



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 110266192 B

(45) 授权公告日 2021.04.13

(21) 申请号 201910480508.9

(22) 申请日 2015.05.13

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 110266192 A

(43) 申请公布日 2019.09.20

(30) 优先权数据
T02014A000646 2014.08.08 IT

(62) 分案原申请数据
201510243255.5 2015.05.13

(73) 专利权人 意法半导体股份有限公司
地址 意大利阿格拉布里安扎

(72) 发明人 A·拉皮萨达 M·萨马尔塔诺
S·图米纳罗

(74) 专利代理机构 北京市金杜律师事务所
11256

代理人 王茂华 吕世磊

(51) Int.Cl.
H02M 3/335 (2006.01)

(56) 对比文件
US 2011096573 A1, 2011.04.28
CN 103312176 A, 2013.09.18
CN 103780063 A, 2014.05.07

审查员 颜汇

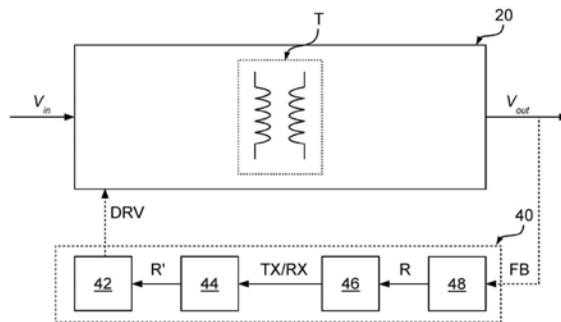
权利要求书3页 说明书13页 附图6页

(54) 发明名称

发送电路和电源电路

(57) 摘要

提供了电源电路、相关发送电路、集成电路。一种电源电路包括具有初级和次级绕组的变压器以及在次级绕组上的蓄能器。电路监视次级绕组并且生成反馈信号,该反馈信号通过从蓄能器选择性地传送能量来由发送电路通过次级绕组传送。发送电路包括:a) 具有控制端子的电子开关;以及b) 用于驱动电子开关的驱动器电路。驱动器电路包括连接到控制端子的电荷累积电容器和配置为从次级绕组汲取能量并且对电荷累积电容器充电的充电电路。



1. 一种发送电路,所述发送电路被设计为在包括变压器的电子转换器中发送反馈信号,所述变压器具有初级绕组和次级绕组,所述发送电路包括:

第一n-MOSFET,其漏极连接到所述次级绕组的一个端子,并且被配置为向所述次级绕组选择性地传送能量以便发送所述反馈信号;

第二n-MOSFET,具有连接到所述第一n-MOSFET的栅极的漏极和连接到所述第一n-MOSFET的源极的源极;以及

驱动器电路,被配置为驱动所述第二n-MOSFET,其中所述驱动器电路包括:

电荷累积电容器,连接到所述第二n-MOSFET的栅极;

充电电路,被配置为从所述第一n-MOSFET的漏极汲取能量并且利用所汲取的能量对所述电荷累积电容器充电;以及

去耦合电容器,具有第一端子和第二端子,所述第一端子被耦合到所述次级绕组的所述端子,所述第二端子被耦合到所述电荷累积电容器以及所述第二n-MOSFET的栅极。

2. 根据权利要求1所述的发送电路,其中所述驱动器电路还包括连接在所述去耦合电容器的所述第二端子与所述电荷累积电容器之间的第一二极管。

3. 根据权利要求2所述的发送电路,其中所述驱动器电路还包括连接在次级绕组侧的接地节点与所述去耦合电容器的所述第二端子之间的第二二极管。

4. 根据权利要求1所述的发送电路,其中所述驱动器电路还包括与所述电荷累积电容器并联连接的钳位二极管。

5. 根据权利要求1所述的发送电路,其中所述驱动器电路还包括晶体管开关,所述晶体管开关用于根据所述反馈信号选择性地激活和去激活所述电荷累积电容器的充电。

6. 一种电源电路,包括:

切换级,包括:

a) 具有初级绕组和次级绕组的变压器;

b) 设置在所述变压器的初级侧上的至少一个电子开关,用于通过所述初级绕组向所述次级绕组选择性地传送能量;以及

c) 设置在所述变压器的次级侧上的蓄能器,其中所述蓄能器由向所述次级绕组传送的所述能量充电;

监视电路,被配置用于监视在所述变压器的所述次级侧上的至少一个信号并且根据所述至少一个信号生成反馈信号;以及

发送电路,设置在所述变压器的所述次级侧上,其中所述发送电路包括:

a) 第一MOSFET开关,其漏极连接到所述次级绕组的一个端子,并且被配置用于从所述蓄能器向所述次级绕组选择性地传送能量以便发送所述反馈信号;

b) 第二MOSFET开关,其漏极连接到所述第一MOSFET开关的栅极,其中第一MOSFET开关的源极连接到所述第二MOSFET开关的源极;以及

c) 用于驱动所述第二MOSFET开关的栅极的驱动器电路,其中所述驱动器电路包括:

电荷累积电容器,被配置为存储用于施加到所述第二MOSFET开关的所述栅极的控制电压;以及

充电电路,被配置用于从所述次级绕组汲取能量并且通过所汲取的能量对所述电荷累积电容器充电。

7. 根据权利要求6所述的电源电路,其中所述充电电路包括连接到所述次级绕组的所述端子的去耦合电容器。

8. 根据权利要求7所述的电源电路,其中所述充电电路包括布置在所述去耦合电容器与所述电荷累积电容器之间的多个二极管,用于将在所述次级绕组的所述端子上的电压的上升转变传送到所述电荷累积电容器上。

9. 根据权利要求7所述的电源电路,其中所述充电电路包括布置在所述去耦合电容器与所述电荷累积电容器之间的多个二极管,用于将在所述次级绕组的所述端子上的电压的下降转变传送到所述电荷累积电容器上。

10. 根据权利要求6所述的电源电路,其中所述驱动器电路包括晶体管开关,所述晶体管开关用于根据所述反馈信号选择性地激活和去激活所述电荷累积电容器的充电。

11. 根据权利要求6所述的电源电路,其中所述驱动器电路包括用于限制跨所述电荷累积电容器的电压的钳位电路。

12. 根据权利要求6所述的电源电路,其中所述切换级是反激转换器,所述反激转换器包括连接在所述次级绕组与所述蓄能器之间的输出二极管,用于利用向所述次级绕组传送的所述能量对所述蓄能器充电。

13. 根据权利要求12所述的电源电路,其中所述输出二极管的阳极连接到所述蓄能器的第一端子,并且所述输出二极管的阴极连接到所述次级绕组的所述端子,并且其中所述充电电路被配置用于从所述次级绕组的所述端子汲取能量。

14. 根据权利要求6所述的电源电路,其中所述第一MOSFET开关和所述第二MOSFET开关是n型MOSFET。

15. 一种发送电路,用于在包括变压器的电子转换器中发送反馈信号,所述变压器具有初级绕组和次级绕组,所述发送电路包括:

第一MOSFET开关,具有连接到所述次级绕组的一个端子的导电端子,并且被配置为控制向所述次级绕组的能量的选择性传送,以便发送所述反馈信号;

第二MOSFET开关,具有连接到所述第一MOSFET开关的栅极的导电端子,并且被配置用于控制所述第一MOSFET开关的启动;以及

驱动器电路,被配置为驱动所述第二MOSFET开关的栅极,其中所述驱动器电路包括:

电荷累积电容器,连接到所述第二MOSFET开关的栅极;以及

充电电路,被配置为从所述次级绕组的所述端子汲取能量并且利用所汲取的能量对所述电荷累积电容器充电。

16. 根据权利要求15所述的发送电路,其中所述驱动器电路还包括:去耦合电容器,具有第一端子和第二端子,所述第一端子被耦合到所述次级绕组的所述端子,所述第二端子被耦合到所述电荷累积电容器以及所述第二MOSFET开关的栅极。

17. 根据权利要求16所述的发送电路,其中所述驱动器电路还包括连接在所述去耦合电容器的所述第二端子与所述电荷累积电容器之间的第一二极管。

18. 根据权利要求17所述的发送电路,其中所述驱动器电路还包括连接在次级绕组侧的接地节点与所述去耦合电容器的所述第二端子之间的第二二极管。

19. 根据权利要求15所述的发送电路,其中所述驱动器电路还包括与所述电荷累积电容器并联连接的钳位二极管。

20. 根据权利要求15所述的发送电路,其中所述驱动器电路还包括晶体管开关,所述晶体管开关用于根据所述反馈信号选择性地激活和去激活所述电荷累积电容器的充电。

21. 根据权利要求15所述的发送电路,被实现为集成电路。

发送电路和电源电路

[0001] 本申请是于2015年5月13日提交的、申请号为201510243255.5、发明名称为“电源电路、相关发送电路、集成电路和发送信号的方法”的中国发明专利申请的分案申请。

技术领域

[0002] 本公开内容涉及电源电路。本公开内容的实施例涉及用于设备的解决方案,这些设备提供用于开关电源的转换器中的唤醒系统。

背景技术

[0003] 电源电路、如例如AC到DC或者DC到DC开关电源在本领域中是众所周知的。

[0004] 图1示出在输出处供应用于负载LD的供应信号的电源电路的架构。

[0005] 在考虑的示例中,电源电路包括输入级10、切换级20、输出级 30和控制电路40。

[0006] 例如输入级10可以包括整流器、如比如二极管桥和/或一个或者多个输入滤波器。例如输入级10通常地被配置为例如经由电线M接收输入AC或者DC电压,并且在输出处供应DC电压 V_{in} 。一般而言,具体在输入电压M已经是DC电压时,以上滤波器也可以是多余的,因而输入级10完全地是可选的。

[0007] 切换级20由包括至少一个电子开关的电子转换器构成。存在主要地划分成绝缘型转换器和非绝缘型转换器的许多类型的电子转换器。例如非绝缘型电子转换器是“降压”、“升压”、“降压-升压”、“Cuk”、“SEPIC”和“ZETA”类型的转换器。取而代之,绝缘型转换器例如是“反激”、“正向”、“半桥”和“全桥”类型的转换器。这些类型的转换器是本领域技术人员众所周知的。

[0008] 最后,输出级30可以包括滤波器,滤波器稳定在输出处来自切换级20的信号 V_{out} 。一般而言,也可以已经在级20中包括这些滤波器,因而输出级30完全地是可选的。

[0009] 在以上架构中,通常经由控制电路40控制对切换级20的一个或者多个开关的切换,该一个或者多个开关经由至少一个驱动信号DRV 断开和闭合,该驱动信号DRV用于根据至少一个控制信号驱动切换级 20的一个或者多个开关。一般而言,可以使用:

[0010] a) 经由例如在块10或者块20的输入上拾取的控制信号FF的开环控制(或者正向或者预测或者前馈控制);和/或

[0011] b) 经由例如在块20或者块30的输出上拾取的控制信号FB的闭环控制(或者反馈或者反向控制)。

[0012] 例如在图1中图示在从块20的输出的供应信号的反馈、如比如输出电压或者电流。因而,在这一情况下,控制电路40可以用达到期望的输出电压或者电流这样的方式驱动切换级20的一个或者多个开关。

[0013] 例如,图2图示可以在级20中使用的反激转换器的电路图。

[0014] 众所周知,反激转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204、输出二极管 D_{out} 和输出电容器 C_{out} ,电子开关204如比如n沟道MOSFET(金属氧化物半导体场效应晶体管)或者双极晶体管或者IGBT(绝缘栅双极晶体管)。

[0015] 具体而言,可以将变压器T建模为与初级绕组T1并联连接的电感器 L_m ,该电感器代表变压器T的磁化电感,与次级绕组T2串联连接的电感器 L_r ,该电感器代表变压器T的分散电感,以及具有给定的匝数比1:n的理想变压器。

[0016] 在考虑的示例中,转换器20在输入处通过两个输入端子202和 GND_1 接收电压 V_{in} ,并且在输出处通过两个输出端子206和 GND_2 供应电压 V_{out} 和电流 i_{out} 。

[0017] 如先前提到的那样,也可以例如经由输入级10在输入处从交变电流获得电压 V_{in} ,该输入级包括整流器(如比如二极管或者二极管桥)和可能一个或者多个滤波器、如比如电容器。

[0018] 具体而言,第一输入端子202连接到变压器T的初级绕组T1的第一端子,并且第二输入端子 GND_1 代表第一接地。取而代之,变压器 T1的初级绕组T1的第二端子通过开关204连接到接地 GND_1 。因而,开关204可以用于选择性地激活流过变压器T的初级绕组T1的电流。

[0019] 取而代之,变压器T的次级绕组T2的第一端子通过二极管 D_{out} 连接到第一输出端子208,并且变压器T的次级绕组T2的第二端子直接连接到代表第二接地的第二输出端子 GND_2 ,该第二接地在考虑变压器T的绝缘效应时优选地不同于接地 GND_1 、因而由不同接地符号代表。一般而言,在端子206与接地 GND_2 之间串联连接次级绕组T2和二极管 D_{out} 就足够了。

[0020] 最后,输出电容器 C_{out} 与输出并联连接、即在端子206与 GND_2 之间。

[0021] 因而,在闭合开关204时,变压器T的初级绕组T1直接连接到输入电压 V_{in} 。这造成变压器T中的磁通量增加。因而,在次级绕组 T2两端的电压为负,并且二极管 D_{out} 被反向偏置。在这一状态中,输出电容器 C_{out} 供应负载需要的能量。

[0022] 取而代之,在开关204关断时,向负载传送在变压器T中存储的能量作为反激扫电流。

[0023] 如先前提到的那样,控制可以是在电流中或者在电压中。出于这一目的,通常地使用控制单元40,该控制单元以在期望的值上调节输出电压 V_{out} 或者输出电流 i_{out} 这样的方式驱动开关204。出于这一目的,可以用本身已知的方式使用被配置用于检测电流 i_{out} 或者电压 V_{out} 的传感器。

[0024] 通常,控制单元40用PWM(脉宽调制)类型的调制来驱动开关 204,其中在第一操作区间期间闭合开关204和在第二操作区间期间关断开关204。本领域技术人员将认识这一PWM驱动和对操作区间的持续时间的控制是众所周知的,并且可以例如经由在输出处通过误差放大器的电压或者电的反馈流来获得。例如在电流控制的情况下,增加第一区间的持续时间直至输出处的(平均)电流达到预定阈值。

[0025] 利用这一类的PWM驱动,通常存在三个操作模式。具体而言,如果在磁化电感 L_m 中的电流在切换周期期间从未达到零,则转换器视为在CCM(连续电流模式)中操作。取而代之,在磁化电感 L_m 中的电流在周期期间达到零时,转换器视为在DCM(不连续电流模式)中操作。通常,转换器在负载吸收低电流时在不连续电流模式中操作,而在吸收更高电流电平时在连续电流模式中操作。在电流确切地在切换周期结束时达到零时,达到在CCM与DCM之间的限制。这一限制情况称为“TM(过渡模式)”。另外,存在也用可变切换频率驱动开关的可能性、如比如谐振或者准谐振驱动,其中在电子开关204两端的电压为零或者达到局部最小值时切换开关204。通常,切换频率、即操作时段的持续时间之和对于CCM或者DCM驱动为固定

而对于准谐振驱动为可变。

[0026] 这些切换电源电路的问题与各种部件的电子消耗有联系。

[0027] 例如控制电路40通常必须总是保持接通用于检测控制信号FF和 /或FB和用于驱动切换级20。

[0028] 然而,在低负荷、例如在没有连接到转换器的负载时,一个或者多个反馈信号FB可以甚至缓慢地改变。出于这一原因,控制电路40的(和整个转换器的)能量消耗可以通过将控制电路40激活和去激活某些时段来减少。例如可以在所谓“待命模式”的节能模式中设置控制电路40,并且可以周期性地和/或根据控制信号重新激活控制电路40。因而,在这一操作模式中,未总是驱动切换级20,但是对切换级20的一个或者多个开关的切换是间歇的,因而这一模式通常称为“突发模式”。

[0029] 例如在开关电源在输出电压与输入电压之间有电绝缘的分节中,通常借助光耦合器件获得控制反馈,该光耦合器件除了闭合控制回路之外还实现获得精确电绝缘。这一解决方案的优点在于控制电路40的和级20的激活频率依赖于系统的负载这样的事实。然而,这一解决方案通常从在待命状态中的消耗这一观点来看效率低,因为不能消除光耦合器的反馈网络的消耗。

[0030] 其它技术实现从初级绕组直接执行输出电压的反馈而未借助光耦合器。在这些系统中,在零负载的条件中,突发模式的最小频率通常由器件固定并且是固定频率。在这些系统中,可以周期性地恢复接通级20的一个或者多个开关以便向初级绕组传送关于输出电压的值的消息。

[0031] 具体而言,在恢复接通系统时,它在输出处供应必须耗散的固定能量,以便防止系统在很低或者零负载的情况下脱离调节。为了克服这一问题,通常在输出处插入虚负载。待耗散的能量主要地依赖于接通频率,该接通频率不应被随意地选择为低,因为在一个切换去激活与下一切换去激活之间系统是“盲目”的;即无关于输出的状态的信息。一旦切换已经发生,系统可以识别负载的变化并且通过供应必需能量来响应。在最坏情况下、即负载从零变化成最大值,负载吸收的电流由输出电容维系,并且电压降 V_{out} 依赖于这一电容的值(它越高,电压降就越低)、接通频率(低频率造成高电压降)和可以在输出处施加的最大电流。

[0032] 出于这一原因,有必要在设计阶段中建立在待命状态中的消耗与输出电容的值之间的折衷。例如为了实现低于5mW的功率耗散,通常需要比4ms更长的接通时段,这造成使用微法拉级的输出电容。

[0033] 例如在(通过引用而结合的)第6,590,789号美国专利中描述从初级的这一控制技术的实施示例。

[0034] 类似于借助光耦合器获得的反馈控制的经典绝缘型切换转换器,借助初级绕组获得的反馈的经典绝缘型切换转换器因而带来关于获得在待命或者零负载条件中的消耗水平方面的高性能的明显限制。

[0035] 一种用于克服以上问题的方式是提供在次级上的系统,该系统在突发阶段中监视输出电压 V_{out} ,并且在这降至某个阈值以下时借助适当通信机制和唤醒信号“唤醒”初级设备。以这一方式,有可能获得低耗散而不使用高输出电容。

[0036] 由于在次级上的控制器由转换器的输出电压供应,所以如果输出电压 V_{out} 未达到

给定的值则不能完全地启用控制器。然后在这一步骤中,由于在次级上的系统的电路未被恰当地驱动,所以它们可能引起能量耗散以及出故障的风险。

发明内容

[0037] 本公开内容提供实现克服以上概述的缺点中的一个或者多个缺点的解决方案。

[0038] 实施例提供将实现在电源电路中发送反馈信号、如比如用于在突发操作模式期间重新激活控制电路的唤醒信号的解决方案。

[0039] 在一个方面,提供了一种电源电路,其特征在于,包括:切换级、监视电路和发送电路,切换级包括:a) 具有至少一个初级绕组和一个次级绕组的变压器;b) 设置在所述变压器的所述初级侧上的至少一个电子开关,用于通过所述初级绕组向所述次级绕组选择性地传送能量;以及c) 设置在所述变压器的所述次级侧上的蓄能器,其中所述蓄能器由向所述次级绕组传送的所述能量充电;监视电路被配置用于监视在所述变压器的所述次级侧上的至少一个信号并且根据所述至少一个信号生成反馈信号;以及发送电路设置在所述变压器的所述次级侧上并且被配置用于从所述蓄能器向所述次级绕组选择性地传送能量以便发送所述反馈信号,其中所述发送电路包括:a) 第一电子开关,具有驱动所述第一开关的切换的控制端子;以及b) 用于所述第一电子开关的驱动器电路,其中所述驱动器电路包括:电荷累积电容器,连接到所述第一开关的所述控制端子;以及充电电路,被配置用于从所述次级绕组汲取能量并且通过所述汲取的能量对所述电荷累积电容器充电。

[0040] 在一个实施例中,所述蓄能器包括被配置用于供应负载的电容器。

[0041] 在一个实施例中,所述发送电路包括设置在所述次级绕组与所述蓄能器之间的第二开关,用于从所述蓄能器向所述次级绕组选择性地传送能量以便发送所述反馈信号。

[0042] 在一个实施例中,所述第一开关和所述第二开关分别是第一 n-MOSFET 和第二 n-MOSFET,其中所述第一晶体管的漏极连接到所述第二晶体管的栅极,并且所述第一晶体管的源极连接到所述第二晶体管的源极。

[0043] 在一个实施例中,所述充电电路包括连接到所述次级绕组的端子的去耦合电容器。

[0044] 在一个实施例中,所述充电电路包括布置在所述去耦合电容器与所述电荷累积电容器之间的多个二极管,用于将在所述次级绕组的所述端子上的电压的上升和下降转变传送到所述电荷累积电容器上。

[0045] 在一个实施例中,所述驱动器电路包括用于根据所述反馈信号选择性地对所述电荷累积电容器的充电进行激活和去激活的装置。

[0046] 在一个实施例中,所述驱动器电路包括用于限制跨所述电荷累积电容器的所述电压的装置。

[0047] 在一个实施例中,所述切换级是反激转换器,所述反激转换器包括设置在所述次级绕组与所述蓄能器之间的输出二极管,用于通过向所述次级绕组传送的所述能量对所述蓄能器充电。

[0048] 在一个实施例中,所述输出二极管的阳极连接到所述蓄能器的第一端子,并且所述输出二极管的阴极连接到所述次级绕组的端子,并且其中所述充电电路被配置用于从所述输出二极管的所述阴极连接到的所述端子汲取能量。

[0049] 本发明的另一方面还提供一种发送电路,其特征在于,所述发送电路被设计为在包括变压器的电子转换器中发送反馈信号,所述变压器有至少一个初级绕组和一个次级绕组,所述发送电路包括:第一 n-MOSFET,被配置为向所述次级绕组选择性地传送能量以便发送所述反馈信号;第二n-MOSFET,具有连接到所述第一n-MOSFET的栅极的漏极和连接到所述第一n-MOSFET的源极的源极;以及驱动器电路,被配置为驱动所述第二n-MOSFET,其中所述驱动器电路包括:电荷累积电容器,连接到所述第二n-MOSFET的栅极;以及充电电路,被配置为从所述第一n-MOSFET的所述漏极汲取能量并且利用所述汲取的能量对所述电荷累积电容器充电。

[0050] 在一个实施例中,发送电路实施为集成电路。

[0051] 在各种实施例中,电源电路基于一种绝缘型电子转换器,该绝缘型电子转换器包括:具有至少一个初级绕组和一个次级绕组的变压器、在变压器的初级侧上设置的用于通过初级绕组向次级绕组有选择地传送能量的至少一个电子开关和在变压器的次级侧上设置的蓄能器、如比如电容器,其中蓄能器借助向次级绕组传送的能量来充电。

[0052] 在各种实施例中,电源电路还包括用于监视在变压器的次级侧上的至少一个信号并且生成反馈信号的监视电路,以及用于从蓄能器向次级绕组有选择地传送能量以便发送反馈信号的发送电路。

[0053] 在各种实施例中,发送电路包括第一电子开关和用于前述第一电子开关的驱动器电路,该第一电子开关具有驱动前述第一开关的切换的控制端子。例如前述第一开关通常是驱动第二开关的切换的下拉开关,该第二开关被设计为从蓄能器向次级绕组有选择地传送能量以便发送反馈信号。例如在各种实施例中,第一和第二开关分别是第一 n-MOSFET和第二n-MOSFET,其中第一晶体管的漏极连接到第二晶体管的栅极而第一晶体管的源极连接到第二晶体管的源极。

[0054] 本公开内容的各种实施例提供减少发送电路的任何能量耗散和任何可能出故障的解决方案。

[0055] 例如在各种实施例中,驱动器电路包括连接到第一开关的控制端子的电荷累积电容器,和被配置为从次级绕组汲取能量并且借助汲取的能量对电荷累积电容器充电的充电电路。

[0056] 因而,一旦前述电荷累积电容器被充电,无论电子转换器的切换如何都可以保持第一开关闭合。

[0057] 例如在各种实施例中,充电电路包括连接到次级绕组的端子用于从次级绕组汲取能量的去耦合电容器。在各种实施例中,充电电路包括在去耦合电容器与电荷累积电容器之间布置的多个二极管,用于将在次级绕组的端子上的电压的上升和/或下降过渡传送到电荷累积电容器上。

[0058] 因而,本公开内容的一些实施例涉及一种用于在包括变压器的电子转换器中发送反馈信号的发送电路,其中发送电路包括n-MOSFET,该n-MOSFET被设计为向变压器的次级绕组有选择地传送能量以便发送反馈信号。发送电路还包括第二n-MOSFET,其中第二晶体管的漏极连接到第一晶体管的栅极而第二晶体管的源极连接到第一晶体管的源极。最后,发送电路包括用于驱动第二晶体管的驱动器电路,其中驱动器电路包括耦合到第二晶体管的栅极的电荷累积电容器和被配置用于从第一晶体管的漏极汲取能量并且借助汲取的能

量对电荷累加电容器充电的充电电路。

附图说明

- [0059] 现在将参照附图完全地通过非限制示例描述本公开内容的实施例,在附图中:
- [0060] 图1和2图示电源电路和反激转换器电路;
- [0061] 图3是反激转换器的电路图;
- [0062] 图4是用于发送反馈信号的系统的框图;
- [0063] 图5是根据本说明书的用于发送反馈信号的系统的框图;
- [0064] 图6图示用于在反激转换器中发送反馈信号的系统的一个可能实施例;以及
- [0065] 图7至13图示根据本公开内容的发送系统的实施例的各种细节。

具体实施方式

[0066] 在以下描述中,说明各种具体细节以深入理解实施例。实施例可以被获得而无具体细节中的一个或者多个,或与其它方法、部件、材料等获得。在其它情况下,未具体图示或者描述已知结构、材料或者操作,从而不会模糊实施例的各种方面。

[0067] 在本说明书的框架中对“实施例”或者“一个实施例”的引用旨在于指示与该实施例相关描述的具体配置、结构或者特性被包括在至少一个实施例中,因此,可以在本说明书的各处存在的短语、比如“在实施例中”或者“在一个实施例中”未必是指一个并且相同的实施例。另外,可以在一个或者多个实施例中充分地组合具体形成、结构或者特性。

[0068] 这里使用的引用仅为了方便而加以提供、因此未限定实施例的保护范畴或者范围。

[0069] 如先前提到的那样,本公开内容的目的是提供实现在电源电路中发送反馈信号的解决方案,该反馈信号如比如用于在突发操作模式期间重新激活控制电路的唤醒信号。

[0070] 一般而言,这里描述的解决方案可以应用于如图1中所示包括至少一个切换级20和一个控制电路40的所有电源电路。

[0071] 具体而言,在各种实施例中,切换级20基于包括至少一个变压器T的绝缘型转换器、如比如“反激”、“正向”、“半桥”和“全桥”类型的转换器。

[0072] 在各种实施例中,控制电路40在突发模式中驱动级20。出于这一目的,控制电路支持至少两个操作模式:

[0073] -普通操作模式,其中控制电路40驱动、即关断和闭合切换级 20的一个或者多个开关;以及

[0074] -节能模式、即待命模式,其中控制电路40未驱动切换级20的一个或者多个开关,并且其中控制电路40在检测到通知给定的事件的信号时返回到普通操作模式。

[0075] 例如在控制电路40包括经由时钟信号驱动的数字电路的情况下,在待命模式中,可以激活时钟信号或者可以使用有更低频率的时钟信号。例如通常在微控制器或者其它集成电路中设想这样的待命模式。

[0076] 通常,向控制电路40的至少一部分供应例如在2与12个VDC 之间的低电压VDD。通常,这一电压VDD以在初级侧上的接地电压 GND_1 为基准,只要控制电路40应当驱动在级20的初级上的一个或者多个开关。

[0077] 一般而言,可以从输入电压 V_{in} 直接获得以上电压VDD。

[0078] 作为备选,也可以经由变压器T的辅助绕组 T_{aux} 获得用于控制电路40的供应信号VDD。

[0079] 例如图3示出可以在反激拓扑中使用的解决方案。

[0080] 具体而言,在考虑的实施例中,通过端子208和接地 GND_1 供应电压VDD。

[0081] 在考虑的实施例中,变压器T包括辅助绕组 T_{aux} 。变压器T的辅助绕组 T_{aux} 的第一端子通过二极管 D_{aux} 连接到端子208,而变压器T的辅助绕组 T_{aux} 的第二端子直接连接到接地 GND_1 。也在这一情况下,辅助绕组 T_{aux} 和二极管 D_{aux} 被串联连接在端子208与接地 GND_1 之间就足够了。最后,电容器 C_{aux} 与输出并联连接、即在端子208与接地 GND_1 之间。

[0082] 因而,辅助支路(包括绕组 T_{aux} 、二极管 D_{aux} 和电容器 C_{aux})反映在反激转换器的次级侧上的经典连接。因而,电压VDD可以例如通过相对于次级绕组T2的匝数适当地设定辅助绕组 T_{aux} 的匝数来设置。

[0083] 本领域技术人员将认识以上架构也可以通过向辅助支路提供与在高电源主供应信号的次级分支的连接基本上相似的连接而应用于其它拓扑。

[0084] 图4示出一个实施例,其中控制电路40包括:

[0085] -驱动器电路42,被配置用于驱动切换级20的一个或者多个开关;

[0086] -监视电路48,被设置在级20的次级侧上并且被配置用于根据在级20的次级侧上检测到的信号FB生成反馈信号R;以及

[0087] -通信系统,包括发送电路46和接收电路44,被配置用于从监视电路48向驱动器电路42发送反馈信号R。

[0088] 例如已知的驱动器电路是集成电路L6561,该集成电路的连接和操作例如在(通过引用而结合的)应用指南AN1060,“Flyback Converters with the L6561 PFC Controller”,STMicroelectronics中有描述。

[0089] 一般而言,可以在集成电路中集成电路42、44、46和48中的一个或者多个电路。例如接收电路44可以与驱动器电路42一起集成,和/或发送电路46可以与监视电路48集成。

[0090] 在各种实施例中,监视电路48被配置用于监视输出电压 V_{out} 或者输出电流 i_{out} 。例如在有用于突发管理的唤醒系统的创新转换器中,在电压 V_{out} 降至某个阈值以下时,监视电路48可以生成唤醒信号R,该唤醒信号R经由通信系统44和46从变压器T的次级侧向初级侧、即向驱动器电路42发送。在这一情况下,也可以例如经由光耦合器维持“主回路”的反馈系统,该光耦合器实现在普通操作期间电压或者电流的调节。描述和各图因此涉及在突发模式中的操作,在这种情况下未图示主控制回路。

[0091] 以这一方式,有可能获得低耗散而未使用高输出电容、如比如图3中所示电容器 C_{out} ,因为在变压器T的次级侧上直接检测这一电容器的放电。

[0092] 一般而言,发送系统46在突发模式中发送信号TX,而接收系统44接收信号RX。例如如先前描述的那样,可以用维持在次级侧与初级侧之间的绝缘这样的方式经由光耦合器(以及对应驱动器和检测器电路)获得通信系统44和46。

[0093] 替代地,图5示出根据本说明书的一个实施例,其中通过级20的变压器T发送反馈信息R、如比如唤醒信号;即发送电路46将发送信号TX发送到级20的变压器T,而接收电路44例如通过监视在变压器的初级绕组T1两端的电压或者穿过变压器T的初级绕组T1的电流

来通过变压器T接收对应接收信号RX。

[0094] 替代地,在提供辅助绕组Taux的情况下(例如见图3),接收电路44可以被配置用于监视跨变压器T的辅助绕组Taux的电压或者穿过变压器T的辅助绕组Taux的电流。

[0095] 图6示出在基于反激拓扑的电源电路的情况下的控制电路40的一个可能实施例。

[0096] 也在这一情况下,控制电路40包括监视电路48、发送电路46、接收电路44和驱动器电路42。

[0097] 具体而言,监视电路48例如通过监视输出电压 V_{out} 或者一般为在变压器T的次级侧上的信号FB来供应反馈信号R。如先前说明的那样,通常这一信号R用作唤醒信号而未对应于主反馈信号,该信号R具有在普通操作期间调节输出电压和/或电流的功能。

[0098] 例如图8示出监视电路48的一个可能实施例。

[0099] 在考虑的实施例中,监视电路48包括被配置用于将输出电压 V_{out} 与基准电压 V_{ref} 进行比较的比较器482。例如在考虑的实施例中,信号R在电压 V_{out} 低于电压 V_{ref} 的情况下为高。例如在突发模式中,以上事实向驱动器电路42指示应当恢复对级20的一个或者多个开关的切换。

[0100] 在考虑的实施例中,发送电路46包括用于生成经过变压器T1的次级绕组T2的电流流动的装置。

[0101] 例如在各种实施例中,发送电路46包括以产生通过变压器的次级绕组T2从电容器 C_{out} 的电流流动这样的方式与反激转换器的输出二极管 D_{out} 并联连接的电子开关。

[0102] 一般而言,也可以用包括输出电容器的转换器的其它拓扑实施以上解决方案。事实上,在这一情况下,开关被配置用于以在变压器T的次级绕组T2中生成电流流动这样的方式将输出电容器连接到变压器T的次级绕组T1。另外,也可以使用其它蓄能器取代输出电容器。

[0103] 具体而言,在考虑的实施例中,二极管 D_{out} 被连接在次级绕组T2的第二端子与接地 GND_2 之间。因而,在这一情况下,开关也可以被连接在次级绕组T2的第二端子与接地 GND_2 之间。

[0104] 例如,如例如图7中所示,发送电路46可以包括在次级绕组T2(下文由“SRD”表示)的第二端子与接地 GND_2 之间的电子开关 SW_{wu} 、比如 n -MOSFET。在考虑的实施例中,发送电路46还包括被配置用于以在次级绕组T2中生成至少一个电流脉冲这样的方式经由驱动信号EN闭合电子开关 SW_{wu} 的脉冲生成器462。

[0105] 例如单个脉冲可以用于发送唤醒信号或者中断信号、如比如比较器482供应的信号R,而可以生成多个脉冲用于发送任何数字信息的位(可能被编码)。

[0106] 在一些实施例中,发送电路46也可以包括被配置用于检测在变压器T1的初级侧上的可能切换活动的电路464。事实上,在这一情况下,发送电路462可以被配置用于仅在从变压器T1的初级侧T1向次级侧T2传送能量的切换活动不存在时发送一个或者多个脉冲。

[0107] 在考虑的实施例中,接收电路44被配置用于通过监视例如在辅助绕组Taux上的电压来检测对发送的信号、即一个或者多个脉冲的发送。

[0108] 例如图9示出用于经由发送电路46生成的脉冲的一些可能波形,其中:

[0109] -波形a) 示出跨开关 SW_{wu} 的电压;

[0110] -波形b) 示出穿过变压器T的次级绕组T2的电流;以及

[0111] -波形c) 示出跨变压器的辅助绕组Taux的电压Vaux。

[0112] 具体而言,在考虑的实施例中,在控制电路40、具体为驱动器电路42在突发模式中、例如在存在低负载时操作时,驱动器电路42在某些时间区间之后中断对级20的一个或者多个开关的切换,并且优选地激活节能模式。在这一点,驱动器电路42仅在接收唤醒脉冲时开始再次切换。

[0113] 因而,在时刻t0,不存在可以例如经由电路464检测的切换活动。

[0114] 在时刻t1,监视电路48检测输出电压V_{out}已经降至阈值V_{ref}以下的事实,并且发送电路46例如通过用逻辑电平“1”驱动开关SW_{WU}来闭合开关SW_{WU}。

[0115] 发明人已经注意对在变压器的次级侧上的这样的发送晶体管 SW_{WU}的驱动特别地关键。

[0116] 图10示出发送电路46的一个可能实施例。

[0117] 在考虑的实施例中,经由n-MOSFET (n-MOS) 实施图7的开关 SW_{WU},该n-MOSFET (n-MOS) 被配置用于将次级绕组的第二端子 SRD连接到接地GND₂;即晶体管SW_{WU}的漏极连接(例如直接)到端子SRD,而晶体管SW_{WU}的源极连接(例如直接)到接地GND₂。然而,一般而言,前述开关SW_{WU}被连接在输出电容器C_{out}与次级绕组T2之间用于从输出电容器C_{out}向次级绕组T2传送能量就足够了。

[0118] 取而代之,根据信号R驱动晶体管SW_{WU}的栅极。例如在考虑的实施例中,提供发送电路462,该发送电路生成用于启动晶体管SW_{WU}、例如用于发送至少一个脉冲的信号EN。另外,提供驱动器电路466,该驱动器电路根据信号EN驱动晶体管SW_{WU}的栅极。

[0119] 具体而言,在考虑的实施例中,驱动器电路466包括上拉电阻器,或者如图9中所示包括供应电流I_{PU}的电流生成器4662。例如电流生成器4662可以被连接在输出电压V_{out}与晶体管SW_{WU}的栅极之间。

[0120] 在考虑的实施例中,电路466还包括在晶体管SW_{WU}的栅极与接地GND₂、即晶体管SW_{WU}的源极之间并联连接的电阻器R_{PD}和开关 SW_{PD}、如比如n-MOSFET。

[0121] 因而,通常闭合开关SW_{PD}而在晶体管SW_{WU}的栅极上的电压V_{GS}为零,并且晶体管SW_{WU}关断。取而代之,在发送电流脉冲期间,关断开关SW_{PD},并且用在电阻R_{PD}中流动的电流I_{PU}代表的固定电压 V_{GS}接通晶体管SW_{WU}。

[0122] 因而,在考虑的实施例中,应当用反相使能信号 $\overline{\text{EN}}$ 驱动驱动器电路466。

[0123] 发明人已经注意在考虑节点SRD在变压器T的去磁化的开始和结束时经历的转变,晶体管SW_{WU}的栅极受到电荷注入,这些电荷注入在节点SRD的上升转变期间可以接通晶体管SW_{WU}。这一接通将引起在变压器中和在输出电容器中存储的能量的部分的损耗,因此引起转换器的效率损失,以及可能是由于变压器T的初级绕组T1和次级绕组T2的同时导通所致的出故障的原因。它因此应当通过设定开关 SW_{PD}的接通电阻R_{ON_SW_{PD}}大小来避免。

[0124] 为了防止接通晶体管SW_{WU},在节点SRD的上升转变期间,应当满足用于开关SW_{PD}的接通电阻R_{ON_SW_{PD}}的以下条件:

$$R_{\text{ON_SW}_{\text{PD}}} \ll \frac{\Delta T_{\text{Rm}}}{2 \cdot C_{\text{GD}} \cdot \left(\frac{V_{\text{SRD,max}}}{V_{\text{TWU}}} - \frac{C_{\text{GD}}}{C_{\text{GS}}} - 1 \right)} \quad (1)$$

[0126] 其中 C_{DG} 是晶体管 SW_{WU} 在漏极与栅极之间的电容, C_{GS} 是晶体管 SW_{WU} 在栅极与源极之间的电容, ΔT_{Rm} 是节点SRD为了达到最大电压 $V_{SRD,max}$ 而花费的最小时间,并且 V_{TWU} 是晶体管 SW_{WU} 的阈值电压。

[0127] 另外,如先前提到的那样,在一些实施例中,经由转换器的输出电压 V_{out} 供应发送电路46。出于这一原因,在启动、即接通功率供应电路时,发送电路46直至它的供应电压达到给定的值才应当被启动。类似地,如果转换器例如作为调节电流 i_{out} 的电池充电器工作,则电压 V_{out} 将由负载固定并且可能不足以启动次级的电路。然而,在这些条件中,监视电路48和/或闭合开关 SW_{PD} 的脉冲生成器462不激活,并且晶体管 SW_{WU} 的栅极通过电阻 R_{PD} 连接到接地。这一电阻比开关 SW_{PD} 的接通电阻高得多、因此在节点SRD的转变期间由于电容耦合而未总是确保晶体管 SW_{WU} 不会接通。

[0128] 晶体管 SW_{WU} 的以上接通除了任何可能出故障的风险之外还造成在一些情况下可能对于转换器的效率要求而言不可接受的能量损耗。

[0129] 在一个实施例中,为了防止这一行为并且限制在功率供应电路接通时的能量损耗,使用有源下拉取代用于驱动晶体管 SW_{WU} 的栅极的电阻器 R_{PD} 。

[0130] 例如在一些实施例中,经由在晶体管的栅极与接地 GND_2 之间连接的如比如n-MOSFET的附加晶体管 SW_{MN} 获得以上有源下拉。具体而言,在一些实施例中,晶体管 SW_{MN} 的漏极连接到晶体管 SW_{WU} 的栅极,而晶体管 SW_{MN} 的源极连接到晶体管 SW_{WU} 的源极,

[0131] 例如,图11示出第一实施例。

[0132] 具体而言,在考虑的实施例中,电路如先前描述的那样包括供应电流的电路4664、如比如连接到电压 V_{out} 的上拉或者电流生成器。

[0133] 在考虑的实施例中,驱动器电路466还包括分压器,该分压器包括在晶体管 SW_{WU} 的栅极、即晶体管 SW_{MN} 的漏极与接地 GND_2 、即晶体管 SW_{MN} 的源极之间连接的两个电阻器 R_1 和 R_2 。替代地,分压器的中间点连接到晶体管 SW_{MN} 的栅极。最后,如比如n-MOSFET的电子开关 SW 与下电阻器 R_1 并联连接、即在晶体管 SW_{MN} 的栅极与源极之间。

[0134] 因而,开关 SW 可以用于禁用钳位器 R_1 、 R_2 ,并且它的使能信号、在这一情况下为信号 EN 与晶体管 SW_{WU} 的使能信号一致。

[0135] 也在这一情况下,电路应当以晶体管 SW_{MN} 的等效电阻遵循先前对于晶体管 SW_{WU} 而定义的条件这样的方式来设定大小、即:

$$R_{DS} \left(V_{GS} = V_{TWU} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}; V_{DS} = V_{TWU} \right) \ll \frac{\Delta T_{Rm}}{2 \cdot C_{GD} \cdot \left(\frac{V_{SRD,max}}{V_T} - \frac{C_{GD}}{C_{GS}} - 1 \right)} \quad (2)$$

[0136]

[0137] 发明人已经注意这一解决方案在晶体管 SW_{WU} 的阈值电压 V_{TWU} 具有与晶体管 SW_{MN} 的阈值电压 V_{TMN} 接近的值的条件下可能从面积占用的观点来看证实成本很高。例如在限制情况下,通过去除电阻器 R_1 ,晶体管 SW_{MN} 将达到与 $V_{TWU}-V_{TMN}$ 相等的最大过驱动电压。如果两个阈值电压很接近,则晶体管 SW_{MN} 将用很低过驱动工作,并且它的面积占用为了获得期望的电阻 R_{DS} 而可以甚至大于晶体管 SW_{WU} 的面积占用。另外,在晶体管 SW_{WU} 具有更低阈值电压 V_{TWU} 的

情况下,不能采用这一解决方案。

[0138] 为了克服这些问题,在一个实施例中,驱动器电路用于下拉晶体管 SW_{MN} ,该下拉晶体管以电荷的形式从节点SRD汲取能量(或者一般从次级绕组T2)以在晶体管 SW_{MN} 的接通期间使用它。

[0139] 图12示出这一解决方案的一般架构。

[0140] 也在这一情况下,电路包括电路4664,该电路供应用于晶体管 SW_{WU} 的栅极 G_{WU} 的电流、如比如连接到电压 V_{out} 的上拉或者电流生成器。

[0141] 在考虑的实施例中,发送电路46还包括驱动器电路4666,该驱动器电路被配置为从节点SRD汲取能量并且根据信号EN驱动晶体管 SW_{MN} 的栅极。具体而言,在一些实施例中,驱动器电路4666被配置用于在晶体管 SW_{MN} 的栅极生成比晶体管 SW_{WU} 的阈值电压 V_{TWU} 高得多的电压。

[0142] 事实上,以这一方式,在占用的面积方面与图10的解决方案比较,晶体管 SW_{MN} 获得明显增益。

[0143] 图13示出驱动器电路466的和具体为电路4666的一个可能实施例。

[0144] 具体而言,在考虑的实施例中,电路4666使用一种用于利用节点SRD的转变来对晶体管 SW_{MN} 的栅极充电的电荷泵技术。例如在考虑的实施例中,利用上升转变。

[0145] 然而,一般而言,电路也可以利用下降转变或者两种转变。

[0146] 例如在考虑的实施例中,电路4666包括在节点SRD与节点DIS之间设置的第一电容器 C_1 。基本上,这一电容器去耦合节点SRD的DC偏移;即电容器 C_1 代表去耦合电容器。

[0147] 电路4666还包括在晶体管 SW_{MN} 的栅极与源极之间连接的第二电容器 C_2 。基本上,这一电容器 C_2 作为用于电荷泵的累积电容器。

[0148] 一般而言,在节点DIS与电容器 C_2 之间设置二极管,向电容器 C_2 上传送上升和/或下降转变。

[0149] 例如在图12中所示实施例中、即在电路仅利用上升转变的情况下,电路466可以包括:

[0150] -在节点DIS与晶体管 SW_{MN} 的栅极之间设置的第一节点D1,下文也标识为CH;即阳极连接到节点DIS而阴极连接到电容器 C_2 的第一端子;以及

[0151] -在晶体管 SW_{MN} 的源极与节点DIS之间连接的第二二极管D2;即阳极连接到电容器 C_2 的第二端子而阴极连接到节点DIS。

[0152] 在考虑的实施例中,电路4666还包括被配置用于启用电荷泵的开关SW,即根据反馈信号R、具体为信号EN禁止对电荷累积电容器 C_2 充电。

[0153] 例如在考虑的实施例中,如比如n-MOSFET的开关SW被配置用于将晶体管 SW_{MN} 的源极连接到接地 GND_2 、因此将电容器 C_2 短路。因而,在考虑的实施例中,开关SW被连接在晶体管 SW_{MN} 的栅极与源极之间,并且驱动信号EN连接到晶体管SW的栅极。

[0154] 一般而言,电路也可以包括其它部件,如比如连接在晶体管 SW_{MN} 的栅极与源极之间的可选齐纳二极管DZ,以该方式限制在晶体管 SW_{MN} 的栅极上和电容器 C_2 上、即在节点CH上的最大电压。

[0155] 在节点SRD的电压 V_{SRD} SW_{MN} 为高($V_{SRD,high}$)时,跨 C_1 的电压 V_{C1} 是:

[0156] $V_{C1} = V_{SRD,high} - (V_{CH} + V_{DON,D1})$ (3)

[0157] 其中 V_{CH} 是在节点CH上、即在晶体管 SW_{MN} 的栅极上的电压，而 $V_{DON,D1}$ 是用于接通二极管D1的电压。

[0158] 替代地，在下降转变期间，在节点SRD上的电压 V_{SRD} 变负。例如在反激转换器的情况下（例如见图6），电压下降直至达到用于接通转换器的输出二极管 D_{out} 的电压。在这一条件中，电容器 C_1 累积的电荷通过二极管D2来放电。例如在反激转换器并且假设用于接通输出二极管 D_{out} 的电压等于二极管D2的接通电压的情况下，电容器 C_1 被完全地放电并且在它两端的电压 V_{C1} 是0V。

[0159] 维持这一条件、即跨电容器 C_1 的电压直至新上升转变开始。为了简化而假设二极管D1和D2是理想二极管（接通电压等于0V），在上升转变结束时，可以简化跨电容器 C_1 的电压 V_{C1} 为：

$$[0160] \quad V_{C1} = V_{SRD,high} - V_{CH}^{(2)} \quad (4)$$

[0161] 其中电压 $V_{CH}^{(2)}$ 指示在转变结束时在节点CH上的电压。

[0162] 取而代之，在节点CH上，将注入与下式相等的电荷：

$$[0163] \quad (V_{SRDH} - V_{CH}^{(2)}) \cdot C_1 \quad (5)$$

[0164] 通过施加在节点CH上的电荷平衡，获得下式：

$$[0165] \quad V_{CH}^{(2)} = \frac{V_{SRD,high} \cdot C_1 + V_{CH}^{(1)} \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad (6)$$

[0166] 其中 $V_{CH}^{(2)}$ 是在转变结束时在节点CH上的电压，而 $V_{CH}^{(1)}$ 是在转变之前在节点CH上的电压。

[0167] 在节点CH上的电压的值相对于节点SRD达到的电压 $V_{SRD,high}$ 可忽略不计的情况下，节点CH在级20的每个切换周期时的电压变化可以视为恒定并且等于下式：

$$[0168] \quad \Delta V_{CH} = \frac{V_{SRDH} \cdot C_1}{C_2} \quad (7)$$

[0169] 因而，为了防止对晶体管 SW_{MN} 的任何损坏，在各种实施例中，提供被配置用于使跨电容器 C_2 的电压限制为最大电压的齐纳二极管 DZ 。

[0170] 因而，在描述的解决方案中，接通晶体管 SW_{WU} 的问题保持限于第一切换行程直至节点CH上达到电压 V_{GS} ，这允许在晶体管 SW_{MN} 上具有最小 $R_{DS(on)}$ ，该最小 $R_{DS(on)}$ 确保维持晶体管 SW_{WU} 的关断条件。

[0171] 可以甚至预先确定为了达到确保晶体管 SW_{WU} 不会接通的条件而必须的“行程”（即从初级侧向次级侧传送能量）的数目。

[0172] 因而，在考虑的实施例，变压器T的可能能量损耗将限于恰好前几个切换形成而对于转换器的效率而言变成可忽略不计。以相同方式，将防止任何出故障的风险。

[0173] 类似于先前描述的解决方案，可以通过与在转换器的输出达到接通阈值时使能唤醒MOSFET SW_{MN} 的驱动器的信号相同的信号EN禁用晶体管 SW_{MN} 。

[0174] 因而，本说明书提供电路解决方案，这些电路解决方案启用由于在初级上的切换活动所致的MOSFET SW_{WU} 的漏极的振荡的能量的使用，用于对电容器 C_2 充电并且接通可以保持唤醒MOSFET SW_{WU} 关断的下拉MOSFET SW_{MN} 、由此防止任何能量耗散和任何可能出故障。

[0175] 当然，在不对本发明的原理偏离的情况下，构造和实施例的细节可以关于这里完

全地通过示例而已经进行描述和图示的细节而广泛地变化,而未由此脱离本发明的如所附权利要求定义的范围。

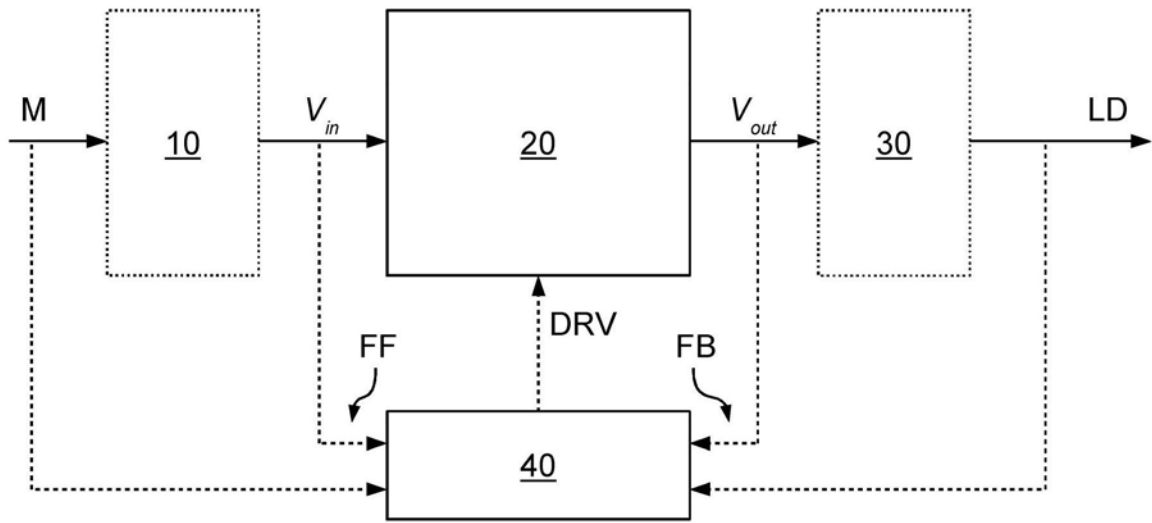


图1

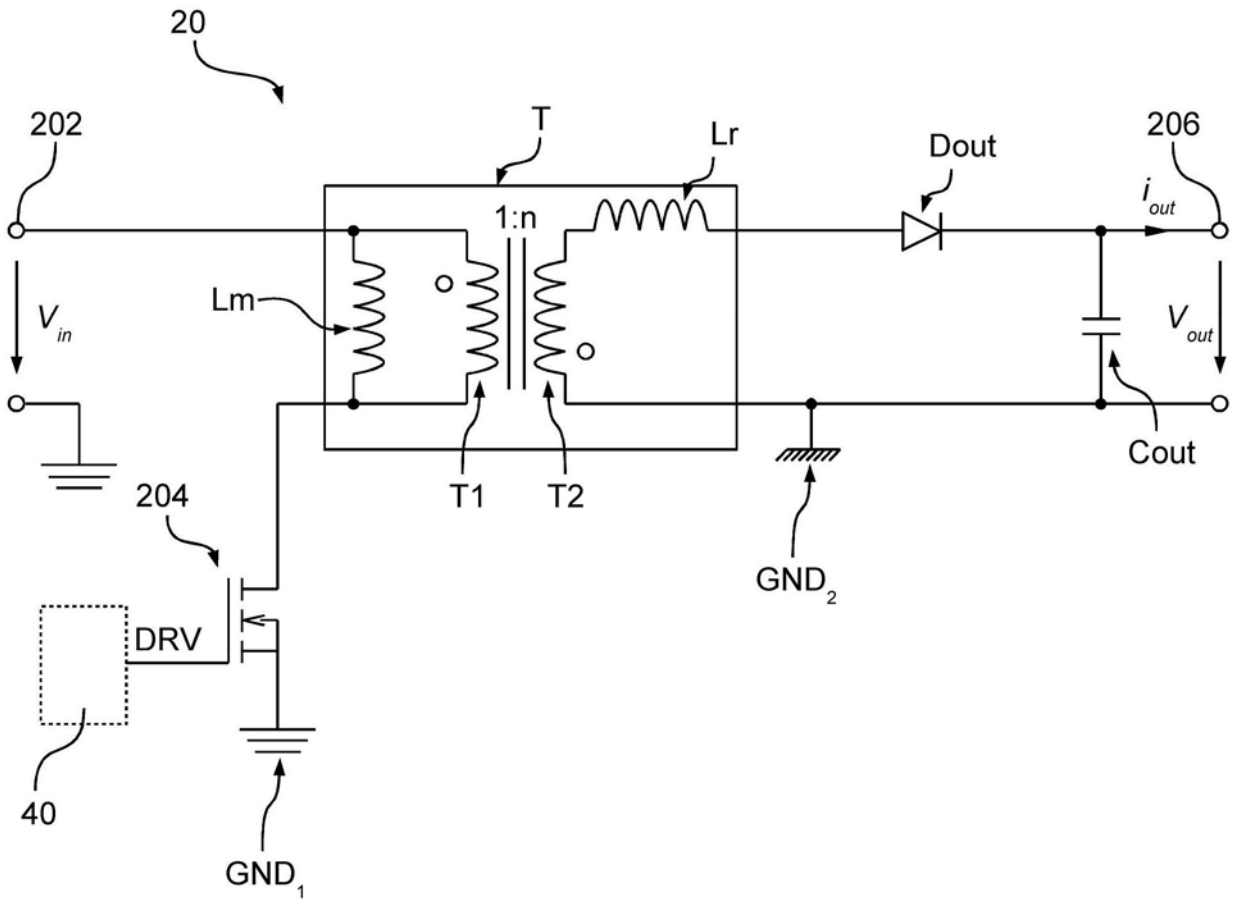


图2

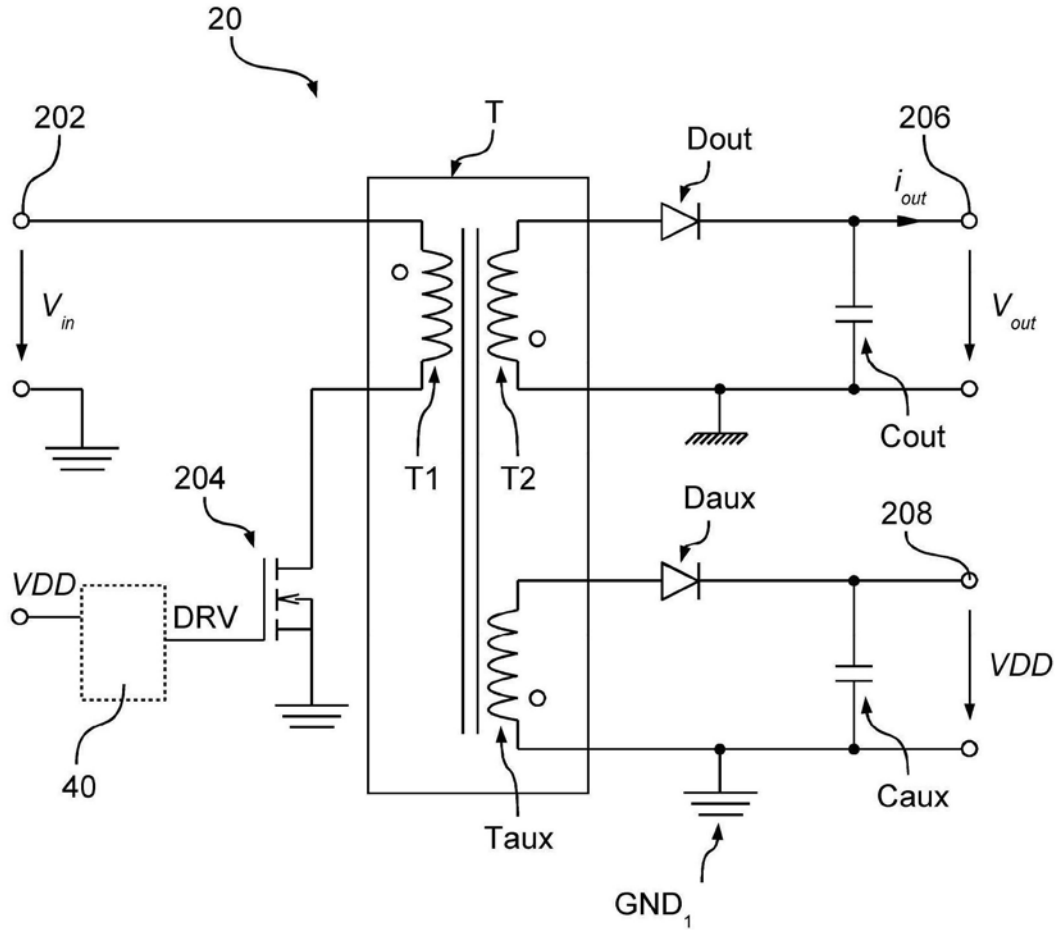


图3

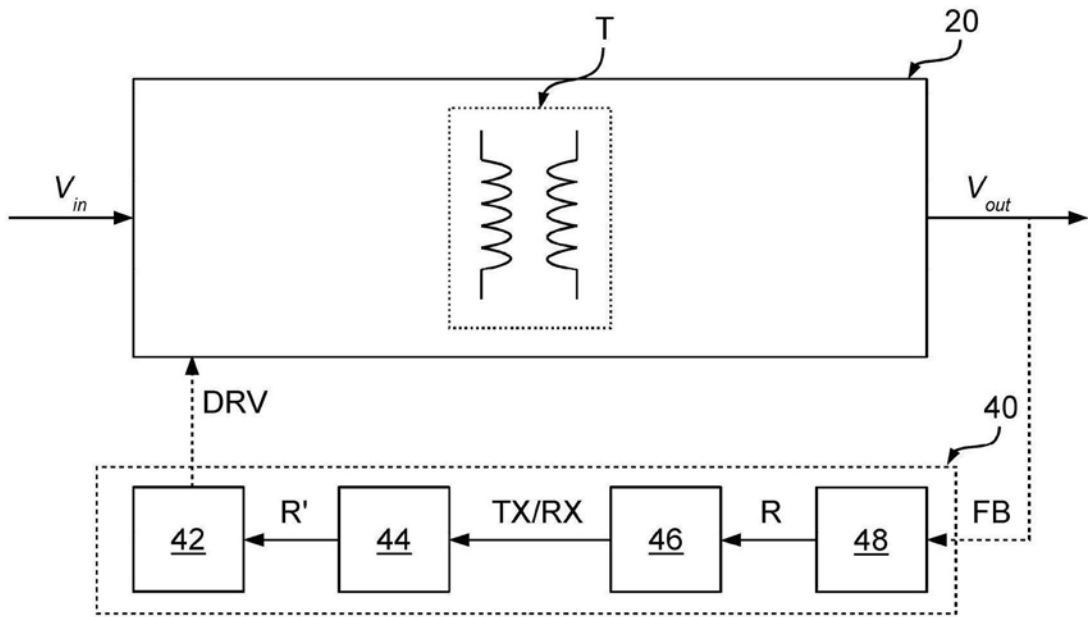


图4

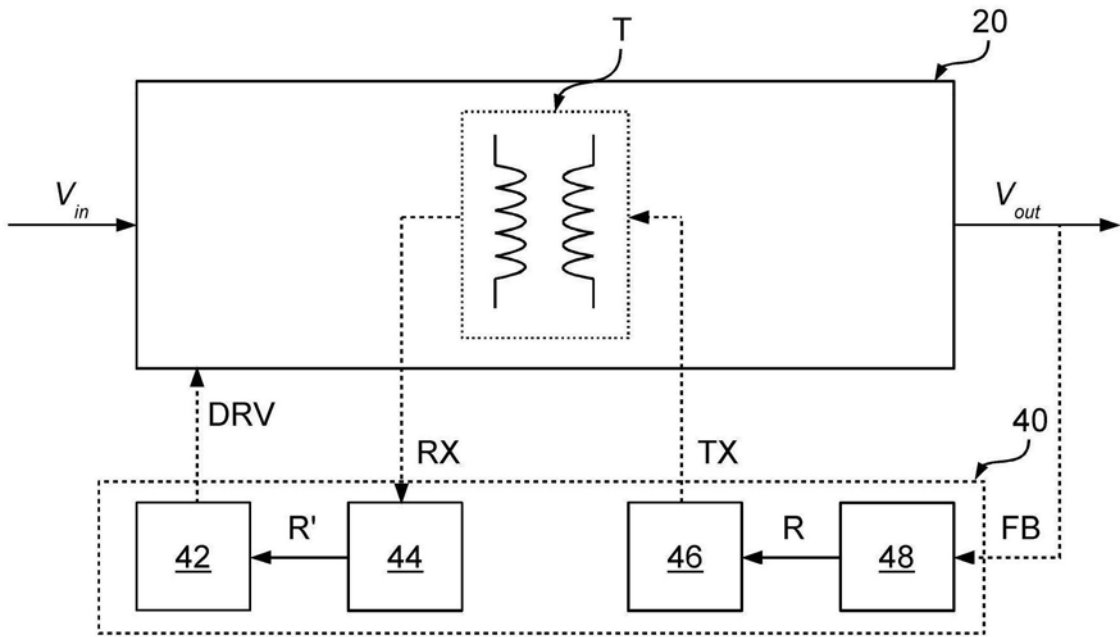


图5

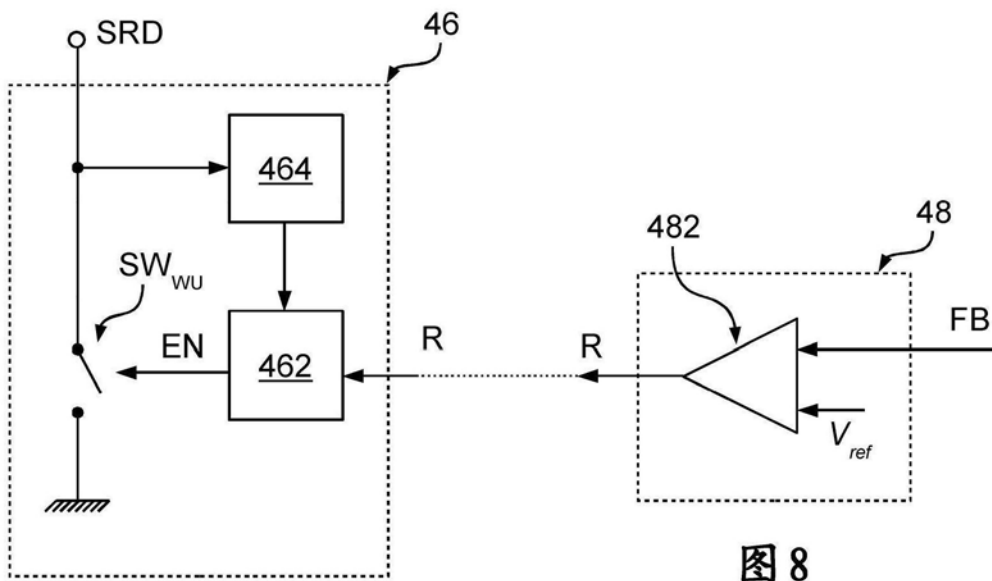


图 8

图 7

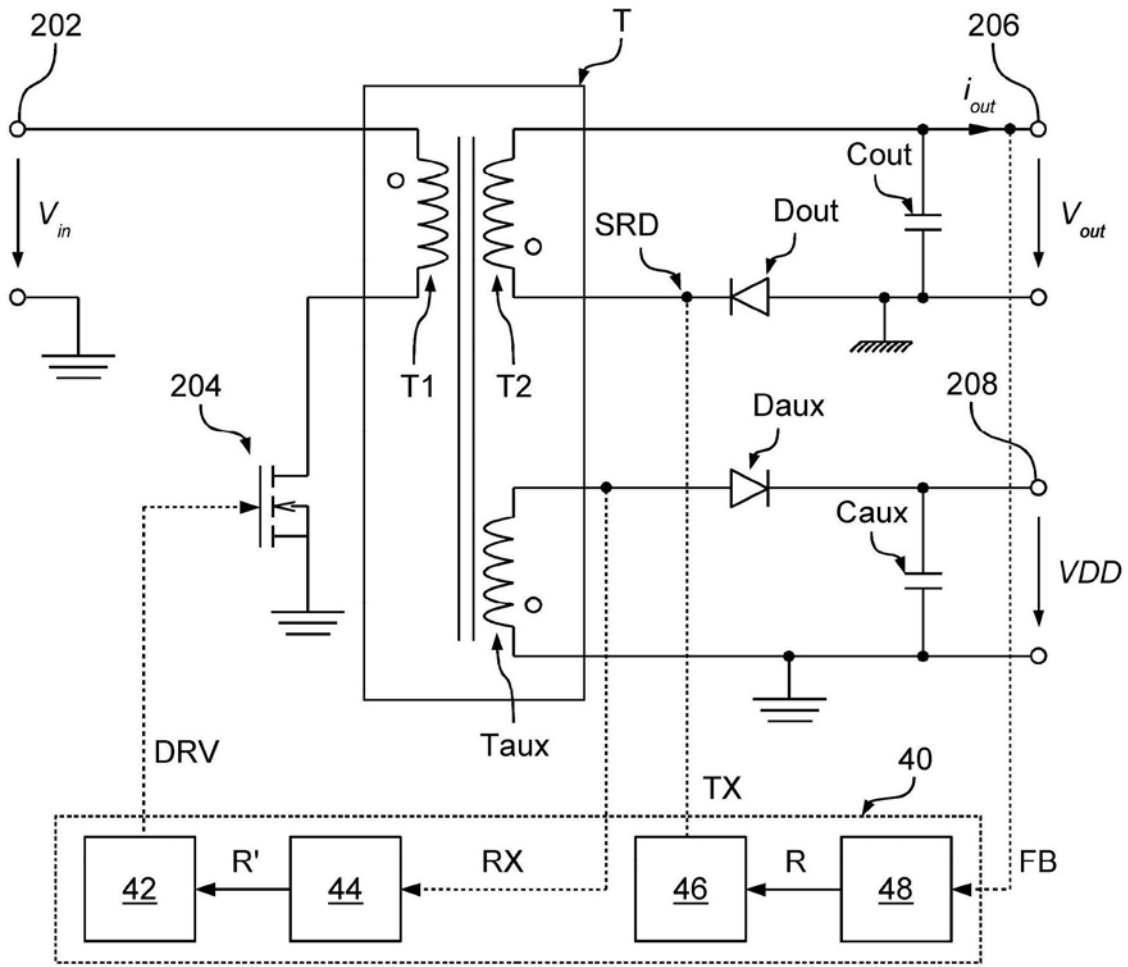


图6

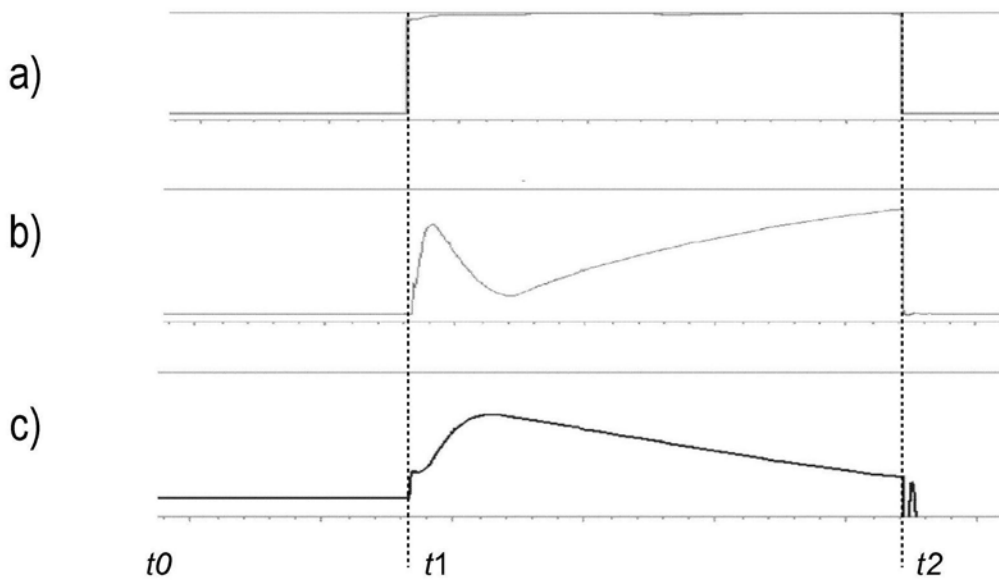


图9

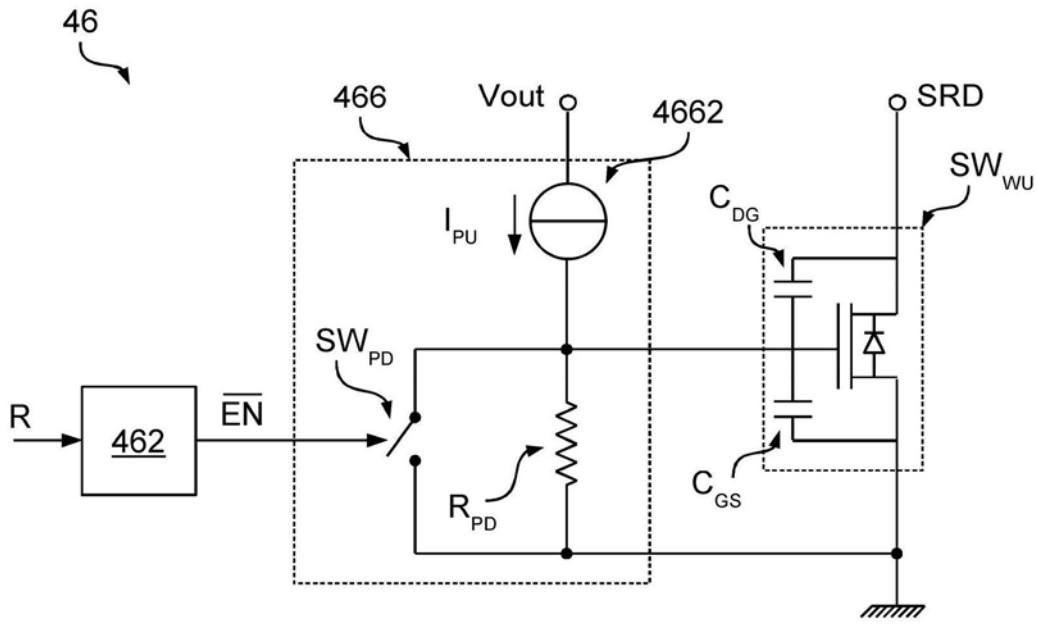


图10

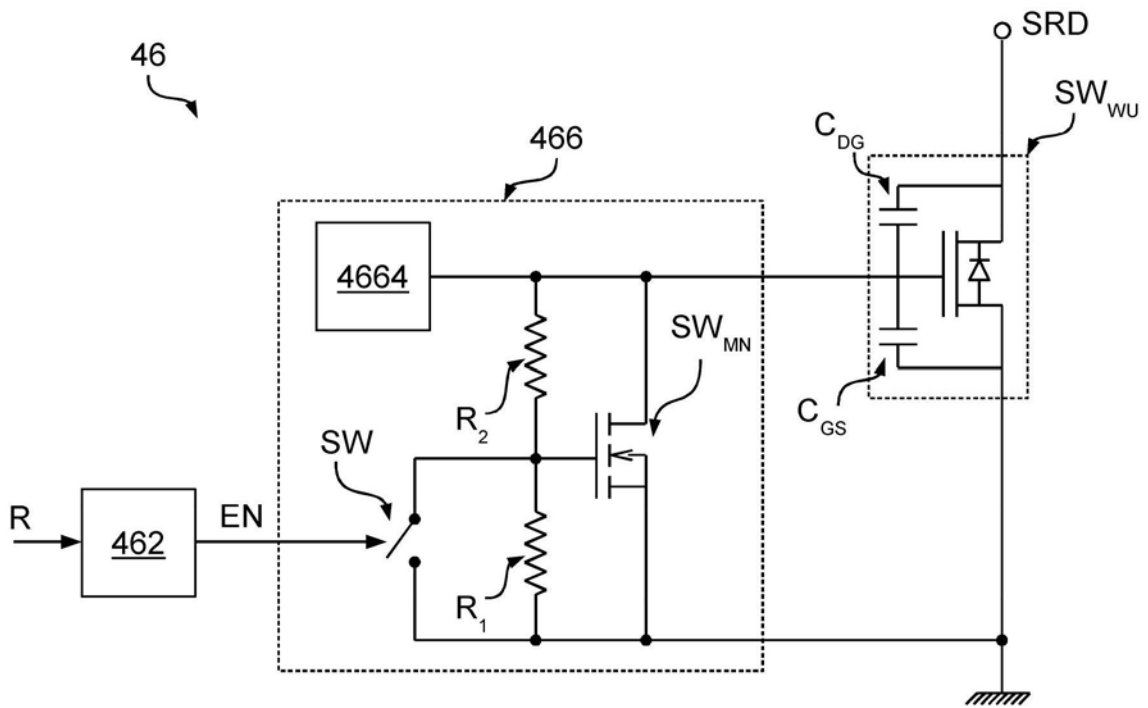


图11

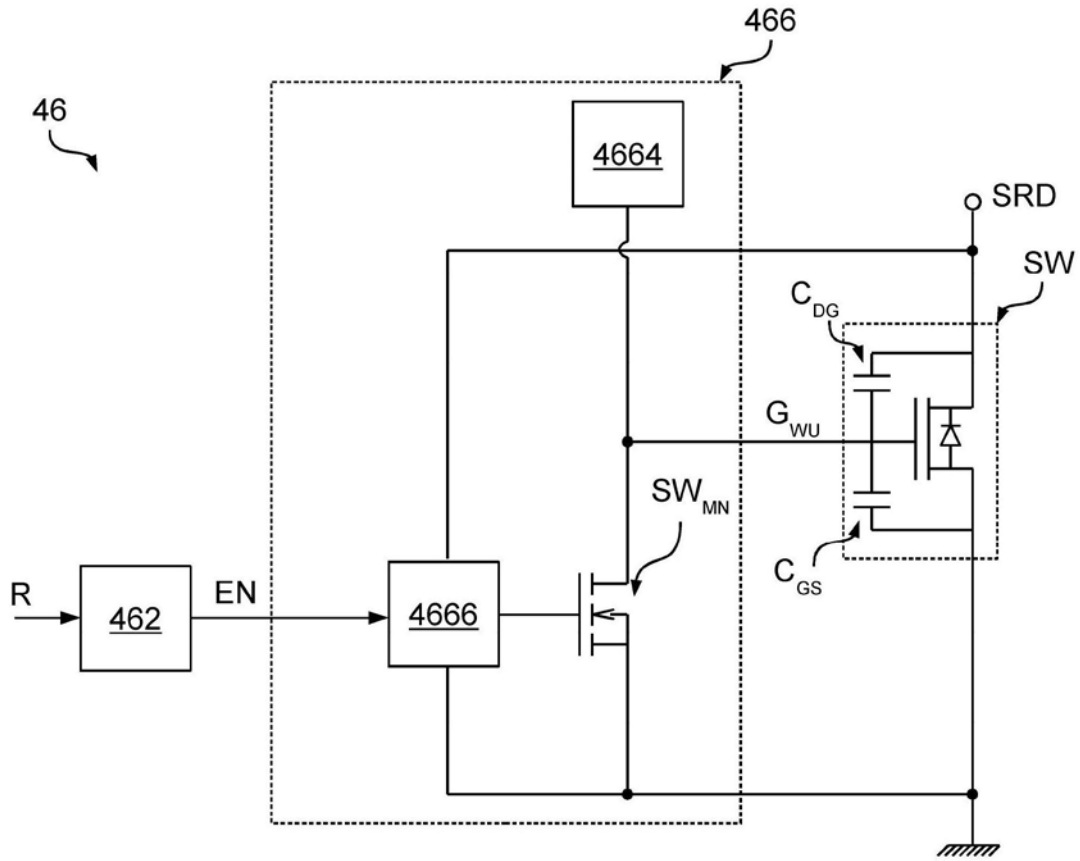


图12

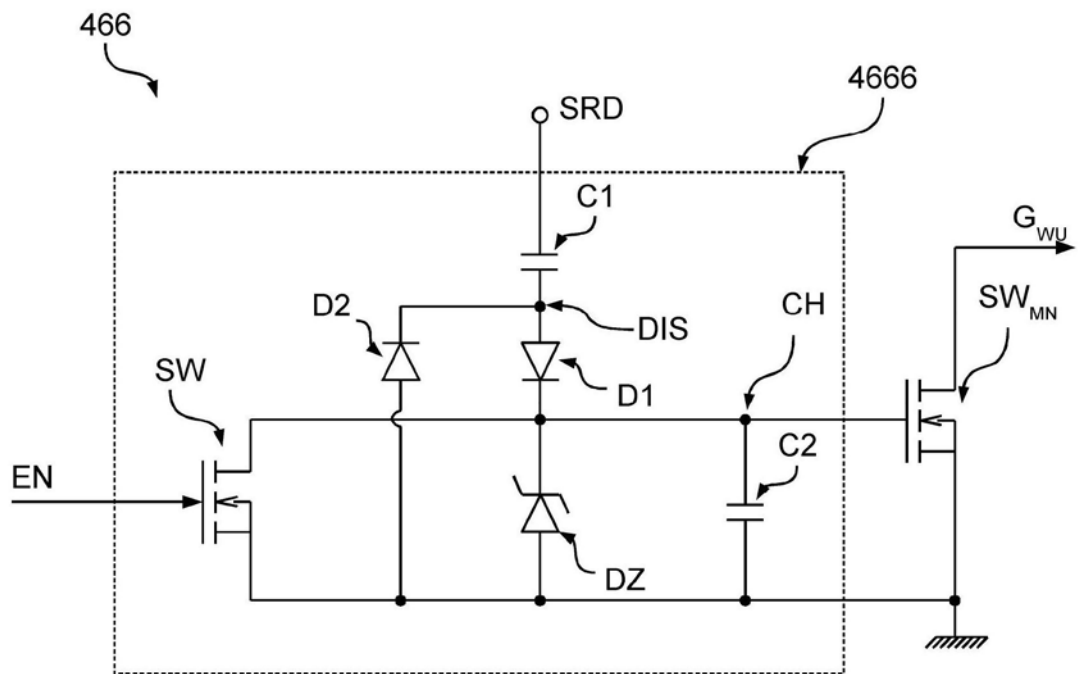


图13