



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103227568 A

(43) 申请公布日 2013. 07. 31

(21) 申请号 201210475708. 3

(22) 申请日 2012. 11. 21

(30) 优先权数据

13/359, 447 2012. 01. 26 US

(71) 申请人 凌力尔特公司

地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 约翰·D·莫里斯

迈克尔·G·内格雷特 陈敏

(74) 专利代理机构 北京律盟知识产权代理有限

责任公司 11287

代理人 王田

(51) Int. Cl.

H02M 3/335 (2006. 01)

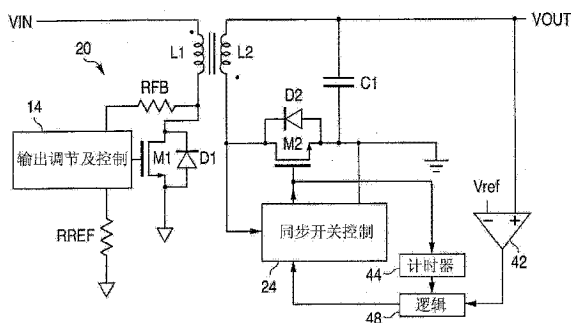
权利要求书3页 说明书6页 附图3页

(54) 发明名称

反激转换器及用于操作所述反激转换器的方法

(57) 摘要

本申请案涉及反激转换器及用于操作所述反激转换器的方法。反激转换器使用初级侧感测来感测输出电压用于调节反馈。此感测即使在极轻的负载电流下也需要预定最小工作循环。因此,此最小工作循环可形成过电压状况。在反激相位中,在轻负载电流下,在电源开关的最小工作循环之后,同步整流器大约在通过次级绕组的电流降到零时断开以形成断续模式。如果检测到存在过电压,那么同步整流器接通并持续短暂的时间间隔以通过所述次级绕组吸收反向电流。当同步整流器关断时,电流经由漏极-体二极管流过所述初级绕组,同时所述电源开关断开。因此,过剩的电力从所述次级侧转移到电源以降低所述过电压,从而避免浪费电力。



1. 一种用于用低电流负载操作反激转换器的方法,所述转换器具有带有初级绕组及次级绕组的变压器,所述初级绕组耦合到电源及第一晶体管,用于当所述第一晶体管接通时通过所述初级绕组传导电流,所述次级绕组耦合到第二晶体管,用于当所述第二晶体管接通时通过所述次级绕组传导电流,所述转换器具有最小工作循环以便使用初级侧感测来周期性地感测所述转换器的输出电压,所述转换器具有输出电容器,所述方法包含:

以所述最小工作循环接通所述第一晶体管并持续第一时间间隔以通过所述初级绕组吸收电流;

在所述第一晶体管已断开之后,接通所述第二晶体管以通过所述次级绕组吸收电流,以便对所述输出电容器充电;

确定所述输出电压是否已超过预定经调节电压达某一阈值,以便检测所述低电流负载引起的过电压状况;

如果检测到所述过电压状况,那么接通所述第二晶体管并持续第二时间间隔以通过所述次级绕组传导反向电流,以便降低所述输出电压;及

在所述第二时间间隔之后,断开所述第二晶体管以停止所述次级绕组中的电流且致使电流在所述初级绕组中流动并进入所述电源,使得过剩的电力从所述变压器的次级侧转移到所述变压器的初级侧,从而在低负载电流状况期间降低所述过电压。

2. 根据权利要求1所述的方法,其中所述第二时间间隔是预定的固定时间间隔。

3. 根据权利要求1所述的方法,其中所述第二时间间隔是使所述输出电压降到所述阈值之下所需的可变时间间隔。

4. 根据权利要求1所述的方法,其中所述第二晶体管在所述第一晶体管接通之前接通及断开多次。

5. 根据权利要求1所述的方法,其进一步包含:

感测代表在所述变压器的初级侧处的所述输出电压的电压,以提供用于调节所述输出电压的反馈信号;

对于吸收大于所述低负载电流的电流的负载,控制所述第一晶体管的工作循环以将所述输出电压维持在经调节电压处;及

对于吸收小于或等于所述低负载电流的电流的负载,以所述最小工作循环切换所述第一晶体管。

6. 根据权利要求1所述的方法,其中所述第一晶体管是具有漏极-体二极管的第一MOSFET,当所述第二晶体管在所述第二时间间隔之后已断开时其通过所述初级绕组传导电流。

7. 根据权利要求1所述的方法,其中所述初级侧感测包括感测在所述初级绕组末端处的电压。

8. 根据权利要求1所述的方法,其中所述断开所述第二晶体管以停止所述次级绕组中的电流且致使电流在所述初级绕组中流动的步骤是在未接通所述第一晶体管的情况下发生。

9. 根据权利要求1所述的方法,其中在所述第一晶体管已断开之后接通所述第二晶体管以通过所述次级绕组吸收电流,以便对所述输出电容器充电的所述步骤之后,所述方法进一步包括当通过所述次级绕组的电流已降到近于零时断开所述第二晶体管,以形成断续

模式。

10. 根据权利要求 9 所述的方法,其进一步包括先感测所述第二晶体管已断开并持续预定周期,然后允许接通所述第二晶体管并持续所述第二时间间隔。

11. 根据权利要求 1 所述的方法,其中在通过所述次级绕组的电流已降到近于零之后立刻发生所述第二时间间隔,使得直到所述第二时间间隔之后才存在断续模式。

12. 一种反激转换器,其包含:

变压器,其具有初级绕组及次级绕组,所述初级绕组耦合到电源;

第一晶体管,其耦合到所述初级绕组用于当所述第一晶体管接通时通过所述初级绕组传导电流;

第二晶体管,其用于当所述第二晶体管接通时通过所述次级绕组传导电流;

调节器,其耦合到所述第一晶体管,用于控制所述第一晶体管的工作循环以调节所述转换器的输出电压,所述调节器经配置以控制所述第一晶体管,使其具有最小工作循环;

输出电压传感器电路,其耦合到所述变压器,用于使用初级侧感测来感测所述转换器的输出电压;

输出电容器,其耦合到所述转换器的输出端子;

同步整流器控制器,其耦合到所述第二晶体管,用于控制所述第二晶体管,使其接通或断开;

比较器,其具有经耦合以接收对应于所述转换器的所述输出电压的电压的一个输入,且具有连接到代表超过所述转换器的经调节电压的阈值电压的参考电压的另一输入,其中所述比较器的触发表示过电压状况;

所述比较器的输出经耦合以便控制所述同步整流器控制器,以便在检测到过电压状况后即刻接通所述第二晶体管并持续一时间间隔以通过所述次级绕组传导反向电流,从而降低所述转换器的所述输出电压以减轻所述过电压状况;及

二极管,其耦合到所述初级绕组以在未接通所述第一晶体管的情况下在所述时间间隔之后通过所述初级绕组传导电流,使得电力从所述变压器的次级侧转移到所述电源,同时减轻所述过电压状况。

13. 根据权利要求 12 所述的转换器,其中所述第一晶体管是 MOSFET 且所述第二晶体管是所述 MOSFET 的漏极-体二极管。

14. 根据权利要求 12 所述的转换器,其进一步包括耦合在所述比较器与所述同步整流器控制器之间的逻辑电路。

15. 根据权利要求 14 所述的转换器,其进一步包含计时器电路,所述计时器电路检测所述第二晶体管已断开并持续阈值时间周期,且如果这样,那么控制所述逻辑电路在所述过电压状况期间接通所述第二晶体管并持续所述时间间隔。

16. 根据权利要求 12 所述的转换器,其中所述第二晶体管接通以传导所述反向电流的所述时间间隔是固定时间间隔。

17. 根据权利要求 12 所述的转换器,其中所述第二晶体管接通以传导所述反向电流的所述时间间隔是将所述输出电压降到所述阈值电压之下所需要的可变时间间隔。

18. 根据权利要求 12 所述的转换器,其中所述初级侧感测检测在所述初级绕组与所述第一晶体管之间的节点处的电压。

19. 根据权利要求 12 所述的转换器,其中所述调节器经配置以在所述过电压状况期间将所述第一晶体管控制在所述最小工作循环。

20. 根据权利要求 12 所述的转换器,其中所述同步整流器还经配置以在大约通过所述次级绕组的电流为零时的时间处断开所述第二晶体管以形成所述转换器的断续模式,其中所述比较器的所述输出经耦合以便控制所述同步整流器控制器,以便在所述断续模式之后接通所述第二晶体管并持续一时间间隔以通过所述次级绕组传导所述反向电流,从而降低所述转换器的所述输出电压以减轻所述过电压状况。

反激转换器及用于操作所述反激转换器的方法

技术领域

[0001] 本发明涉及使用同步整流器的 DC-DC 反激转换器,且尤其涉及使用初级侧感测以检测输出电压的这种反激转换器。

背景技术

[0002] 使用同步整流器的 DC-DC 反激转换器是众所周知的。当需要在输入级与输出级之间隔离时,输出电压可通过用于调节反馈的各种方法来感测。运送输出电压而同时维持隔离的一些方式包括在变压器的初级侧上使用光耦合器或使用第三绕组。然而,这些方式需要额外的电路、空间、电力及费用。当在转换器的放电(或反激)循环期间电源开关断开时,检测输出电压更巧妙的方式是感测在电源开关端子处的电压。这个所感测的电压实质上与输出电压成比例。然而,为了使感测比较精确,此方案需要最小工作循环,那是因为为了形成初级侧感测电压,电流必须流入次级绕组。此方案还通常需要负载电阻器形式的最小负载,使得如果实际负载是在吸收较少或无电流的备用模式中则在放电循环期间吸收最小电流。

[0003] 如果不存在最小负载电阻器,且实际负载进入非常弱的电流的备用模式中,那么最小工作循环可大于实现经调节的输出电压所需要的工作循环,且输出电压将超过需要的经调节的电平。因此,最小负载电流必须高于阈值电流以防止这种情况。最小负载降低了转换器的效率。

[0004] 图 1 说明使用最小负载的反激转换器 10 的一种类型,且当在放电(或反激)循环期间电源开关 MOSFET M1 断开时,反激转换器 10 通过检测在初级绕组处的电压而检测输出电压 VOUT。不使用光耦合器或第三绕组来检测 VOUT。

[0005] 变压器 12 具有初级绕组 L1 及次级绕组 L2。MOSFET M1 由输出调节及控制电路 14 控制以在充电循环期间将绕组 L1 连接在输入电压 VIN(例如,电池电压)与接地之间。

[0006] 为实现经调节的 VOUT, MOSFET M1 在经控制的时间之后断开,且同步整流器 MOSFET M2 接通。通过绕组 L2 的电流以需要的电压转移到负载及平滑电容器 C1。

[0007] 为调节反馈,在放电循环(MOSFET M1 是断开的)期间,电路 14 检测 MOSFET M1 的漏极处的电压。通过在变压器的初级侧处的信号来感测输出电压有时被称作初级侧感测。漏极电压与 L1 及 L2 的绕组比有关,且跨越绕组 L2 的电压是输出电压 Vout 加上跨越 MOSFET M2 的电压降(假设 MOSFET M2 是接通的)。用户选择反馈电阻器 RFB 的值及参考电阻器 RREF 的值,使得 $(RFB/RREF) \cdot V_{ref}$ 等于所需要的经调节的电压,其中 V_{ref} 是施加到内部误差放大器的内部带隙参考电压。这种用于检测 VOUT 的初级侧感测电路是众所周知的,不需要详细描述。以引用的方式并入本文中且在线上可获得的用于线性技术 LT3573 反激转换器的完整数据表描述反馈电路的操作。转让给本发明的受让人且以引用的方式并入本文中的这种操作还在第 7,471,522 号及第 7,463,497 号美国专利中描述。可使用其它已知的初级侧电压感测技术。

[0008] 电路 14 以可变频率或固定频率继续控制 MOSFET M1 的工作循环以基于所感测的

电压而调节 VOUT。

[0009] 电路 14 还可直接控制同步整流器 MOSFET M2 以当 MOSFET M1 断开时接通,或自动同步开关控制电路 16 可控制 MOSFET M2 在适当时间接通。MOSFET M1 及 M2 典型地从来不在相同时间接通。二极管 D2 代表 MOSFET M2 的漏极-体二极管。

[0010] 输出调节及控制电路 14 可使用任何类型的常规技术(包含电流模式、电压模式或其它模式)来调节。

[0011] 当负载高于某一阈值电流时,转换器 10 的常规操作用于精确地调节 VOUT。然而,当实际负载降到阈值电流之下时,转换器 10 所需要s的最小工作循环产生太多电流,致使 VOUT 升到高于经调节的电压。此轻负载操作仍需要最小工作循环以对初级绕组 L1 上的输出电压进行取样。如果实际负载是具有吸收非常少的电力的备用模式的类型,转换器 10 将具有最小负载电流电阻器 R1 以协助驱散绕组 L2 电流,所以在 MOSFET M1 及 M2 的周期性循环期间可维持调节。作为替代或结合,齐纳二极管 D3 用于确保 VOUT 未升到高于阈值电平。电阻器 R1 及齐纳二极管 D3 是任选的,那是因为由实际负载吸收的最小电流可能足以实质性维持在最轻负载电流下的调节。

[0012] 图 2 说明对于相对低的工作循环操作,通过初级绕组 L1 的电流、通过次级绕组 L2 的电流及跨越 MOSFET M1 的电压 VM1。可假设实际负载电流低于由最小电流负载电阻器 R1 设置的最小电流。

[0013] 在时间 T1, MOSFET M1 接通以对初级绕组 L1 充电,从而致使斜变电流流入绕组 L1。MOSFET M2 在此时间是断开的。

[0014] 在可变或固定的时间之后,在时间 T2, MOSFET M1 关掉且 MOSFET M2 接通。此可以是在最小工作循环。这使次级绕组 L1 中的电流停止,且致使通过次级绕组 L2 的电流斜降,而对输出电容器 C1 充电且提供电流到负载。跨越 MOSFET M1 的电压与输出电压 VOUT 有关且在此时间期间由电路 14 取样。在此轻负载条件期间供应到电容器 C1 的电流可使 VOUT 增高超过齐纳二极管 D3 的雪崩电压,从而将 VOUT 箝位到那个值。

[0015] 在时间 T3,次级绕组 L2 电流斜降到零,且 MOSFET M2 断开以形成断续模式。MOSFET M2 可通过电路断开,所述电路通过检测跨越 MOSFET M2 的电压而检测通过绕组 L2 的电流的轻微反向。

[0016] 在时间 T3 之后, MOSFET M1 的寄生电容及绕组 L1 的电感形成振荡储能电路。

[0017] 在时间 T4, MOSFET M1 再一次接通,且循环重复,其可为最小工作循环。

[0018] 各种转换器电路的额外细节在第 5, 481, 178 号;第 6, 127, 815 号;第 6, 304, 066 号及第 6, 307, 356 号美国专利中描述,所述专利转让给本发明的受让人且以引用的方式并入本文中。

[0019] 在转换器 10 的中到高电流模式期间,可能不存在断续操作,且转换器 10 可以固定频率操作,具有可变工作循环以调节输出电压。此操作可能是常规的。

[0020] 在负载的轻负载条件(比如备用模式)期间,转换器 10 吸收尽可能少的电流以延长电池寿命是很重要的。此备用模式通常发生相对较长周期。当实际负载在其备用模式中时,不需要最小电流负载电路(例如,电阻器 R1)而使转换器 10 能够调节 VOUT 将是理想的。通过去掉最小电流电路,而当实际负载在吸收零或非常小的电流时仍实现实质上的调节,改进了效率且增加了电池寿命。

发明内容

[0021] 本发明揭示一种反激转换器,其使用初级侧感测来感测输出电压 VOUT,但不需要最小负载电流电阻器或齐纳二极管以防止在轻负载条件期间输出电压增高而实质上难以调节。在高到中负载电流期间,转换器可使用任何技术来调节输出电压,比如电流模式或电压模式。

[0022] 在轻负载电流期间,当转换器以断续模式操作(同步整流器断开)同时以最小工作循环操作时,输出电压在变压器的次级侧上被检测且与阈值电压相比较以确定输出电压是否已超过经调节的电压。输出电压可直接在转换器的输出端子处被检测或可使用电阻器分压器。一旦确定输出电压已超过所述阈值,同步整流器即接着短暂地接通以吸收反向电流通过次级绕组以对输出电容器轻微放电以将输出电压降到近于经调节的电压。当同步整流器接着断开时,变压器中存储的能量致使初级绕组中的斜变电流通过电力 MOSFET(电力 MOSFET 断开)的漏极-体二极管。过剩的能量因此在电源(例如,电池)中再循环而不是浪费掉。换句话说,过剩的电力从转换器的输出侧转移到输入侧。因此,不需要最小负载电流电阻器或齐纳二极管,且在轻负载电流下所述转换器比图 1 的现有技术转换器更有效得多。

[0023] 为确保已存在足够时间来发生初级侧感测以控制调节,可使用计时器以检测在再一次循环接通之前同步整流器已断开足够时间。

[0024] 在一个实施例中,同步整流器接通足够长时间以将输出电压降到阈值之下。在另一实施例中,如果输出电压仍高于阈值,那么同步整流器可循环地接通及断开多次以减少波纹。

[0025] 在下一转换器开关循环开始时,电源开关接着以最小工作循环接通,以对初级绕组充电,且所述循环重复,直到负载脱离其备用模式为止。其后,所述转换器正常操作。

[0026] 本发明可与所有类型的初级侧感测电路结合使用,且使用任何合适的操作模式,比如电流模式、电压模式、突发模式等。

[0027] 尽管所揭示的实施例通过检测在 MOSFET 开关的漏极处的电压而使用初级侧感测,但是初级侧感测也可通过检测跨越在输入侧上的辅助绕组的电压而进行,其中所述电压与跨越次级绕组的电压有关。

附图说明

[0028] 图 1 说明现有技术反激转换器。

[0029] 图 2 说明当转换器提供轻负载电流时通过图 1 中变压器的绕组的电流以及跨越电源开关的电压。

[0030] 图 3 说明当转换器提供轻负载电流或无负载电流时,使用本发明的反激转换器用于循环同步整流器以防止过电压情况。

[0031] 图 4 说明当转换器提供轻负载电流或无负载电流时,通过图 3 中的变压器的绕组的电流以及跨越电源开关的电压。

[0032] 图 5 是识别在使用本发明期间发生的各种事件的流程图。

[0033] 相同或等效的元件用相同的数字来标记。

具体实施方式

[0034] 图 3 代表使用对输出电压 V_{OUT} 的初级侧感测的许多类型的反激转换器中的任一者。因为本发明仅涉及转换器在轻负载电流条件期间的操作,所以当转换器在断续模式中操作且发生过电压时,反激转换器的任何常规方面可用于中到高负载电流。因为此常规电路是众所周知的,且存在各种类型,如电流模式、电压模式、可变频率、固定频率等,所以不需要详细描述此常规电路。对图 1 的转换器 10 的常规方面的描述适用于图 3 的转换器 20。

[0035] 针对中到高负载电流操作,转换器 20 周期性地接通 MOSFET M1 以对初级绕组 L1 充电。MOSFET M1 的接通时间取决于 MOSFET M1 的漏极处的反馈电压(与 V_{OUT} 有关),所述反馈电压是在同步整流器 MOSFET M2 接通且电流正流过次级绕组 L2 时的时间取样的。所述反馈电压用于使用电阻器 RFB 及 RREF 来形成值,所述值通过误差放大器与参考电压比较。由误差放大器产生的误差信号设置在循环期间 MOSFET M1 接通的时间(即,设置工作循环)。这可为常规的。

[0036] 在一个实施例中,转换器 20 是电压模式类型,其中输出调节及控制电路 14 将误差信号与锯齿波形比较。当它们交叉时,对于中及高电流负载,MOSFET M1 是断开的以确立精确地调节电压所需要的工作循环。

[0037] 如果转换器 20 是电流模式类型,那么 MOSFET M1 仍接通直到通过 MOSFET M1 的斜变电流信号与误差信号交叉为止。

[0038] 调节可使用任何其它类型的初级侧感测,包含在输入侧上使用辅助绕组检测输出电压。

[0039] 当 MOSFET M1 断开时,MOSFET M2 接通。许多常规技术可用于感测何时接通 MOSFET M2。在一个实施例中,同步开关控制 24 检测跨越 MOSFET M2 的电压。当 MOSFET M1 关断时,跨越 MOSFET M2 的电压将变成负(漏极电压低于接地),且此所感测的电压反转致使同步开关控制电路 24 接通 MOSFET M2。当次级绕组 L2 电流斜降到零时,漏极电压将上升,从而致使同步开关控制电路 24 断开 MOSFET M2。随着 MOSFET M1 及 M2 的每一循环的接通及断开,电流脉冲被提供到输出,所述电流脉冲由电容器 C1 平滑以产生经 DC 调节的输出电压 V_{OUT} 。

[0040] 各种其它常规方案同样可用于控制 MOSFET M2 的接通及断开以仿效二极管。

[0041] 调节方案可为可变频率类型或固定频率类型。

[0042] 图 5 是描述在轻负载、最小工作循环模式中由转换器 20 所执行的各个步骤的流程图,且此些步骤将在下文说明中引用。

[0043] 针对初级侧感测,为检测 V_{OUT} , MOSFET 必须触发以产生跨越初级绕组 L1 的电压。在轻负载下,非常少或无电流可被吸收,但转换器 20 仍须执行周期性的最小工作循环以检测 V_{OUT} (图 5 中的步骤 30)。所述轻负载可能是归因于负载进入备用模式中(图 5 中的步骤 32)。对于所需要的负载电流来说,如果最小工作循环太高,那么 V_{OUT} 将上升到所需要的经调节的值之上(图 5 中的步骤 34 及 36)。

[0044] 图 4 说明根据本发明在轻负载条件期间,初级绕组 L1 及次级绕组 L2 中的电流以及跨越 MOSFET M1 的电压。

[0045] 在时间 T_1 , MOSFET M1 接通,所述 MOSFET M1 可在时钟的控制之下用于固定频率类

型的操作。这致使斜变电流流过初级绕组 L1。

[0046] 在最小时间（针对最小工作循环）之后，在时间 T2，MOSFET M1 断开。可由输出调节中的计时器及防止 MOSFET M1 在预定的最小时间之前断开的控制电路 14 来设置此最小时间。此电路是常规的。

[0047] 在时间 T2，同步开关控制电路 24 检测跨越次级绕组 L2 的电压的反转，且接通 MOSFET M2。此产生通过次级绕组 L2 的斜降电流，归因于轻负载需要，此斜降电流将电容器 C1 充电到高于所需要的经调节 VOUT 电平。

[0048] 在时间 T3，次级绕组 L2 电流已斜降到零。同步开关控制电路 24 检测漏极电压的轻微上升且断开 MOSFET M2，从而形成断续模式（图 5 中的步骤 40）。如果 MOSFET M2 未断开，那么反向电流将流过次级绕组 L2。常规电路可用于检测次级绕组 L2 中的电流反向的开始且关断 MOSFET M2，其中这可在次级绕组 L2 中的实际电流反向稍微之前或之后发生。

[0049] 在时间 T2 与 T3 之间，VOUT 可由输出调节及控制电路 14 进行取样以确定 MOSFET M1 在下一循环期间的工作循环。尽管不需要，但对于在大约通过次级绕组 L2 的电流为零的时间发生取样是常规的。在轻负载电流期间，所述工作循环将为预定的最小工作循环。

[0050] 比较器 42 接收 VOUT 或与 VOUT 成比例的电压，例如电阻器分压电压，且将所述电压与参考电压 Vref 比较，所述参考电压稍微高于所需要的经调节电压。Vref 可等于 $VOUT \times 1.05$ 。

[0051] 同时，计时器 44 检测 MOSFET M2 已断开最小的时间量以确保已在初级侧上取样 VOUT。计时器 44 是任选的，因为在一些情况下可能不需要计时器，比如如果取样在通过次级绕组 L2 的电流为零之前发生。如果检测到过电压，且如果计时器 44 指示 MOSFET M2 已断开足够的时间量（图 5 中的步骤 46），那么在时间 T4 逻辑电路 48 触发同步开关控制电路 24 接通 MOSFET M2 以传导反向电流通过次级绕组 L2（图 5 中的步骤 50）。此接通时间可为固定时间或可发生持续足够降低 VOUT 以触发比较器 42 的时间。如果接通时间是固定时间，那么接通及断开 MOSFET M2 的多次循环可用于降低 VOUT 以使波纹最小化。

[0052] 在 MOSFET M2 接通期间，在时间 T4 到 T5 之间，跨越 MOSFET M1 的电压与跨越次级绕组 L2 的电压有关。

[0053] 在时间 T5，MOSFET M2 断开，其致使跨越初级绕组 L1 的电压反向。此致使 MOSFET M1 的漏极 - 体二极管 D1 导电，如展示在时间 T5 到 T6 之间，在时间 T5 到 T6 之间，所述漏极 - 体二极管 D1 通过初级绕组 L1 吸收电流（图 5 中的步骤 52）。此电流流入电池从而供应 VIN，所以未浪费电力。因此，过剩的电力已从次级侧转移到初级侧以改进在轻负载下转换器 20 的效率，且不需要最小负载电流电阻器或齐纳二极管来减轻过电压（图 5 中的步骤 54）。在一些情况下，在二极管 D1 正在导电期间 MOSFET M1 可接通，例如当新的充电循环按照时钟脉冲开始时。

[0054] 在当两个 MOSFET 都断开时，形成储能电路，从而导致跨越 MOSFET M1 的振荡。

[0055] 在另一实施例中，在时间 T5 到 T6 期间并非漏极 - 体二极管 D1 通过初级绕组 L1 传导电流，在反向电流时间间隔之后，可添加感测电路来感测在初级绕组 L1 处的电压的改变且接通 MOSFET M1 以将过剩的电力传导到电源中。对 MOSFET M1 的此控制可独立于输出调节及控制电路 14，这是因为电路 14 通常将仅在时钟循环的开始时接通 MOSFET M1。如果电源开关在初级绕组 L1 与接地之间不包含固有二极管，那么此技术很有用。

[0056] 在又一实施例中,比较器 42 检测到输出电压大于所需要的经调节电压,且只要需要将输出电压降到 V_{ref} 之下,便保持 MOSFET M2 接通。举例来说,关于图 4,在时间 T3,同步开关控制 24、比较器 42 及逻辑 48 操作以保持 MOSFET M2 接通,以便通过次级绕组 L2 传导反向电流,从而将输出电压降到 V_{ref} 之下,而不是首先进入断续模式。一旦比较器 42 检测到输出电压已降到 V_{ref} 之下,比较器 42 便触发以致使 MOSFET M2 断开,且形成断续模式。在另一实施例中,断续模式可为在通过次级绕组 L2 的电流降到零之后的任何持续时间(包含零)。比较器 42 可具有滞后。

[0057] 本发明可在转换器 20 的固定频率操作期间或在特殊轻负载操作模式期间(其中 MOSFET M1 在固定频率下未接通)使用。

[0058] MOSFET 可代替为双极晶体管。

[0059] 所属领域中的技术人员不需要过度的实验且使用常规电路技术,就可以各种方式设计各种功能块。

[0060] 虽然已展示及描述本发明的特定实施例,但对于所属领域的技术人员将显而易见的是可在不脱离更广泛的方面中的本发明的情况下做出改变及修改。所附权利要求书将在其范围内涵盖属于本发明的真实精神及范围内的所有此些改变及修改。

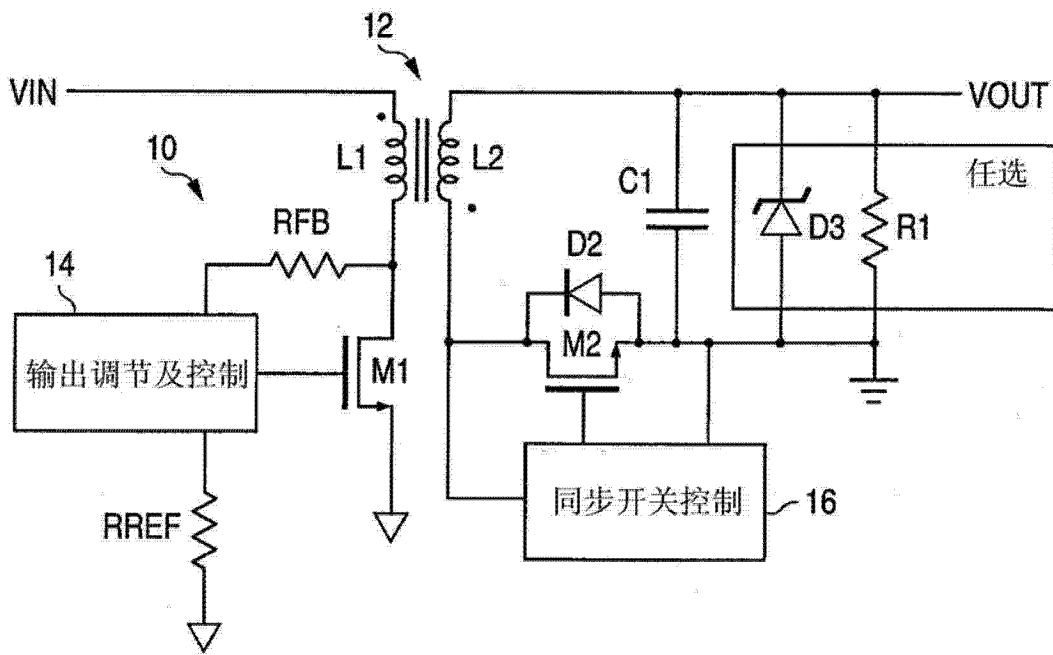


图 1(现有技术)

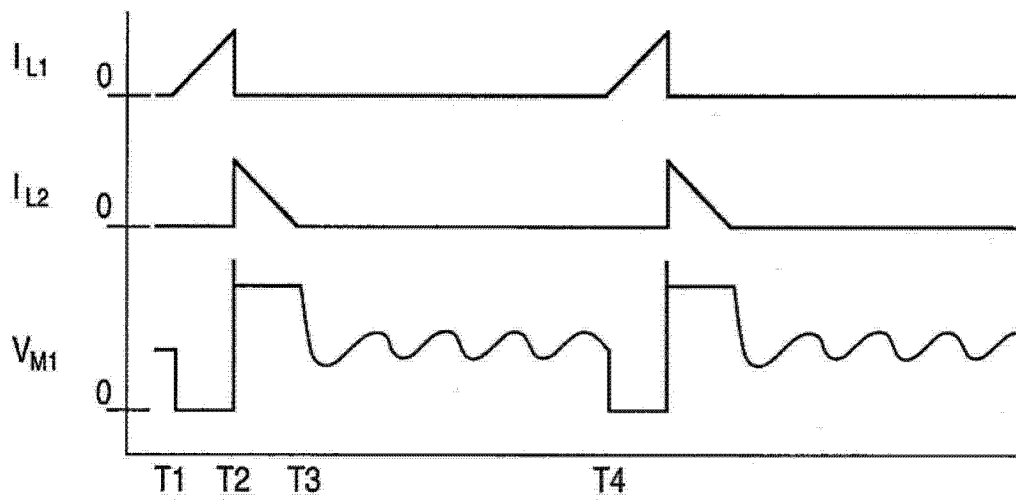


图 2(现有技术)

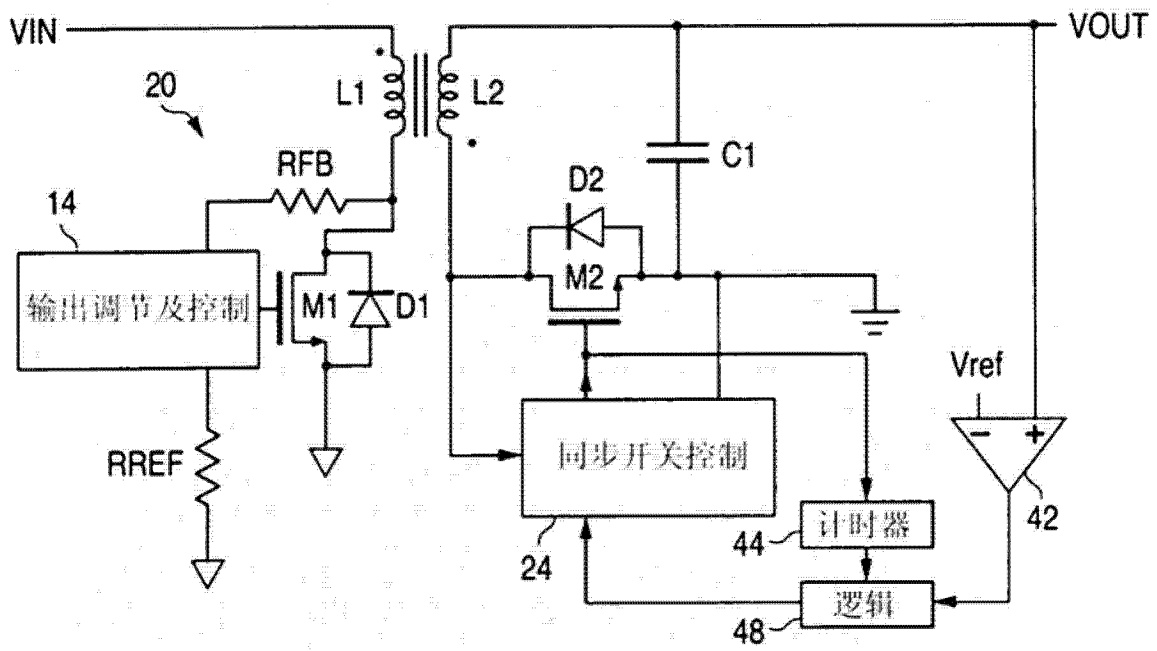


图 3

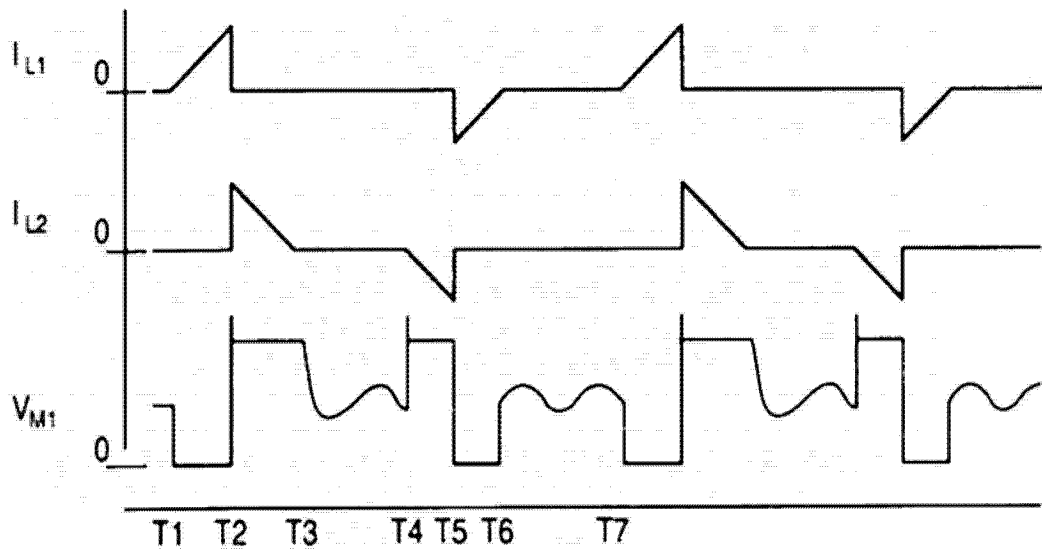


图 4

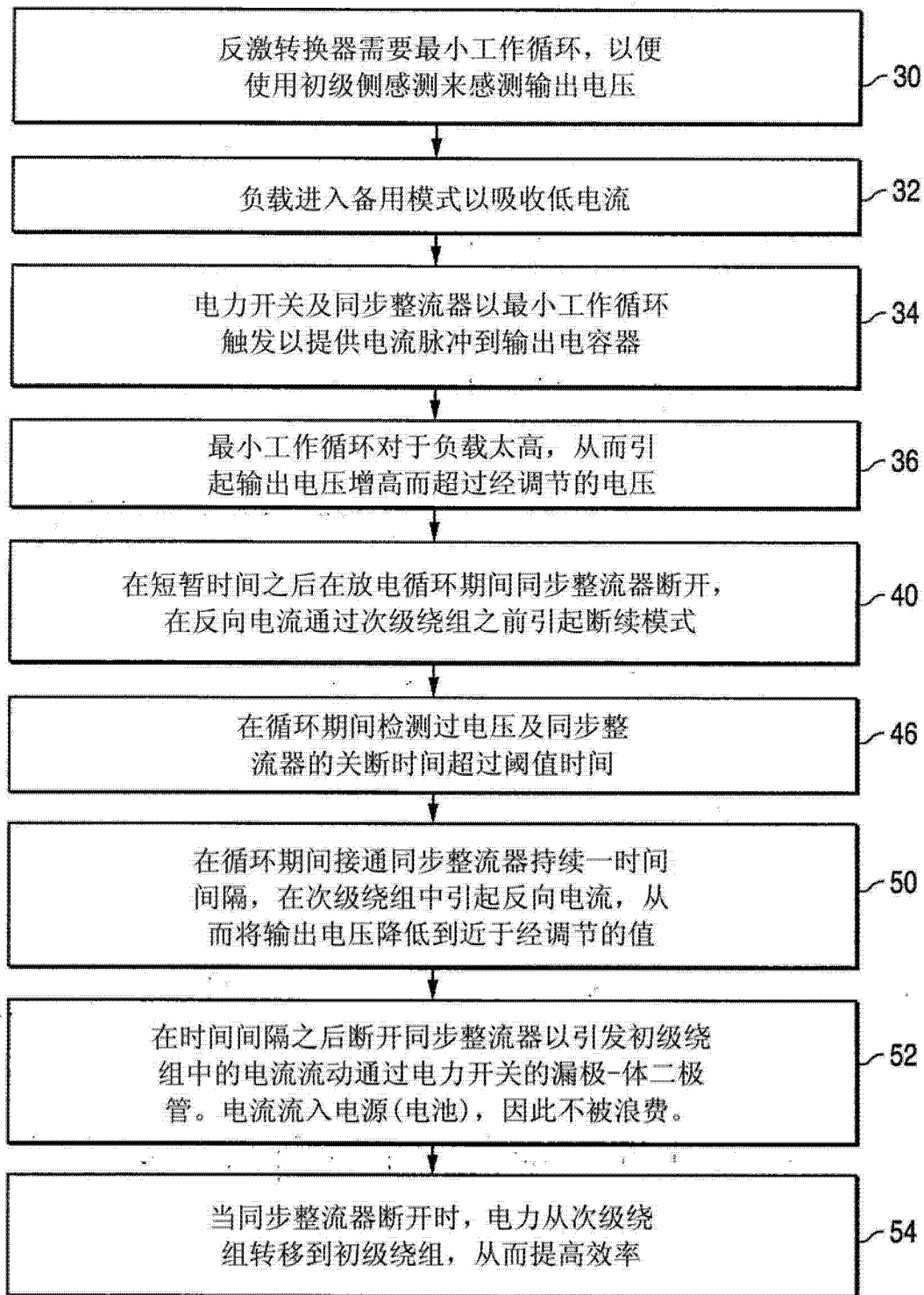


图 5