(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 110336467 B
(45)授权公告日 2021.07.09

(21)申请号 201910593548.4

(22)申请日 2015.05.29

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 110336467 A

(43)申请公布日 2019.10.15

(30)优先权数据
14/290,621 2014.05.29 US

(62)分案原申请数据
201580028671.1 2015.05.29

(73)专利权人 电力集成公司
地址 美国加利福尼亚州

(72)发明人 艾德里安·列夫德杰夫
托伊尼·维尔纳

(74)专利代理机构 北京林达刘知识产权代理事务所(普通合伙) 11277
代理人 刘新宇

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

(56)对比文件
CN 106537744 B,2019.07.26
CN 102832800 A,2012.12.19
US 2005180178 A1,2005.08.18
CN 103746566 A,2014.04.23
CN 101692596 A,2010.04.07
US 2010027298 A1,2010.02.04
Eric Janssen.GreenChip SR: Synchronous Rectifier controller IC.《2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics》.2007,
NXP.TEA1761TGreenChip synchronous rectifier controller.《http://www.nxp.com/documents/data_sheet/TEA1761T.pdf》.2007,

审查员 王金金

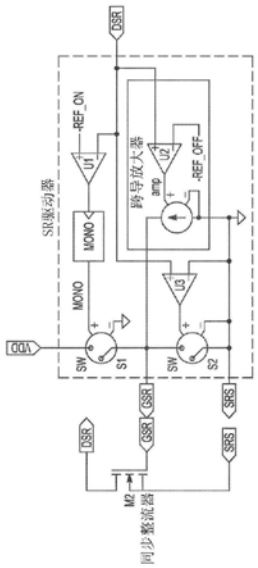
权利要求书3页 说明书12页 附图9页

(54)发明名称

同步整流器控制器、开关模式电源和同步整流器控制方法

(57)摘要

本发明涉及同步整流器控制器、开关模式电源和同步整流器控制方法。例如,用于包括同步整流器的开关模式电源的同步整流器控制器包括:传感器,用以感测二次侧上的信号,以由此检测开关的关断;电荷源,用以响应于所述检测,将同步整流器的控制端子充电至超过同步整流器的阈值电压的电压,以允许同步整流器传导二次绕组的电流;和具有输出的线性放大器,用以根据同步整流器上的电压与放大器参考值之间的差值从控制端子汲取电流,所述同步整流器上的电压是用于二次绕组的电流的可控制传导路径上的电压,线性放大器由此被配置成抑制控制端子从超过阈值电压的电压放电,直到同步整流器上的电压达到放大器参考值为止。



CN 110336467 B

1.一种用于包括同步整流器的开关模式电源的同步整流器控制器,所述开关模式电源具有功率输入、开关、变压器、输出电容器和功率输出,所述变压器具有在所述开关模式电源的一次侧上的耦合至所述功率输入和所述开关的一次绕组以及在所述开关模式电源的二次侧上的耦合至所述功率输出和所述输出电容器的二次绕组,所述开关响应于驱动信号将功率切换至所述一次绕组,所述开关模式电源还包括在所述一次侧上的用以感测所述二次绕组上的电压的感测电路,所述开关模式电源具有用以根据至少所感测的电压控制所述驱动信号的一次侧感测控制器,所述同步整流器用于阻断从所述输出电容器至所述二次绕组的电流流动,所述同步整流器控制器包括:

传感器,所述传感器用以感测所述二次侧上的信号,以由此检测所述开关的关断;

电荷源,所述电荷源用以响应于所述检测,将所述同步整流器的控制端子充电至超过所述同步整流器的阈值电压的电压,以允许所述同步整流器传导所述二次绕组的电流;以及具有输出的线性放大器,所述线性放大器用以根据所述同步整流器上的电压与放大器参考值之间的差值从所述控制端子汲取电流,所述同步整流器上的所述电压是用于所述二次绕组的电流的可控制传导路径上的电压,所述线性放大器由此被配置成抑制所述控制端子从超过所述阈值电压的电压放电,直到所述同步整流器上的电压达到所述放大器参考值为止,其中,所述线性放大器被配置成当所述同步整流器上的电压在所述放大器参考值以下时具有高输出阻抗,所述高输出阻抗用于对所述控制端子的放电的所述抑制。

2.根据权利要求1所述的同步整流器控制器,其中,所述线性放大器被配置成:当所述同步整流器上的电压不同于所述放大器参考值使得所述线性放大器作用时,将所述控制端子放电至所述同步整流器的所述阈值电压,使得所述同步整流器上的电压相对于所述放大器参考值稳定。

3.根据权利要求1所述的同步整流器控制器,其中,所述电荷源包括单稳态电路,所述单稳态电路用于引起电荷脉冲的传递,以由此将所述控制端子充电至超过所述阈值电压的电压。

4.根据权利要求1所述的同步整流器控制器,其中,所述线性放大器包括跨导放大器。

5.根据权利要求1所述的同步整流器控制器,其中,所述传感器包括用以将所述二次侧上的电流或电压与关断参考值进行比较的比较器。

6.根据权利要求1所述的同步整流器控制器,其中,所述线性放大器被配置成当通过所述同步整流器的电流为零时具有低输出阻抗。

7.根据权利要求6所述的同步整流器控制器,还包括:

比较器,所述比较器用以将所述同步整流器上的电压与参考电压进行比较;以及开关,所述开关用以在通过所述同步整流器的电流为零时将所述参考电压耦合至所述控制端子。

8.根据权利要求1所述的同步整流器控制器,其中,所述放大器参考值的幅度小于或者等于所述同步整流器的体二极管的正向压降的幅度。

9.根据权利要求5所述的同步整流器控制器,其中,所述关断参考值的幅度大于零。

10.一种包括根据权利要求1所述的同步整流器控制器的开关模式电源。

11.根据权利要求10所述的开关模式电源,其中,所述开关模式电源是能够以非连续电流模式运行的反激式转换器。

12.一种用于包括同步整流器的开关模式电源的同步整流器控制器,所述开关模式电

源具有功率输入、开关、变压器、输出电容器和功率输出，所述变压器具有在所述开关模式电源的一次侧上的耦合至所述功率输入和所述开关的一次绕组以及在所述开关模式电源的二次侧上的耦合至所述功率输出和所述输出电容器的二次绕组，所述开关响应于驱动信号将功率切换至所述一次绕组，所述开关模式电源还包括在所述一次侧上的用以感测所述二次绕组上的电压的感测电路，所述开关模式电源具有用以根据至少所感测的电压控制所述驱动信号的一次侧感测控制器，所述同步整流器用于阻断从所述输出电容器至所述二次绕组的电流流动，所述同步整流器控制器包括：

具有输出的线性放大器，所述线性放大器用以根据所述同步整流器上的电压与放大器参考值之间的差值从所述同步整流器的控制端子汲取电流，所述同步整流器上的所述电压是用于所述二次绕组的电流的可控制传导路径上的电压，其中，所述线性放大器被配置成：当所述同步整流器上的电压不同于所述放大器参考值使得所述线性放大器作用时，将所述控制端子放电至所述同步整流器的阈值电压，使得所述同步整流器上的电压接近所述放大器参考值。

13.根据权利要求12所述的同步整流器控制器，还包括：

传感器，所述传感器用以感测所述二次侧上的信号，以由此检测所述开关的关断；

电荷源，所述电荷源用以响应于所述检测，将控制端子充电至超过所述同步整流器的阈值电压的电压，以允许所述同步整流器传导所述二次绕组的电流；以及所述具有输出的线性放大器，所述线性放大器用以根据所述差值从所述控制端子汲取电流，由此被配置成抑制所述控制端子从超过所述阈值电压的电压放电，直到所述同步整流器上的所述电压达到所述放大器参考值为止。

14.一种包括根据权利要求12所述的同步整流器控制器的开关模式电源。

15.根据权利要求14所述的开关模式电源，其中，所述开关模式电源是能够以非连续电流模式运行的反激式转换器。

16.一种用于控制开关模式电源的同步整流器的方法，所述开关模式电源具有功率输入、开关、变压器、输出电容器和功率输出，所述变压器具有在所述开关模式电源的一次侧上的耦合至所述功率输入和所述开关的一次绕组以及在所述开关模式电源的二次侧上的耦合至所述功率输出和所述输出电容器的二次绕组，所述开关响应于驱动信号将功率切换至所述一次绕组，所述开关模式电源还包括在所述一次侧上的用以感测所述二次绕组上的电压的感测电路，所述开关模式电源具有用以根据至少所感测的电压控制所述驱动信号的一次侧感测控制器，所述同步整流器用于阻断从所述输出电容器至所述二次绕组的电流流动，所述方法包括：

检测所述开关的关断；

响应于所述检测，向所述同步整流器的控制端子供应电荷，以由此将所述控制端子充电至超过所述同步整流器的阈值电压的电压，以允许所述同步整流器传导所述二次绕组的电流；

允许所述控制端子在电荷供应之后的时间间隔期间保持被充电在超过所述阈值电压的电压，同时允许所述二次绕组中的电流下降；

检测所述同步整流器上的电压何时达到放大器参考值，以由此触发将所述控制端子放电至所述阈值电压，所述同步整流器上的电压是用于所述二次绕组的电流的可控制传导路

径上的电压;以及将所述控制端子耦合至参考电压以使所述控制端子进一步放电,其中,所述放电至所述阈值电压包括控制到所述控制端子的电流,使得所述同步整流器上的电压接近所述放大器参考值。

17.根据权利要求16所述的方法,其中,所述检测所述开关的关断包括将所述同步整流器上的电压与关断参考值进行比较。

18.根据权利要求16所述的方法,其中,所述供应电荷包括触发单稳态电路以使电荷脉冲传递至所述控制端子。

19.根据权利要求16所述的方法,其中,所述同步整流器包括场效应器件,并且将所述控制端子充电至超过所述阈值电压引起二次绕组电流从所述场效应器件的体二极管转移至所述场效应器件的沟道。

20.根据权利要求16所述的方法,其中,通过允许所述控制端子浮置来执行允许所述控制端子保持被充电。

21.根据权利要求16所述的方法,其中,所述允许所述控制端子保持被充电包括抑制通过线性放大器的输出的电流流动。

22.根据权利要求21所述的方法,包括将所述同步整流器上的电压与所述放大器参考值和关断参考值进行比较,以由此在所述同步整流器上的电压介于所述放大器参考值和所述关断参考值之间时执行所述抑制。

23.根据权利要求16所述的方法,包括:将所述同步整流器上的电压与参考电压进行比较,并且当通过所述同步整流器的电流为零时,控制开关向所述控制端子施加所述参考电压。

24.根据权利要求16所述的方法,其中,所述开关模式电源是能够以非连续电流模式运行的反激式转换器。

同步整流器控制器、开关模式电源和同步整流器控制方法

[0001] (本申请是申请日为2015年5月29日、申请号为201580028671.1、发明名称为“同步整流”的申请的分案申请。)

技术领域

[0002] 本发明大体上涉及:用于包括同步整流器的开关模式电源(SMPS)的同步整流器控制器;SMPS,特别是以非连续电流模式运行并且使用一次侧感测的反激式开关模式功率转换器;以及用于控制SMPS的同步整流器的方法。

背景技术

[0003] 在开关模式电源(SMPS)中,一般而言,磁能储存设备(诸如变压器或电感器)用于将功率从SMPS的输入侧传输至输出侧。功率开关将功率切换至能量储存设备的一次侧,在此时间段期间,电流和磁场线性地增长。当开关断开时,由于输出侧的负载汲取功率,磁场(和二次侧电流)基本上线性地减小。

[0004] SMPS可以以非连续传导模式(DCM)或以连续传导模式(CCM)运行,或者以临界传导模式在上述两者的边界处运行。在本说明书中,我们大体上关注的是DCM运行模式,在该模式下,当开关器件关断时,变压器的二次侧上的电流稳步但逐渐地下降直到到达在其处基本上无输出电流流动的点为止。在传统SMPS的一些拓扑中,电感器或变压器可能在所谓的空闲阶段或暂停期间开始振铃(ring)。振铃的时间段由电路的电感和寄生电容确定。

[0005] 现在参照图9,该图示出了具有一次侧感测的SMPS电路的实施例。电源包括耦合至桥式整流器14以用于向该电源的输入侧提供DC供电的AC市电输入。该DC供电通过一次开关(功率开关)20切换到变压器18的一次绕组16上,该一次开关在本实施例中为绝缘栅双极型晶体管(IGBT)。变压器18的二次绕组22提供被整流以提供DC输出24的AC输出电压,并且辅助绕组26提供与二次绕组22上的电压成比例的反馈信号电压。该反馈信号向由输入电压(例如VDD)供电的一次侧感测控制器28提供输入。控制系统向功率开关器件20提供驱动输出30,从而调制脉冲宽度和/或脉冲频率以调节通过变压器18进行的功率传输,并因此调节DC输出24的电压。在实施方案中,功率开关20和控制器28可以结合在单个功率集成电路上。可以看出,图9的一次侧受控SMPS使用辅助绕组从变压器的一次侧得到反馈信息,以避免高电压信号,其中电压依据变压器的匝数比降低。由于存在用于一次侧感测的可替代技术(例如,感测一次绕组的电压,优选地感测耦合的电容器的电压,使得该电压可以参考控制器的地并且可以使用分压器降低,如图9中虚线连接到一次绕组16的插入式示例电路所示的),因此可以省去图1的辅助绕组。

[0006] 市电隔离的开关模式功率转换器(SMPC)中的一次侧感测控制器(PSSC)通常使用最初提及的反馈(FB)绕组W_{FB},以在转换器开关循环中的二次传导间隔期间对从隔离变压器的受控二次绕组W2反射至所述FB绕组的电压V_{FB}进行采样。然后由控制回路使用该样本以改变回路的控制量,以便维持转换器输出量等于参考水平。图1示出了使用PSSC的示例异步反激式转换器的通用电路图。

[0007] 电压V_{FB}与转换器输出电压Vo有关,如下所示:

[0008] $$V_{FB}=\frac{N_{FB}}{N2}\cdot(Vo+V_F) \qquad \text{等式 1}$$

[0009] 其中,N2是二次绕组的匝数,N_{FB}是FB绕组的匝数,Vo是输出电压,V_F是整流器上的正向压降。缺点是V_F可能在目标是对输出电压Vo进行采样和控制的情况下变成误差来源。

[0010] 通常,V_F具有两个分量。第一V_{SER}起因于整流器件的串联电阻、任何接合线(bonding wire)的电阻等,并因此取决于通过整流器的电流。第二分量取决于整流器件的温度和性质。为了使起因于V_{SER}的误差最小化,转换器以非连续电流模式(DCM)运行,并且理想地在通过整流器的电流下降至零的时刻对V_{FB}进行采样。由于PSSC不具有关于二次电流的直接信息,所以在变压器的空闲振荡开始时采样V_{FB},其中在该空闲振荡开始的点处,整流器电流达到零。通常使用斜率检测器在V_{FB}波形上检测这个点。因此期望的是,在采样点附近,V_{FB}是单调时间函数以实现精确的采样。图2示出了使用二极管整流器的DCM反激式转换器的典型波形。

[0011] 当同步整流和PSSC一起使用时,如果同步整流器快速地关断,则利用上述采样方法可能会出现缺点。图3和图4分别示出了同步反激式转换器和对应的DCM波形。

[0012] 从图4明显看出,同步整流器(SR)的快速关断触发两个不期望的事件:

[0013] a)二次电流$i_2(t)$从MOSFET(M2)的沟道切换至其体二极管,这导致反馈(FB)电压的台阶式增长。

[0014] b)激发了与SR的输出电容和任何串联电感相关的共振瞬态。

[0015] 这些对于斜率检测器的期望操作是不利的,并且潜在地导致采样误差。从不同的角度看,所描述的瞬态过程可能会使由转换器生成的电磁干扰(EMI)增加。

[0016] 对于在理解本发明中所使用的,参考下面的公开内容:

[0017] -用于TEA1761T绿色芯片(Green Chip)同步整流器控制器的NXP数据手册,网址为http://www.nxp.com/products/power_management/ac_to_dc_solutions/secondary_side_controllers/TEA1761T.html。

[0018] 开关模式功率转换器的领域持续提出对效率改善的需求,例如在实施PSSC的情况下,需要针对改善的效率提供同步整流,同时允许输出调节的良好精确性和/或稳定性,以及/或者减少的电磁干扰(EMI)发射。

发明内容

[0019] 根据本发明的第一方面,提供了一种用于包括同步整流器的开关模式电源(SMPS)的同步整流器控制器,该SMPS具有功率输入、开关、变压器、输出电容器和功率输出,所述变压器具有在所述SMPS的一次侧上的耦合至所述功率输入和所述开关的一次绕组以及在所述SMPS的二次侧上的耦合至所述功率输出和所述输出电容器的二次绕组,所述开关响应于驱动信号切换至所述一次绕组的功率,该SMPS还包括在一次侧上的用以感测二次绕组上的电压的感测电路,SMPS具有用以根据至少所感测的电压控制所述驱动信号的一次侧感测控制器,该同步整流器用于阻断从输出电容器至二次绕组的电流流动,该同步整流器控制器包括:传感器,其用于感测二次侧上的信号,以由此检测开关的关断;电荷源,其用于响应于所述检测,将同步整流器的控制端子充电至超过同步整流器的阈值电压的电压,以允许同

步整流器传导二次绕组的电流;以及具有输出的线性放大器,该线性放大器用以根据同步整流器上的电压与放大器参考值之间的差值从控制端子汲取电流,同步整流器上的所述电压是用于二次绕组的电流的可控制传导路径上的电压,该线性放大器由此被配置成抑制控制端子从超过阈值电压的电压放电,直到同步整流器上的电压达到放大器参考值为止。

[0020] 实施方案可以避免二次侧上的电流的硬关断,直到二次电流已经显著地下降,同步整流器的关断才会发生。因此在这样的实施方案中可以使振荡减少,从而可以通过允许一次侧感测控制基于在基本上(例如正好)没有振荡的时间采样的感测信号来减少电磁干扰和/或改善SMPS调节。这可以通过下述方式来实现:通过优选地使用单稳态脉冲输出短暂地驱动同步整流器导通,然后于在二次电流达到零——关断——之前不久执行软关断之前允许同步整流器控制端子浮置——例如通过在其有效区域运行的线性(例如跨导)放大器,以维持同步整流器上的电压。这可以避免控制端子的瞬间下拉(pull-down),该瞬间下拉原本可能会导致同步整流器的快速关断以及二次电流从同步整流器的沟道至同步整流器的体二极管的相关联切换。通过抑制控制端子放电,控制端子优选地在通过电荷源(例如包括单稳态运行开关)进行充电之后的时间间隔期间保持被充电在高于上述电压(例如在控制端子为栅极的情况下,该电压为场效应SR的Vgth)的电压。该抑制可以通过在高输出阻抗状态下处于饱和的(即在其作用(通常为线性)区域以外运行的)线性放大器(例如运算跨导放大器(OTA))实现。

[0021] 对于感测电路,电感元件(诸如感测绕组)可以用于一次侧感测(可替代地,可以使用图9中示出的以及上文所描述的电容器耦合电路)。这样的感测绕组可以例如包括具有一次绕组和二次绕组的隔离变压器的辅助绕组。通过感测该感测电路上的电流或电压信号,可以得到用以调节SMPS的输出电压的开关驱动信号。

[0022] 二次侧上的信号感测可以包括将二次侧上的电压与关断参考值进行比较。该信号可以是电流或电压,例如同步整流器上的电压或指示二次侧绕组中的电流流动的任何其他电压。关断检测可以基于检测流经二次绕组或同步整流器的电流,例如使用比较器来查看完全增强的场效应(例如MOS)同步整流器的漏源电压何时超过或越过阈值。同步整流器上的电压,即用于二次绕组的电流的可控制传导路径上的电压,可以类似地为这样的漏源电压。

[0023] 可以进一步设置该同步整流器控制器,其中,线性放大器被配置成:当同步整流器上的电压不同于放大器参考值使得线性放大器作用时,将控制端子放电至同步整流器的阈值电压,使得同步整流器上的电压相对于放大器参考值稳定。优选地,放电被执行为使得维持同步整流器上的电压基本上(例如正好)等于放大器参考值。该稳定化可以通过将SR上的电压反馈至线性放大器的输入以用于与放大器参考值进行比较来实现。

[0024] 因此,一种实施方案可以允许通过去往线性放大器的反馈来实现受控的栅极放电,以维持同步整流器上的电压,例如场效应(例如MOS)同步整流器的漏源电压。这样的电压维持可能涉及到对这样的同步整流器的沟道的调制。在一种实施方案中,当同步整流器上的电压超过或高于放大器参考值时,受控的放电可以发生。然后线性放大器优选地处于其作用运行区域(即未处于饱和状态),其中,对于理想跨导放大器形式的线性放大器,输出电流与电压输入之间的差值成比例。

[0025] 可以进一步设置该同步整流器控制器,其中,电荷源包括单稳态电路,该单稳态电

路用以引起电荷脉冲的传递，以由此将控制端子充电至超过阈值电压的电压。例如，单稳态可以输出用以控制开关的电压脉冲，以允许将对应电荷传递至控制端子。在这种情况下，应当使控制端子被驱动成适当地超过阈值电压，例如至少超过1V至2V。场效应同步整流器优选地被过驱动，以迫使整流器离开夹断(pinch-off)状态(其中体二极管通常可能承载所有的电流)并且变成完全增强的。当沟道完全增强时，沟道可以具有基本上固定的电阻并且因此可以欧姆性地作用。同步整流器可以用作感测电阻，以允许感测同步整流器电流和/或电流。当通过去往在其有效区域运行的线性放大器的反馈来控制沟道电压时，这样的感测可以用于确定同步整流器的软关断阶段的开始时间。

[0026] 该线性放大器可以是跨导电压或电流放大器。这样的放大器在其有效区域通常不是例如指数型的(exponential)。在有效区域，输出是与输入线性相关的，即基本上是输入的常数倍。

[0027] 可以进一步设置该整流器控制器，其中，线性放大器被配置成当同步整流器上的电压在放大器参考值以下时具有高输出阻抗(例如，大于10兆欧姆或大于100兆欧姆)，所述高输出阻抗基本上用于对控制端子的放电的所述抑制。高输出阻抗优选地是线性放大器的饱和状态的输出阻抗，其中，来自放大器的输出电流基本上被抑制，由此使控制端子浮置。这可以允许控制端子在由电荷源进行充电之后的时间间隔期间保持被充电在超过阈值电压的电压。

[0028] 可以进一步设置该同步整流器控制器，其中，所述传感器包括用以将二次侧上的电流或电压与关断参考值进行比较的比较器。传感器可以控制优选地单稳态控制开关形式的电荷源，以发动(turn on)用以驱动同步整流器的电流流动，使得将整流器的传导从SR的体二极管转移至SR的沟道。然后同步整流器的电流可以平稳地——优选线性地——减少，并且可以用于当通过去往在其有效区域中运行的线性放大器的反馈来控制沟道电压时，确定同步整流器的软关断阶段的开始时间。

[0029] 可以进一步设置该同步整流器控制器，其中，线性(例如跨导)放大器被配置成当通过同步整流器的电流基本上为零时具有低输出阻抗(例如小于100毫欧姆，或小于10毫欧姆)。这可以使SR的控制端子完全放电至零伏特(相对于SR的源极；0V可以是接地电压)。在此阶段通过SR的电流基本上为零。在一种实施方案中，当反馈至放大器的输入的SR上的电压高于与其进行比较的参考值时，例如在一次开关关断之前和/或当一次开关关断并且SR控制端子已经达到整流器阈值电压时，这样的低输出阻抗可以发生。

[0030] 可以进一步设置该同步整流器控制器，包括：比较器，其用以将同步整流器上的电压与参考电压(例如0V或地，优选地为场效应(例如MOS)SR的SR源极电压)进行比较；以及开关，其用以当通过同步整流器的电流基本上为零时将参考电压耦合至控制端子。这可以通过下述方式来实现：响应于检测到同步整流器上的电压在参考电压以上(或在另一实施方案中为以下)时，使开关耦合。这样的比较器和开关布置可以使SR的源极端子和控制端子短路，并因此有助于SR控制端子的完全放电。这可能在例如线性(例如跨导)放大器的输出阻抗不能提供对同步整流器控制端子的硬下拉的情况下是有利的。一种实施方案可以改善抗噪度，否则二次绕组电压上的任何干扰或空闲振铃均可以在二次电流到达零之后使SR重新导通。

[0031] 可以进一步设置该同步整流器控制器，其中，放大器参考值的幅度小于或者等于

同步整流器的体二极管的正向压降的幅度，放大器参考值的幅度优选地在约(例如正好)0.3V至约0.4V的范围内。

[0032] 可以进一步设置该同步整流器控制器，其中，关断参考值的幅度大于零，优选地在约0.04V至约0.06V的范围内。该值可以被设置成接近于零，以允许检测同步整流器中低但是可控制的电流。(零伏特通常是SR的源极的电压，例如场效应SR(诸如MOSFET)的源极端子的电压。)

[0033] 可以提供包括同步整流器控制器的开关模式电源(SMPS)。

[0034] 可以进一步设置该SMPS，其中，该SMPS是能够以非连续电流模式运行的反激式转换器。

[0035] 根据本发明的第二方面，提供了一种用于包括同步整流器的开关模式电源(SMPS)的同步整流器控制器，该SMPS具有功率输入、开关、变压器、输出电容器和功率输出，所述变压器具有在所述SMPS的一次侧上的耦合至所述功率输入和所述开关的一次绕组以及在所述SMPS的二次侧上的耦合至所述功率输出和所述输出电容器的二次绕组，所述开关响应于驱动信号切换至所述一次绕组的功率，SMPS还包括在一次侧上的用以感测二次绕组上的电压的感测电路，SMPS具有用以根据至少所感测的电压控制所述驱动信号的一次侧感测控制器，同步整流器用于阻断从输出电容器至二次绕组的电流流动，同步整流器控制器包括具有输出的线性放大器，该线性放大器用以根据同步整流器上的电压与放大器参考值之间的差值从同步整流器的控制端子汲取电流，同步整流器上的所述电压是用于二次绕组的电流的可控制传导路径上的电压，其中，线性放大器被配置成：当同步整流器上的电压不同于放大器参考值使得线性放大器作用时，将控制端子放电至同步整流器的阈值电压，使得同步整流器上的电压接近放大器参考值。

[0036] 优选地，通过维持同步整流器上的电压基本上(例如正好)等于放大器参考值来控制放电。这可以有效地引起在放电期间调制场效应同步整流器的沟道并因此引起受控的关断。

[0037] 可以进一步设置该同步整流器控制器，包括：传感器，其用以感测二次侧上的信号，以由此检测开关的关断；电荷源，其用以响应于所述检测将控制端子充电至超过同步整流器的阈值电压的电压，以允许同步整流器传导二次绕组的电流；以及上述具有输出的线性放大器，该线性放大器用以根据上述差值从控制端子汲取电流，由此被配置成抑制控制端子从超过阈值电压的电压放电，直到同步整流器上的电压达到放大器参考值为止。

[0038] 还可以提供包括该同步整流器控制器的开关模式电源(SMPS)。

[0039] 可以进一步设置该SMPS，其中，该SMPS是能够在非连续电流模式运行的反激式转换器。

[0040] 根据本发明的第三方面，提供了一种用于控制开关模式电源(SMPS)的同步整流器的方法，SMPS具有功率输入、开关、变压器、输出电容器和功率输出，所述变压器具有在所述SMPS的一次侧上的耦合至所述功率输入和所述开关的一次绕组以及在所述SMPS的二次侧上的耦合至所述功率输出和所述输出电容器的二次绕组，所述开关响应于驱动信号切换至所述一次绕组的功率，SMPS还包括在一次侧上的用以感测二次绕组上的电压的感测电路，SMPS具有用以根据至少所感测的电压控制所述驱动信号的一次侧感测控制器，同步整流器用于阻断从输出电容器至二次绕组的电流流动，该方法包括：检测开关的关断；响应于所述

检测,将电荷供应至同步整流器的控制端子,以由此将控制端子充电至超过同步整流器的阈值电压的电压,以允许同步整流器传导二次绕组的电流;允许控制端子在电荷供应之后的时间间隔期间保持被充电在超过阈值电压的电压,同时允许所述二次绕组的电流下降;检测同步整流器上的电压何时达到放大器参考值,以由此触发将控制端子放电至阈值电压,同步整流器上的所述电压是用于二次绕组的电流的可控制传导路径上的电压;以及将控制端子耦合至参考电压以使控制端子进一步放电,其中,所述放电至阈值电压包括控制到控制端子的电流,使得同步整流器上的电压接近放大器参考值。

[0041] 优选地,通过同步整流器控制器的受控放电维持同步整流器上的电压基本上(例如正好)等于放大器参考值。这可以有效地引起在放电期间调制场效应同步整流器的沟道并因此引起逐渐的关断。

[0042] 优选地,在电荷供应之后的时间间隔期间,流经二次绕组和同步整流器的电流逐渐地例如线性地减少。因此,直到二次电流已经减小,同步整流器才会关断。此外,使用去往线性(例如跨导)放大器的反馈可以控制整流器的关断逐渐地进行,该反馈引起对整流器的传导沟道的调制,以由此维持整流器上的电压接近于参考值。因此可以避免硬关断。

[0043] 可以进一步设置该方法,其中,所述检测开关的关断包括:将同步整流器上的电压与关断参考值进行比较。这可以通过检测流经二次绕组和/或同步整流器的电流来实现,例如通过使用比较器来查看场效应SR的漏源电压何时超过阈值来实现。

[0044] 可以进一步设置该方法,其中,所述供应电荷包括触发单稳态电路以使电荷脉冲传递至控制端子。

[0045] 可以进一步设置该方法,其中,同步整流器包括场效应器件,并且将控制端子充电至超过阈值电压引起将二次绕组电流从场效应器件的体二极管转移至场效应器件的沟道。

[0046] 可以进一步设置该方法,其中,通过允许控制端子浮置来执行允许控制端子保持被充电。

[0047] 可以进一步设置该方法,其中,允许控制端子保持被充电包括:抑制通过线性放大器(诸如跨导放大器)的输出的电流流动。

[0048] 可以进一步设置该方法,包括:将同步整流器上的电压与放大器参考值和关断参考值进行比较,以由此当同步整流器上的电压介于放大器参考值和关断参考值之间时,执行所述抑制。

[0049] 可以进一步设置该方法,包括:将同步整流器上的电压与参考电压进行比较,并且当通过同步整流器的电流基本上为零时,控制开关向控制端子施加参考电压。

[0050] 可以进一步设置该方法,其中,SMPS是能够以非连续电流模式运行的反激式转换器。

[0051] (要注意的是,对于使用与应用于例如本文中的实施方案的电源相比具有相反极性的电源进行操作的实施方案,例如对于使用p沟道场效应同步整流器的实施方案,本文中提及的“在…以上”和“在…以下”可以改变为“在…以下”和“在…以上”。此外,提及的例如“抑制”或“等于”可以分别意指基本上(例如完全地)抑制或基本上(例如正好)等于。)

[0052] 在所附从属权利要求中限定了优选实施方案。

[0053] 以上方面中的任何一个或多个和/或优选实施方案的以上可选特征中的任何一个或多个可以以任何排列方式进行组合。

附图说明

[0054] 为了更好地理解本发明并且为了示出本发明如何实施，现将通过示例的方式参照附图，附图中：

[0055] 图1示出了异步反激式转换器；

[0056] 图2示出了非连续电流模式反激式转换器的波形；以及

[0057] 图3示出了同步反激式转换器；

[0058] 图4示出了同步反激式转换器的波形；

[0059] 图5示出了同步整流器驱动器实施方案；

[0060] 图6示出了同步整流器驱动器实施方案的波形；

[0061] 图7更详细地示出了图6的时间t2到t3；

[0062] 图8示出了方法实施方案的流程图；以及

[0063] 图9示出了具有一次侧感测的SMPS电路的实施例。

具体实施方式

[0064] 大体上，实施方案提供了用于软关断同步整流器(SR)(诸如场效应(例如MOSFET)SR)的方法，以及执行该方法的电路。该方法可以消除一次侧感测(PSS)控制器的采样误差和/或减少从SMPS发射的EMI，这些都可能由传统的硬驱动同步整流器引起。有利地，一种实施方案用于非连续同步反激式转换器。

[0065] 实施方案提供了用于以与在开关模式功率转换器(SMPC)中使用的PSS兼容的方式驱动SR(优选地MOSFET SR)的方法，以及实施所述方法的电路。(实施方案适用于DC-DC转换器和AC-DC电源，使得SMPC和SMPS(开关模式电源)在本文中可互换地使用)。

[0066] 同步整流器(SR)控制器或SR驱动器可以是特别设计用于在以DCM运行的单个开关反激式转换器中使用的MOSFET驱动器。图3中示出了转换器拓扑，其示出了功率输入+Vin、由来自输出DR的驱动信号驱动的开关M1、变压器TX、输出电容器Co、功率输出+Vo以及一次侧感测控制器U1。变压器TX包括一次绕组W1、二次绕组W2以及感测电路，该感测电路例如为反馈绕组WFB；在本实施方案中感测绕组形成感测电路。下文在图5中示出了SR控制器的示例框图。该框图示出了图3的电路中的二次侧控制电路U2的至少一部分。图6中的波形示出了驱动器的运行。

[0067] 所有电压均参考SR的源极(SRS)。驱动器包括两个电压比较器U1和U3以及跨导放大器，将SR的沟道上的电压与两个固定电平-REF_ON和-REF_OFF(在示出的实施例中-REF_ON和-REF_OFF是负量，即REF_ON是-REF_ON的幅度)进行比较，其中REF_OFF<REF_ON。-REF_OFF可以被称为放大器参考值，而-REF_ON可以被称为关断参考值。REF_ON略微低于SR体二极管的正向压降(通常为0.3V至0.4V)。REF_OFF为40mV至60mV。就这一点而言，要注意的是，在本实施方案中指出的是跨导放大器，然而还可以使用任何线性放大器，例如线性电压放大器或线性电流放大器。

[0068] 比较器U3和开关S2确保：对于$V_{DSR}>0$(V_{DSR}是SR上的电压)，SR沟道被驱动处于夹断($V_{GSR}=0$)并且SR FET M2(优选地n沟道MOSFET)支持正电压。当一次开关M1(图3)关断时，整流间隔于t0处开始。在该点处，$V_{GSR}=0$并且SR(M2)的体二极管进入传导，承载整个二次电流$i_2(t)$。SR上的电压超过REF_ON(降到-VREF_ON以下)并且比较器U1形式的传感器改变状态。

这会触发单稳态MONO(t＝t1),该单稳态MONO向开关S1(耦合至电源线VDD并且因此有效地形成能够由图5的单稳态MONO控制的电荷源)输出预定持续时间的控制脉冲。(可以考虑将电荷源有效地称为电流源,然而当该源被控制为接通时,充电电流的幅度可能是不受控制的)。SR的输入电容快速充电为高于阈值电压,在此情况下高于FET栅极阈值电压V_{TH}。这使二次电流快速地从SR的体二极管转移至SR的沟道。由于M2的沟道完全增强,SR上的电压变为与二次电流成比例,如下所示:

[0069] $v_{DSR}(t)＝R_{DSon}\cdot i_2(t)$ (等式2)

[0070] 在M2的栅极导通(在t＝t1处)之后马上,二次电流足够高,使得

[0071] $-REF_ON＜V_{DSR}(t1)＝T_{DSon}\cdot i2(t1)＜-REF_OFF$ (等式3)

[0072] 因此,跨导放大器饱和并且其输出零电流。M2栅极形式的控制端子保持被充电为在V_{TH}以上。二次电流线性地减小直到在时间t2处跨导放大器变成起作用的为止。在时间t＝t2处,

[0073] $V_{DSR}(t2)＝-R_{DSon}\cdot i2(t2)＝-REF_OFF$ (等式4)

[0074] 在该点处,跨导放大器开始使SR的栅极放电,以便维持V_{DSR}等于-REF_OFF。(U2驱动电压控制电流源以形成跨导放大器,其具有参考-REF_OFF)。在放大器中的负反馈可以维持SR(M1)的沟道上的电压等于该参考。(在一种实施方案中,跨导放大器(在其作用或线性区域运行,即不饱和)可以被视为处于闭合负反馈回路中,该负反馈回路涉及经由下述项对V_{DSR}的控制:跨导放大器至SR的栅极的输出,以及V_{DSR}至与-REF_OFF进行比较的跨导放大器输入的反馈。M2沟道被有效地调制为在其两端维持较小的负电压。这种逐渐调制通过使二次电流$i_2(t)$降低来驱动,其中该二次电流$i_2(t)$在时间t3达到零。在该点处,跨导放大器输出饱和,有效地使M2的栅极与其源极短路。(理想地,跨导放大器在沿一个方向饱和(高电流)时应当具有零输出阻抗,而在沿相反方向饱和(零电流)时应当具有无穷大的输出阻抗)。实际上,当在高电流下饱和时,其输出阻抗大于零(实际值取决于具体设计)。可选地添加比较器U3(用于将V_{DSR}与参考值进行比较,这里的参考值为源极电压V_{SRS})和开关S2,以补偿实际跨导放大器的缺陷,即非零输出阻抗。S2通常可以具有比饱和跨导放大器的静态输出电阻低几个数量级的导通状态电阻。S2和U3是为了例如稳健性而添加的保护特征。跨导放大器是模拟控制级)。

[0075] 在一种实施方案中,在同步整流开始时,可以通过S1将固定量的电荷传递至SR栅极,该量由S1的导通状态电阻、SR的输入电容、VDD的值以及单稳态脉冲的持续时间确定。在该脉冲之后,驱动器的输出电阻可以维持高(优选地无限大)直到t2为止,在t2时,$V_{DSR}(t2)＝-R_{DSon}\cdot i2(t2)＝-REF_OFF$

[0076] 从来自MONO的脉冲期满的点直到t2,驱动器可以有效地不作用。其不将SR栅极连接至任何固定电压电平。在跨导放大器变为作用时的t2处,对地的驱动器输出阻抗可以变为有限的。

[0077] 在一种实施方案中,漏极电流在整流间隔期间的稳定下降可以仅由功率转换器拓扑确定。在整流间隔结束时的调节状态期间,SR的栅极电容可以以由跨导放大器控制的速率放电。SR的栅源电压V_{GS}可以逐渐减小,直到其达到栅极阈值V_{TH}为止。然后跨导放大器可以作用以使V_{DS}稳定在负参考-REF_OFF周围,直到漏极电流达到零为止。其后,跨导放大器可以驱动V_{GS}低于栅极阈值V_{TH}。跨导放大器最终可以在控制范围外运行,并且V_{GS}达到零。有趣

的是，在V_{DS}达到零之前，SR栅极不会被拉至地。仅当V_{DSR}变成正时，比较器U3才可以下拉SR栅极。这可以防止SR使输出滤波电容器放电。

[0078] 在一种实施方案中，可以在整流器电流达到零时的点处对V_{FB}进行采样。可以使用接收(优选地直接接收)V_{FB}波形的斜率检测器来检测这个点。

[0079] 鉴于以上所述，实施方案可以促使SR在反激式转换器的二次传导间隔结束时逐渐关断。可以通过下述方式来实现该逐渐关断：调制SR MOSFET的沟道，以便在线性减小的二次电流$i_2(t)$达到零之前不久维持恒定的漏极到源极电压。这可以避免整流的变压器二次电流$i_2(t)$从SR的沟道切换至SR的体二极管，而这样的切换对于传统的(硬)关断是可能发生的。

[0080] 实施方案因此可以提供一种用于以与SMPC中使用的PSSC兼容的方式驱动同步整流器(SR)半导体开关(优选地为MOSFET)的方法，以及提供所述方法的适用于非连续、同步、单开关反激式转换器的电路实现。更特别地，这样的方法和电路可以促使SR在二次传导间隔(整流)结束时逐渐(软)关断，因此可以避免整流电流从MOSFET沟道切换至MOSFET体二极管，而这样的切换对于SR的传统硬关断是可能发生的。这可以消除感测绕组电压的快速增加和/或所产生的共振瞬态，因此在实施方案中使由那些事件导致的PSS中的采样误差消除或减少。此外，SR的软关断可以促进较低的传导和辐射EMI。

[0081] 无疑地，本领域技术人员将会想到一些其他的有效替代方案。将理解的是，本发明并不限于所描述的实施方案，并且包括在所附权利要求的精神和范围内对本领域技术人员而言明显的修改。

[0082] 示例性实施方案：

[0083] 1.一种用于包括同步整流器的开关模式电源(SMPS)的同步整流器控制器，所述SMPS具有功率输入、开关、变压器、输出电容器和功率输出，所述变压器具有在所述SMPS的一次侧上的耦合至所述功率输入和所述开关的一次绕组以及在所述SMPS的二次侧上的耦合至所述功率输出和所述输出电容器的二次绕组，所述开关响应于驱动信号切换至所述一次绕组的功率，所述SMPS还包括在所述一次侧上的用以感测所述二次绕组上的电压的感测电路，所述SMPS具有用以根据至少所感测的电压控制所述驱动信号的一次侧感测控制器，所述同步整流器用于阻断从所述输出电容器至所述二次绕组的电流流动，所述同步整流器控制器包括：

[0084] 传感器，所述传感器用以感测所述二次侧上的信号，以由此检测所述开关的关断；

[0085] 电荷源，所述电荷源用以响应于所述检测，将所述同步整流器的控制端子充电至超过所述同步整流器的阈值电压的电压，以允许所述同步整流器传导所述二次绕组的电流；以及

[0086] 具有输出的线性放大器，所述线性放大器用以根据所述同步整流器上的电压与放大器参考值之间的差值从所述控制端子汲取电流，所述同步整流器上的所述电压是用于所述二次绕组的电流的可控制传导路径上的电压，所述线性放大器由此被配置成抑制所述控制端子从超过所述阈值电压的电压放电，直到所述同步整流器上的电压达到所述放大器参考值为止。

[0087] 2.根据实施例1所述的同步整流器控制器，其中，所述线性放大器被配置成：当所述同步整流器上的电压不同于所述放大器参考值使得所述线性放大器作用时，将所述控制

端子放电至所述同步整流器的所述阈值电压，使得所述同步整流器上的电压相对于所述放大器参考值稳定。

[0088] 3.根据任一前述实施例所述的同步整流器控制器，其中，所述电荷源包括单稳态电路，所述单稳态电路用于引起电荷脉冲的传递，以由此将所述控制端子充电至超过所述阈值电压的电压。

[0089] 4.根据任一前述实施例所述的同步整流器控制器，其中，所述线性放大器包括跨导放大器。

[0090] 5.根据任一项前述实施例所述的同步整流器控制器，其中，所述线性放大器被配置成当所述同步整流器上的电压在所述放大器参考值以下时具有高输出阻抗，所述高输出阻抗用于对所述控制端子的放电的所述抑制。

[0091] 6.根据任一项前述实施例所述的同步整流器控制器，其中，所述传感器包括用以将所述二次侧上的电流或电压与关断参考值进行比较的比较器。

[0092] 7.根据任一项前述实施例所述的同步整流器控制器，其中，所述线性放大器被配置成当通过所述同步整流器的电流为零时具有低输出阻抗。

[0093] 8.根据实施例7所述的同步整流器控制器，包括：

[0094] 比较器，所述比较器用以将所述同步整流器上的电压与参考电压进行比较；以及

[0095] 开关，所述开关用以在通过所述同步整流器的电流为零时将所述参考电压耦合至所述控制端子。

[0096] 9.根据任一前述实施例所述的同步整流器控制器，其中，所述放大器参考值的幅度小于或者等于所述同步整流器的体二极管的正向压降的幅度，所述放大器参考值的幅度优选地在约0.3V至约0.4V的范围内。

[0097] 10.根据实施例6所述的同步整流器控制器，其中，所述关断参考值的幅度大于零，优选地在约0.04V至约0.06V的范围内。

[0098] 11.一种包括任一前述实施例所述的同步整流器控制器的开关模式电源(SMPS)。

[0099] 12.根据实施例11所述的SMPS，其中，所述SMPS是能够以非连续电流模式运行的反激式转换器。

[0100] 13.一种用于包括同步整流器的开关模式电源(SMPS)的同步整流器控制器，所述SMPS具有功率输入、开关、变压器、输出电容器和功率输出，所述变压器具有在所述SMPS的一次侧上的耦合至所述功率输入和所述开关的一次绕组以及在所述SMPS的二次侧上的耦合至所述功率输出和所述输出电容器的二次绕组，所述开关响应于驱动信号切换至所述一次绕组的功率，所述SMPS还包括在所述一次侧上的用以感测所述二次绕组上的电压的感测电路，所述SMPS具有用以根据至少所感测的电压控制所述驱动信号的一次侧感测控制器，所述同步整流器用于阻断从所述输出电容器至所述二次绕组的电流流动，所述同步整流器控制器包括：

[0101] 具有输出的线性放大器，所述线性放大器用以根据所述同步整流器上的电压与放大器参考值之间的差值从所述同步整流器的控制端子汲取电流，所述同步整流器上的所述电压是用于所述二次绕组的电流的可控制传导路径上的电压，

[0102] 其中，所述线性放大器被配置成：当所述同步整流器上的电压不同于所述放大器参考值使得所述线性放大器作用时，将所述控制端子放电至所述同步整流器的阈值电压，

使得所述同步整流器上的电压接近所述放大器参考值。

[0103] 14.根据实施例13所述的同步整流器控制器,包括:

[0104] 传感器,所述传感器用以感测所述二次侧上的信号,以由此检测所述开关的关断;

[0105] 电荷源,所述电荷源用以响应于所述检测,将控制端子充电至超过所述同步整流器的阈值电压的电压,以允许所述同步整流器传导所述二次绕组的电流;以及

[0106] 所述具有输出的线性放大器,所述线性放大器用以根据所述差值从所述控制端子汲取电流,由此被配置成抑制所述控制端子从超过所述阈值电压的电压放电,直到所述同步整流器上的电压达到所述放大器参考值为止。

[0107] 15.一种包括根据实施例13或14所述的同步整流器控制器的开关模式电源(SMPS)。

[0108] 16.根据实施例15所述的SMPS,其中,所述SMPS是能够以非连续电流模式运行的反激式转换器。

[0109] 17.一种用于控制开关模式电源(SMPS)的同步整流器的方法,所述SMPS具有功率输入、开关、变压器、输出电容器和功率输出,所述变压器具有在所述SMPS的一次侧上的耦合至所述功率输入和所述开关的一次绕组以及在所述SMPS的二次侧上的耦合至所述功率输出和所述输出电容器的二次绕组,所述开关响应于驱动信号切换至所述一次绕组的功率,所述SMPS还包括在所述一次侧上的用以感测所述二次绕组上的电压的感测电路,所述SMPS具有用以根据至少所感测的电压控制所述驱动信号的一次侧感测控制器,所述同步整流器用于阻断从所述输出电容器至所述二次绕组的电流流动,所述方法包括:

[0110] 检测所述开关的关断;

[0111] 响应于所述检测,向所述同步整流器的控制端子供应电荷,以由此将所述控制端子充电至超过所述同步整流器的阈值电压的电压,以允许所述同步整流器传导所述二次绕组的电流;

[0112] 允许所述控制端子在电荷供应之后的时间间隔期间保持被充电在超过所述阈值电压的电压,同时允许所述二次绕组中的电流下降;

[0113] 检测所述同步整流器上的电压何时达到放大器参考值,以由此触发将所述控制端子放电至所述阈值电压,所述同步整流器上的电压是用于所述二次绕组的电流的可控制传导路径上的电压;以及

[0114] 将所述控制端子耦合至参考电压以使所述控制端子进一步放电,

[0115] 其中,所述放电至所述阈值电压包括控制到所述控制端子的电流,使得所述同步整流器上的电压接近所述放大器参考值。

[0116] 18.根据实施例17所述的方法,其中,所述检测所述开关的关断包括将所述同步整流器上的电压与关断参考值进行比较。

[0117] 19.根据实施例17至18中任一项所述的方法,其中,所述供应电荷包括触发单稳态电路以使电荷脉冲传递至所述控制端子。

[0118] 20.根据实施例17至19中任一项所述的方法,其中,所述同步整流器包括场效应器件,并且将所述控制端子充电至超过所述阈值电压引起二次绕组电流从所述场效应器件的体二极管转移至所述场效应器件的沟道。

[0119] 21.根据实施例17至20中任一项所述的方法,其中,通过允许所述控制端子浮置来

执行所述允许所述控制端子保持被充电。

[0120] 22.根据实施例17至21中任一项所述的方法,其中,所述允许所述控制端子保持被充电包括抑制通过线性放大器的输出的电流流动。

[0121] 23.根据实施例22所述的方法,包括将所述同步整流器上的电压与所述放大器参考值和关断参考值进行比较,以由此在所述同步整流器上的电压介于所述放大器参考值和所述关断参考值之间时执行所述抑制。

[0122] 24.根据实施例17至23中任一项所述的方法,包括:将所述同步整流器上的电压与参考电压进行比较,并且当通过所述同步整流器的电流为零时,控制开关向所述控制端子施加所述参考电压。

[0123] 25.根据实施例17至24中任一项所述的方法,其中,所述SMPS是能够以非连续电流模式运行的反激式转换器。

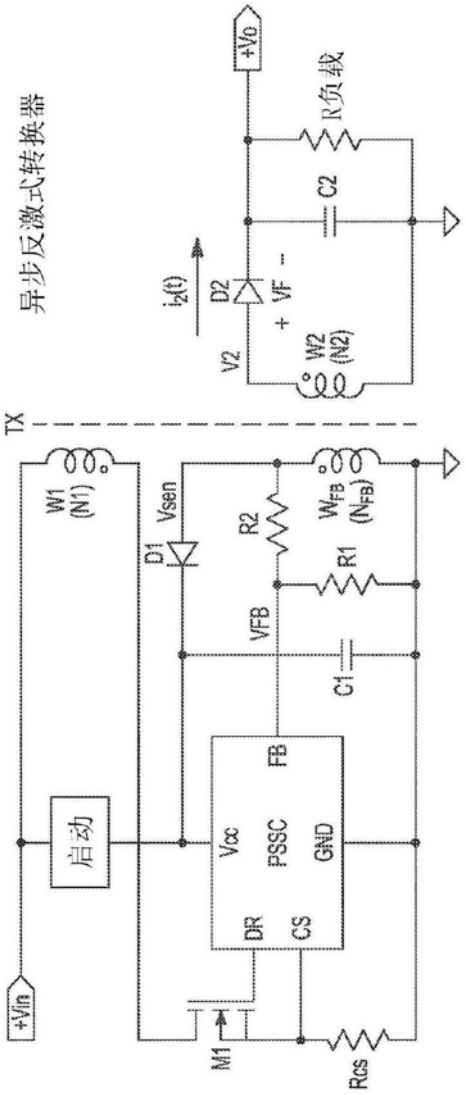

异步反激式转换器
+Vo
R负载
C2
D2
VF
+
-
ip(t)
V2
W2
(N2)
TX
W1
(N1)
Vsen
D1
R2
WFB
(NFB)
R1
VFB
C1
FB
Vcc
PSSC
GND
DR
CS
启动
+Vin
M1
Rcs

图1

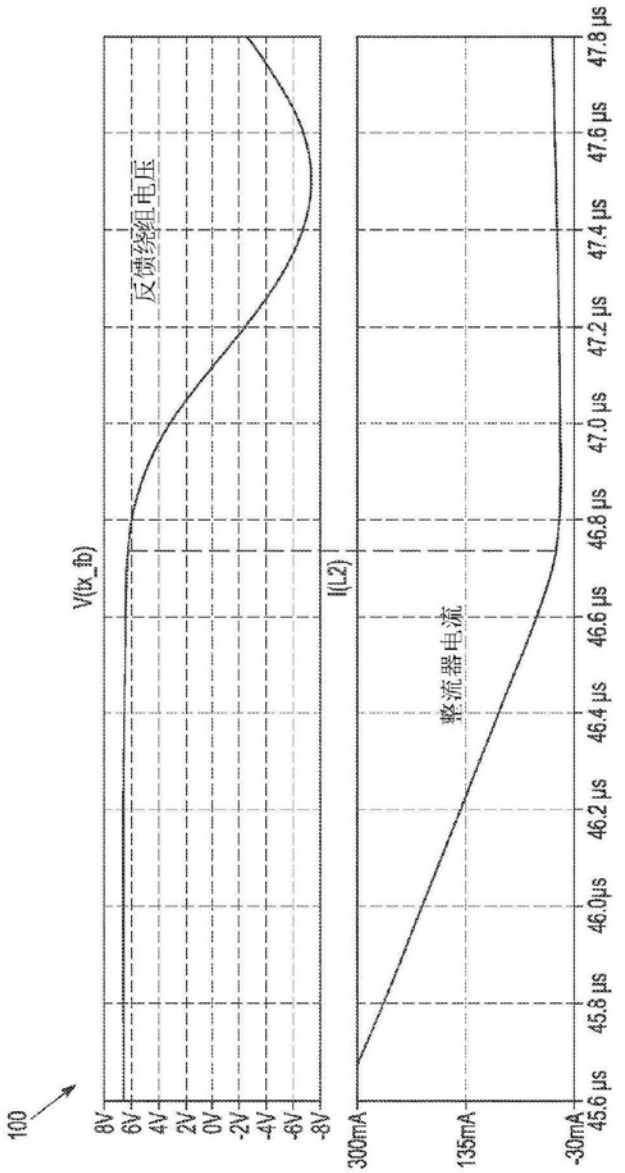

100
V(tx_fb)
8V
6V
4V
2V
0V
-2V
-4V
-6V
-8V
反馈绕组电压
I(L2)
300mA
135mA
-30mA
整流器电流
45.6 µs
45.8 µs
46.0µs
46.2 µs
46.4 µs
46.6 µs
46.8 µs
47.0 µs
47.2 µs
47.4 µs
47.6 µs
47.8 µs

图2

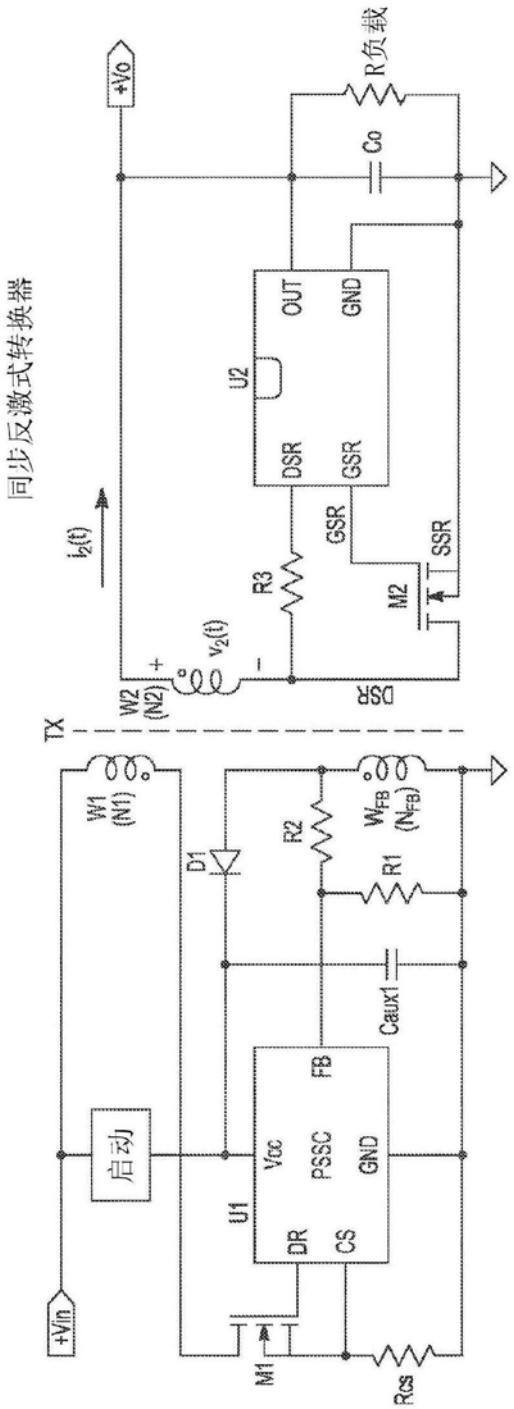

同步反激式转换器
+Vo
R负载
Co
U2
OUT
GND
DSR
GSR
GSR
SSR
M2
R3
$i_2(t)$
$v_2(t)$
W2
(N2)
DSR
TX
W1
(N1)
D1
R2
W_{FB}
(N_{FB})
R1
Caux1
FB
启动
Vcc
PSSC
GND
U1
DR
CS
+Vin
M1
Rcs

图3

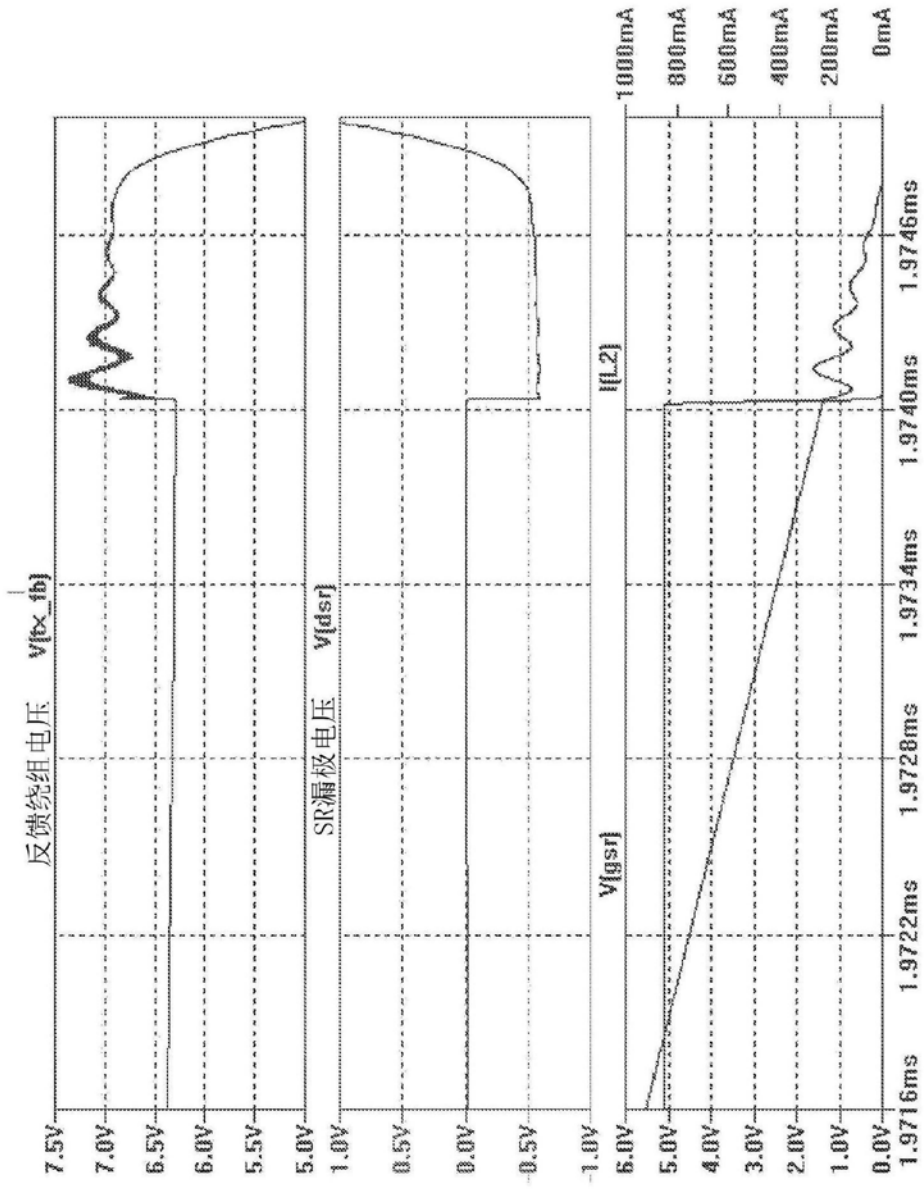

反馈绕组电压 V(fx_fb)
SR漏极电压 V(dsr)
I(L2)
V(gsr)
7.5V
7.0V
6.5V
6.0V
5.5V
5.0V
1.0V
0.5V
0.0V
-0.5V
-1.0V
9.0V
5.0V
4.0V
3.0V
2.0V
1.0V
0.0V
1000mA
800mA
600mA
400mA
200mA
0mA
1.9716ms
1.9722ms
1.9728ms
1.9734ms
1.9740ms
1.9746ms

图4

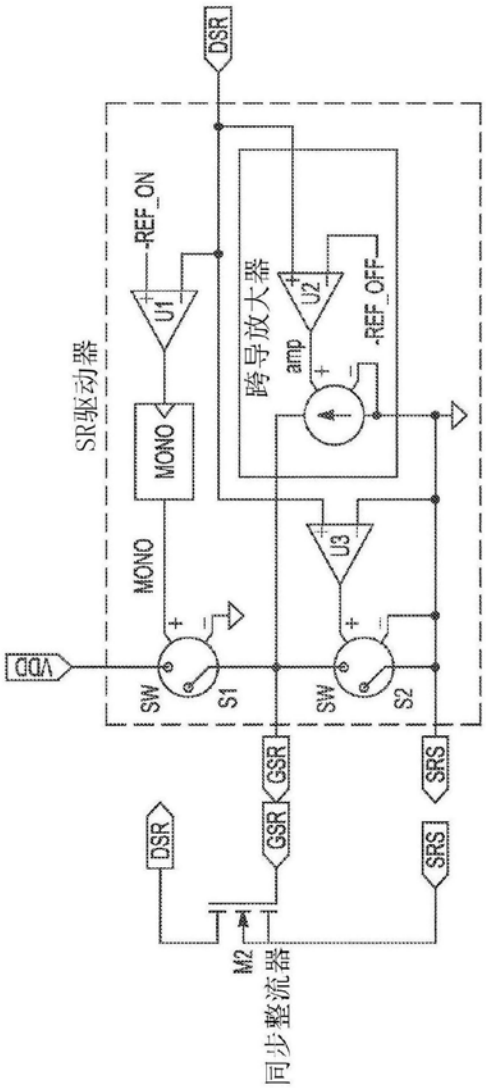

DSR
SR驱动器
-REF_ON
U1
MONO
MONO
跨导放大器
amp
U2
-REF_OFF
U3
VDD
SW
S1
SW
S2
GSR
SRS
DSR
GSR
SRS
M2
同步整流器

图5

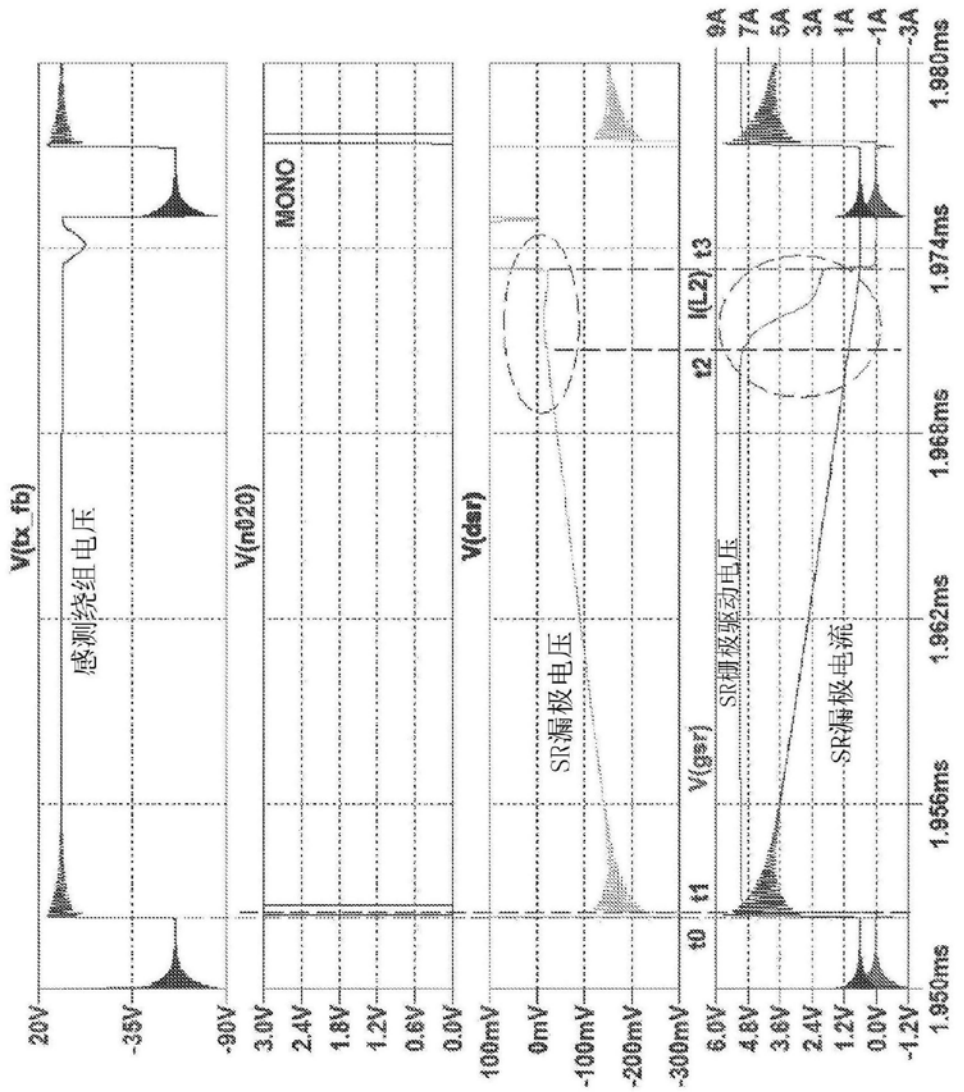

V(tx_fb)
感测绕组电压
20V
-35V
-90V
V(n020)
MONO
3.0V
2.4V
1.8V
1.2V
0.6V
0.0V
V(dsr)
SR漏极电压
100mV
0mV
-100mV
-200mV
-300mV
t0
t1
t2
t3
V(gsr)
SR栅极驱动电压
I(L2)
SR漏极电流
9A
7A
5A
3A
1A
-1A
-3A
6.0V
4.8V
3.6V
2.4V
1.2V
0.0V
-1.2V
1.950ms
1.956ms
1.962ms
1.968ms
1.974ms
1.980ms

图6

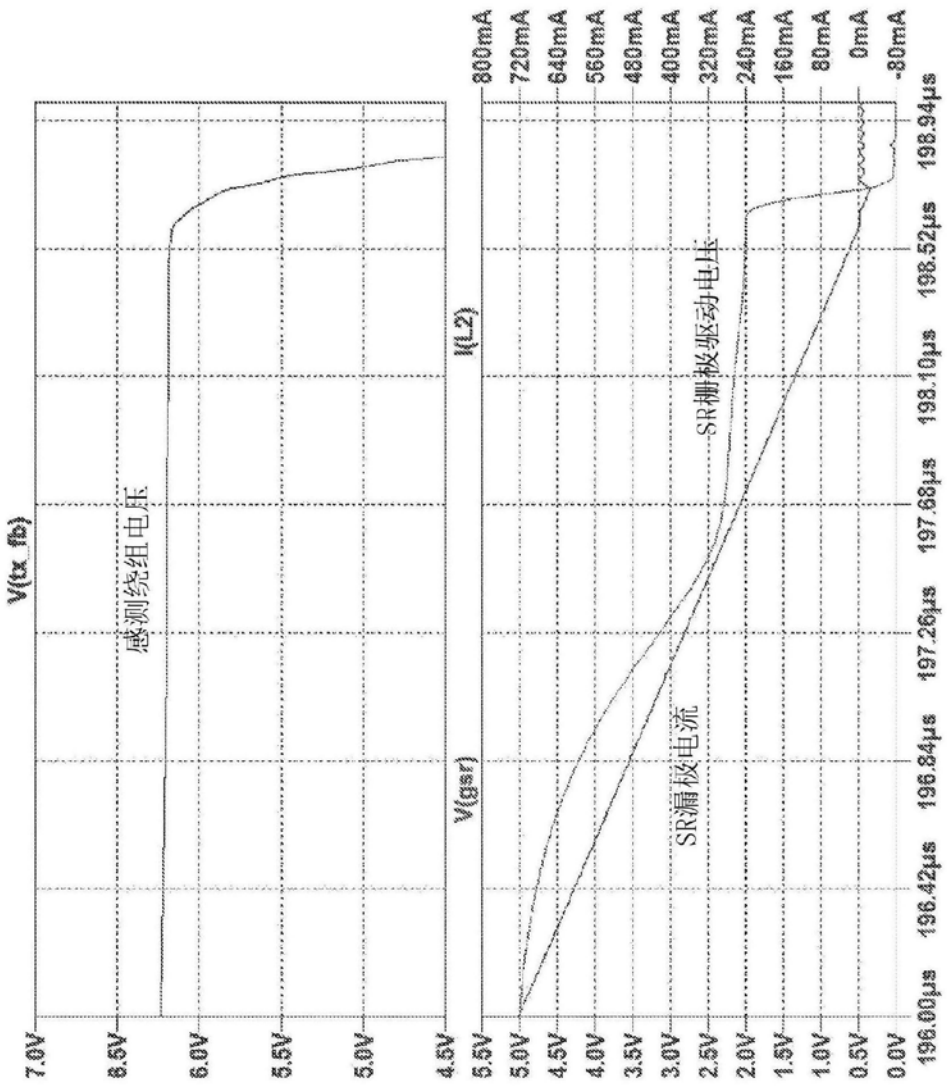

V(tx_fb)
感测绕组电压
I(L2)
V(gsr)
SR漏极电流
SR栅极驱动电压
7.0V
8.5V
6.0V
5.5V
5.0V
4.5V
800mA
720mA
640mA
560mA
480mA
400mA
320mA
240mA
160mA
80mA
0mA
-80mA
5.5V
5.0V
4.5V
4.0V
3.5V
3.0V
2.5V
2.0V
1.5V
1.0V
0.5V
0.0V
196.00µs
196.42µs
196.84µs
197.26µs
197.68µs
198.10µs
198.52µs
198.94µs

图7

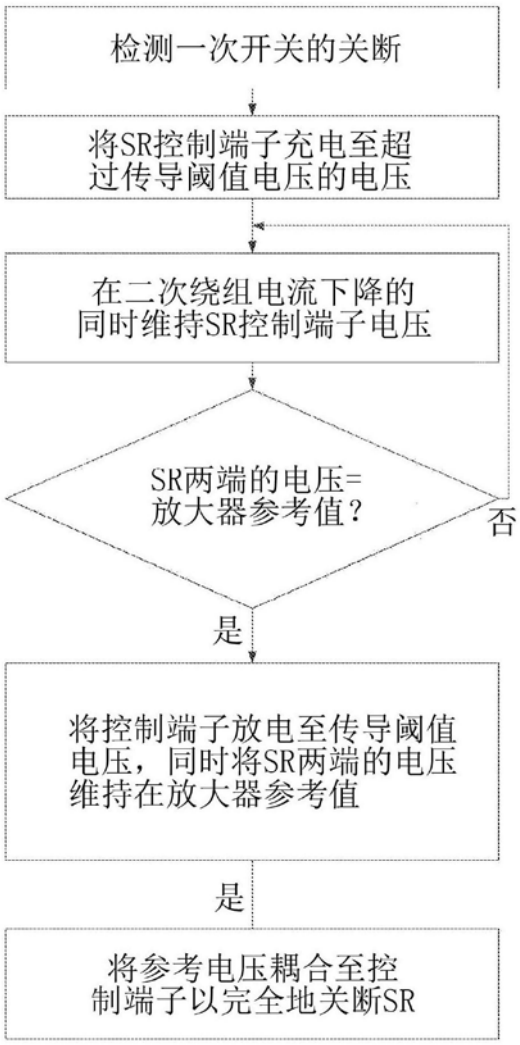

检测一次开关的关断
将SR控制端子充电至超过传导阈值电压的电压
在二次绕组电流下降的同时维持SR控制端子电压
SR两端的电压=放大器参考值？
否
是
将控制端子放电至传导阈值电压，同时将SR两端的电压维持在放大器参考值
是
将参考电压耦合至控制端子以完全地关断SR

图8

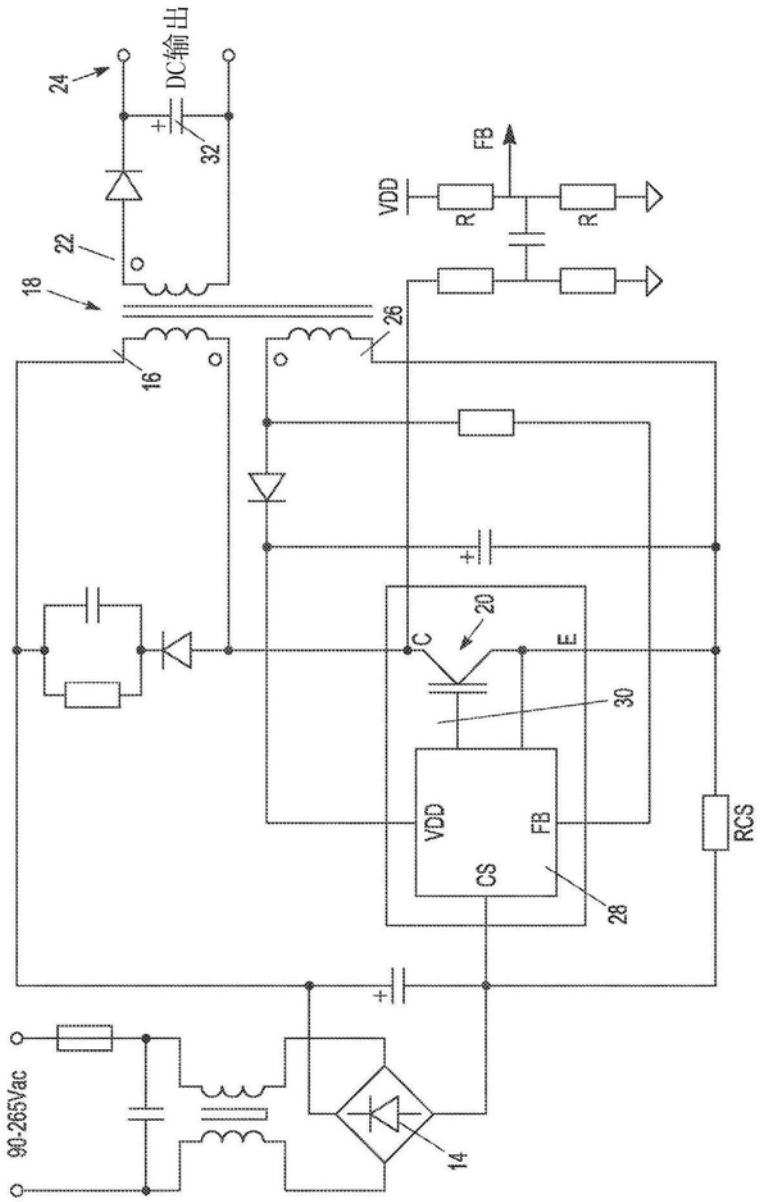

24
DC输出
32
22
18
16
26
VDD
FB
R
R
20
C
E
30
VDD
FB
CS
28
RCS
90-265Vac
14

图9