



(12) 实用新型专利

(10) 授权公告号 CN 203691238 U

(45) 授权公告日 2014. 07. 02

(21) 申请号 201320608755. 0

(22) 申请日 2013. 09. 29

(30) 优先权数据

T02012A000849 2012. 09. 28 IT

(73) 专利权人 欧司朗股份有限公司

地址 德国慕尼黑

(72) 发明人 达尼埃莱·卢卡托

(74) 专利代理机构 北京集佳知识产权代理有限公司

公司 11227

代理人 陈炜 李德山

(51) Int. Cl.

H02M 3/335(2006. 01)

H02M 1/34(2007. 01)

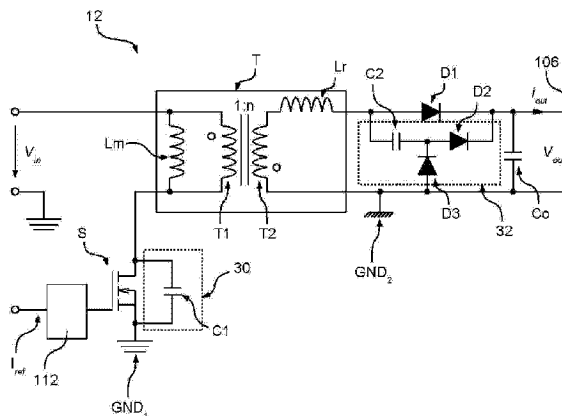
权利要求书2页 说明书8页 附图8页

(54) 实用新型名称

电子变换器以及相关照明系统

(57) 摘要

本实用新型提供了电子变换器以及相关照明系统。一种电子变换器,包括具有初级绕组(T1)和次级绕组(T2)的变压器(T),其中,初级绕组(T1)耦接至用于接收功率信号(V_{in})的输入,并且其中,次级绕组(T2)耦接至用于提供功率信号(V_{out}, i_{out})的包括正端子(106)和负端子(GND₂)的输出。变换器还包括布置在输入与初级绕组(T1)之间的电子开关(S),其中,电子开关(S)被配置成控制流经初级绕组(T1)的电流。具体地,变换器包括布置在次级绕组(T2)与输出(106, GND₂)之间的缓冲器电路(32)。



1. 一种电子变换器,包括:

- 具有初级绕组(T1)和次级绕组(T2)的变压器(T),其中,所述初级绕组(T1)耦接至用于接收功率信号(V_{in})的输入,并且其中,所述次级绕组(T2)耦接至用于提供功率信号(V_{out} , i_{out})的包括正端子(106)和负端子(GND_2)的输出,以及

- 布置在所述输入与所述初级绕组(T1)之间的电子开关(S),其中,所述电子开关(S)被配置成控制流经所述初级绕组(T1)的电流,

其特征在于,所述电子变换器包括布置在所述次级绕组(T2)与所述输出之间的缓冲器电路(32)。

2. 根据权利要求1所述的电子变换器,其中,当不存在与所述电子开关(S)并联连接的其他电容器时,所述电子开关(S)的寄生电容在10pF与1nF之间,而当存在与所述电子开关(S)并联连接的其他电容器时,所述电子开关(S)的寄生电容以及与所述电子开关(S)并联连接的其他电容器的电容之和在10pF与1nF之间。

3. 根据权利要求1或2所述的电子变换器,其中,所述缓冲器电路(32)包括:串联连接的第一二极管(D2)和第二二极管(D3),以及被连接至所述第一二极管(D2)和所述第二二极管(D3)之间的中间点的电容器(C2)。

4. 根据权利要求3所述的电子变换器,其中,所述第一二极管(D2)的阴极连接至所述输出的所述正端子(106),并且所述第二二极管(D3)的阳极连接至所述输出的所述负端子(GND_2)。

5. 根据权利要求4所述的电子变换器,其中:

- 所述电子变换器是反激变换器,所述反激变换器包括连接在所述次级绕组(T2)的第一端子与所述输出的所述正端子(106)之间的二极管(D1),并且其中,所述缓冲器电路(32)的所述电容器(C2)连接至所述次级绕组(T2)的所述第一端子,或者

- 所述电子变换器是正激变换器,所述正激变换器包括串联连接在所述次级绕组(T2)的第一端子与所述输出的所述正端子(106)之间的电感器(L_o)和二极管(D1),并且其中,所述缓冲器电路(32)的所述电容器(C2)连接至所述次级绕组(T2)的所述第一端子,或者

- 所述电子变换器是ZETA变换器,所述ZETA变换器包括串联连接在所述次级绕组(T2)的端子与所述输出的端子之间的电容器(C_z)和电感器(L_z),其中,该电容器(C_z)与该电感器(L_z)之间的中间点与所述缓冲器电路(32)的所述电容器(C2)连接。

6. 根据权利要求1或2所述的电子变换器,其中,所述电子变换器包括与所述输出并联连接的输出电容器(C_o)。

7. 根据权利要求1或2所述的电子变换器,包括被配置成驱动所述电子开关(S)的控制单元(112),其中,所述控制单元(112)是准谐振驱动电路。

8. 根据权利要求5所述的电子变换器,包括被配置成驱动所述电子开关(S)的控制单元(112),其中,所述控制单元(112)是准谐振驱动电路。

9. 根据权利要求1或2所述的电子变换器,包括与所述电子开关(S)并联连接的另一电路(30),其中,该另一电路(30)包括串联连接的二极管(D)和电容器(C1)以及与该另一电路(30)的该二极管(D)并联连接的电阻器(R)。

10. 一种照明系统,包括:根据权利要求1至9中任一项所述的电子变换器;以及连接至所述电子变换器的所述输出的照明模块(20)。

11. 根据权利要求 10 所述的照明系统,其中,所述照明模块(20)为 LED 模块。

电子变换器以及相关照明系统

技术领域

[0001] 本公开内容涉及电子变换器。

[0002] 在具体关注了提供用于电子变换器的抑制器或缓冲器的情况下,设计了本公开内容。

背景技术

[0003] 用于包括例如至少一个 LED (发光二极管) 或其他固态照明装置的光源的电子变换器可以提供直流输出。这样的电流可以是稳定的,或者是随时间变化的,以便例如调节由光源发出的光强度(所谓的调光功能)。

[0004] 图 1 示出了包括电子变换器 10 和照明模块 20 的可能的照明系统,该照明模块 20 包括例如至少一个 LED L。

[0005] 电子变换器 10 通常包括控制电路 102 和电源电路 12 (例如,AC/DC 或 DC/DC 开关电源),并且通过功率输出 106 提供直流作为输出。这样的电流可以是稳定的,或者也可以是随时间变化的。例如,控制电路 102 可以经由电源电路 12 的参考通道 I_{ref} 来设置 LED 模块 20 所需的电流。

[0006] 例如,可以使用这样的参考通道 I_{ref} 来调节由照明模块 20 所发出的光的强度。实际上,通常可以通过调节流经照明模块 20 的平均电流,例如通过设置较低的参考电流 I_{ref} 或者通过经由脉宽调制(PWM)信号来接通或断开电源电路 12,来实现对由 LED 模块 20 发出的光强度的调节。

[0007] 然而,模块 20 被供应经调节的电压(即,其中变换器 12 是电压发生器)的情况通常需要与光源 L 串联连接的电流调节器,以便限制电流。在此情况下,也可以经由这样的电流调节器例如通过下述方式来实现调光功能:

[0008] a) 通过经由驱动信号(例如 PWM 信号)来选择性地接通或断开这样的电流调节器,或者

[0009] b) 在可调电流调节器的情况下,通过设置这样的电流调节器的参考电流。

[0010] 一般来说,存在很多类型的电子变换器,这些电子变换器主要分为隔离变换器和非隔离变换器。例如,非隔离电子变换器为“降压”变换器、“升压”变换器、“升降压”变换器、“Cuk”变换器、“SEPIC”变换器和“ZETA”变换器。相反地,隔离变换器为例如“反激”变换器、“正激”变换器、“半桥”变换器以及“全桥”变换器。这些类型的变换器对本领域的技术人员来说是公知的。

[0011] 例如,图 2 示出了反激变换器的电路布置。

[0012] 众所周知,反激变换器包括:具有初级绕组 T1 和次级绕组 T2 的变压器 T;电子开关 S,诸如例如 n 沟道 MOSFET 晶体管(金属氧化物半导体场效应晶体管)或者双极型或 IGBT 晶体管(绝缘栅双极型晶体管);二极管 D1;以及输出电容器 C_o 。

[0013] 具体地,变压器 T 可以被模型化为用于表示变压器 T 的励磁电感的、与初级绕组 T1 并联连接的电感 L_m 以及具有给定匝数比 1:n 的理想变压器。

[0014] 在当前所考虑的示例中,变换器 12 经由两个输入端子接收电压 V_{in} 作为输入,并且经由供电线 106 提供经调节的电流 i_{out} 作为输出。本领域技术人员将会理解,也可以通过输入的 AC (交流) 电流经由例如二极管或二极管桥式整流器以及可选的滤波电容器来获得电压 V_{in} 。

[0015] 具体地,第一输入端子连接至变压器 T 的初级绕组 T1 的第一端子,并且第二输入端子表示第一地 GND_1 。相反,变压器 T 的初级绕组 T1 的第二端子通过开关 S 连接至地 GND_1 。因此,开关 S 可以被用来选择性地激活流经变压器 T 的初级绕组 T1 的电流。

[0016] 另一方面,变压器 T 的次级绕组 T2 的第一端子通过二极管 D1 连接至表示功率输出 106 的第一输出端子,并且变压器 T 的次级绕组 T2 的第二端子直接连接至表示第二地 GND_2 的第二输出端子,由于变压器 T 的隔离效果,第二地 GND_2 优选地不同于地 GND_1 并且因此用不同的地符号表示。

[0017] 最后,输出电容器 C_o 与输出并联连接,即连接在端子 106 与 GND_2 之间。

[0018] 因此,当开关 S 被闭合时,变压器 T 的初级绕组 T1 直接连接至输入电压 V_{in} 。这引起变压器 T 中磁流量的增加。因此,次级绕组 T2 两端的电压为负,并且二极管 D1 被反向偏置。在此条件下,输出电容器 C_o 提供负载所需的能量,例如照明模块 20 所需的能量。

[0019] 相反,当开关 S 打开时,存储在变压器 T 中的能量作为反激电流而传递至照明模块 20。

[0020] 如前所述,控制可以为在电流中或电压中进行。为此目的,通常使用控制单元 112,该控制单元 112 驱动开关 S 使得输出电压 V_{out} 或输出电流 i_{out} 被调节至期望值,例如调节至参考电流 I_{ref} 。为此目的,可以使用实际上已知的适于检测电流 i_{out} 或电压 V_{out} 的传感器。

[0021] 通常,控制单元 112 利用脉宽调制 (PWM) 驱动开关 S,其中,在第一操作间隔期间闭合开关 S 而在第二操作间隔期间打开开关 S。本领域技术人员将会理解,这样的 PWM 驱动和对操作间隔的持续时间的控制是众所周知的,并且可以例如通过经由误差放大器对输出电压或电流进行反馈来实现。例如,在电流控制的情况下,第一间隔的持续时间被增加,直到(平均)输出电流达到预定阈值为止。

[0022] 这样的 PWM 驱动可以涉及三种不同的操作模式。具体地,如果励磁电感 L_m 中的电流在开关周期期间从未达到零,则变换器被称为以电流连续模式 (CCM) 操作。相反,在励磁电感 L_m 中的电流在该周期期间达到零的情况下,变换器被称为以电流断续模式 (DCM) 操作。通常,当负载吸取低电流时,变换器以断续模式操作,并且在较高水平的吸取电流处,变换器以连续模式操作。当电流达到零时,恰好在切换周期的末尾处,达到连续模式 CCM 与断续模式 DCM 之间的边界。这种限制情况被称为过渡模式 (TM)。此外,存在利用谐振或准谐振驱动来驱动开关的可能性,其中,当电子开关 (S) 两端的电压为零时,或者当达到局部最小值时,切换该开关 S。通常,切换频率,即操作时段的持续时间的总和,对于 CCM 或 DCM 驱动是固定的,而对于准谐振驱动是可变的。

[0023] 然而,反激变换器包括寄生元件,并且通常每个开关电源包括寄生元件。例如,在反激变换器中,最有影响力的元件之一是变压器 T,特别是它的漏电感。例如,在图 2 中,变压器 T 的漏电感被模型化为与变压器 T 的次级绕组 T2 串联连接的电感 L_r 。以类似的方式,在正激变换器中,励磁电感 L_m 和漏电感 L_r 两者均构成寄生元件。实际上,这样的电感存储通常不能被传递至负载的能量。例如,在反激变换器中,存储在寄生电感 L_r 中的能量的释

放可能引起开关 S 两端的过电压。此外,经过开关 S 的电流的归零不能随着零电压而发生,这涉及了开关损耗。

[0024] 因此,在过去,已使用了缓冲器。这样的缓冲器通常被分为以下类别:

[0025] - 耗散型(dissipative)缓冲器:包括无源部件特别是电阻器的耗散型网络;

[0026] - 非耗散型(non-dissipative)无源缓冲器:包括一个或若干个电抗性部件(诸如电容器)的电路,这个或这些电抗性部件允许存储在电感性部件中的能量的恢复;以及

[0027] - 非耗散型有源缓冲器:包括无源网络和一个或若干个开关的电路。

[0028] 缓冲器电路还具有其他优点,例如:

[0029] - 通常减少了电磁干扰(EMI);以及

[0030] - 开关电源的一个或更多个开关的切换可发生在零电压处:即所谓的零电压切换(ZVS)。

[0031] 例如在 1993 年 5 月 Unitrode 公司的 P. C. Todd 的“Snubber circuits:Theory, Design and Application”中,对无源缓冲器电路的操作的细节进行了描述,上述文献的内容通过引用合并在本文中。

[0032] 在 T. Ninomiya、T. Tanaka 和 K. Harada 的“Analysis and optimization of a non-dissipative LC turn-off snubber”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 3, no. 2, pp. 147 - 156, 1988 中,或者在 Chih-Sheng Liao、Keyue M. Smedley 的“Design of high efficiency Flyback converter with energy regenerative snubber”, Conference :Applied Power Electronics Conference and Exposition Annual IEEE Conference-APEC, pp. 796-800, 2008 中对非耗散型缓冲器电路(例如用于反激变换器的非耗散型缓冲器电路)的操作细节进行了描述,上述文献的内容通过引用合并在本文中。

[0033] 最后,例如针对正激变换器在 B. Andreyca 的“Active clamp and reset technique enhances forward converter performance”, Unitrode Power Supply Design Seminar, SEM-1000, pp. 3-1-3-18, 1994 中以及针对反激变换器在 Robert Watson 等人的“Utilization of an Active-Clamp Circuit to Achieve Soft Switching in Flyback converters”, IEEE Transactions on Power Electronics, V. 11, pp. 162-169, 1996 中描述了有源缓冲器电路,上述文献的内容通过引用合并在本文中。

[0034] 先前所描述的缓冲器电路具有共同的特征,如其位于变压器的初级侧,并且其限制主开关两端的电压的峰值或上升时间。因此,这样的电路不能直接缓冲由处于变压器的次级侧的部件所引起的影响。

[0035] 文献 EP1202440A1 公开了位于变压器的次级侧的缓冲器电路。具体地,所公开的缓冲器电路包括电容器、电感器和两个二极管。根据文献 EP1202440A1,这样的缓冲器电路的电感器由于从缓冲器电路的电容器供应的电流而允许初级侧开关的电流平稳且逐渐地下降,使得初级侧开关的电压随着电压振铃(voltage ringing)被抑制的梯度而增加。

[0036] 发明人已注意到,在文献 EP1202440A1 中公开的布置具有若干不便之处。例如,根据该文献,次级侧的缓冲器电容器以与将要供应负载的电流相同的电流放电。因而,为了具有初级侧开关的电压的上升时间的重要的斜率降低,缓冲器电容器需要高电容。然而,高电容值意味着缓冲器电路的电感器也需要高电感以便在导通时间期间给缓冲器电容器充电。

[0037] 此外,当输出二极管开始导通时,如在文献 EP1202440A1 的图 20A 中所示,变压器

的漏电感以及初级侧开关电容将趋于振荡。

实用新型内容

[0038] 本实用新型的目的在于改善缓冲技术。

[0039] 实际上,发明人已经观察到,还可以提供一种包括位于变压器的次级侧的部件的缓冲器。

[0040] 根据本实用新型,通过具有在所附权利要求中所阐述的特征的电子变换器来实现这样的目的。权利要求还涉及相关的照明系统和操作电子变换器的方法。

[0041] 在各种实施例中,电子变换器包括具有初级绕组和次级绕组的变压器,其中,初级绕组耦接至输入以接收功率信号,并且其中,次级绕组耦接至包括正端子和负端子的输出以提供功率信号。

[0042] 在各种实施例中,电子变换器还包括位于输入与初级绕组之间的电子开关,以控制流经变压器的初级绕组的电流。

[0043] 在各种实施例中,缓冲器电路位于次级绕组和输出之间。

[0044] 在各种实施例中,还将第二缓冲器电路关联至变压器的初级绕组,特别是关联至电子开关。通常,这样的缓冲器电路包括电容器。然而,电容器的操作也可以通过电子开关的寄生电容来实现。因此,在各种实施例中,电子开关的寄生电容以及与该开关并联连接的其他可能的电路的电容之和在 10pF 与 1nF 之间。

[0045] 在各种实施例中,在变压器的次级侧的缓冲器电路包括(直接)串联连接的两个二极管和(直接)连接至这两个二极管之间的中间点的电容器。例如,在各种实施例中,第一二极管的阴极(直接)连接至正输出端子,而第二二极管的阳极(直接)连接至负输出端子。

[0046] 在变压器的次级侧的缓冲器电路的电容器(直接)连接至变压器的漏电感。例如,如果电子变换器是包括连接在次级绕组的端子与输出端子之间的二极管的反激变换器,则缓冲器电路的电容器(直接)连接至次级绕组的该端子,即变压器的漏电感。相反地,电容器可以(直接)连接至正激变换器、Cuk 变换器或 ZETA 变换器的输出电感器。

[0047] 之前描述的缓冲器电路允许变换器的电子开关两端的电压的减小。由此,可以以谐振或准谐振模式驱动变换器,即,当电子开关两端的电压为零或已达到局部最小值时,电子变换器被接通。

[0048] 具体地,在断开时间期间,初级侧缓冲器电路和次级侧缓冲器电路将与变换器的主漏电感一起产生谐振。

[0049] 更具体地,当初级侧开关打开时,缓冲器电路的第一二极管用于使缓冲器电路的电容器放电以及使与初级侧开关相关联的电容充电。因而,通过以便利的方式设定两个电容值的大小,由开关电容和漏电感产生的振荡可以被减小或几乎被消除。例如,在各种实施例中,与初级侧开关相关联的电容和在次级侧的缓冲器电路的电容器具有相似的值。

[0050] 相反地,当初级侧开关闭合时,缓冲器电路的第二二极管用于使在次级侧的电容器或缓冲器电路再充电。因而,与初级侧开关相关联的电容和在次级侧的缓冲器电路的电容器应该被选择成允许在接通时间期间变换器的主漏电感可以对在次级侧的缓冲器电路的电容器平稳地再充电。例如,这样的电容可以在 100pF 与 1nF 之间,并且优选地在 300pF

与 600pF 之间。

附图说明

[0051] 现在将参照所公开的视图,仅通过非限制性示例来描述本实用新型,其中:

[0052] - 图 1 和图 2 已经在前面进行了描述,

[0053] - 图 3 至图 8 示出了根据本公开内容的缓冲器电路的实施例的细节。

具体实施方式

[0054] 在下面的描述中,给出了许多具体细节,以提供对实施例的透彻理解。可以在没有一个或更多个具体细节的情况下实现实施例,或者可以利用其他方法、部件、材料等来实现实施例。在其他情形中,未示出或详细描述众所周知的结构、材料或操作,以避免模糊实施例的方面。

[0055] 贯穿本说明书,提及“一个实施例”或“实施例”是指结合该实施例所描述的特定特征、结构或特性被包括在至少一个实施例中。因而,贯穿本说明书,在多个地方出现短语“在一个实施例中”或“在实施例中”并不一定都指同一实施例。此外,特定的特征、结构或特性可以被以任意适当方式组合在一个或更多个实施例中。

[0056] 本文提供的标题仅是为了便利起见而并不解释实施例的范围或含义。

[0057] 如前所述,本公开内容提供了下述解决方案:其允许实现用于包括变压器的开关电源(诸如例如反激、正激、Cuk、SEPIC 或 ZETA 隔离变换器)的缓冲器电路。

[0058] 在各种实施例中,缓冲器电路包括两个子电路。第一电路位于变压器的初级侧,即在变压器的下述侧:一个或若干个开关耦接至变压器的该侧,以控制变压器的初级绕组中的电流。相反,第二电路位于变压器的次级侧,即在变压器的与负载耦接的那一侧。

[0059] 图 3 示出了根据本公开内容的反激变换器的实施例。具体地,图 3 所示的反激变换器基本上基于图 2 所示的变换器。因此,将不重复这样电路的操作,仅将关注集中在不同之处上。

[0060] 具体地,如前所述,变换器包括两个附加电路,即在变压器 T 的初级侧 T1 的第一附加电路 30 和在变压器 T 的次级侧 T2 的第二附加电路 32。

[0061] 在当前所考虑的实施例中,第一电路 30 包括被关联至开关 S 的电容 C1。具体地,在所考虑的实施例中,电容 C1 与开关 S 直接并联连接。这样的电容 C1 可以是开关 S 所固有的,即,电容 C1 可以是寄生电容,和/或电容 C1 可以通过开关 S 外部的电容器实现。例如,在各种实施例中,开关 S 的寄生电容以及与开关 S 并联连接的可能的其他电容器的电容之和在 10pF 与 1nF 之间。

[0062] 相反,第二电路 32 基本上包括电荷泵。

[0063] 具体地,在所考虑的实施例中,电路 32 包括(直接)串联连接的两个二极管 D2 和 D3。在所考虑的实施例中,这样的二极管 D2 和 D3 转而被并联连接至输出电容器 Co,即二极管 D2 的阴极(直接)连接至线 106 而二极管 D3 的阳极(直接)连接至地 GND₂。因而,在所考虑的实施例中,缓冲器电路不包括任何附加的电感性元件。

[0064] 在所考虑的实施例中,电路 32 还包括电容器 C2,该电容器 C2 (直接)连接在变压器 T 的次级绕组 T2 的第一输出端子(即连接至二极管 D1 的阳极)与二极管 D2 和 D3 之间的

中间点(即连接至二极管 D2 的阳极和二极管 D3 的阴极)之间。

[0065] 例如,电容器的典型值为几百 pF,即电容 C1 和电容 C2 的值的范围为从 100pF 至 1nF,并且优选地在 300pF 与 600pF 之间。因而,优选地,电容 C1 和电容 C2 具有相似的值,并且这些值应当被选择成允许在接通时间期间变压器 T 的漏电感可以对电容器 C2 平稳地再充电,这将在下面进行描述。

[0066] 下面,将参照图 4 中的 a) 至 g) 和图 5 中的 a) 至 g) 来描述这样的反激变换器的驱动的可能实施例。具体地,图 4 中的 a) 至 g) 示出了针对不同操作时段的不同等效电路布置。另一方面,图 5 中的 a) 至 g) 分别针对开关 S 两端的电压 V_s 、电容器 C1 两端的电压 V_{C1} 、电容 C2 器两端的电压 V_{C2} 、流经电容器 C2 的电流 i_{C2} 、流经二极管 D1 的电流 i_{D1} 、流经二极管 D2 的电流 i_{D2} 以及流经二极管 D3 的电流 i_{D3} 示出了典型波形。

[0067] 具体地,在时刻 t_0 处,开关 S 打开。在接下来的操作时段期间(参见图 4 中的 a)),存储在励磁电感 L_m 中的能量对电容器 C1 充电,直到其电压 V_{C1} 等于下式为止:

$$[0068] \quad V_{in} + n \cdot (V_{out} - V_{C2}) \quad (1)$$

[0069] 如果反激变换器操作在零电压切换(ZVS)处,则电容器 C1 两端的电压将恰好为 $n \cdot V_{out}$ 。

[0070] 在时刻 t_1 处,在次级绕组 T2 和电容器 C2 处的电压之和足以使二极管 D2 导通。因此,在接下来的操作时段期间(参见图 4 中的 b)),电容器 C2 开始放电,而电容 C1 继续充电。

[0071] 在时刻 t_2 处,电容器 C2 被完全放电。具体地,在时刻 t_2 与时刻 t_1 之间的时段为:

[0072]

$$t_2 - t_1 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r (C_1 + C_2)} \quad (2)$$

[0073] 因此,在时刻 t_2 处,二极管 D2 断开,并且二极管 D1 导通。作为结果,在接下来的操作时段期间(参见图 4 中的 c)),变换器作为常规的反激变换器,其中,存储在励磁电感 L_m 中的能量朝着输出电容器 C_o 和负载而释放。

[0074] 在时刻 t_3 处,励磁电感 L_m 放电,并且作为结果,二极管 D1 断开。因此,在接下来的操作时段期间(参见图 4 中的 d)),电容器 C1 开始通过电感 L_m 放电。这表示产生振荡的第一谐振电路 LC(L_m 和 C_1)允许 ZVS 或准 ZVS。具体地,谐振转换(resonant transition)由下式设置:

[0075]

$$\sqrt{L_m \cdot C_1} \quad (3)$$

[0076] 在时刻 t_4 处,在次级绕组 T2 处的电压足以使二极管 D3 导通。因此,在接下来的操作时段期间(参见图 4 中的 e)),第二振荡也开始了,该第二振荡是由第二谐振电路 LC (L_r 和 C_2)产生的。

[0077] 因此,各振荡之和产生了对电容器 C2 充电的合成的多谐振转换。

[0078] 在时刻 t_5 处,开关 S 闭合。具体地,在所考虑的实施例中,这发生在准 ZVS 处。因此,在接下来的操作时段期间(参见图 4 中的 f)),电容器 C2 通过存储在漏电感 L_r 中的剩余能量而充电。

[0079] 在时刻 t_6 处,漏电感放电,并且二极管 D3 断开。因此,在接下来的操作时段期间

(参见图 4 中的 g)), 变换器作为常规的反激变换器, 其中, 对励磁电感 L_m 充电。

[0080] 之后, 将重复之前所描述的操作时段。

[0081] 如前所述, 相同的缓冲器电路可用在其它类型的变换器中。

[0082] 通常, 应该将在次级侧的缓冲器电路放置成: 例如在单个电压输出过滤器(如在反激或 SEPIC 拓扑中)的情况下, 对主整流二极管进行旁路, 或者例如在双直流电压输出过滤器(如在正激、Cuk 或 Zeta 拓扑中)的情况下, 对滤波电感器进行旁路。

[0083] 例如, 图 6 示出了正激变换器的实施例。

[0084] 本领域技术人员将会理解, 正激变换器在变压器 T 的初级侧 T1 具有与反激变换器相同的电连接。相反, 在次级侧, 正激变换器包括电感 L_o 、两个二极管 D1 和 D4、以及电容器 C_o 。具体地, 电感器 L_o 连接在变压器 T 的次级绕组 T2 的第一端子与二极管 D1 的阳极之间。二极管 D1 的阴极连接至线 106, 并且二极管 D4 连接在变压器 T 的次级绕组 T2 的表示地 GND_2 的第二端子与二极管 D1 的阳极之间。最后, 电容器 C_o 并联连接至负载, 即连接在线 106 与地 GND_2 之间。

[0085] 在该情况下, 未修改电路 30 和电路 32; 改变的仅是在变压器 T 的次级侧 T2 的电路 32 的连接。

[0086] 具体地, 在所考虑的实施例中, 二极管 D2 的阴极仍然(直接)连接至正输出端子, 即线 106, 二极管 D3 的阳极(直接)连接至地 GND_2 , 并且电容器 C2 (直接)连接至变压器的次级绕组 T2 的第一端子, 即连接至变压器 T 与电感器 L_o 之间的中间点。

[0087] 相反, 图 7 示出了隔离 ZETA 变换器的实施例。

[0088] 本领域技术人员将会理解, ZETA 变换器在变压器 T 的初级侧也具有与反激变换器相同的电连接。相反, 在次级侧, ZETA 变换器包括电感器 L_z 、二极管 D1、以及两个电容器 C_o 和 C_z 。具体地, 变压器 T 的次级绕组 T2 的第一端子直接连接至输出, 即连接至线 106。另一方面, 变压器 T 的次级绕组 T2 的第二端子通过电容器 C_z 连接至二极管 D1 的阳极。二极管 D1 的阴极也直接连接至线 106。最后, 表示地 GND_2 的第二输出端子通过电感器 L_z 也连接至二极管 D1 的阳极。

[0089] 同样, 在该情况下, 电路 30 和电路 32 保持不变, 并且仅变压器 T 的次级侧 T2 的电路 32 的连接发生改变。

[0090] 具体地, 在所考虑的实施例中, 二极管 D2 的阴极仍然(直接)连接至正输出端子, 即线 106, 二极管 D3 的阳极(直接)连接至第二输出端子, 即地 GND_2 , 并且电容器 C2 (直接)连接至二极管 D1 的阳极, 即连接至电容器 C_z 与电感器 L_z 之间。

[0091] 一般而言, 电路 30 和电路 32 两者也可以包括其它部件。

[0092] 例如, 图 8 示出了反激变换器的实施例, 其电路 30 包括包含电容器 C1、二极管 D 和电阻器 R 的 RCD 网络。

[0093] 具体地, 在所考虑的实施例中, 二极管 D 和电容器 C1 串联连接并且电阻器 R 和二极管 D 并联连接, 使得通过二极管 D 使电容器 C1 的充电较为容易, 而通过电阻器 R 使电容器 C1 的放电变慢。

[0094] 本领域技术人员将会理解, 这样的 RCD 电路也可以用在其它类型的变换器中。

[0095] 此外, 本申请提供了一种用于操作上述电子变换器的方法, 包括以下步骤:

[0096] - 闭合电子开关(S),

[0097] - 在操作时间间隔之后打开电子开关(S),其中,根据由电子变换器提供的功率信号(V_{out} , i_{out})来确定该操作时间间隔的持续时间,

[0098] - 检测表示电子开关(S)两端的电压的值,以及

[0099] - 在下述情况中,闭合电子开关(S):

[0100] a) 表示电子开关(S)两端的电压的值表明电子开关(S)两端的电压为零,或者

[0101] b) 表示电子开关(S)两端的电压的值表明所述电子开关(S)两端的电压已达到局部最小值。

[0102] 当然,在不偏离本实用新型的基本原则的情况下,细节和实施例可以相对于仅作为示例而描述的内容发生甚至明显的变化,而不会脱离由所附权利要求限定的本实用新型的范围。

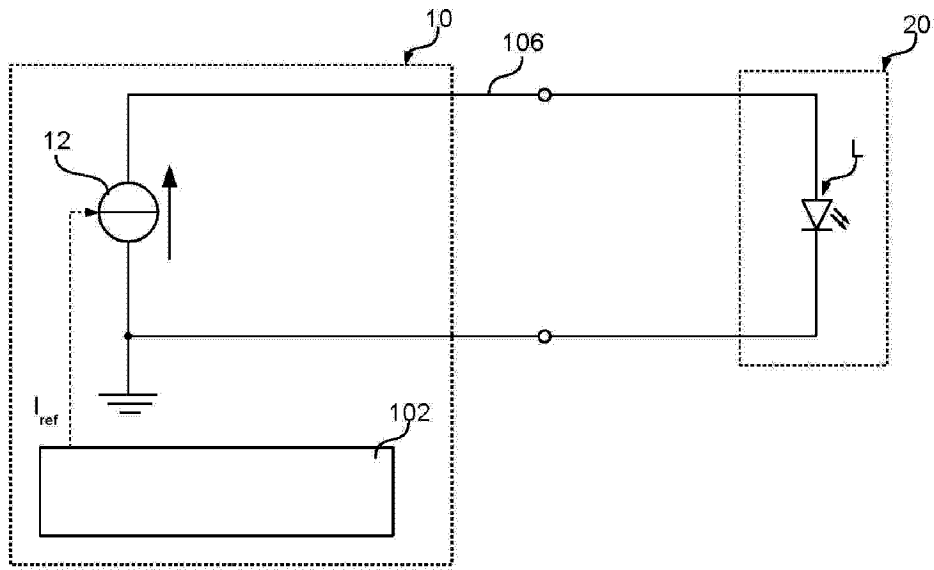


图 1

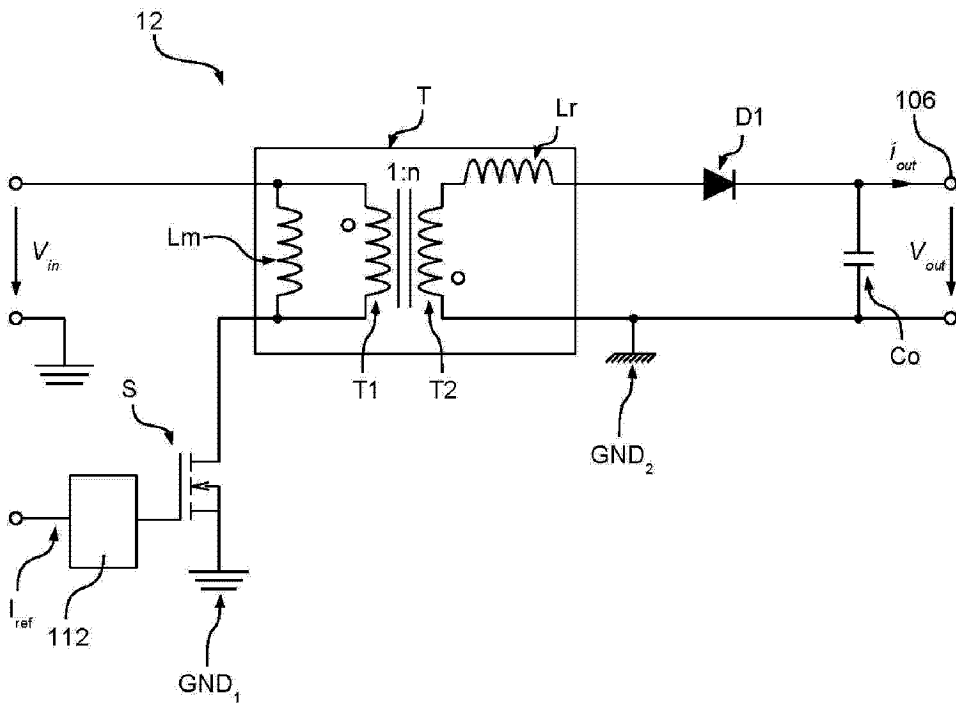


图 2

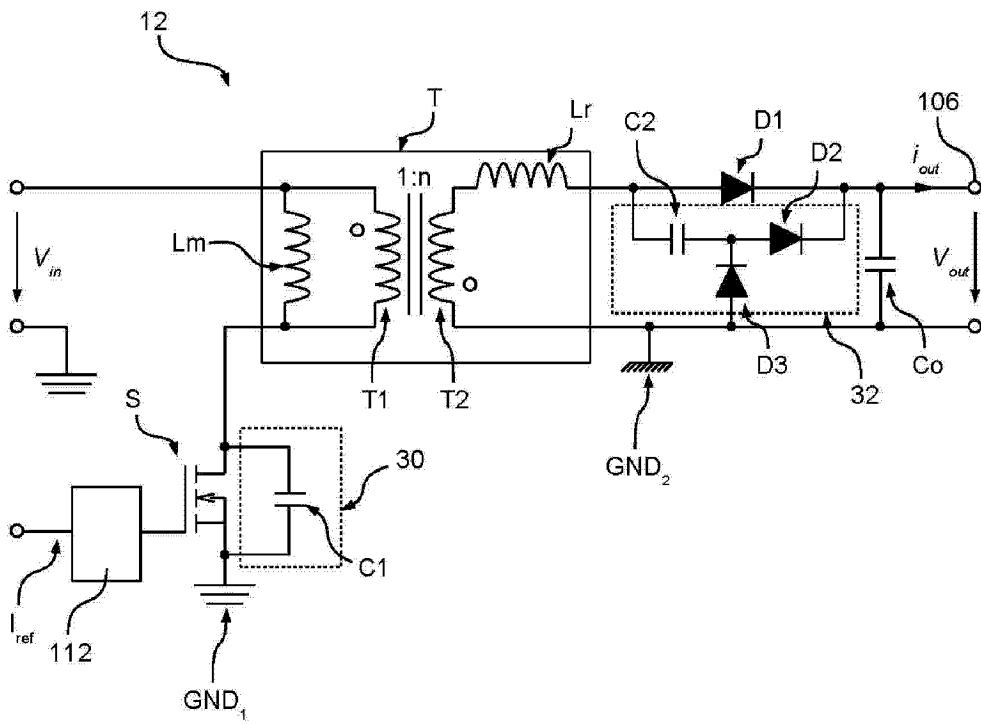


图 3

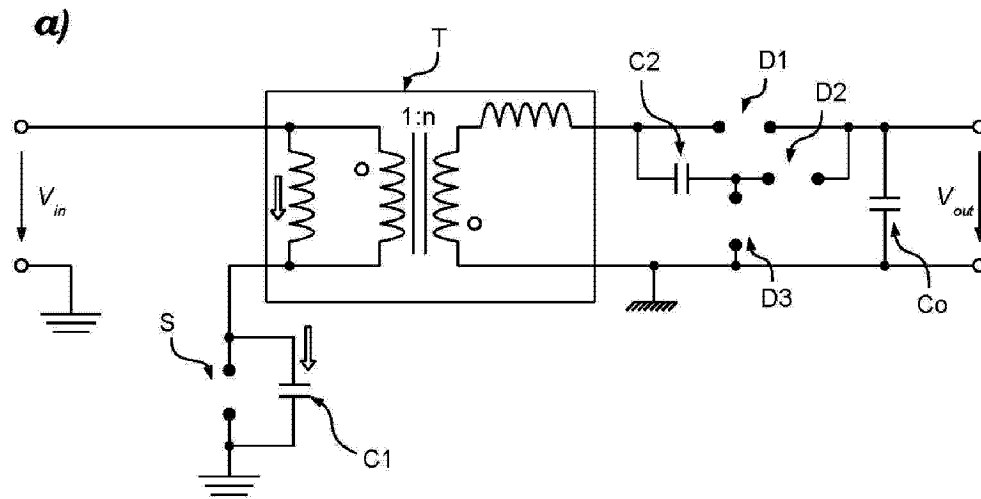


图 4

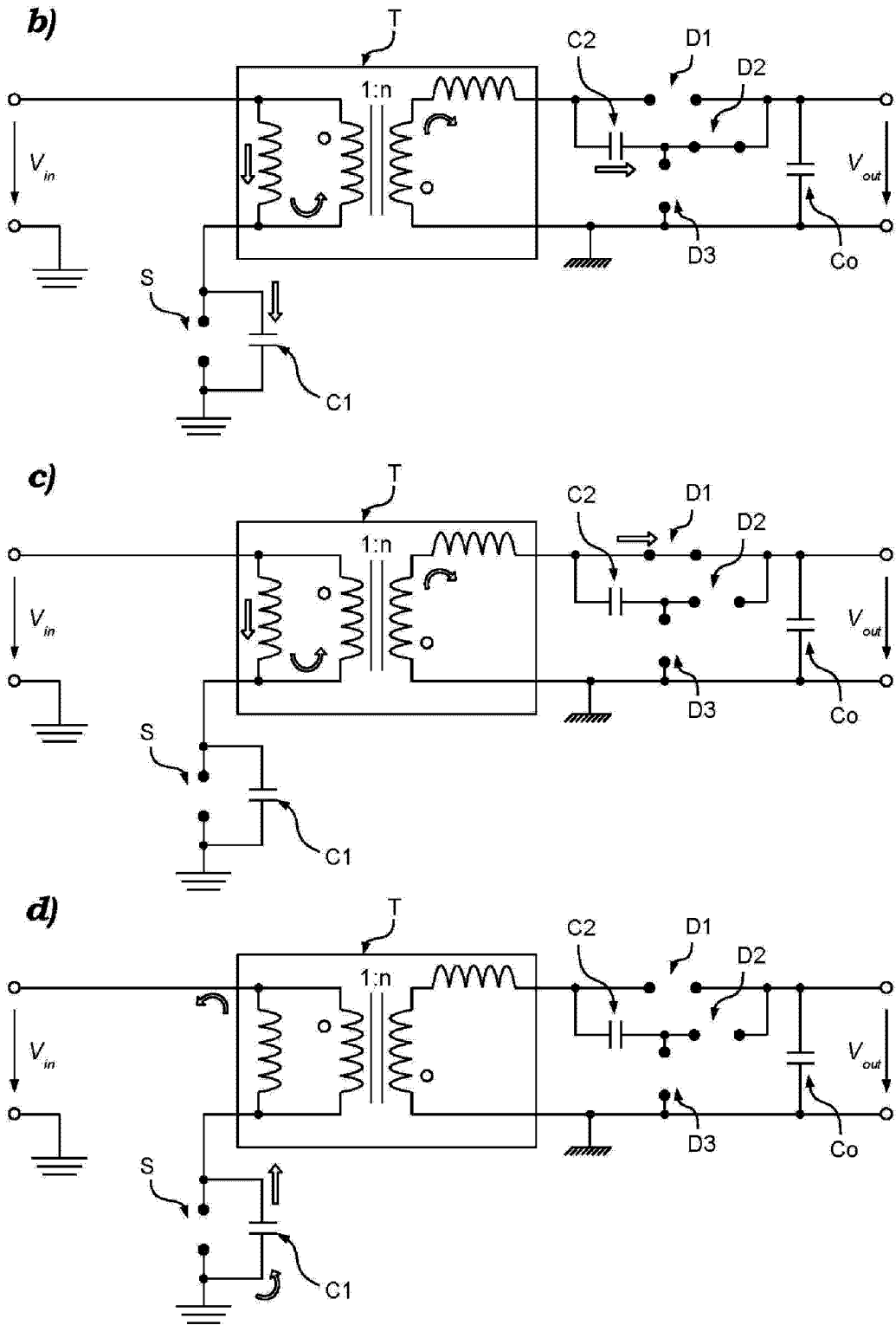


图 4

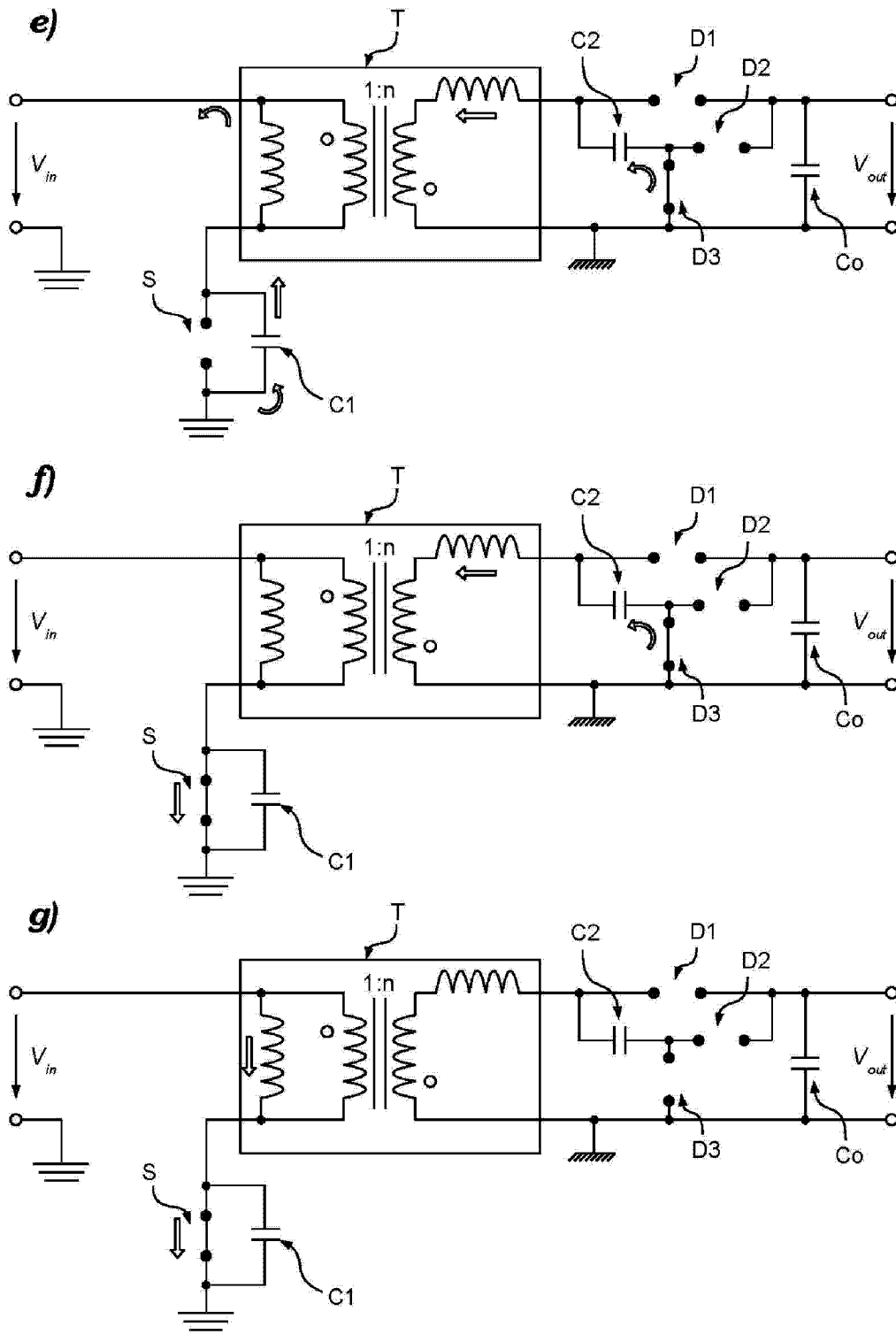


图 4

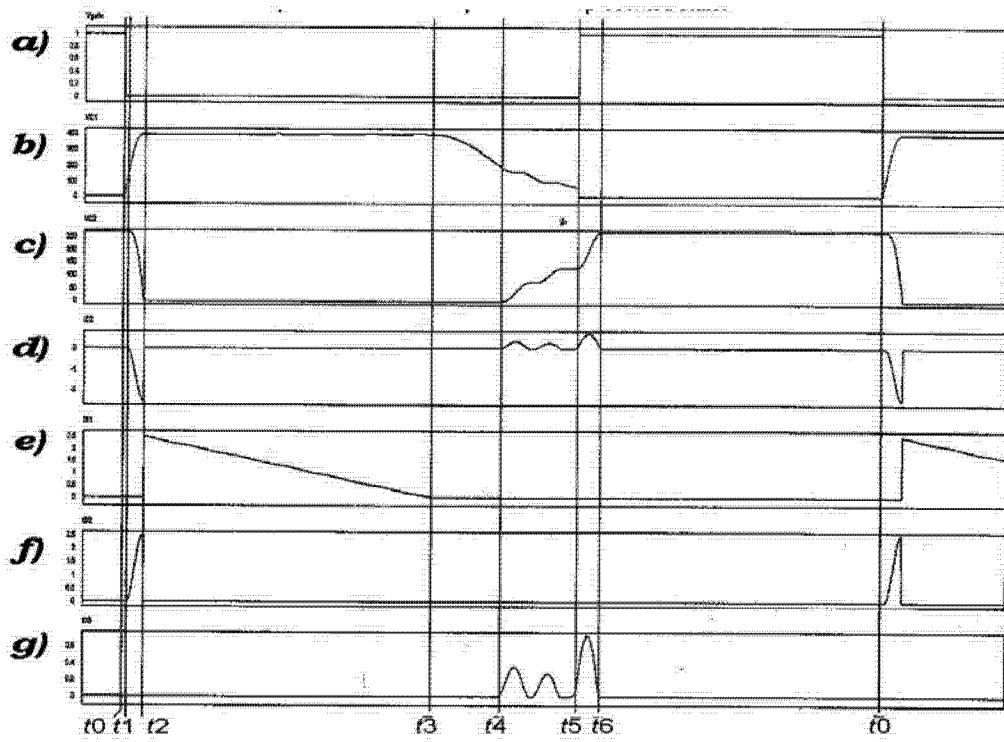


图 5

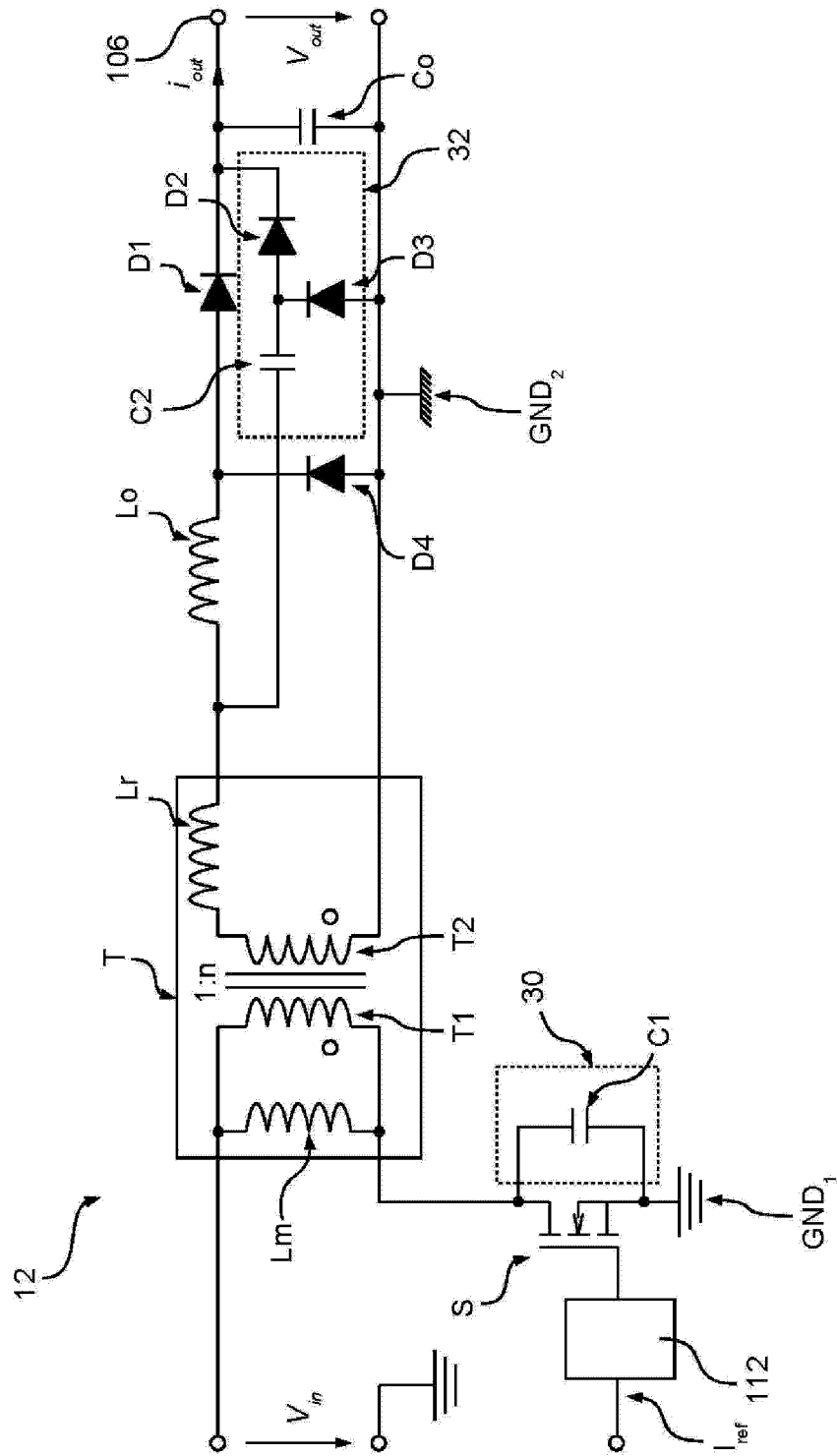


图 6

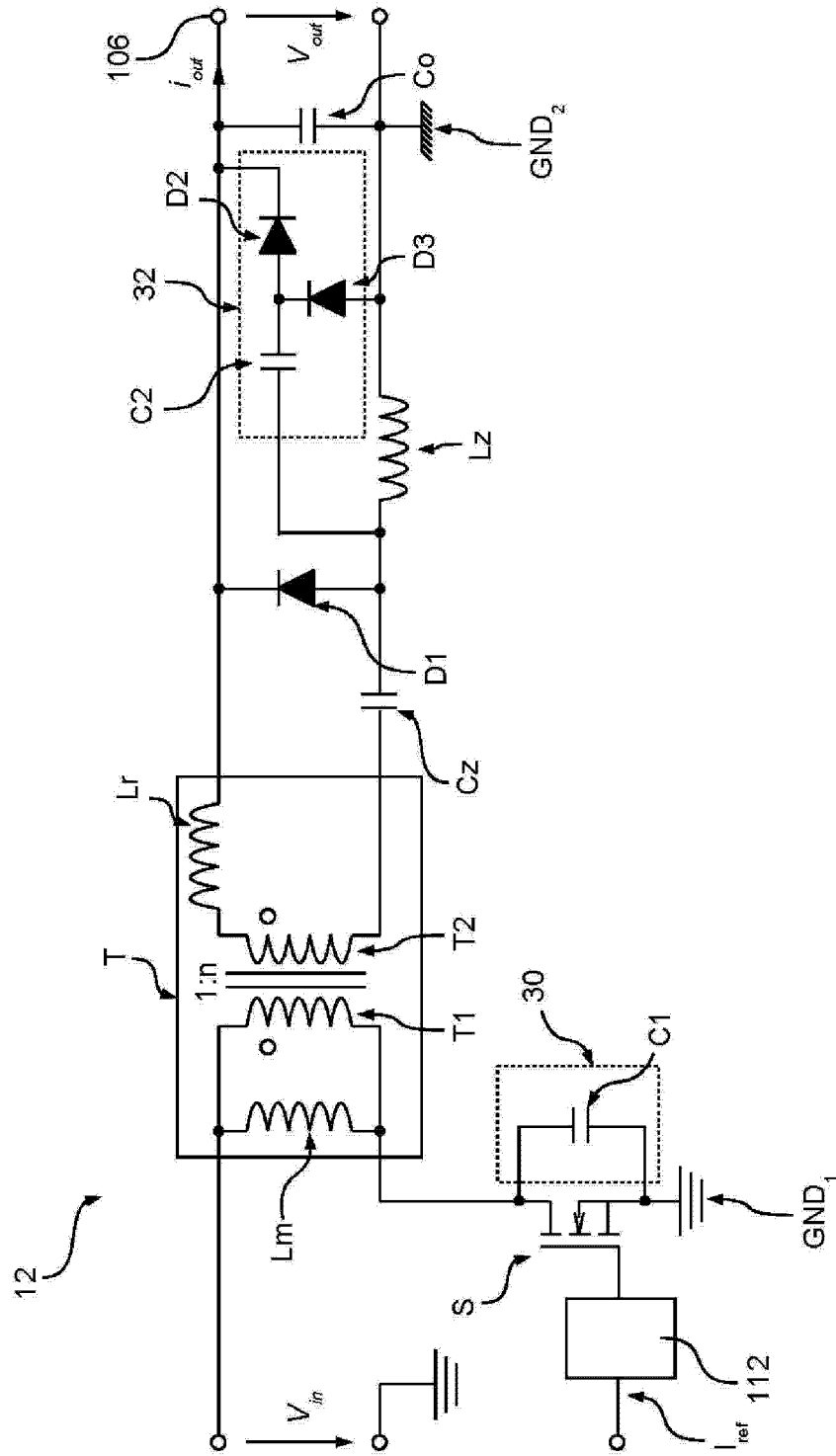


图 7

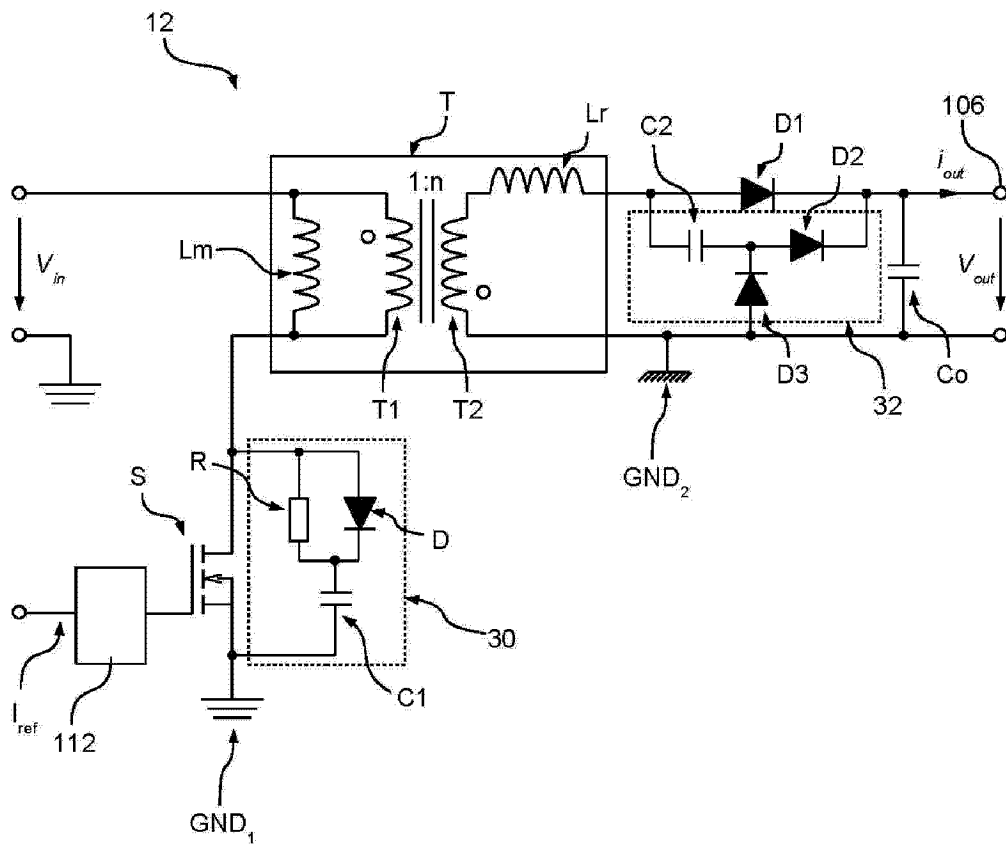


图 8