 在图 4C 中,信号 $S_{FB}(S_{FF})$ 是前馈信号 S_{FF} 对修正的反馈信号 S_{FB} 的贡献。 $S_{FB}(S_{FF})$ 在时间 t_1 和 t_3 将正阶段添加到反馈信号 S_{FB} ,并且每个阶段如由电阻器 304 和电容器 306 所确定地衰减。 $S_{FB}(S_{FF})$ 在时间 t_2 和 t_4 将负阶段添加到反馈信号 S_{FB} ,并且每个阶段如由电阻器 304 和电容器 306 所确定地衰减。再一次地,电容性耦合仅仅是用于将短暂响应实施到 V_{LOAD} 中的每个阶段中的方式中的一个示例。阶段的可变量级是来自前馈电路 302 的前馈电压输出 V_{FF} 的量级。

[0020] 图 4D 示出在来自前馈信号 S_{FF} 的衰减阶段被添加至反馈电路 104 的输出(如图 2C 所示)时的反馈信号 S_{FB} 。产生的反馈信号 S_{FB} 具有基本上瞬时上升和下降时间。与图 2C 所示的较慢的闭环响应时间相比,反馈信号 S_{FB} 的快速上升和下降时间使得 DC-DC 变换器 102 立即响应于在时间 t_1 、 t_2 、 t_3 和 t_4 处的负载电流改变。实际上,在存在输出电压 V_{OUT} 的任何改变之前,前馈电路 302 使得 DC-DC 变换器电路 102 响应于负载电流的改变,并且由于周期性负载电流改变而产生的 V_{OUT} 上的周期性电压瞬变被基本消除。由于消除了 V_{OUT} 上的周期性电压瞬变,因此消除了来自输出电容器 106 的听觉噪声。

[0021] 图 5 示出使用切换 DC-DC 变换器 502 的图 3 中的电压调节器 300 的示例实施例的额外细节。在图 5 中,DC-DC 变换器 502 示出了图 3 中的 DC-DC 变换器 102 的一个可能的示例。DC-DC 变换器 502 是切换 DC-DC 升压变换器(输出电压 V_{OUT} 高于输入电压 V_{IN})。DC-DC 变换器 502 包括电感器 504、电子开关(晶体管)506、和二极管 508。输出电容器 510 是 DC-DC 变换过程中的基本能量存储部件,并且输出电容器 510 有助于降低输出电压瞬变。当开关 506 打开时,电流从输入 V_{IN} 并且从电感器 504 中存储的能量流动到负载 512 并且流动到输出电容器 510。当开关 506 闭合时,能量被存储在电感器 504 中,并且电流从输出电容器 510 中存储的能量流动到负载 512。示例电压调节器 500 使用来自输出电压 V_{OUT} 的反馈来调节输出电压。放大器 514 将输出电压 V_{OUT} 与参考电压 V_{REF} 相比较。补偿网络 516 确保闭环电压调节系统的稳定性。应注意,许多商业可用的电压调节器具有用于补偿网络的外部连接(也被称为 VCOMP)。因此,图 3 或图 5 的电路可以被实施为商用可用集成电路的外部电路,或者图 3 或图 5 中的电路可以被集成。脉宽调制(PWM)电路 518 控制开关 506 的占空比(duty cycle)以维持恒定的输出电压。当占空比增大时(即,当开关 506 闭合达每个切换循环的较长部分时),随后较多的电流在每个切换循环期间被提供给负载 512。当占空比减小时,随后较少的电流在每个切换循环期间被提供给负载 512。如果由负载变化而要求电流,则对于输出电压 V_{OUT} 改变、以及放大器 514 感测输出电压的改变、以及 PWM 电路 518 改变开关 506 的占空比以将输出电压 V_{OUT} 恢复到目标电压来说,这将花费有限数量的时间。

[0022] 在切换 DC-DC 变换器设计中存在许多变型。可以用另一电子开关来替换二极管 506。对于降压(step-down)DC-DC 变换器,输入电压 V_{IN} 比输出电压 V_{OUT} 高,并且(多个)

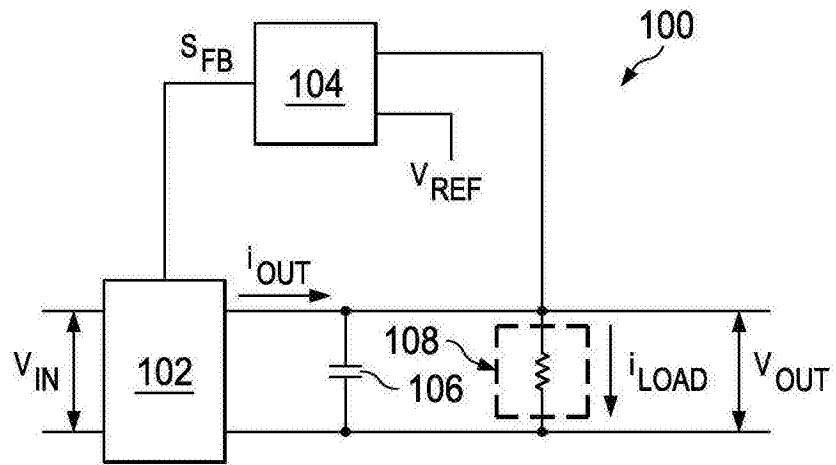
开关在输入电压和电感器之间。(多个)开关的接通时间和断开时间可以是恒定的并且切换频率可以是变化的。(多个)开关的占空比和切换频率可以是变化的。可以存在多个反馈回路。图5中具体的电路为目的在于示出的使用切换DC-DC变换器的仅一个示例的电压调节器的仅一个示例。本发明同样适用使用其他类型的DC-DC变换器应用到电压调节器并且本发明同样适用应用到线性电压调节器。

[0023] 图6示出图3所示的前馈电路302的示例实施例的额外细节。首先,注意在输出处,前馈信号 S_{FF} 、前馈电压输出 V_{FF} 、电阻器304和电容器306被示出在图3中。在图6中,反相器624将负载信号 S_{LOAD} 反相。由反相的 S_{LOAD} 的信号(signal inverted S_{LOAD})控制的晶体管开关622在反相的 S_{LOAD} 的信号的每个转变处生成前馈信号 S_{FF} 的阶段,并且前馈信号 S_{FF} 中的每个阶段如由电阻304和电容306所确定地衰减。前馈信号 S_{FF} 中的每个阶段的量级是由放大器616控制的前馈电压输出 V_{FF} 的量级。在输入级处,电容器602和电阻器形成高通滤波器。高通滤波器的输出由晶体管610选通(gate)。除了在反相的 S_{LOAD} 的信号的高到低转变之后的短暂时间之外,晶体管610将高通滤波器的输出接地。也就是说,使用电容器606和电阻器608,反相的 S_{LOAD} 的信号的高到低转变生成使得晶体管610立刻断开的尖峰脉冲(跟随衰减的电压中的阶段),这允许高通滤波器的输出传送到电阻器612。放大器616、电容器614和电阻器612形成积分器。基本上,积分器对 V_{OUT} 的AC转变进行积分,该AC转变仅出现在反相的 S_{LOAD} 的信号的每个高到低的转变之后(图4A, t_1, t_3)。积分器调整前馈电压输出 V_{FF} 以驱动 V_{OUT} 的AC转变(仅出现在反相的 S_{LOAD} 的每个高到低转变之后)到0。注意,如果 V_{OUT} 上的电压瞬变(图2B)是对称的,则如图所示的电路仅响应于反相的 S_{LOAD} 的信号的高到低转变而调整前馈电压输出 V_{FF} 。如果由于某些原因,反相的 S_{LOAD} 的信号的上升和下降是非对称的,则前馈电路302中的第二前馈电路针对低到高转变而可以被添加。取决于被使用的放大器的类型,放大器618和二极管620是可选的。在一个具体的实施例中,使用双极性放大器,因此需要放大器618和二极管620来防止负值 V_2 。

[0024] 注意,电路302既具有前馈特性又具有反馈特性。通常前馈控制电路独立于输出的改变而控制输出。电路302具有前馈特性,其中它响应于独立于输出 V_{OUT} 的改变的外部信号 S_{LOAD} 而控制输出 V_{OUT} 。电路302还包括前馈特性,其中输出 V_{OUT} 的改变用于调整前馈信号 S_{FF} 的量级。

[0025] 图7示出方法700的示例,在阶段702处,电压调节器接收来自电压调节器供电的负载的负载信号。在阶段704,电压调节器响应于电压调节器的输出电压且响应于负载信号而控制电压调节器的输出电流。

[0026] 本领域的技术人员将认识到,在不偏离所声明的本发明的范围的情况下,可以对所述实施例进行改变,并且许多其他的实施例也是可能的。



(现有技术)

图 1

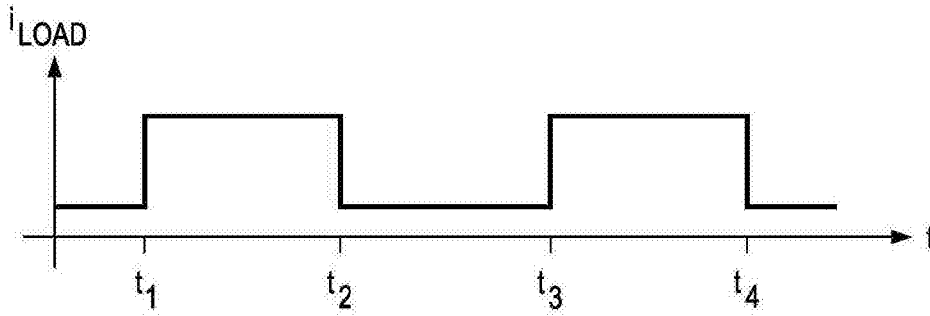


图2A
(现有技术)

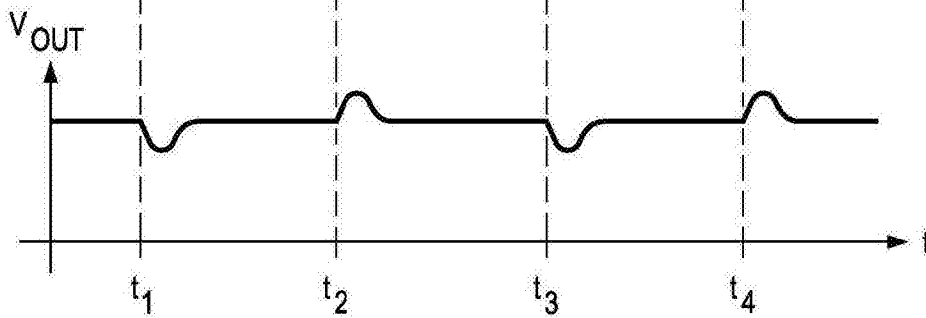


图2B
(现有技术)

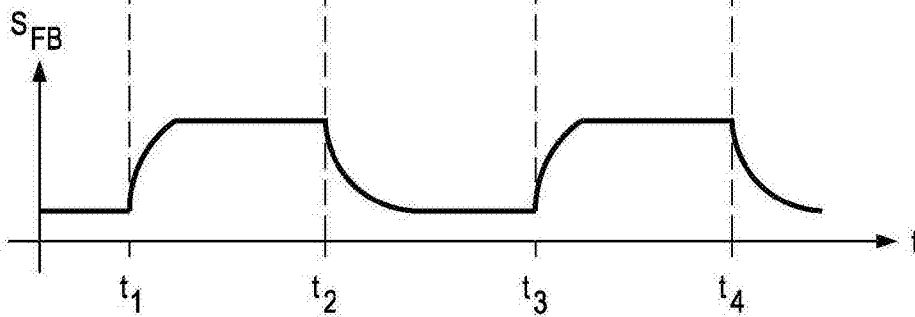


图2C
(现有技术)

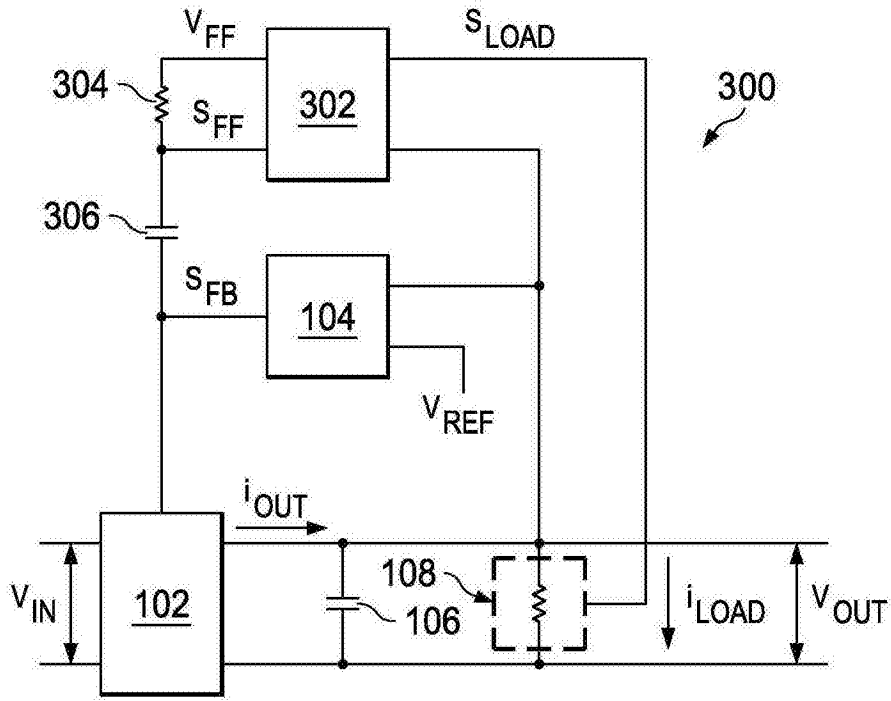


图 3

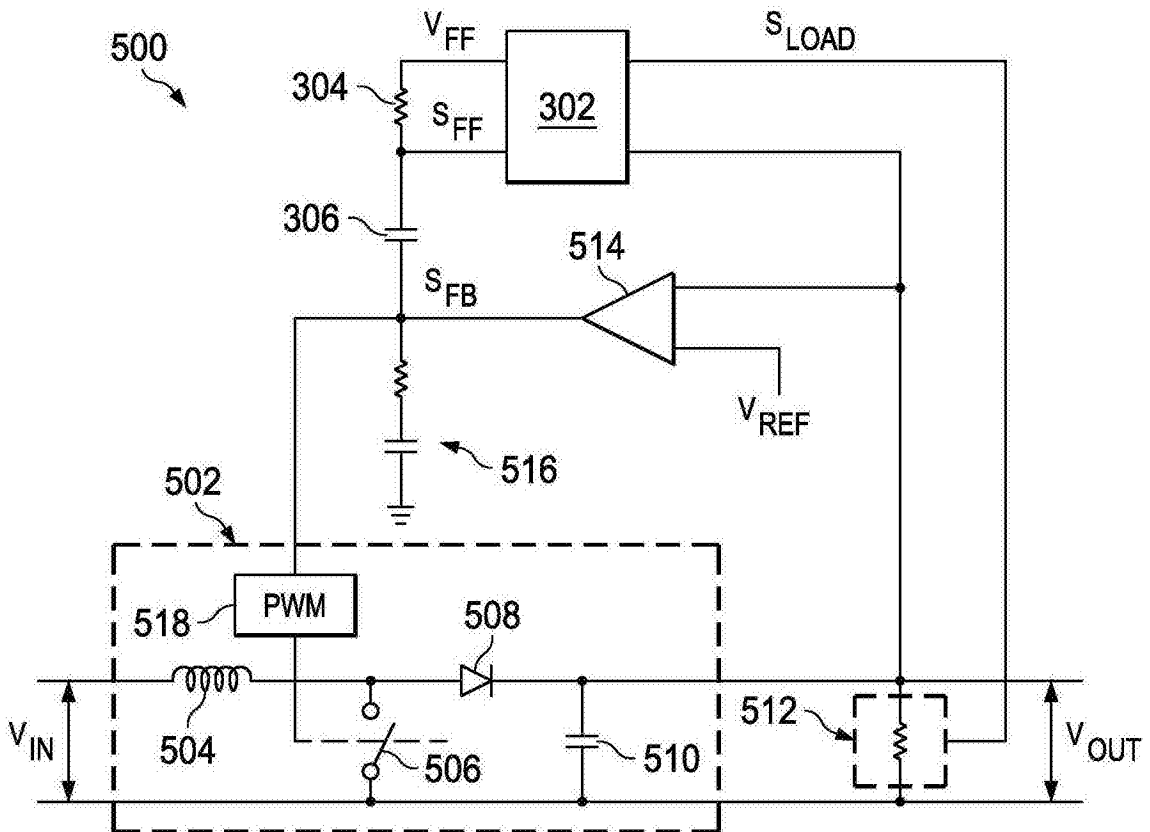


图 5

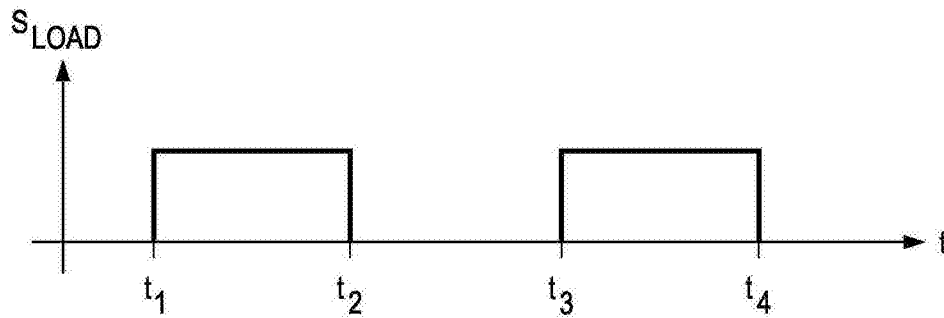


图4A

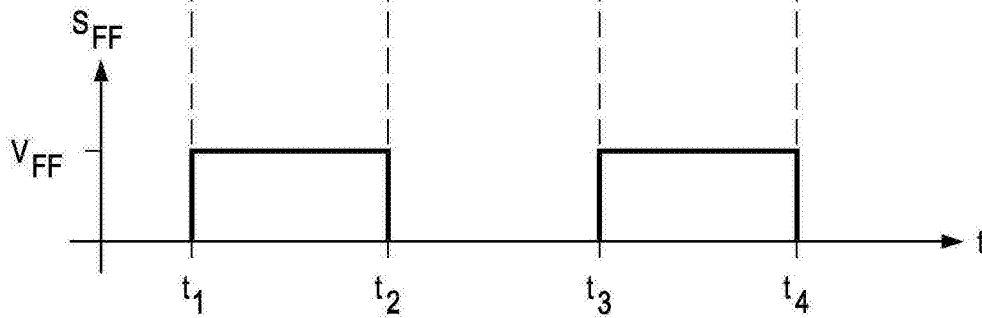


图4B

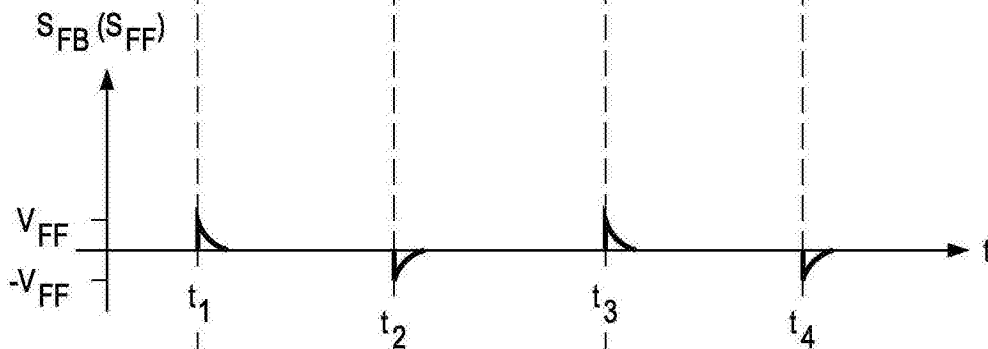


图4C

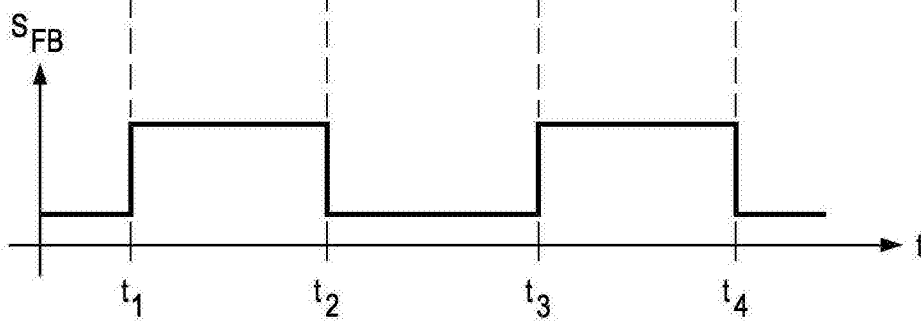


图4D

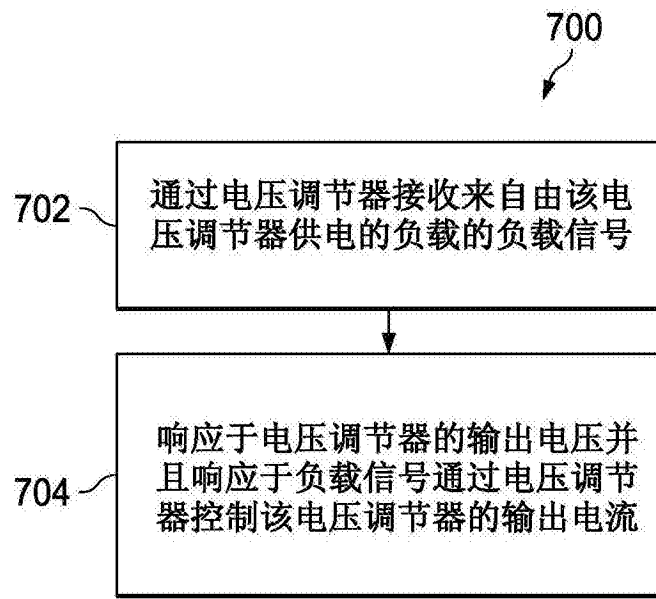


图 7