(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)实用新型专利

(10)授权公告号 CN 204559393 U
(45)授权公告日 2015.08.12

(21)申请号 201520282962.0

(22)申请日 2015.05.05

(73)专利权人 深圳市稳先微电子有限公司
地址 518048 广东省深圳市福田区天安数码城创新科技广场二期东座 1002

(72)发明人 宋利军 许煌樟

(74)专利代理机构 深圳市君胜知识产权代理事务所 44268
代理人 王永文 刘文求

(51)Int.Cl.
H02M 3/156(2006.01)
H02M 7/217(2006.01)

(ESM)同样的发明创造已同日申请发明专利

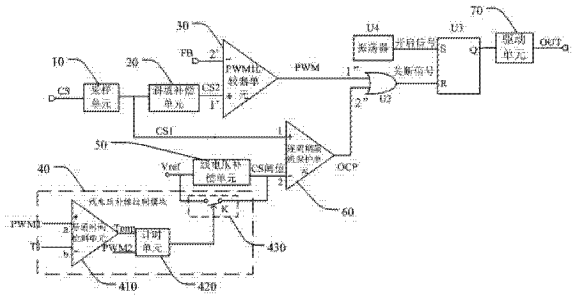
权利要求书2页 说明书7页 附图3页

(54)实用新型名称

一种开关电源控制芯片及反激式AC-DC转换器

(57)摘要

本实用新型公开了一种开关电源控制芯片及反激式AC-DC转换器，所述开关电源控制芯片包括采样单元、斜坡补偿单元、PWM比较器单元、线电压补偿控制模块、线电压补偿单元、逐周期限流保护单元、或门、RS触发器、振荡器和驱动单元。本实用新型提供的开关电源控制芯片，通过线电压补偿控制模块，检测外部功率MOS管的导通时间，在所述导通时间大于第一预设时间时，在下一个外部功率MOS管的导通时间内，控制线电压补偿单元，使线电压补偿单元在第二预设时间内对基准电压不进行线电压补偿；从而防止了低压下输出过流点和恢复点随线电压增大而增大。使各个周期内，外部功率MOS管的导通时间均较长，提高了输出功率。



CN 204559393 U

1.一种开关电源控制芯片，包括振荡器、或门和RS触发器，其特征在于，还包括：

用于对原边电感电流进行采样并输出采样信号CS1的采样单元；

用于在采样信号CS1上叠加一上升斜率大于二分之一原边电感电流下降斜率的斜坡信号的斜坡补偿单元；

用于对基准电压进行线电压补偿，输出采样信号阈值电压的线电压补偿单元；

用于比较所述开关电源控制芯片的FB端和斜坡补偿单元输出的信号，根据比较结果输出PWM信号的PWM比较器单元；

用于对原边电感电流峰值做逐周期限流保护的逐周期限流保护单元；

用于驱动外部功率MOS管的驱动单元；

用于检测外部功率MOS管的导通时间，在所述导通时间大于第一预设时间时，在下一个外部功率MOS管的导通时间内，控制线电压补偿单元在第二预设时间内对基准电压不进行线电压补偿、在第二预设时间后对基准电压进行线电压补偿的线电压补偿控制模块；

所述采样单元的输入端为开关电源控制芯片的CS端，所述采样单元的输出端连接斜坡补偿单元的输入端和逐周期限流保护单元的第一输入端；所述线电压补偿控制模块的输入端连接驱动单元的输出端，所述线电压补偿控制模块的输出端连接线电压补偿单元，所述线电压补偿单元的输入端输入基准电压，所述线电压补偿单元的输出端连接逐周期限流保护单元的第二输入端；所述斜坡补偿单元的输出端连接PWM比较器单元的第一输入端，所述PWM比较器单元的第二输入端为开关电源控制芯片的FB端，所述PWM比较器单元的输出端连接或门的第一输入端，所述逐周期限流保护单元的输出端连接或门的第二输入端，所述或门的输出端连接RS触发器的R端，所述振荡器连接RS触发器的S端，所述RS触发器的Q端连接驱动单元的输入端，所述驱动单元的输出端为所述开关电源控制芯片的OUT端、连接外部功率MOS管的栅级。

2.根据权利要求1所述的开关电源控制芯片，其特征在于，所述线电压补偿控制模块包括：

用于检测外部功率MOS管的导通时间，在所述导通时间大于第一预设时间时，开启计时单元的导通时间检测单元；

用于在开启后，接收下一个外部功率MOS管的导通信号、控制开关单元使线电压补偿单元对基准电压不进行线电压补偿并开始计时，在外部功率MOS管的导通时间超过第二预设时间后，控制开关单元使线电压补偿单元对基准电压进行线电压补偿的计时单元；

用于控制线电压补偿单元对基准电压进行线电压补偿的开关单元。

3.根据权利要求2所述的开关电源控制芯片，其特征在于，所述计时单元包括计时器。

4.根据权利要求3所述的开关电源控制芯片，其特征在于，所述开关单元包括模拟开关，所述模拟开关的一端连接线电压补偿单元的输入端，所述模拟开关的另一端连接线电压补偿单元的输出端，所述模拟开关的控制端与计时单元的输出端连接。

5.根据权利要求4所述的开关电源控制芯片，其特征在于，所述PWM比较器单元包括PWM比较器，所述PWM比较器的正相输入端连接斜坡补偿单元的输出端，所述PWM比较器的反相输入端为开关电源控制芯片的FB端，所述PWM比较器的输出端连接或门的第一输入端。

6.一种反激式AC-DC转换器，其特征在于，包括如权利要求1-5任一所述的开关电源控

制芯片。

7. 根据权利要求 6 所述的反激式 AC-DC 转换器，其特征在于，所述反激式 AC-DC 转换器还包括第一二极管、第二二极管、第一电容、第二电容、变压器、功率 MOS 管、运算放大器、光耦、第一电阻、第二电阻、第三电阻和第四电阻；所述变压器包括原边绕组、辅助绕组和副边绕组；所述原边绕组的一端为反激式 AC-DC 转换器的电压输入端、接收外部输入的输入电压，所述原边绕组的另一端连接功率 MOS 管的漏极，所述功率 MOS 管的栅级连接开关电源控制芯片的 OUT 端，所述功率 MOS 管的源极连接开关电源控制芯片的 CS 端、还通过第一电阻接地；所述辅助绕组与原边绕组感应连接，所述辅助绕组的一端接地，所述辅助绕组的另一端连接第一二极管的正极，所述第一二极管的负极连接开关电源控制芯片的 Vcc 端、还通过第一电容接地；所述副边绕组与原边绕组感应连接，所述副边绕组的一端连接第二二极管的正极，所述第二二极管的负极为反激式 AC-DC 转换器的第一输出端、连接第二电容的一端、第二电阻的一端和第三电阻的一端，所述副边绕组的另一端为反激式 AC-DC 转换器的第二输出端、连接第二电容的另一端；所述第二电阻的另一端连接光耦芯片的第一端所述第三电阻的另一端连接运算放大器的 ref 端、还通过第四电阻连接运算放大器的阳极，所述运算放大器的阴极连接光耦芯片的第二端，所述光耦芯片的第三端接地，所述光耦芯片的第四端连接开关电源控制芯片的 FB 端，所述开关电源控制芯片的 GND 端接地。

8. 根据权利要求 7 所述的反激式 AC-DC 转换器，其特征在于，所述功率 MOS 管为 NMOS 管。

一种开关电源控制芯片及反激式 AC-DC 转换器

技术领域

[0001] 本实用新型涉及开关电源技术领域，特别涉及一种开关电源控制芯片及反激式 AC-DC 转换器。

背景技术

[0002] 图 1 是一个传统的反激式 AC-DC 转换器的电路图。当负载输出没有达到过流点时，控制芯片 U1 的 OUT 端的关断信号是由反馈电压(从 FB 端输入)和原边电流侦测信号(从 CS 端输入)控制。当输出负载很大达到过流点时，控制芯片 U1 的 FB 端的电压变的很高，此时控制芯片 U1 的 OUT 端输出的关断信号是由原边电感电流的峰值来决定的。由于控制芯片 U1 的 OUT 端输出的驱动信号存在一定的关断延迟 Tdelay，所以在不同的输入电压 Vin 下，原边电感电流峰值会在驱动信号关断以后叠加一个△ Ipk=，Lp 为原边电感。在 85VAC-264VAC 的电压范围内，为了使输出过流点 / 恢复点具有一致性，对原边电感电流阈值做了线电压补偿。但是在特定的应用下(变压器参数下)，低压输入时，原边电感电流信号容易出现大小波，参见图 2。图 2 中第一个周期 T 内出现的是大波，第二个周期 T 内出现的是小波。且该大小波中的小波，其开启时间非常短(第二个周期 T 内 K1 对应的时间)，原因是其大波开启时间很长(第一个周期 T 内 K1 对应的时间)，基本接近或等于开关管 Q 最大导通时间 Ton_max，在线电压补偿的作用下，其大波的 CS 阈值也比较高，图 2 中的 CS 阈值就是原边电感电流阈值经过线电压补偿后的阈值。由于大波的放电时间很短(第一个周期 T 内 K2 对应的时间)，因此小波的原边电感电流信号初始值很高，基本上一开启就碰到 CS 阈值，开关管 Q 立即关断，总的效果相当于两个周期才开启一次，且开启的时间仅为最大导通时间 Ton_max，从而限制了输出功率。

[0003] 因而现有技术还有待改进和提高。

实用新型内容

[0004] 鉴于上述现有技术的不足之处，本实用新型的目的在于提供一种开关电源控制芯片及反激式 AC-DC 转换器，防止低压下输出过流点和恢复点随线电压增大而增大，提高输出功率。

[0005] 为了达到上述目的，本实用新型采取了以下技术方案：

[0006] 一种开关电源控制芯片，包括振荡器、或门和 RS 触发器，还包括：

[0007] 用于对原边电感电流进行采样并输出采样信号 CS1 的采样单元；

[0008] 用于在采样信号 CS1 上叠加一上升斜率大于二分之一原边电感电流下降斜率的斜坡信号的斜坡补偿单元；

[0009] 用于对基准电压进行线电压补偿，输出采样信号阈值电压的线电压补偿单元；

[0010] 用于比较所述开关电源控制芯片的 FB 端和斜坡补偿单元输出的信号，根据比较结果输出 PWM 信号的 PWM 比较器单元；

[0011] 用于对原边电感电流峰值做逐周期限流保护的逐周期限流保护单元；

[0012] 用于驱动外部功率 MOS 管的驱动单元；

[0013] 用于检测外部功率 MOS 管的导通时间，在所述导通时间大于第一预设时间时，在下一个外部功率 MOS 管的导通时间内，控制线电压补偿单元在第二预设时间内对基准电压不进行线电压补偿、在第二预设时间后对基准电压进行线电压补偿的线电压补偿控制模块；

[0014] 所述采样单元的输入端为开关电源控制芯片的 CS 端，所述采样单元的输出端连接斜坡补偿单元的输入端和逐周期限流保护单元的第一输入端；所述线电压补偿控制模块的输入端连接驱动单元的输出端，所述线电压补偿控制模块的输出端连接线电压补偿单元，所述线电压补偿单元的输入端输入基准电压，所述线电压补偿单元的输出端连接逐周期限流保护单元的第二输入端；所述斜坡补偿单元的输出端连接 PWM 比较器单元的第一输入端，所述 PWM 比较器单元的第二输入端为开关电源控制芯片的 FB 端，所述 PWM 比较器单元的输出端连接或门的第一输入端，所述逐周期限流保护单元的输出端连接或门的第二输入端，所述或门的输出端连接 RS 触发器的 R 端，所述振荡器连接 RS 触发器的 S 端，所述 RS 触发器的 Q 端连接驱动单元的输入端，所述驱动单元的输出端为所述开关电源控制芯片的 OUT 端、连接外部功率 MOS 管的栅级。

[0015] 所述的开关电源控制芯片，其中，所述线电压补偿控制模块包括：

[0016] 用于检测外部功率 MOS 管的导通时间，在所述导通时间大于第一预设时间时，开启计时单元的导通时间检测单元；

[0017] 用于在开启后，接收下一个外部功率 MOS 管的导通信号、控制开关单元使线电压补偿单元对基准电压不进行线电压补偿并开始计时，在外部功率 MOS 管的导通时间超过第二预设时间后，控制开关单元使线电压补偿单元对基准电压进行线电压补偿的计时单元；

[0018] 用于控制线电压补偿单元对基准电压进行线电压补偿的开关单元。

[0019] 所述的开关电源控制芯片，其中，所述计时单元包括计时器。

[0020] 所述的开关电源控制芯片，其中，所述开关单元包括模拟开关，所述模拟开关的一端连接线电压补偿单元的输入端，所述模拟开关的另一端连接线电压补偿单元的输出端，所述模拟开关的控制端与计时单元的输出端连接。

[0021] 所述的开关电源控制芯片，其中，所述 PWM 比较器单元包括 PWM 比较器，所述 PWM 比较器的正相输入端连接斜坡补偿单元的输出端，所述 PWM 比较器的反相输入端为开关电源控制芯片的 FB 端，所述 PWM 比较器的输出端连接或门的第一输入端。

[0022] 一种反激式 AC-DC 转换器，其中，包括如上所述的开关电源控制芯片。

[0023] 所述的反激式 AC-DC 转换器，其中，所述反激式 AC-DC 转换器还包括第一二极管、第二二极管、第一电容、第二电容、变压器、功率 MOS 管、运算放大器、光耦、第一电阻、第二电阻、第三电阻和第四电阻；所述变压器包括原边绕组、辅助绕组和副边绕组；所述原边绕组的一端为反激式 AC-DC 转换器的电压输入端、接收外部输入的输入电压，所述原边绕组的另一端连接功率 MOS 管的漏极，所述功率 MOS 管的栅级连接开关电源控制芯片的 OUT 端，所述功率 MOS 管的源极连接开关电源控制芯片的 CS 端、还通过第一电阻接地；所述辅助绕组与原边绕组感应连接，所述辅助绕组的一端接地，所述辅助绕组的另一端连接第一二极管的正极，所述第一二极管的负极连接开关电源控制芯片的 Vcc 端、还通过第一电容接地；所述副边绕组与原边绕组感应连接，所述副边绕组的一端连接第二二极管的正极，所述第

二二极管的负极为反激式 AC-DC 转换器的第一输出端、连接第二电容的一端、第二电阻的一端和第三电阻的一端，所述副边绕组的另一端为反激式 AC-DC 转换器的第二输出端、连接第二电容的另一端；所述第二电阻的另一端连接光耦芯片的第一端，所述第三电阻的另一端连接运算放大器的 ref 端、还通过第四电阻连接运算放大器的阳极，所述运算放大器的阴极连接光耦芯片的第二端，所述光耦芯片的第三端接地，所述光耦芯片的第四端连接开关电源控制芯片的 FB 端，所述开关电源控制芯片的 GND 端接地。

[0024] 所述的反激式 AC-DC 转换器，其中，所述功率 MOS 管为 NMOS 管。

[0025] 相较于现有技术，本实用新型提供的开关电源控制芯片，通过线电压补偿控制模块，检测外部功率 MOS 管的导通时间，在所述导通时间大于第一预设时间时，在下一个外部功率 MOS 管的导通时间内，控制线电压补偿单元，使线电压补偿单元在第二预设时间内对基准电压不进行线电压补偿，从而防止了低压下输出过流点和恢复点随线电压增大而增大，使各个周期内，外部功率 MOS 管的导通时间均较长，提高了输出功率。

附图说明

[0026] 图 1 为现有的反激式 AC-DC 转换器的电路图。

[0027] 图 2 为现有的反激式 AC-DC 转换器中原边电感电流的波形图。

[0028] 图 3 为本实用新型提供的开关电源控制芯片的结构框图。

[0029] 图 4 为本实用新型提供的反激式 AC-DC 转换器的电路图。

[0030] 图 5 为本实用新型提供的反激式 AC-DC 转换器中采样信号 CS1 的波形图。

具体实施方式

[0031] 本实用新型提供一种开关电源控制芯片及反激式 AC-DC 转换器，通过线电压补偿控制模块检测外部功率 MOS 管的导通时间来判断是否在下一个周期对原边电感电流做线电压补偿，防止低压下输出过流点和恢复点随线电压增大而增大，提高输出功率。

[0032] 为使本实用新型的目的、技术方案及效果更加清楚、明确，以下参照附图并举实施例对本实用新型进一步详细说明。应当理解，此处所描述的具体实施例仅用以解释本实用新型，并不用于限定本实用新型。

[0033] 请参阅图 3，本实用新型提供的开关电源控制芯片，包括采样单元 10、斜坡补偿单元 20、PWM 比较器单元 30、线电压补偿控制模块 40、线电压补偿单元 50、逐周期限流保护单元 60、或门 U2、RS 触发器 U3、振荡器 U4 和驱动单元 70。所述振荡器 U4 每个周期给外部功率 MOS 管一个开启信号。

[0034] 采样单元 10 对原边电感电流进行采样、并将采样信号输出给斜坡补偿单元 20 和逐周期限流保护单元 60；斜坡补偿单元 20 在采样信号上叠加一上升斜率大于二分之一原边电感电流下降斜率的斜坡信号输出给 PWM 比较器单元 30；PWM 比较器单元 30 比较开关电源控制芯片的 FB 端和斜坡补偿单元 20 输出的信号，根据比较结果输出 PWM 信号给或门 U2 的第一输入端 1”；线电压补偿控制模块 40 检测外部功率 MOS 管的导通时间，在所述导通时间大于第一预设时间 T1 时，在下一个外部功率 MOS 管的导通时间内，控制线电压补偿单元 50 在第二预设时间 T2 内对基准电压 Vref 不进行线电压补偿、在第二预设时间 T2 后对基准电压 Vref 进行线电压补偿；逐周期限流保护单元 60 根据线电压补偿单元 50 输出的采样信

号阈值电压，对采样信号做逐周期限流保护并输出给或门 U2 的第二输入端 2”；或门 U2 根据第一输入端 1”和第二输入端 2”输入的信号，输出关断信号给 RS 触发器 U3 的 R 端，振荡器 U4 输出开启信号给 RS 触发器 U3 的 S 端，RS 触发器 U3 的 Q 端通过驱动单元 70 来控制外部功率 MOS 管的导通和关断。

[0035] 换而言之，所述采样单元 10，用于对原边电感电流进行采样并输出采样信号 CS1。

[0036] 所述斜坡补偿单元 20，用于在采样信号 CS1 上叠加一上升斜率大于二分之一原边电感电流下降斜率的斜坡信号。

[0037] 所述线电压补偿单元 50，用于对基准电压 Vref 进行线电压补偿，输出采样信号阈值电压。具体的，所述线电压补偿单元 50，用于根据外部功率 MOS 管的导通时间，在基准电压 Vref 上叠加一个负的补偿电压，即减小基准电压 Vref，并将减小了的基准电压 Vref 输出。外部功率 MOS 管的导通时间越短，补偿越大；导通时间越长，补偿越小。

[0038] 所述 PWM 比较器单元 30，用于比较所述开关电源控制芯片的 FB 端和斜坡补偿单元 20 输出的信号，根据比较结果输出 PWM 信号。其中，所述 PWM 比较器单元 30 包括 PWM 比较器，所述 PWM 比较器的正相输入端连接斜坡补偿单元 20 的输出端，所述 PWM 比较器的反相输入端为开关电源控制芯片的 FB 端，所述 PWM 比较器的输出端连接或门 U2 的第一输入端 1”。

[0039] 所述逐周期限流保护单元 60，用于对原边电感电流峰值做逐周期限流保护。具体用于，在第一输入端输入的电压（采样信号 CS1）高于第二输入端输入的电压（采样信号阈值电压或基准电压 Vref）时，输出高电平；在第一输入端输入的电压低于第二输入端输入的电压时，输出低电平。

[0040] 所述驱动单元 70，用于驱动外部功率 MOS 管。

[0041] 线电压补偿控制模块 40，用于检测外部功率 MOS 管的导通时间，在所述导通时间大于第一预设时间 T1 时，在下一个外部功率 MOS 管的导通时间内，控制线电压补偿单元在第二预设时间 T2 内对基准电压 Vref 不进行线电压补偿、在第二预设时间 T2 后对基准电压 Vref 进行线电压补偿。具体用于，在外部功率 MOS 管导通和关闭的一个周期内，检测外部功率 MOS 管的导通时间，在所述导通时间大于第一预设时间 T1 时，在下一个周期来到时，控制线电压补偿单元 50 在第二预设时间 T2 内对基准电压 Vref 不进行线电压补偿、在第二预设时间 T2 后再对基准电压 Vref 进行线电压补偿。

[0042] 所述第一预设时间 T1 根据开关电源控制芯片具体的应用参数来定，但是，所述第一预设时间 T1 不能超过外部功率 MOS 管的最大导通时间。设置所述第二预设时间 T2，是为了给电感电流放电一个足够的时间，防止下个开关周期由于电感电流比较高，而采样信号在线电压补偿信号下比较低，从而出现这个周期功率 MOS 管开启时间太短。因此，所述第二预设时间 T2 同样根据开关电源控制芯片具体的应用参数来定。

[0043] 所述采样单元 10 的输入端为开关电源控制芯片的 CS 端，所述采样单元 10 的输出端连接斜坡补偿单元 20 的输入端和逐周期限流保护单元 60 的第一输入端 1；所述线电压补偿控制模块 40 的输入端连接驱动单元 70 的输出端，所述线电压补偿控制模块 40 的输出端连接线电压补偿单元 50，所述线电压补偿单元 50 的输入端输入基准电压，所述线电压补偿单元 50 的输出端连接逐周期限流保护单元 60 的第二输入端 2；所述斜坡补偿单元 20 的输出端连接 PWM 比较器单元的第一输入端 1’，所述 PWM 比较器单元 30 的第二输入端 2’为开

关电源控制芯片的FB端，所述PWM比较器单元30的输出端连接或门U2的第一输入端1”，所述逐周期限流保护单元60的输出端连接或门U2的第二输入端2”，所述或门U2的输出端连接RS触发器U3的R端，所述振荡器U4连接RS触发器U3的S端，所述RS触发器U3的Q端连接驱动单元70的输入端，所述驱动单元70的输出端为所述开关电源控制芯片的OUT端、连接外部功率MOS管的栅级。所述开关电源控制芯片的CS端通常连接外部功率MOS管的源极，所述开关电源控制芯片的FB端通常连接外部负载的反馈端，即FB端输入的是反馈信号。

[0044] 请一并参阅图4，为便于阐述开关电源控制芯片的原理，将本实用新型的开关电源控制芯片U5加入到常用的反激式AC-DC转换器电路中。

[0045] 通过数学推导可以证明，如果在实际检测到的原边电感电流波形上叠加一上升斜率大于原边电感电流下降斜率一半的斜坡信号，可以去除不同占空比对平均原边电感电流大小的扰动作用，使得所控制的峰值电感电流最后收敛于平均电感电流。所以采样单元10将原边电感电流(CS端输入信号)转化为采样信号CS1，采样信号CS1通过斜坡补偿单元20输出一个信号CS2，CS2被送至PWM比较器单元30的第一输入端1’，PWM比较器单元30输出一个PWM信号。当CS2信号高于FB端输入的反馈电压时，所述PWM信号为高电平，否则PWM信号为低电平。为了保护外部功率管MOS管，对原边电感电流峰值做了逐周期限流保护，所以采样信号CS1被送至逐周期限流保护单元60的第一输入端1。为了使原边输入电压VIN不同的情况下，原边电感电流峰值有更好的一致性，所以对内部基准电压Vref进行线电压补偿，即，通过线电压补偿单元50产生一个采样信号阈值电压，然后采样信号阈值电压被送至逐周期限流保护单元60的第二输入端2，然后逐周期限流保护单元60输出一个信号OCP。当采样信号CS1 高于采样信号阈值电压，则OCP信号为高电平，否则为低电平。最终PWM信号和OCP信号通过或门U2输出一个关断信号(高电平)。振荡器U4输出的开启信号和或门U2输出的关断信号分别连接到RS触发器U3的S端和R端，所述RS触发器U3的输出端即Q端连接到驱动单70的输入端，。

[0046] 正常情况下，环路控制是由振荡器U4产生开启信号，PWM比较器单元30通过或门U2输出关断信号。当输出电压VO偏低或负载很重时，所述开关电源控制芯片U5的FB端输入的电压高，开关电源控制芯片U5相应增大输出信号的占空比，使每个周期传递的能量增加，从而使输出电压VO逐渐升高到设定值。当输出电压VO偏高或负载很轻时，所述开关电源控制芯片U5的FB端的电压下降，所述开关电源控制芯片U5相应减小输出信号的占空比，使输出电压VO逐渐降低回到设定值。当输出负载电流达到过流点时，FB端被拉的很高，此时关断信号主要是逐周期限流保护单元60输出的OCP信号控制，此种情况下，若继续对基准电压Vref进行线电压补偿，则环路控制失效，如此的话，可能就会出现输出负载过流点和恢复点随线电增大而增大。由于有线电压补偿控制模块40的存在，当外部功率管MOS管导通(打开)，线电压补偿控制模块检测外部功率MOS管在本周期内的导通时间Ton，当Ton> 第一预设时间T1时，认为输入电压VIN很低，在下一个周期时，所述线电压补偿控制模块40控制线电压补偿单元50不对基准电压Vref进行线电压补偿，此时，基准电压Vref直接输入到逐周期限流保护单元60的第二输入端2中，方便起见，将逐周期限流保护单元60的第二输入端2输入的信号定义为CS阈值电压(采样信号阈值电压或者基准电压Vref)；当外部功率MOS管的导通时间Ton> 第二预设时间T2时，所述线电压补偿控制模

块 40 控制线电压补偿单元 50 对基准电压 Vref 进行线电压补偿，即所述线电压补偿单元 50 继续输出采样信号阈值电压给逐周期限流保护单元 60。这样就避免了在输入电压 VIN 很低时，外部功率 MOS 管开启时间 Ton 太长或者接近最大导通时间 Ton_max 下，外部功率 MOS 管再次开启时由于 CS 阈值电压太低导致驱动信号立马关断，不能正常给负载输出能量。

[0047] 图 5 为本实用新型提供的开关电源控制芯片的采样信号 CS1 的波形图，由于采样信号 CS1 对应的是原边电感电流，因此图 5 可以反映出原边电感电流在各个开关周期内的变化情况。在第一个周期内，外部功率 MOS 管开启，原边导通，采样信号 CS1 的电压值上升(第一个周期 T 中的 K1 段)，外部功率 MOS 管在第一个周期内的开启时间 Ton1 大于第一预设时间 T1，在采样信号 CS1 的电压值超过 CS 阈值电压时，外部功率 MOS 管关断，采样信号 CS1 的电压值下降(第一个周期 T 中的 K2 段)，

[0048] 下降到振荡器再次输出一个开启信号时，外部功率 MOS 管开启。进入到第二个周期，由于在第二个周期的第二预设时间 T2 内对基准电压 Vref 不进行线电压补偿，因此，在第二预设时间 T2 内，采样信号 CS1 的电压值不超过基准电压 Vref，外部功率 MOS 管就不会关断；故在第二个周期内，外部功率 MOS 管的开启时间 Ton2 仍然较长，可见，在原边输入电压 VIN 很低的情况下，本实用新型提供的开关电源控制芯片仍然可以控制开关电路给负载持续输出能量，提高了效率。

[0049] 请参阅图 3，本实用新型提供的开关电源控制芯片中，所述线电压补偿控制模块包括导通时间检测单元 410、计时单元 420 和开关单元 430。

[0050] 所述导通时间检测单元 410，用于检测外部功率 MOS 管的导通时间，在所述导通时间大于第一预设时间时，开启计时单元 420。

[0051] 所述计时单元 420，用于在开启后，接收下一个外部功率 MOS 管的导通信号、控制开关单元使线电压补偿单元对基准电压 Vref 不进行线电压补偿并开始计时，在外部功率 MOS 管的导通时间超过第二预设时间后，控制开关单元 430 使线电压补偿单元 50 对基准电压 Vref 进行线电压补偿。具体的，所述计时单元 420 在接收到外部功率 MOS 管的导通信号后，输出一个使能信号使开关单元 430 闭合并开始计时，在第二预设时间后，输出另一个使能信号使开关单元 430 断开。优选的，所述计时单元 420 包括计时器。

[0052] 所述开关单元 430，用于控制线电压补偿单元 50 对基准电压 Vref 进行线电压补偿。具体的，所述开关单元 430 并联在线电压补偿单元 50 的输入端和输出端，所述开关单元 430 通过对线电压补偿单元 50 进行短路，使线电压补偿单元 50 不对基准电压 Vref 进行线电压补偿。优选的，所述开关单元 430 包括模拟开关 K，所述模拟开关 K 的一端连接线电压补偿单元 50 的输入端，所述模拟开关 K 的另一端连接线电压补偿单元 50 的输出端，所述模拟开关 K 的控制端与计时单元 420 的输出端连接。即，所述计时单元 420 只需输出使能信号使模拟开关 K 闭合或断开，即可控制对基准电压的线电压补偿，从而可以让采样信号阈值电压或基准电压 Vref 输入到逐周期限流保护单元 60 的第二输入端。

[0053] 所述导通时间检测单元 410 的第一输入端 a 为线电压补偿控制模块 40 的输入端、连接驱动单元 70 的输出端，所述导通时间检测单元 410 的第二输入端 b 输入第二预设时间信号，所述导通时间检测单元 410 的输出端连接计时单元 420 的使能端，所述计时单元 420 的信号输入端连接驱动单元 70 的输出端，所述计时单元 420 的输出端连接开关单元 430。

[0054] 当驱动单元 70 输出的驱动信号 PWM1 为高时，外部功率 MOS 管打开，导通时间检测

单元 410 检测到本周期内外部功率 MOS 管导通时间 Ton，当 Ton> 第一预设时间 T1(认为 VIN 很低) 时，导通时间检测单元 410 给计时单元 420 输出一个使能信号 Tonp，Tonp 为高有效。紧接着当驱动单元 70 输出的下一个驱动信号 PWM2 为高时，计时单元 420 输出一个使能信号使开关 K 闭合，即 CS 阈值电压没有经过线电压补偿单元 50，采样信号 CS1 直接和基准电压 Vref 比较。同时计时单元 420 开始计时，当外部功率 MOS 管导通时间 Ton> 第二预设时间 T2 时，计时单元 420 会输出一个使能信号使开关 K 打开，即导通时间 Ton>T2 以后 CS 阈值电压继续由基准电压 Vref 经过线电压补偿单元 50 产生。这样就避免了在输入电压 VIN 很低时，功率 MOS 管开启时间太长或者接近最大导通时间下，功率 MOS 管再次开启时由于 CS 阈值太低导致驱动信号立马关断，不能正常给负载输出能量。

[0055] 请参阅图 4，本实用新型还提供一种反激式 AC-DC 转换器，包括如上一实施例所述的开关电源控制芯片 U5，还包括第一二极管 D1、第二二极管 D2、第一电容 C1、第二电容 C2、变压器 80、功率 MOS 管 Q1、运算放大器 Q2、光耦 U6、第一电阻 R1、第二电阻 R2、第三电阻 R3 和第四电阻 R4。

[0056] 所述变压器 80 包括原边绕组 Np、辅助绕组 Na 和副边绕组 Ns。所述原边绕组 Np 的一端为反激式 AC-DC 转换器的电压输入端、接收外部输入的输入电压 VIN，所述原边绕组 Np 的另一端连接功率 MOS 管 Q1 的漏极，所述功率 MOS 管 Q1 的栅级连接开关电源控制芯片 U5 的 OUT 端，所述功率 MOS 管 Q1 的源极连接开关电源控制芯片 U5 的 CS 端、还通过第一电阻 R1 接地；所述辅助绕组 Na 与原边绕组 Np 感应连接，所述辅助绕组 Na 的一端接地，所述辅助绕组 Na 的另一端连接第一二极管 D1 的正极，所述第一二极管 D1 的负极连接开关电源控制芯片 U5 的 Vcc 端、还通过第一电容 C1 接地；所述副边绕组 Ns 与原边绕组 Np 感应连接，所述副边绕组 Ns 的一端连接第二二极管 D2 的正极，所述第二二极管 D2 的负极为反激式 AC-DC 转换器的第一输出端、连接第二电容 C2 的一端、第二电阻 R2 的一端和第三电阻 R3 的一端，所述副边绕组 Ns 的另一端为反激式 AC-DC 转换器的第二输出端、连接第二电容 C2 的另一端；所述第二电阻 R2 的另一端连接光耦芯片 U6 的第一端 c，所述第三电阻 R3 的另一端连接运算放大器 Q2 的 ref 端、还通过第四电阻 R4 连接运算放大器 Q2 的阳极，所述运算放大器 Q2 的阴极连接光耦芯片 U6 的第二端 d，所述光耦芯片 U6 的第三端 e 接地，所述光耦芯片 U6 的第四端 f 连接开关电源控制芯片 U5 的 FB 端，所述开关电源控制芯片 U5 的 GND 端接地。

[0057] 所述运算放大器 Q2 的型号为 TL431，具有三个管脚，分别为阴极、阳极和 ref 端，其中，运算放大器 Q2 的阳极和输出 Vo 的负端连接，ref 端为运算放大器的正向输入端，运算放大器的反向输入端内置，外部没有引脚，没有引出。所述功率 MOS 管 Q1 为 NMOS 管。所述反激式 AC-DC 转换器的第一输出端和第二输出端之间连接负载，所述开关电源控制芯片 U5 根据负载 (即输出端电压 Vo) 的变化，通过调节功率 MOS 管 Q1 导通的占空比给负载输出稳定的直流电压。

[0058] 由于所述反激式 AC-DC 转换器的工作原理和特点在上一实施例中已详细阐述，在此不再赘述。

[0059] 可以理解的是，对本领域普通技术人员来说，可以根据本实用新型的技术方案及其实用新型构思加以等同替换或改变，而所有这些改变或替换都应属于本实用新型所附的权利要求的保护范围。

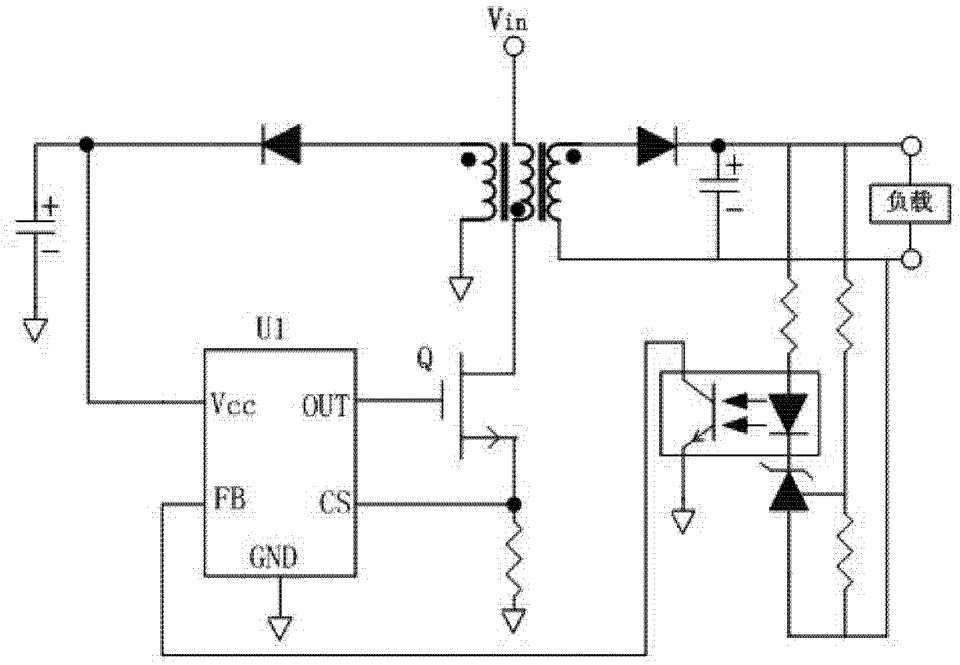

Vin
负载
U1
Vcc
OUT
FB
CS
GND
Q

图 1

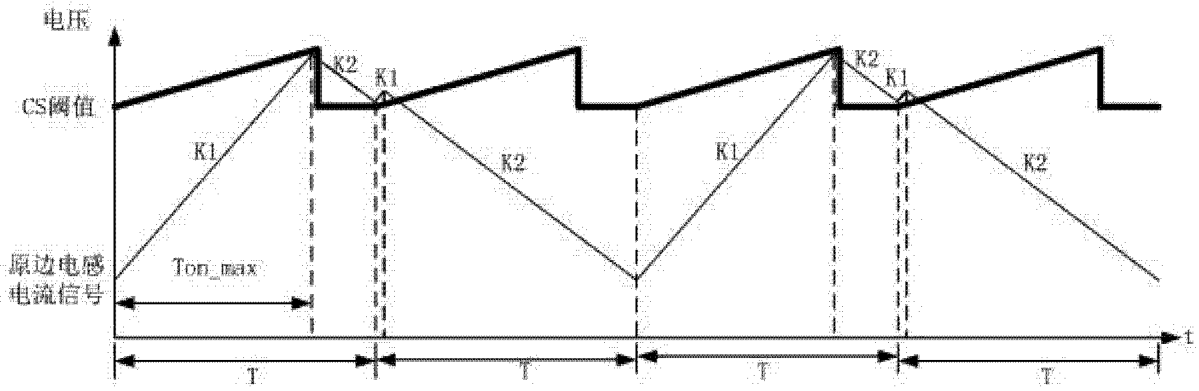

电压
CS阈值
K1
K2
K2
K1
K1
K2
K2
K1
原边电感
电流信号
Ton_max
T
T
T
T
t

图 2

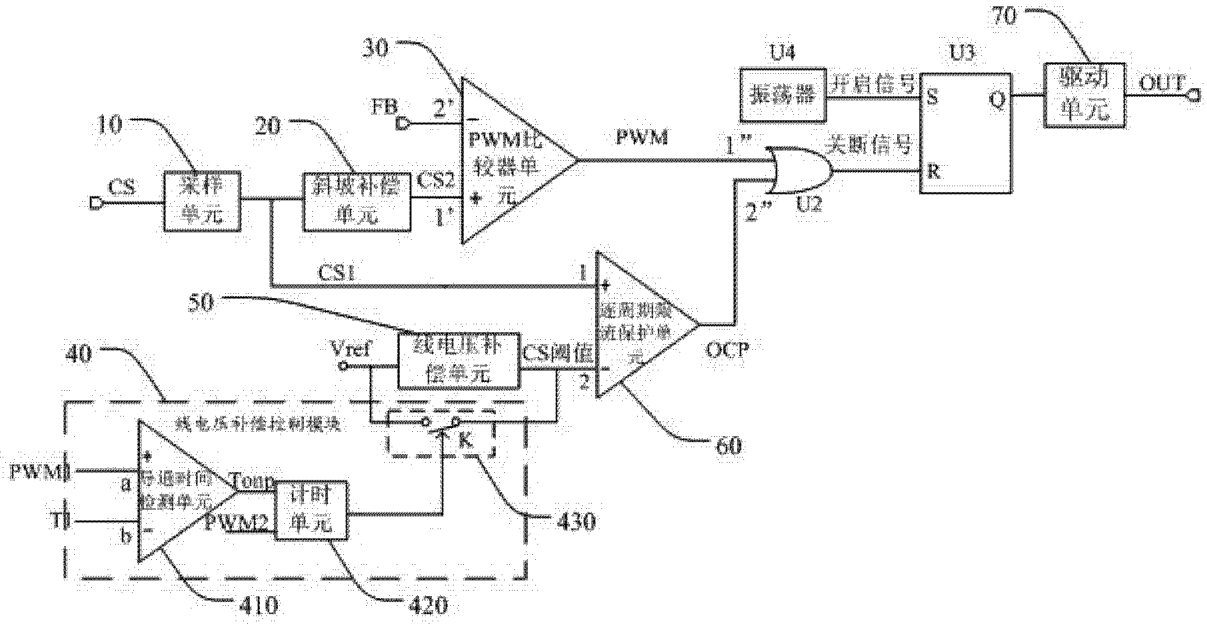

70
30
U4
U3
振荡器
开启信号
S
Q
驱动单元
OUT
FB
2'
PWM比较器单元
PWM
1"
关断信号
10
20
CS
采样单元
斜坡补偿单元
CS2
1'
R
2"
U2
CS1
1
50
逐周期限流保护单元
Vref
线电压补偿单元
CS阈值
OCP
2
40
60
线电压补偿控制模块
K
PWM1
a
导通时间检测单元
Ton
计时单元
T1
b
PWM2
430
410
420

图 3

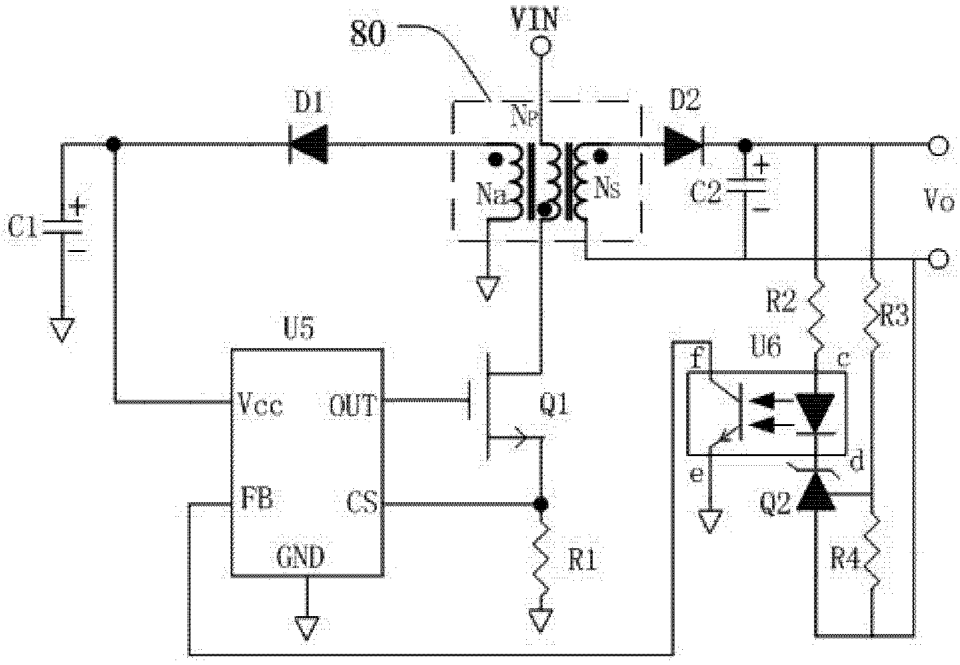

80
VIN
D1
Np
D2
Na
Ns
C2
C1
Vo
R2
R3
U5
U6
f
c
Vcc
OUT
Q1
FB
CS
d
e
Q2
GND
R1
R4

图 4

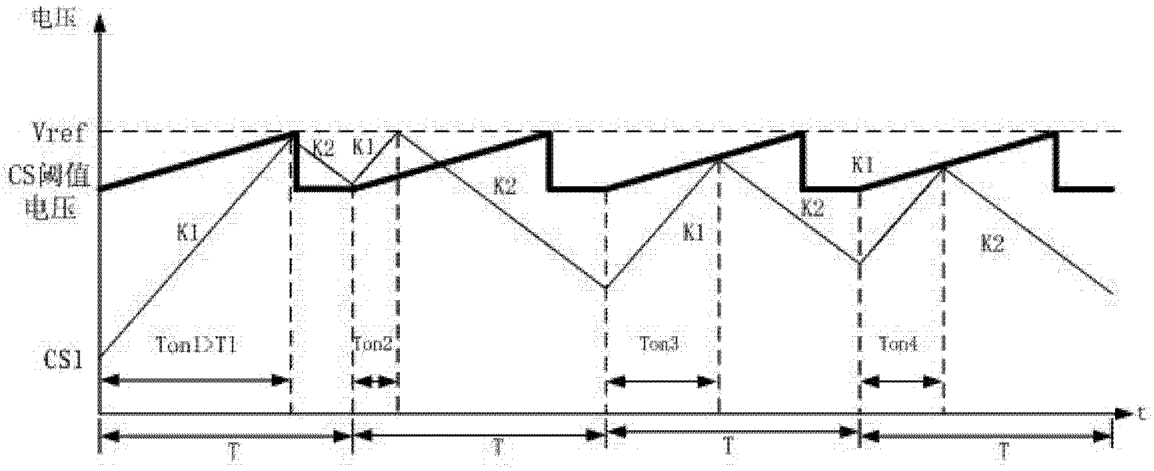

电压
Vref
CS阈值
电压
CS1
K1
K2
K1
K2
K1
K2
K1
K2
Ton1>T1
Ton2
Ton3
Ton4
t
T
T
T
T

图 5