

(12) 实用新型专利

(10) 授权公告号 CN 202856643 U

(45) 授权公告日 2013.04.03

(21) 申请号 201220292876.4

(ESM) 同样的发明创造已同日申请发明专利

(22) 申请日 2012.06.11

(30) 优先权数据

61/498,126 2011.06.17 US

13/291,377 2011.11.08 US

(73) 专利权人 英特赛尔美国有限公司

地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 M·M·瓦尔特斯

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公

司 31100

代理人 钱慰民

(51) Int. Cl.

H02M 7/219(2006.01)

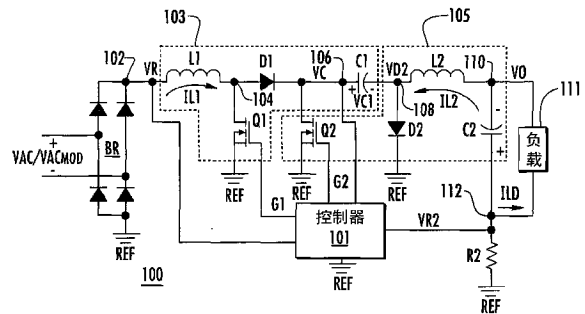
权利要求书 3 页 说明书 7 页 附图 7 页

(54) 实用新型名称

一种具有独立控制的级联升压和反相降压转换器

(57) 摘要

一种包括级联升压转换器和反相降压转换器及控制器的转换器系统,用来将经整流的 AC 电压转换成 DC 输出电流。该系统使用电感器并被配置成使用共同基准电压。控制器被配置成以独立方式控制转换器的切换以使操作彼此间没有联系。例如,升压转换器的控制脉冲可比降压转换器的脉冲更宽。控制器可基于恒定导通时间控制来控制升压转换器,并基于峰值电流控制来控制反相降压转换器。经整流的 AC 电压可以是经 AC 导电角调制的电压,其中控制器可基于经 AC 导电角调制的电压在具有一占空比的调光频率下抑制所述反相降压转换器的切换。



1. 一种转换器系统,其特征在于,

级联升压转换器和反相降压转换器,用来将经整流的 AC 电压转换成 DC 输出电流;以及控制器,所述控制器具有以共同电压为基准的输入和输出控制信号,其中所述控制器被配置成利用以所述共同电压为基准的升压脉冲信号上的多个升压脉冲来控制所述升压转换器,其中所述控制器被配置成利用以所述共同电压为基准的降压脉冲信号上的多个降压脉冲来控制所述反相降压转换器,并且其中所述多个升压脉冲中的每一个比所述多个降压脉冲中对应的每一个更宽,所述升压转换器包括第一开关,其中所述反相降压转换器包括第二开关,并且其中所述控制器配置成通过使所述第一和第二开关中的任一个导通而发起所述多个升压脉冲中的每一个。

2. 如权利要求 1 所述的转换器系统,其特征在于,所述控制器配置成基于恒定导通时间控制来控制所述升压转换器并基于峰值电流控制来控制所述反相降压转换器。

3. 如权利要求 1 所述的转换器系统,其特征在于:

所述控制器配置成基于使用固定时间周期的恒定导通时间控制来控制所述升压转换器;

其中所述升压转换器具有耦合至电容器的输出,所述电容器耦合至所述反相降压转换器的输入;

其中所述控制器包括电压感测器,所述电压感测器配置成确定所述电容器两侧的电压并提供以所述共同电压为基准的作为其指示的感测信号;以及

其中所述控制器基于所述感测信号周期地调整所述固定时间周期。

4. 如权利要求 1 所述的转换器系统,其特征在于:

所述经整流的 AC 电压包括经 AC 导电角调制的电压;以及

其中所述控制器在调光频率的每个循环的一部分期间抑制所述反相降压转换器的切换,其中所述部分基于所述经 AC 导电角调制的电压的相位角。

5. 如权利要求 1 所述的转换器系统,其特征在于:

所述升压转换器包括:

第一电感器,所述第一电感器具有接收所述经整流的 AC 电压的第一端并具有第二端;

第一开关,所述第一开关具有:耦合于所述电感器的所述第二端的第一电流端子;耦合于所述共同电压的第二电流端子;以及从所述控制器接收以所述共同电压为基准的第一控制信号的控制端子;

第一二极管,所述第一二极管具有耦合于所述电感器的所述第二端的阳极以及阴极;以及

第一电容器,所述第一电容器具有耦合于所述第一二极管的所述阴极的第一端以及第二端;并且

其中所述反相降压转换器包括:

第二开关,所述第二开关具有:耦合于所述第一二极管的所述阴极的第一电流端子;耦合于所述共同电压的第二电流端子;以及从所述控制器接收以所述共同电压为基准的第二控制信号的控制端子;

第二二极管,所述第二二极管具有耦合于所述第一电容器的所述第二端的阳极以及耦合于所述共同电压的阴极;

第二电感器,所述第二电感器具有耦合到所述第一电容器的所述第二端的第一端以及耦合到输出节点的第二端;以及

耦合在所述输出节点和所述共同电压之间的第二电容器。

6. 如权利要求 5 所述的转换器系统,其特征在于,所述控制器包括:

恒定导通时间发生器,所述恒定导通时间发生器断言所述第一控制信号以在时钟信号的每个循环开始时导通所述第一开关,并在所述时钟信号的所述每个循环中的预定时间周期之后截止所述第一开关;

电流感测器,所述电流感测器感测流过所述第二电感器的电流;以及

峰值电流控制器,所述峰值电流控制器断言所述第二控制信号以在所述时钟信号的每个循环开始时导通所述第二开关,并在所述时钟信号的所述每个循环期间当流过所述第二电感器的所述电流达到峰值时截止所述第二开关。

7. 如权利要求 6 所述的转换器系统,其特征在于,所述经整流的 AC 电压包括经 AC 导电角调制的电压,并且其中所述控制器还包括:

相位角感测器,所述相位角感测器感测所述经 AC 导电角调制的电压的相位角并提供作为其指示的相位信号;

调光控制器,所述调光控制器产生抑制信号,所述抑制信号基于所述相位信号在一调光频率下并以一占空比在第一和第二电平之间变换;并且

其中所述峰值电流控制器在所述抑制信号处于所述第一电平的同时抑制所述第二开关的切换。

8. 如权利要求 1 所述的转换器系统,其特征在于,还包括耦合于所述反相降压转换器的输出并接收所述 DC 输出电流的 DC 负载。

9. 如权利要求 8 所述的转换器系统,其特征在于,所述 DC 负载包括至少一个发光二极管。

10. 一种用于控制将经整流的 AC 电压转换成 DC 输出电流的级联升压转换器和反相降压转换器的控制器,其特征在于:

升压控制器,所述升压控制器配置成提供以共同电压为基准的至少一个第一控制信号,用以控制所述升压转换器的切换;以及

降压控制器,所述降压控制器配置成提供以共同电压为基准的至少一个第二控制信号;

所述升压控制器配置成在所述第一控制信号上产生多个升压脉冲;

其中所述降压控制器配置成在所述第二控制信号上产生相应的多个降压脉冲;以及

其中所述多个升压脉冲中的每一个比所述多个降压脉冲中的相应一个更宽;

所述升压转换器包括第一开关而所述反相降压转换器包括第二开关;

所述控制器配置成通过使所述第一和第二开关中的任一个导通而发起所述多个升压脉冲中的每一个。

11. 如权利要求 10 所述的控制器,其特征在于,所述控制器还包括:

恒定导通时间发生器,用以在时钟信号的每个循环开始时使所述第一开关导通,并在所述时钟信号的所述每个循环期间的预定时间周期之后使所述第一开关截止;

电流感测输入,用于感测流过所述降压转换器的电流并提供作为其指示且以共同电压

为基准的电流感测信号；以及

峰值电流控制器，用于在所述时钟信号的每个循环开始时使所述第二开关导通并当所述电流感测信号指示峰值电流电平时使所述第二开关截止。

12. 如权利要求 11 所述的控制器，其特征在于，电容器耦合在所述升压转换器和所述反相降压转换器之间，其中所述控制器还包括：

以共同电压为基准的电压感测输入，用于感测电容器两侧的电压并提供作为其指示的电压感测信号；并且

其中所述恒定导通时间发生器配置成基于所述电压感测信号来调整所述预定时间周期。

13. 如权利要求 10 所述的控制器，其特征在于，所述经整流的 AC 电压包括经 AC 导电角调制的电压，所述控制器还包括：

相位角感测器，所述相位角感测器感测所述经 AC 导电角调制的电压的相位角并提供作为其指示的相位信号；

调光控制器，所述调光控制器产生抑制信号，所述抑制信号基于所述相位信号在一调光频率下并以一占空比在第一和第二电平之间变换；并且

其中所述降压控制器配置成在所述抑制信号处于所述第一电平时同时抑制所述反相降压转换器的切换。

一种具有独立控制的级联升压和反相降压转换器

[0001] 本申请要求 2011 年 6 月 17 日提交的美国临时申请 S/N 61/498, 126 的权益, 该申请的全部内容出于所有意图和目的通过引用结合于此。

技术领域

[0002] 本实用新型涉及一种具有独立控制的级联升压和反相降压转换器。

背景技术

[0003] 参考以下描述以及附图将能更好地理解本发明的益处、特征以及优点。给出以下描述以使本领域技术人员能在特定应用及其需求的背景下实施和利用所提供的本发明。然而, 优选实施例的多种修改对本领域技术人员将会是明显的, 而且可将本文所限定的一般原理应用于其它实施例。因此, 本发明不旨在局限于本文中示出和描述的特定实施例, 而应给予与本文中披露的原理和新颖特征一致的最宽范围。

[0004] 用现有 AC (交流) 基础设施对用于照明的发光二极管 (LED) 供电意味着转换器应当能满足关于功率因数和输入谐波电流的严格功率质量标准, 调整 LED 电流而没有闪烁, 并当工作在已有调光器 (例如白炽或三端双向可控硅 (TRIAC) 调光器) 时顺畅地控制照明。

[0005] 能量存储允许从 AC 源对 LED 无闪烁地供电, 尤其是当调光延长了 AC 输入电压为零的时间时。然而, 当从三端双向可控硅调光器的安装底座调光时, 能量存储也是有问题的。一旦触发, 涌入电流对转换器的能量存储电容重新充电并能造成高 Q 输入滤波器在三端双向可控硅保持电流以下谐振, 在这种情形下三端双向可控硅截止并在线路频率的二分之一循环内再触发。这造成混乱调光操作和闪烁。

[0006] 一种类型的传统解决方案调节 LED 电流并在 AC 整流后使用单级转换器以获取高功率因数。用这种方法传递的能量随着 AC 输入而变化。然而, 在转换器的输出和 LED 负载两侧需要大型能量存储电容以使经整流的线路频率波纹变得平滑。由于漏电感, 经常需要缓冲器网络来限制诸如场效应管 (FET) 等电子开关器件的峰值电压。

[0007] 另一类型的传统转换器, 已知为回扫 LED 驱动器, 消除了输出上的经整流 AC 输入频率波纹以帮助最小化能量存储。然而, 回扫转换器具有脉动的 (非连续的) 输出电流和高输出电容。由于漏电感, 可能需要缓冲器网络来限制电子开关器件的峰值电压。另一类型的传统转换器, 已知为 Cuk 转换器, 提供了连续输出电流并减小了输出电容。然而, Cuk 型转换器不解决离线 AC 调光问题, 例如调光角提取、维持三端双向可控硅保持电流以及衰减输入滤波器的减幅振荡能量。Cuk 转换器配置采用外部信号, 该外部信号对脉宽调制 (PWM) 引脚作调制以对 LED 调光。

[0008] 为了获得低成本, 功率转换器拓扑应当避免使用变压器而采用单端组件和信号或以共同电压为基准的组件和信号。单端信号和组件或以共同电压为基准的信号和组件比需要电平平移或隔离的浮置节点更为廉价。

实用新型内容

[0009] 本文描述的是使用电感器而不是变压器并配置成使用单端或共同基准的控制信号的转换器。所披露的转换器满足关于功率因数和输入谐波电流的严格功率质量标准,以最小波纹调节输出电流,并当用作具有调光器的 LED 驱动器时,当配合已有调光器工作时,平滑地控制照度。尽管转换器尤为有利于用作离线 LED 驱动器,然而转换器可用来驱动其它类型 DC 负载,如本文中进一步描述的那样。规章标准的示例可包括与功率因数和使用寿命关联的能源之星标准(例如能源之星 LM-80-08)、例如 IEC(国际电子科技委员会)6100-3-2 类 C 限令的谐波含量标准、例如 CFR(联邦规章条例(CFR))标题 47 部 15 类 B 限令的电磁干扰(EMI)标准,例如 UL(保险商实验室)8750 和 IEC61347 等安全标准。

[0010] 本文描述了一种具有独立控制的新颖级联升压和反相降压转换器。级联转换器利益经整流的 AC 源工作并控制输出电流。转换器控制信号分享共同电压基准,该共同电压基准为反馈信号和驱动电子开关器件提供共同的基准。另外,对于 LED 驱动器配置,新颖的控制方法通过禁用反相降压转换器而使用升压转换器以抑制输入滤波器上的减幅振荡并为调光器的漏电流和保持电流提供一路径来实现 PWM 调光控制。

附图说明

[0011] 参考以下描述以及附图将能更好地理解本发明的益处、特征以及优点,在附图中:

[0012] 图 1 是根据一个实施例实现的级联升压和反相降压转换器的示意方框图;

[0013] 图 2 是根据示例性实施例实现的图 1 的控制器简化方框图;

[0014] 图 3 是示出根据一个实施例使用图 2 所示控制器在每个 CLK 循环期间图 1 的转换器的示例性波形的时序图;

[0015] 图 4 是示出在没有调光的 AC 输入电压的一个周期上的示例性操作波形的时序图;

[0016] 图 5 是示出在具有调光的 AC 输入电压的一个周期上的示例性操作波形的时序图;

[0017] 图 6-9 示出使用图 1 转换器的各种电子器件;

[0018] 图 10 是以类似于图 8 所示方式配置的电子器件的方框图,该电子器件包括图 1 的转换器以及向一个或多个 LED 提供电流的传统调光器;以及

[0019] 图 11 和图 12 分别为示出栅极驱动信号 G1、G2 和用来控制升压和降压操作的升压、降压脉冲之间的关系时序图。

具体实施方式

[0020] 图 1 是根据一个实施例实现的级联升压转换器和反相降压转换器 100 的示意方框图。将一输入 AC 电压 V_{AC} 提供给图示为桥式整流器 BR 的整流器网络,该整流器网络耦合在节点 102 和基准节点 REF 之间。基准节点具有基准电压电平,该基准电压电平可以是正的、负的或接地的并充当组件和信号的共同电压基准。在图示实施例中,BR 如本领域内技术人员已知地包括电桥配置中的四个二极管以在节点 102 上形成经整流的电压。节点 102 耦合于电感器 L1 的一端,电感器 L1 的另一端耦合于节点 104。节点 104 耦合于二极管 D1 的

阳极并耦合于图示为 N 沟道金属氧化物半导体场效应管 (MOSFET) 的电子开关 Q1 的漏极。D1 的阴极耦合于节点 106, 该节点 106 进一步耦合于电容器 C1 的一端并耦合于另一电子开关 Q2 的漏极, 该另一电子开关 Q2 也配置为 N 沟道 MOSFET。C1 的另一端耦合于节点 108, 该节点 108 进一步耦合至另一二极管 D2 的阳极和另一电感器 L2 的一端。D2 的阴极以及 Q1、Q2 的源极耦合至 REF。节点 108 形成相对于 REF 的电压 VD2 (D2 两侧的电压), 并在 C1 两侧形成电压 VC1。电压 VC 形成在节点 106 上并可确定为 VC1+VD2。L2 的另一端耦合至输出节点 110, 该输出节点 110 形成输出电压 V0。输出电容器 C2 的一端耦合至输出节点 110 而另一端耦合至节点 112。感测电阻器 R2 耦合在节点 112 和 REF 之间, 且节点 112 形成电流感测电压 VR2。

[0021] 开关 Q1、Q2 图示为使用 MOSFET 实现, 尽管也可考虑其它类型的开关器件, 例如其它类似形式 (例如 FET、MOS 器件等)、双极结型晶体管 (BJT) 等、绝缘栅极双极晶体管 (IGBT) 等。

[0022] 负载 (LD) 111 耦合在节点 110 和 112 之间。控制器 101 耦合至 REF (以 REF 为基准), 耦合至节点 102、106 和 112, 并分别将栅极驱动信号 G1、G2 提供给 Q1、Q2 的栅极。通过 L1 从节点 102 流至节点 104 的电流图示为电流 IL1, 而通过 L2 从节点 110 流至节点 108 的电流图示为电流 IL2。通过负载 111 从节点 112 流至节点 110 的电流图示为 ILD。R2 的电阻足够低以使电压 VR2 非常低以至于相对 V0 可忽略但却足够高以获得 IL2 的精确测量。

[0023] 转换器 100 包括级联配置的升压转换器 103 (包括 L1、Q1、D1、C1), 其具有反相降压转换器 105 (包括 L2、Q2、D2、C2), 其中电容器 C1 是耦合在转换器之间的中间电容器而电容器 C2 是输出电容器。控制器 101 控制升压转换器 103 和降压转换器 105, 其中这种控制相对于彼此是基本独立的。在本文描述的一个实施例中, 开关 Q1、Q2 两者基于共同时钟信号在大约同一时间被导通, 然而其每一个以基本独立的方式被截止。预期替代性配置, 包括不具有时钟信号的配置。转换器 100 的拓扑不需要用到变压器 (尽管在需要时可使用变压器), 并具有针对转换器 103、105 和针对控制信号的单基准连接 (REF)。另外, 转换器 100 满足关于功率因数和输入谐波电流的 AC 质量标准, 并调整流过负载 111 的负载电流 ILD。当负载 111 如本文中进一步讨论地是一连串 LED 时, 流过 LED 的负载电流无闪烁地经受调节, 并当工作在已有调光器时平滑地控制 LED 的照度。

[0024] 控制器 101 通常以 Q1 和 Q2 的源极为基准并与反馈信号分享同一基准连接 REF。共同的基准 REF 避免电平移动器或隔离电路的复杂性和成本。在一个实施例中, 控制器 101 基于共同时钟信号 CLK (图 2) 使 Q1 和 Q2 两者同时导通, 但 Q1 的截止发生在 Q2 截止之后。因此, Q1 (D1) 的占空比比 Q2 (D2) 的占空比更宽, 这有效地分离降压操作和升压操作。换句话说, 如下文中进一步描述的那样, 每个升压脉冲比相应的降压脉冲更宽。

[0025] 图 2 是根据一示例性实施例实现的控制器 101 的简化方框图。VC1 感测器 201 耦合至节点 106 用于感测电压 VC1, 并将感测指示 VC1S 提供给升压控制器 203。升压控制器 203 可配置成恒定导通时间 (T_{on}) 发生器, 尽管也可预期其它替代配置。升压控制器 203 接收 CLK 信号并具有一输出, 用于经由通过栅极驱动器 205 的栅极信号 G1 控制 Q1。IL2 电流感测器 207 耦合至节点 112, 用于感测电压 VR2 以将感测指示 IL2S 提供给降压控制器 209。降压控制器 209 可配置成峰值电流控制器, 尽管也可考虑其它替代配置。流过感测电阻器 R2 的基本相同的电流也作为电流 IL2 流过 L2, 以使 VR2 的电压指示 IL2 的电流电平。降压

控制器 209 接收 CLK 并具有输出,用于经由通过栅极驱动器 211 的栅极信号 G2 控制 Q2。相位角感测器 213 耦合至节点 102,用于根据调光操作感测 VR 和相应的相位角,并将相位感测指示 PHS 提供给调光控制器 215。调光控制器 215 向降压控制器 209 断言一抑制信号 INH。时钟电路 217 将时钟信号 CLK 提供给控制器 203、209。时钟电路 217 要么产生 CLK 要么从分立的或外部的定时源传输或形成 CLK。

[0026] 尽管节点 106 形成电压 VC,然而在一个实施例中,当 VD2 为低时,VC1 感测器 201 在选定时间对 VC 采样以使 VC 相对 REF 与 VC1 基本相同。所采样的值被保持作为 VCS1。在一个实施例中,当 Q1 和 Q2 均截止(当 G1 和 G2 均为低)并且当二极管 D2“导通”(例如 D2 仅以二极管压降正偏)时,VC1 感测器 201 周期地对节点 106 的电压 VC 采样以形成 VC1S。在一个实施例中,例如 VC1S 是经采样的电压值,该电压值是在每个 CLK 循环之后更新的(或在任何数量的 CLK 循环后周期地更新)。在这种条件下,当 D2 导通时,跨 D2 的电压相对于 VC1 基本可忽略以使节点 106 准确地反映相对于 REF 的电压 VC1。

[0027] 在一个实施例中,升压控制器 203 配置成恒定导通时间发生器,该恒定导通时间发生器具有在一定数量的 CLK 循环内恒定并周期地更新以粗略调节 VC1 至预定目标电压电平或将 VC1 维持在预定目标电压范围内的导通时间值 T_{ON} 。在一个实施例中,例如,导通时间值 T_{ON} 可在 VAC 的每个循环或半个循环进行更新。

[0028] 可提供调光器或类似物,例如调光器 1002(图 10),该调光器接收 AC 电压 VAC 并工作以每半个循环(例如 180°) 在 0° 和 180° 之间以任何“调光角” θ_{DIM} 选择地对 VAC 的前沿和后沿中的一者或两者进行斩波,从而提供经 AC 导电角调制的电压或“经斩波的”电压 VAC_{MOD} 。如本领域内技术人员所理解的那样,VAC 可具有正常特征正弦形状作为 AC 线路电压(例如参见图 4 的 VAC)。在一个实施例中,当在调光操作中对 VAC 斩波以提供 VAC_{MOD} 时,每半个循环的前沿被归零或斩波直至调光角 θ_{DIM} ,并随后对于半个循环的时长保持其正常形状(例如参见图 5 的 VAC_{MOD})。相位角感测器 213 配置成检测施加于 VAC 的相位或调光角并相应地形成 PHS。相位角感测器 213 例如可通过计数器或类似物或任何其它用于感测调光角 θ_{DIM} 并提供 PHS 的合适数字技术来实现。

[0029] 调光控制器 215 接收 PHS 并基于检测到的调光角形成 INH 信号以反映相对调光量。在一个实施例中,基于调光角在具有一占空比的选定调光频率下产生周期性调光信号。在一个实施例中,占空比非常低或为零,没有调光高至与完全调光对应的最大值。调光占空比可表示为与检测到的调光角关联的相对百分比。作为一个示例,如果 VAC 被剪波 50% 以使 VAC_{MOD} 在 $0-90^\circ$ 时为零并在 $180-270^\circ$ 时再次为零,则相位角为 90° 并且调光信号的占空比为 50%。基于调光信号的占空比对 INH 信号断言。

[0030] 例如,PHS 当 VAC_{MOD} 为零时被断言为低并当 VAC_{MOD} 为非零时被断言为高,以使 PHS 具有大约两倍于 VAC 的频率,其占空比关联于调光角。调光控制器 215 将 PHS 转化成 INH,该 INH 具有选定调光频率下的方波形状并具有基于 PHS 的占空比的占空比,以使 INH 的占空比也基于调光角。也可构思 PHS 和 / 或 INH 的反相版本。

[0031] CLK 的频率一般显著高于 VAC 的频率。在一个实施例中,例如 VAC 是相对低的频率,例如 50-500 赫兹 (Hz) 或类似(例如 50Hz、60Hz、400Hz 等)的 AC 线路频率。CLK 的频率可以是几千赫 (kHz) 或几十 kHz(例如高达 100kHz 或更高),这取决于特定应用。调光频率是相对于 VAC 和 CLK 的中频并有效地约束在低端以避免闪烁并通过切换 CLK 的频率约束

在高端,并确保负载电流 ILD 的充分电平。作为一个示例,调光信号的频率是 CLK 频率的十分之一或更小,以确保 Q2 切换的足够循环数,由此形成合适的 ILD 电平。

[0032] 图 3 是示出根据一个实施例使用图 2 所示控制器 101 在每个 CLK 循环期间转换器 100 的示例性波形的时序图,其中升压转换器 203 被配置成恒定导通时间发生器而降压控制器 209 被配置成峰值电流控制器。如图所示,相对于时间绘制信号 CLK、G1、G2、IL1、VD2、IL2 和 ILD。CLK 的占空比图示为接近 50%,尽管可考虑任何占空比。G1、G2 在分别指示开关 Q1、Q2 导通和截止的高、低之间变换。IL2 和 ILD 在图的下端被叠加到一起。Q1 使用恒定导通时间控制(其中 T_{ON} 如前所述地被周期地调整以将 VC1 维持在一适当电压范围内)而 Q2 使用峰值电流控制。对于 CLK 的每个循环,CLK 在同一时间发起 Q1 和 Q2 两者的导通。如图 3 所示,G1 和 G2 均响应 CLK 变高而在时间 t_1 变高,这在大约时间 t_1 使 Q1 和 Q2 两者导通。电流 IL1 在时间 t_1 从零开始以与输入电压 VR 成正比的速率增加。横跨 C1 的电压 VC1 使二极管 D2 反偏并作用在输出滤波器(L2 和 C2)两侧以增加电流 IL2。IL2 在时间 t_2 达到预定的峰值电流电平 IPK,并且控制器 101 的降压控制器 209 通过将 G2 拉低而使 Q2 截止。在时间 t_2 之后,二极管 D2 正偏且 IL2 以与输出电压 VO 成比例的速率减小。在从时间 t_1 开始的时间周期 T_{ON} 的时长之后,控制器 101 的升压控制器 203 将 G1 断言为低以在时间 t_3 使 Q1 截止以使能量从 L1 转移至 C1。从时间 t_3 开始,IL1 线性地递减并在时间 t_4 到达零。对于 CLK 的每个循环,操作重复,例如从当 G1 和 G2 接下来被断言为高以导通 Q1 和 Q2 时的后继时间 t_5 开始的下一循环。

[0033] 图 4 是示出在没有调光的 VAC 的一个周期上的示例性操作波形的时序图。如图所示,针对 VAC 的整个循环,相对时间绘出信号 VAC、IL1、G1、VC1、IL2、ILD 和 G2。VAC 和 IL1 被归一化和叠加,并且 IL2 和 ILD 被再次叠加。在图示配置中,升压转换器 103 通过“恒定”导通时间(周期性调整的)工作在不连续电流模式。电感器 L1 中的峰值电流遵循经整流的 AC 电压 VR 的包络。该结果功率因数和线路电流谐波含量满足规章要求。由升压转换器 103 传递的能量因变于经整流的 AC 电压 VR 而变化,如电压 VC1 的变化所示。控制器 101 响应 VC1 的施加调整降压转换器 106 的占空比并由此共同地调节负载电流 ILD。在一个实施例中,IL2 的峰值电流电平(IPK)是预定的和恒定的,由此 G2(并因此 Q2)的占空比随 VC1 变化而变化。这使线路频率闪烁和能量存储减至最小。

[0034] 输出电容 C2 针对切换频率波纹而设计并且比传统单级回扫转换器的输出电容小上几个数量级。在一更具体实施例中,例如对于 6 瓦(W)转换器(例如 18 伏(V),350 微安(mA)转换器),电容器 C2 仅为 2.2 微法(μF),相反根据传统配置的对应 6W 单级回扫转换器的输出电容在大约 20 μF 的数量级。

[0035] 图 5 是示出类似于图 4 的时序图的在 VAC 的一个周期上的示例性工作波形的时序图,但图 5 具有调光。如图所示,针对 VAC 的整个循环,相对时间绘出信号 VAC_{MOD} 、IL1、G1、VC1、IL2、ILD 和 G2。 VAC_{MOD} 和 IL1 被归一化和叠加,并且 IL2 和 ILD 被再次叠加。在基于相位或调光角 θ_{DIM} 的 AC 周期的一时间百分比, VAC_{MOD} 为零。在图示实施例中,对于 AC 周期将近 37%的调光角 θ_{DIM} (例如对于每半个循环大约 67°), VAC_{MOD} 为零。控制器 101 的相位角感测器 213 测量 AC 调光角并提供 PHS,并且调光控制器 215 基于测得的相位角对应地断言抑制信号 INH 以抑制降压转换器 105 以跳过 Q2 的循环。平均负载电流 ILD 正比于调光角 θ_{DIM} 。当作为负载驱动 LED 时,LED 对应的光强度正比于调光角 θ_{DIM} 。

[0036] Q1 通过一导通时间被连续门选,该导通时间在 AC 半循环上是恒定的但如前所述地可周期地调整以调整 VC1。即使调光器阻断了 AC 输入的一部分,Q1 仍然被连续门选以提供受控制的输入阻抗,该受控制的输入阻抗帮助抑制输入滤波器的减幅振荡并提供用于调光器泄漏的路径。当调光器传导时,升压转换器 103 提供调光器的保持电流并补充 C1 上的电压 VC1。

[0037] 通过升压转换器 103 从 VAC(或 VAC_{MOD}) 传递的能量随着 AC 输入而变化。结果,在电容器 C1 上观察到经修正频率下的显著电压波纹。降压转换器 105 能忍受 C1 上的大电压波纹并调节其占空比以调整峰值 L2 电流以最小化跨负载 111 的波纹(这当 LED 是负载 111 时造成 LED 的闪烁)。这允许 C1 的电容量减小 或最小化,并允许为了长使用寿命而选择非电解电介质。最小化电容也减少了当调光器第一次触发时的涌入电流。

[0038] 在一更具体实施例中,转换器 100 的电容器 C1 仅为传统转换器中的对应电容器的尺寸的大约十分之一。在一示例性配置中,相比传统转换器的 $4.7 \mu F$,根据本发明一个实施例的转换器的电容器仅为 $0.5 \mu F$ 。

[0039] 升压转换器 103 和降压转换器 105 在调光期间基本独立地工作。负载电流 ILD 通过周期地抑制降压转换器 105 被脉宽调制(PWM 调制)。C2 的小输出电容确保 ILD 在零电流和调整电流之间快速偏荡,并避免了对与负载 111 串联的附加 FET 的需要。

[0040] 图 6-9 示出使用转换器 100 的各种电子器件。如图 6 所示,转换器 100 接收 VAC 并驱动作为负载 111 的任何类型的 DC 负载 603。如图 7 所示,转换器 100 接收 VAC 并对作为负载 111 的包含一个或多个可充电电池的电池或电池组 701 充电。如图 8 所示,转换器 100 接收 VAC 并将电流提供给作为负载 111 的一个或多个发光二极管(LED)801。如图 9 所示,转换器 100 接收 VAC 并将电流提供给作为负载 111 的线圈 901 或类似物以产生用于电动机 903 或类似物的磁场。

[0041] 图 10 是电子设备 1000 的方框图,该电子设备 1000 以与图 8 所示相同的方式配置,其包括转换器 100 以及将电流提供给一个或多个 LED 801 的传统调光器 1002。在这种情形下,调光器 1002 接收 VAC(例如 AC 线路电压)并提供经 AC 导电角调制的电压或“经斩波”电压 VAC_{MOD} ,该电压 VAC_{MOD} 被提供给转换器 100 的输入。在一个实施例中,调光器 1002 用于在每个半循环(即 180°)的 $0-180^\circ$ 之间的任何相位角下有选择地对如 1101 所表示的 VAC 的前沿和后沿中的一者或两者进行斩波,以提供 VAC_{MOD} 。 VAC_{MOD} 的一种示例形式表示在 1103,其中在每半个 VAC 循环期间对前沿进行斩波。在一个实施例中,调光器 1002 使用三端双向可控硅(未示出)或类似装置以延迟 VAC 波形接近零,直到预定相位角为止。调光器相位角越大,则更多 VAC 被斩波或调零以减小 VAC_{MOD} 的电压。一旦每半周期到达该相位角,VAC 逐步上升至线路电压(例如三端双向可控硅开关导通)并且 VAC 的剩余部分被输出至转换器 100。

[0042] 转换器 100 相比电子器件 1000 的传统线路调光电路提供调光操作的优势。转换器 100 调整 LED 电流。在这种情形下,平均 LED 电流和相应量的光输出与调光相位角成比例。传统 LED 调光器使用复杂控制来推导出调光相位角并随后与该相位角成比例地调整平均 LED 电流。转换器 100 不使用复杂控制并与相位角成比例地自动调整平均 LED 电流。

[0043] 对于受控制器 203 和 209 控制的升压转换器 103 和反相降压转换器 105 两者,构想到使用包括其它类型脉宽调制(PWM)或脉频调制(PFM)的替代控制方法。例如,升压转

换器 103 可工作在临界电流模式,其中开关 Q1 当电感器电流 I_{L1} 达到零时导通,并响应误差信号在固定导通时间或峰值电流之后而截止。如图 3 所示,例如不是基于时钟信号而导通,而是 G1 变高以使 Q1 在 I_{L1} 一旦达到零时导通。在这种情形下,结果的切换频率随输入电压而变化并且不基于时钟信号。反相降压转换器 105 可使用平均电流模式控制而工作,其中平均负载电流是基于基准电平而调整的。在这种情形下,降压控制器 209 响应于误差调整降压脉宽(例如将 G2 提供给 Q2)并且不规定导通或截止边沿。

[0044] 在所采用的任一控制方法中,基于解除联系的降压和升压操作的独立控制,每个升压脉宽比相应降压脉宽更宽。然而要注意,由于级联配置,每个升压脉冲通过开关 Q1 或 Q2 的导通而发起。图 11 和图 12 是示出分别与开关 Q1、Q2 的导通和截止关联的栅极驱动信号 G1、G2 和分别用于控制升压和降压操作的升压 (BOOST) 和降压 (BUCK) 脉冲之间的关系时序图。在各时序图中,信号 G1、G2 与 BOOST 脉冲和相应 BUCK 脉冲相对于时间一起被绘出。如图 11 所示,在每个循环或任何给定循环中,G2 可在 G1 之前被断言。由于开关 Q1 或 Q2 发起流过电感器 L1 的电流 I_{L1} ,当开关 Q1 或 Q2 导通时,每个 BOOST 脉冲开始。当 Q1 截止时,每个 BOOST 脉冲终止。每个 BUCK 脉冲当 Q2 导通时发起,并当 Q2 截止时终止。

[0045] 在图 11 中,在时间 t_1 上升的 G2 如箭头 1101 和 1103 所示那样发起 BOOST 和 BUCK 脉冲两者。G1 的上升沿稍后在时间 t_2 发生,此时 G2 仍然为高。G2 在时间 t_3 的后继下降沿如箭头 1105 所示那样终止 BUCK 脉冲。G1 在时间 t_4 的后一下降沿如箭头 1107 所示那样终止 BOOST 脉冲。

[0046] 在图 12 中,在时间 t_1 上升的 G1 如箭头 1201 所示那样发起 BOOST 脉冲。G2 的上升沿发生在后一时间 t_2 并如箭头 1203 所示那样发起 BUCK 脉冲。G2 在时间 t_3 的后继下降沿如箭头 1205 所示终止 BUCK 脉冲。G1 在时间 t_4 的后继下降沿如箭头 1207 所示终止 BUUST 脉冲。

[0047] 本文披露了一种级联升压转换器和反相降压转换器,该级联升压转换器和反相降压转换器采用电感器而不是变压器,不需要电解电容器并被配置成使反馈和控制信号共享一共同电压基准(例如地电位或任何其它合适的正或负基准电压)。驱动器转换器提供具有最小波纹(或闪烁)的恒定负载电流,并提供具有低谐波含量的高功率因数。另外披露一种工作在已有调光器下、响应调光角脉宽调制负载电流并且不需要与负载串联的附加开关晶体管的控制方法。

[0048] 根据一个实施例的转换器提供具有最小波纹的相对恒定负载电流,满足 AC 功率质量标准,并以比传统配置更低的成本工作在已有调光器下。根据一个实施例的转换器使用电感器而非变压器,并配置成使所有反馈和控制信号共享一共同电压基准。根据一个实施例的转换器和相应控制方法工作在已有调光器下,从而平滑地控制 LED 照度,并且不需要与 LED 串联的附加开关。相比施加在传统回扫配置中的应力,所披露的转换器的晶体管具有较低的峰值电压应力。不需要提供缓冲电路。

[0049] 虽然已参考本发明的某些优选版本相当详细地描述了本发明,但可构想其它可能的版本和变型。本领域普通技术人员应当理解的是,他们能容易地利用所公开的理念和特定实施例作为基础来设计或修改其它结构以提供本发明的相同目的,这不背离由所附权利要求限定的本发明的精神和范围。

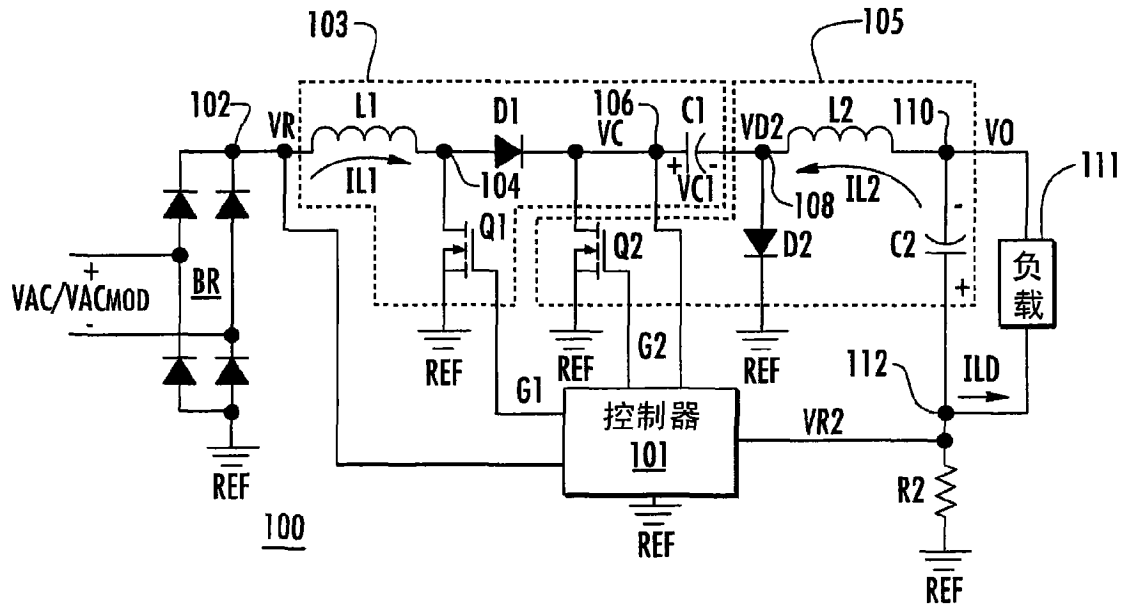


图 1

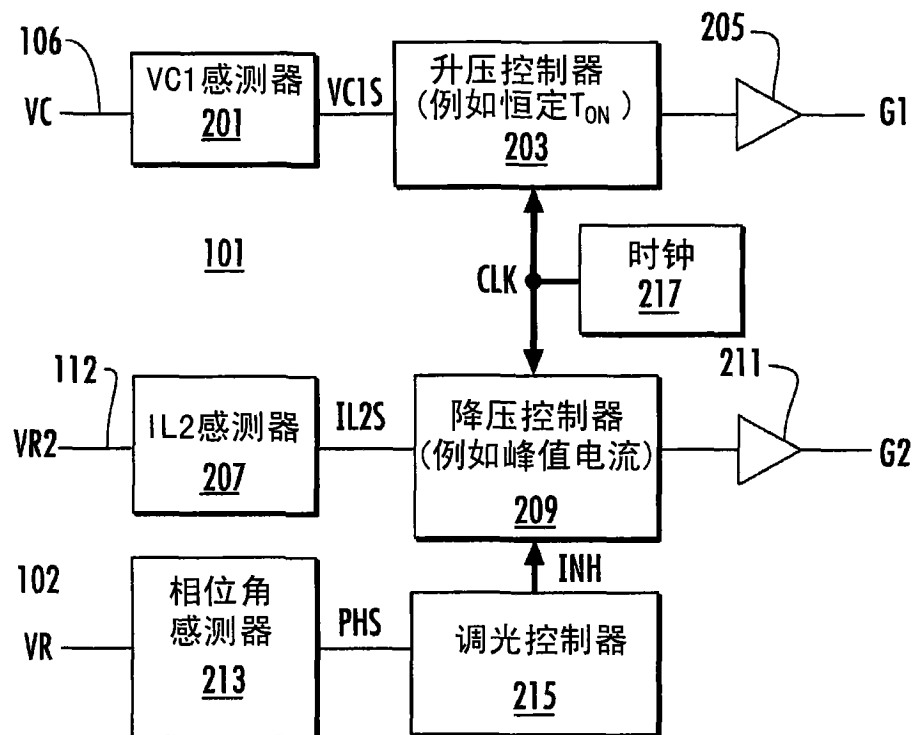


图 2

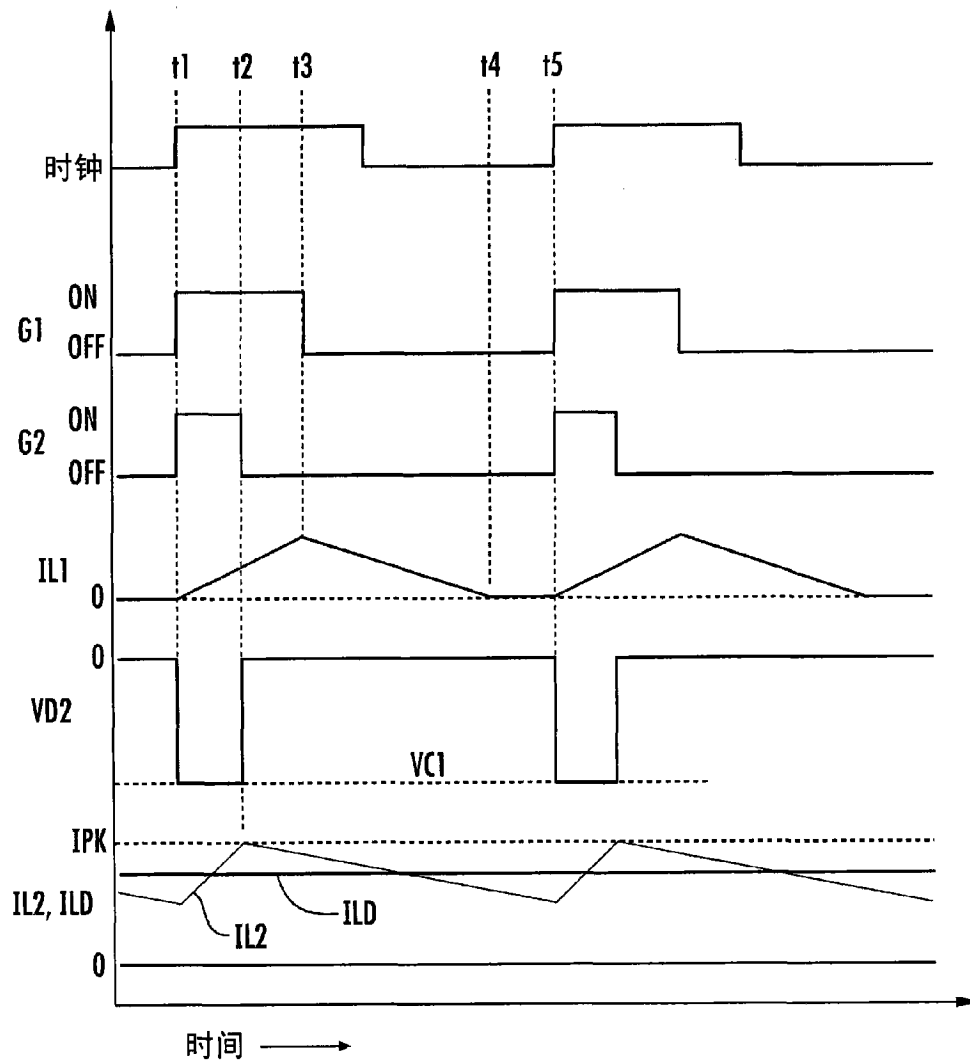


图 3

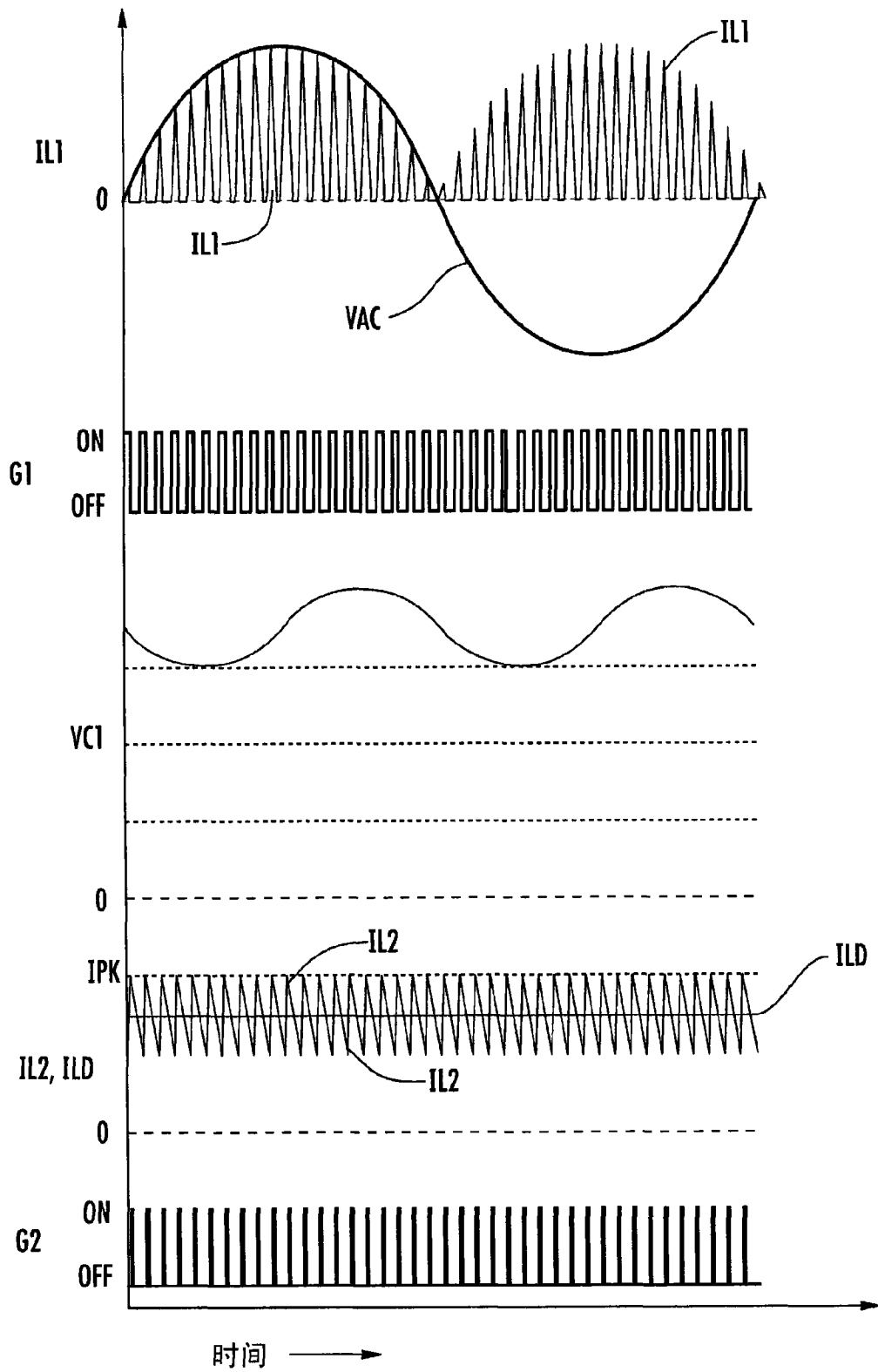


图 4

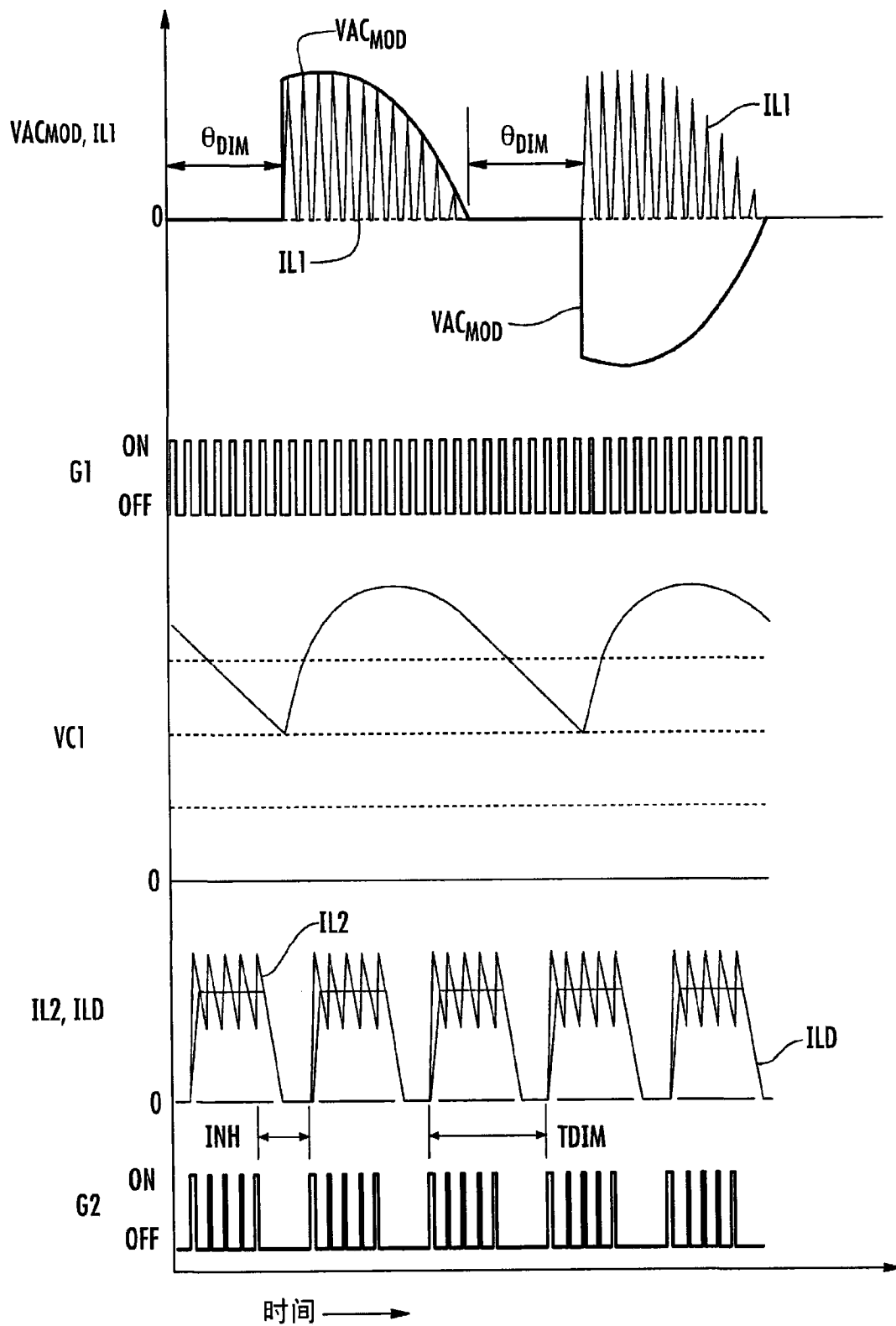


图 5

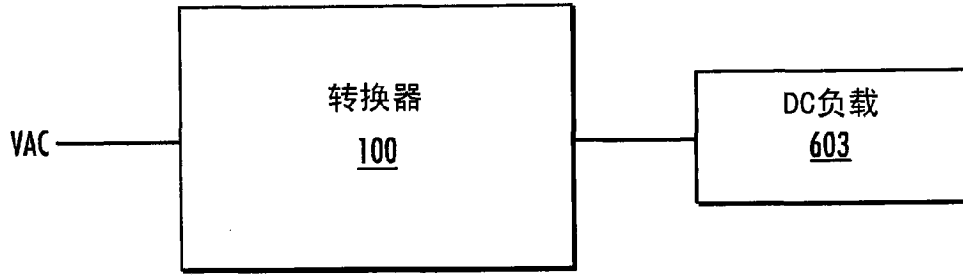


图 6

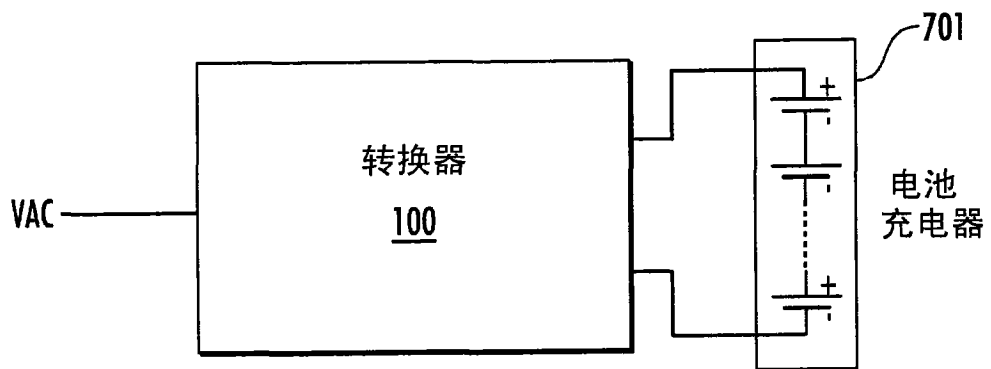


图 7

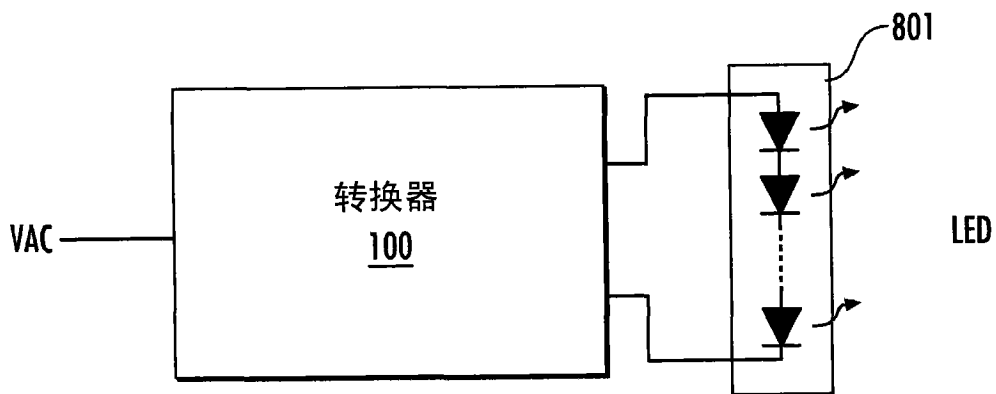


图 8

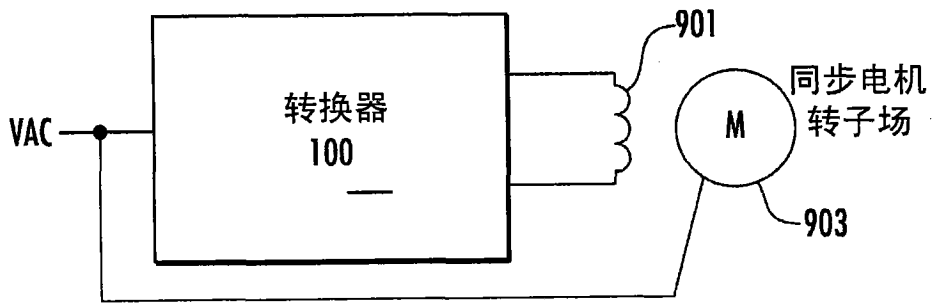


图 9

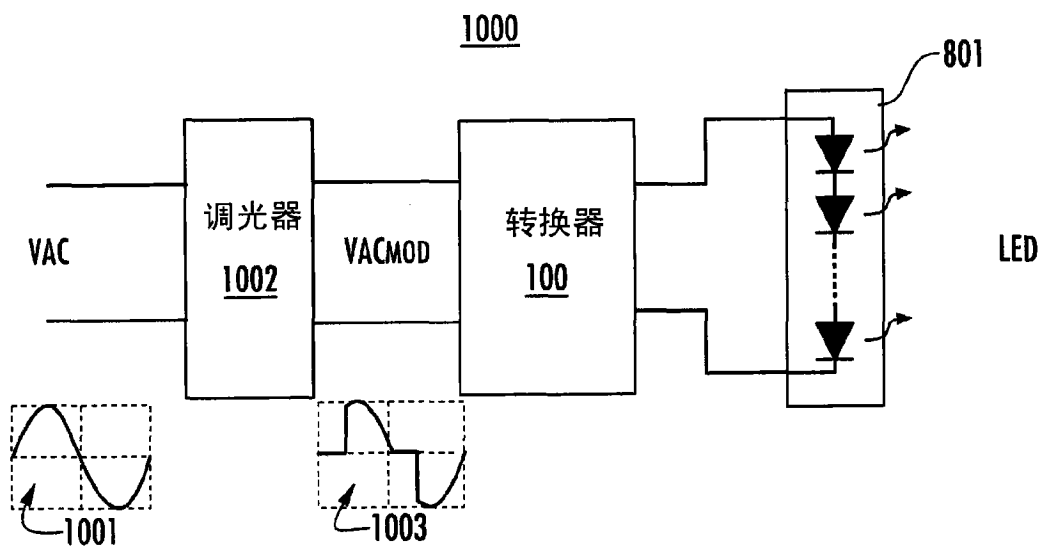


图 10

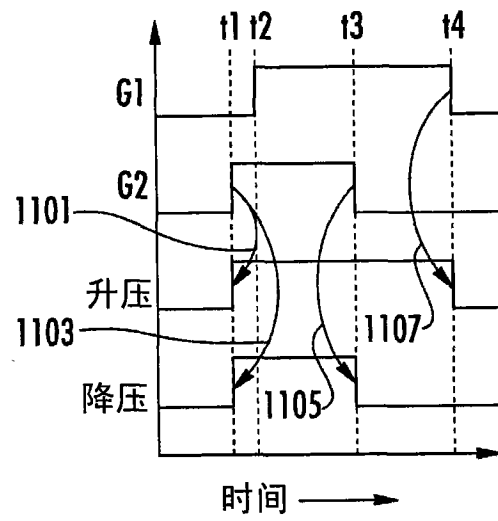


图 11

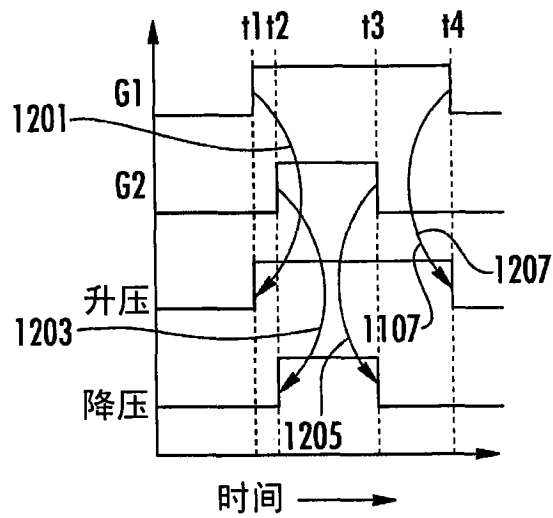


图 12