

(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国际局

(43) 国际公布日
2020 年 7 月 2 日 (02.07.2020)



(10) 国际公布号
WO 2020/135217 A1

(51) 国际专利分类号:
H02M 3/335 (2006.01)

LTD.) [CN/CN]; 中国江苏省无锡市新区新洲路8号, Jiangsu 214028 (CN)。

(21) 国际申请号: PCT/CN2019/126597

(72) 发明人: 孙伟锋(SUN, Weifeng); 中国江苏省无锡市新区新洲路8号, Jiangsu 214028 (CN)。 张华鑫(ZHANG, Huaxin); 中国江苏省无锡市新区新洲路8号, Jiangsu 214028 (CN)。 张琥(ZHANG, Hu); 中国江苏省无锡市新区新洲路8号, Jiangsu 214028 (CN)。 余梦霖(YU, Menglin); 中国江苏省无锡市新区新洲路8号, Jiangsu 214028 (CN)。 赵思宇(ZHAO, Siyu); 中国江苏省无锡市新区新洲路8号, Jiangsu 214028 (CN)。 徐申(XU, Shen); 中国江苏省无锡市新区新洲路8号, Jiangsu 214028 (CN)。 时龙兴(SHI, Longxing); 中国江苏省无锡市新区新洲路8号, Jiangsu 214028 (CN)。

(22) 国际申请日: 2019 年 12 月 19 日 (19.12.2019)

(25) 申请语言: 中文

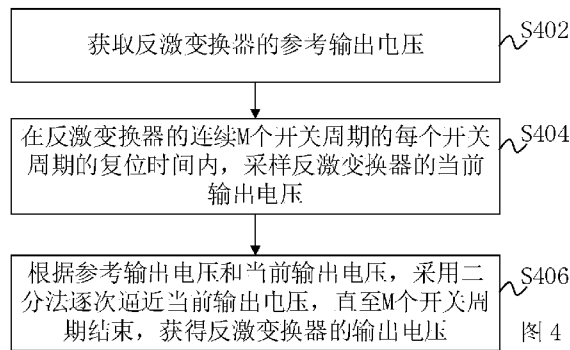
(26) 公布语言: 中文

(30) 优先权:
201811642923.1 2018年12月29日 (29.12.2018) CN

(71) 申请人: 东南大学(SOUTHEAST UNIVERSITY)
[CN/CN]; 中国江苏省南京市玄武区四牌楼2号, Jiangsu 210096 (CN)。 无锡华润上华科技有限公司(CSMC TECHNOLOGIES FAB2 CO.,

(54) Title: FLYBACK CONVERTER AND OUTPUT VOLTAGE ACQUISITION METHOD THEREFOR AND APPARATUS THEREOF

(54) 发明名称: 反激变换器及其输出电压获取方法、装置



S402 Acquire the reference output voltage of a flyback converter
S404 Sample the current output voltage of the flyback converter within a reset time of each switching period among M continuous switching periods of the flyback converter
S406 According to the reference output voltage and the current output voltage, use a dichotomy to successively approximate the current output voltage until the M switching periods are finished, and acquire the output voltage of the flyback converter

图 4

(57) Abstract: A flyback converter and an output voltage acquisition method therefor and apparatus thereof, wherein the output voltage acquisition method comprises the following steps: acquiring the reference output voltage of a flyback converter (S402); sampling the current output voltage of the flyback converter within a reset time of each switching period among M continuous switching periods of the flyback converter (S404), wherein M is a positive integer; and according to the reference output voltage and the current output voltage, sampling a dichotomy to successively approximate the current output voltage until the M switching periods are finished, and acquiring the output voltage of the flyback converter (S406).

(57) 摘要: 一种反激变换器及其输出电压获取方法、装置, 其中输出电压获取方法包括以下步骤: 获取反激变换器的参考输出电压 (S402); 在反激变换器的连续M个开关周期的每个开关周期的复位时间内, 采样反激变换器的当前输出电压 (S404), 其中, M为正整数; 根据参考输出电压和当前输出电压, 采样二分法逐次逼近当前输出电压, 直至M个开关周期结束, 获得反激变换器的输出电压 (S406)。

(74) 代理人: 广州华进联合专利商标代理有限公司 (ADVANCE CHINA IP LAW OFFICE); 中国广东省广州市天河区珠江东路6号4501房 (部位: 自编01-03和08-12单元) (仅限办公用途), Guangdong 510623 (CN)。

(81) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW。

(84) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的地区保护): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

本国际公布:

— 包括国际检索报告 (条约第21条(3))。

本申请要求于 2018 年 12 月 29 日提交中国专利局、申请号为 2018116429231、发明名称为“反激变换器及其输出电压获取方法、装置”的中国专利申请的优先权，其全部内容通过引用结合在本申请中。

发明名称：反激变换器及其输出电压获取方法、装置

技术领域

本申请涉及电源变换器技术领域，特别是涉及一种反激变换器及其输出电压获取方法、装置。

背景技术

这里的陈述仅提供与本申请有关的背景信息，而不必然地构成示例性技术。

随着电子设备的发展趋于便携化，隔离式电源变换器得到了快速发展，其中反激变换器由于具有效率高、结构简单、成本低等优点，在电源适配器、充电器市场占据了主要地位。

传统的 PSR (Primary Side Regulation, 初级侧调节) 反激变换器是通过辅助绕组上的电压进行采样来获得反激变换器的输出电压，但由于副边二极管存在导通压降和导通电阻，会造成较大的输出电压误差，并且在输出电压较大时，拐点前辅助绕组上的电压的斜率会很小，分压后可近似认为是直流，所以就很难采用双线进行拐点采样。

为了有效解决副边二极管的问题，基于同步整流的 PSR 反激变换器被广泛应用，其中副边二极管被替换为同步整流管，使得原来副边的导通压降和导通电阻大幅减小，从而减小输出电压误差。但是，基于同步整流的 PSR 反激变换器同样存在上述问题，即输出电压较大时，无法采用双线进行采样。

发明内容

根据本申请的各种实施例，提供一种反激变换器及其输出电压获取方法、装置。

一种反激变换器的输出电压获取方法，包括以下步骤：

获取反激变换器的参考输出电压；

在所述反激变换器的连续 M 个开关周期的每个开关周期的复位时间内，采样所述反激变换器的当前输出电压，其中， M 为正整数；以及

根据所述参考输出电压和所述当前输出电压，采用二分法逐次逼近所述当前输出电压，直至所述 M 个开关周期结束，获得所述反激变换器的输出电压。

一种反激变换器的输出电压获取装置，包括：

参考电压获取模块，设置为获取反激变换器的参考输出电压；

电压采样模块，设置为在所述反激变换器的连续 M 个开关周期的每个开关周期的复位时间内，采样所述反激变换器的当前输出电压，其中， M 为正整数；以及

输出电压获取模块，设置为根据所述参考输出电压和所述当前输出电压，采用二分法逐次逼近所述当前输出电压，直至所述 M 个开关周期结束，获得所述反激变换器的输出电压。

一种反激变换器，包括输出电压获取装置，所述输出电压获取装置包括：

参考电压获取模块，设置为获取反激变换器的参考输出电压；

电压采样模块，设置为在所述反激变换器的连续 M 个开关周期的每个开关周期的复位时间内，采样所述反激变换器的当前输出电压，其中， M 为正整数；以及

输出电压获取模块，设置为根据所述参考输出电压和所述当前输出电压，采用二分法逐次逼近所述当前输出电压，直至所述 M 个开关周期结束，获得所述反激变换器的输出电压。

本申请的一个或多个实施例的细节在下面的附图和描述中提出。本申请的其他特征、目的和优点将从说明书、附图以及权利要求书变得明显。

附图说明

为了更清楚地说明本申请实施例或示例性技术中的技术方案，下面将对实施例或示例性技术描述中所需要使用的附图作简单地介绍，显而易见地，下面描述中的附图仅仅是本申请的一些实施例，对于本领域普通技术人员来讲，在不付出创造性劳动的前提下，还可以根据这些附图获得其他实施例的附图。

图 1 为传统的 PSR 反激变换器的电路拓扑图。

图 2 为基于同步整流的 PSR 反激变换器的电路拓扑图。

图 3 为图 2 所示基于同步整流的 PSR 反激变换器的工作波形图。

图 4 为一个实施例中反激变换器的输出电压获取方法的流程图。

图 5 为一个实施例中反激变换器的参考输出电压的获取流程图。

图 6 为一个实施例中采用二分法获取反激变换器的输出电压的流程图。

图 7 为一个实施例中反激变换器的输出电压的获取示意图。

图 8 为一个实施例中反激变换器在第一个开关周期的复位时间内的工作波形图。

图 9 为一个实施例中反激变换器的输出电压获取装置的方框图。

具体实施方式

为了使本申请的目的、技术方案及优点更加清楚明白，以下结合附图及实施例，对本申请进行进一步详细说明。应当理解，此处所描述的具体实施例仅仅用以解释本申请，并不用于限定本申请。

在本申请的描述中，需要理解的是，术语“中心”、“横向”、“上”、“下”、“左”、“右”、“竖直”、“水平”、“顶”、“底”、“内”以及“外”等指示的方位或位置关系为基于附图所示的方位或位置关系，仅是为了便于描述本申请和简化描述，而不是指示或暗示所指的装置或元件必须具有特定的方位、以特定的方位构造和操作，因此不能理解为对本申请的限制。此外，需要说明的是，当元件被称为“形成在另一元件上”时，它可以直接连接到另一元件上或者可能同时存在居中元件。当一个元件被认为是“连接”另一个元件，它可以直接连接到另一元件或者同时存在居中元件。相反，当元件被称作“直接连接在”另一元件“上”时，不存在中间元件。

如图 1 所示，传统的 PSR 反激变换器是通过对辅助绕组 N_A 上的电压进行采样来获得反激变换器的输出电压 V_o ，但由于副边二极管 D_1 存在导通压降和导通电阻，会造成较大的输出电压误差，并且在输出电压 V_o 较大时，拐点前辅助绕组 N_A 上的电压的斜率会很小，分压后可近似认为是直流，所以就很难采用双线进行拐点采样。为了有效解决副边二极管 D_1 的问题，基于同步整流的 PSR 反激变换器被广泛应用，如图 2 所示，副边二极管 D_1 被替换为同步整流管 Q_2 ，使得原来副边的导通压降和导通电阻大幅减小，从而减小输出电压误差。但是，基于同步整流的 PSR 反激变换器同样存在上述问题，即输出电压 V_o 较大时，无法采用双线进行采样。

本申请是发明人对以下问题的认识和研究做出的：

图 3 为图 2 所示基于同步整流的 PSR 反激变换器的工作波形图，其中， $duty$ 为原边主开关管 Q_1 的开关信号， SR_duty 为副边同步整流管 Q_2 的开关信号， I_p 为原边电流， I_s 为副边电流， V_{sense} 为辅助绕组 N_A 上的电压。并且，通常情况下，基于同步整流的 PSR 反激变换器的工作模式可包括三种，分别为 DCM (Discontinuous Conduction Mode, 断续导通模式)、BCM (Boundary Conduction Mode, 临界导通模式) 和 CCM (Continuous Conduction Mode, 连续导通模式)。下面主要对 DCM 工作模式进行讨论。

参考图 3 所示，在 DCM 工作模式中，可将一个开关周期 T 分成三段，分别为导通时间 t_{on} 、复位

时间 t_r 和死区时间 t_{dead} 。

在导通时间 t_{on} 内, 原边主开关管 Q_1 处于导通状态, 此时变压器 T_b 的原边充当一个电感的作用, 用于储存能量, 原边电流 I_p 将从零开始线性上升, 直至主开关管 Q_1 断开, 原边电流 I_p 上升至最大值 I_{peak} 。根据变压器 T_b 的同异名端特性可知, 当电流从原边的同名端流入时, 副边电流就会从副边的同名端流出, 但由于导通时间 t_{on} 内, 副边同步整流管 Q_2 处于断开状态, 所以此时副边电流 I_s 为零, 辅助绕组 N_A 的采样电压 V_{sense} 为一个负数值。

在主开关管 Q_1 经过了一个导通时间 t_{on} 后, 在同一个开关周期 T 的剩余时间内, 该主开关管 Q_1 都将处于断开状态, 由于反激变换器工作在 DCM 工作模式中, 所以可以把主开关管 Q_1 断开的这段时间分成两段, 分别为复位时间 t_r 和死区时间 t_{dead} 。在复位时间 t_r 内, 由于主开关管 Q_1 从导通状态变成断开状态, 所以根据变压器 T_b 的电感特性, 副边电压会反向, 同时由于副边同步整流管 Q_2 处于导通状态, 所以存储在变压器 T_b 内的能量可以通过副边释放出来, 从而产生副边电流 I_s , 并且该电流将从峰值 I_{peak_s} 线性下降至零。其中, 在主开关管 Q_1 断开的瞬间, 由于漏感和主开关管 Q_1 的寄生电容的作用, 辅助绕组 N_A 的采样电压 V_{sense} 会产生一个较小且持续时间较短的电压振荡, 在该电压振荡消失后, 辅助绕组 N_A 的采样电压 V_{sense} 会在复位时间 t_r 内近似线性衰减。

在复位时间 t_r 结束后, 在 DCM 工作模式中, 一个开关周期 T 并未结束, 剩下的时间为死区时间 t_{dead} 。在死区时间 t_{dead} 内, 由于主开关管 Q_1 的寄生电容中仍存在一部分的能量未释放出来, 所以主开关管 Q_1 的寄生电容会与原边绕组 N_p 的励磁电感发生谐振, 直至下一个开关周期 T 导通。同时, 由于死区时间 t_{dead} 内, 副边电流 I_s 为零, 且主开关管 Q_1 的寄生电容会与原边绕组 N_p 的励磁电感发生谐振, 所以辅助绕组 N_A 的采样电压 V_{sense} 将处于震荡状态。

因此上述分析可知, 辅助绕组 N_A 上的电压 V_{sense} 在导通时间 t_{on} 、复位时间 t_r 和死区时间 t_{dead} 均呈现出不同的特点, 但由于副边同步整流管 Q_2 的存在, 辅助绕组 N_A 上的电压 V_{sense} 的斜率在复位时间 t_r 内近似不变, 可以认为是直流, 并且在复位时间 t_r 结束时, 辅助绕组 N_A 上的电压 V_{sense} 等于输出电压 V_o , 所以基于该特点, 本申请提出了一种反激变换器的电压获取方法, 在开关周期的复位时间内, 采用二分法原理来获取反激变换器的输出电压。

图 4 为一个实施例中反激变换器的输出电压获取方法的流程图, 如图 4 所示, 反激变换器的输出电压获取方法包括以下步骤:

步骤 402, 获取反激变换器的参考输出电压。

具体而言, 在采用二分法原理来获取反激变换器的输出电压时, 需要一个比较基准值即参考输出电压, 其中参考输出电压的初始值可预先获取。

在一个实施例中, 如图 5 所示, 获取反激变换器的参考输出电压, 包括:

步骤 502, 计算预设数字输出电压上限与预设数字输出电压下限之间的电压差值。

具体而言, 预设数字输出电压上限 V_{ref_max} 可以为反激变换器的最大输出电压对应的数字值加上一定的阈值, 预设数字输出电压下限 V_{ref_min} 可以为反激变换器的最小输出电压对应的数字值加上一定的阈值, 具体可根据实际情况进行设定。例如, 在一个示例中, 预设数字输出电压上限 V_{ref_max} 为 512, 预设数字输出电压下限 V_{ref_min} 为 256, 此时两者之间的电压差值 $\Delta V = V_{ref_max} - V_{ref_min} = 256$ 。

步骤 504, 将电压差值的二分之一叠加至预设数字输出电压下限, 以获得第一数字值, 即, 第一数字值 $V_{ref_digital} = V_{ref_min} + \Delta V / 2$ 。

步骤 506, 对第一数字值进行数模转换以获得参考输出电压的初始值。

在实际应用中, 可通过处理器的内置模数转换器 (DAC) 对第一数字值 $V_{ref_digital}$ 进行数模转换, 以获得参考输出电压 V_{ref_analog} 的初始值, 也可以采用外置模数转换器对第一数字值 $V_{ref_digital}$ 进行数模转换。其中, 由于外置模数转换器会占用一定的空间且成本高、功耗大, 所以可选地采用内置模数转换器进行模数转换。

步骤 404, 在反激变换器的连续 M 个开关周期的每个开关周期的复位时间内, 采样反激变换器的当前输出电压, 其中, M 为正整数。

具体地, 参考图 2 所示, 可通过采样辅助绕组 N_A 上的电压 V_{sense} 以作为反激变换器的当前输出电

压。

步骤 306, 根据参考输出电压和当前输出电压, 采用二分法逐次逼近当前输出电压, 直至 M 个开关周期结束, 获得反激变换器的输出电压。

也就是说, 根据反激变换器的开关周期波形, 可在每个开关周期的复位时间内, 根据参考输出电压和当前输出电压采用二分法原理逐次逼近输出电压, 经过数个开关周期的逼近后, 可以准确采样当前周期的输出电压。

在一个实施例中, 如图 6 所示, 根据参考输出电压和当前输出电压, 采用二分法逐次逼近当前输出电压, 包括:

步骤 602, 比较参考输出电压和当前输出电压的大小。

步骤 604, 如果参考输出电压大于当前输出电压, 则将第一数字值降低电压差值/ 2^{i+1} , 其中, i 为当前参考输出电压和当前输出电压的比较次数, i 为正整数。

步骤 606, 如果参考输出电压小于当前输出电压, 则将第一数字值增加电压差值/ 2^{i+1} 。

步骤 608, 对降低或增加后的第一数字值进行数模转换以获得参考输出电压, 并继续比较参考输出电压和当前输出电压的大小, 直至 M 个开关周期结束, 第一数字值作为反激变换器的输出电压。

具体地, 可先在连续 M 个开关周期 T 的第一个开关周期 T_1 的复位时间 t_r 内, 采样辅助绕组 N_A 上的电压 V_{sense} 以作为反激变换器的当前输出电压, 即反激变换器的当前输出电压为 V_{sense} , 同时, 获取参考输出电压 V_{ref_analog} 的初始值, 例如, 参考输出电压 V_{ref_analog} 的初始值为对第一数字值 $V_{ref_digital}=V_{ref_min}+\Delta V/2$ 进行数模转换后获得的模拟值。然后, 对参考输出电压 V_{ref_analog} 和当前输出电压 V_{sense} 进行第一次比较, 如果参考输出电压 V_{ref_analog} 大于当前输出电压 V_{sense} , 则将第一数字值 $V_{ref_digital}$ 降低 $\Delta V/2^2$, 即降低后的第一数字值 $V_{ref_digital}'=V_{ref_min}+\Delta V/2-\Delta V/2^2$, 反之, 将第一数字值 $V_{ref_digital}$ 增加 $\Delta V/2^2$, 即增加后的第一数字值 $V_{ref_digital}'=V_{ref_min}+\Delta V/2+\Delta V/2^2$ 。

接着, 对降低或增加后的第一数字值 $V_{ref_digital}'$ 进行数模转换以获得新的参考输出电压 V_{ref_analog}' , 并重新采样辅助绕组 N_A 上的电压以获得反激变换器的当前输出电压 V_{sense}' 。然后, 对新的参考输出电压 V_{ref_analog}' 和重新采样获得的当前输出电压 V_{sense}' 进行第二次比较, 如果参考输出电压 V_{ref_analog}' 大于当前输出电压 V_{sense}' , 则在前次获得的第一数字值 $V_{ref_digital}'$ 的基础上降低 $\Delta V/2^3$, 反之, 在前次获得的第一数字值 $V_{ref_digital}'$ 的基础上增加 $\Delta V/2^3$ 。

依次类推, 直至第一个开关周期 T_1 的复位时间 t_r 结束, 暂停对输出电压的逐次逼近, 然后在第二个开关周期 T_2 的复位时间 t_r 内, 继续采用上述方式对输出电压进行逐次逼近, 依次类推, 直至 M 个开关周期 T 结束, 完成对反激变换器的输出电压的获取, 最终获得的反激变换器的输出电压 V_{ref_final} 为最后一次比较后获得的第一数字值。其中, 需要说明的是, 在第二个开关周期 T_2 至第 M 个开关周期 T_M 内, 参考输出电压均沿用前一开关周期结束时获得的参考输出电压, 以保证输出电压逐次逼近的连续性。

在一个实施例中, M 满足以下关系: $2^{N+M} \geq \text{电压差值}$, 其中, N 为一个开关周期内参考输出电压和当前输出电压的总比较次数。

具体而言, 如果在第一个开关周期 T_1 的复位时间 t_r 内, 参考输出电压和当前输出电压可以成功比较 N 次, 那么每经过一个开关周期 T , 就可以把输出电压的范围减小至上一个周期的 $1/2^N$, 如果 $2^{N+M} \geq \text{电压差值} \Delta V$, 则说明可以在经过 M 个开关周期 T , 每个开关周期 T 经过 N 次的比较后, 可以准确采样反激变换器的当前周期的输出电压 V_{ref_final} 。因此, 在反激变换器的连续 M 个开关周期的每个开关周期的复位时间内, 采样反激变换器的当前输出电压, 根据参考输出电压和当前输出电压, 采用二分法逐次逼近当前输出电压, 直至 M 个开关周期结束, 可以准确获得反激变换器的当前周期的输出电压。

为使本领域技术人员更清楚的了解本申请, 参考图 7 所示, 可规定输入至波形判断模块的输出电压上限为 V_{ref_max} , 输出电压下限为 V_{ref_min} , 两者之间的电压差值 $\Delta V = V_{ref_max} - V_{ref_min}$, 波形判断模块第一次输出给数模转换器的电压数字量 $V_{ref_digital} = V_{ref_min} + \Delta V/2$ 。

然后, 采样复位时间 t_r 内, 辅助绕组 N_A 上的电压 V_{sense} , 并通过数模转换器将波形判断模块第一次输出给模数转换器的电压数字量 $V_{ref_digital}$ 转换成模拟量 V_{ref_analog} 。接着, 对辅助绕组 N_A 上的电压 V_{sense} 和数模转换器第一次输出的模拟量 V_{ref_analog} 进行比较, 以获得比较信号 V_{ref_comp} , 并根据比较信

号 $V_{\text{ref_comp}}$ 的高低电平和二分法原理来判断波形判断模块第二次输出给模数转换器的电压数字量 $V_{\text{ref_digital}}$ 。其中, 如果 V_{sense} 大于 $V_{\text{ref_analog}}$, 那么比较信号 $V_{\text{ref_comp}}$ 为 1, 相应的波形判断模块第二次输出给模数转换器的电压数字量 $V_{\text{ref_digital}}$ 为 $V_{\text{ref_min}} + \Delta V/2 + \Delta V/4$; 反之, 比较信号 $V_{\text{ref_comp}}$ 为 0, 相应的波形判断模块第二次输出给模数转换器的电压数字量 $V_{\text{ref_digital}}$ 为 $V_{\text{ref_min}} + \Delta V/2 - \Delta V/4$ 。

依次类推, 如果在第一个开关周期 T_1 的复位时间 t_r 内成功比较 N 次, 那么每经过一个开关周期 T , 就可以把输出电压的范围减小至上一个开关周期 T 的 $1/2^N$, 如果 $2^{N+M} \geq \text{电压差值} \Delta V$, 则说明可以在经过 M 个开关周期 T , 每个开关周期 T 经过 N 次的比较后, 可以准确采样反激变换器的当前周期的输出电压 $V_{\text{ref_final}}$, 所获得的输出电压 $V_{\text{ref_final}}$ 为最后一次计算获得的波形判断模块输出给模数转换器的电压数字量 $V_{\text{ref_digital}}$ 。

可选地, 作为一个具体示例, 图 8 为一个实施例中反激变换器在第一个开关周期的复位时间内的的工作波形图, 其中, V_{sense} 为辅助绕组 N_A 上的采样电压, $V_{\text{ref_comp}}$ 为比较器输出的比较信号, $V_{\text{ref_max}}$ 为输出电压上限, $V_{\text{ref_min}}$ 为输出电压下限。假设, 反激变换器的开关频率为 100kHz, 模数转换器的转换速率为 1MHz, $V_{\text{ref_max}}=512$, $V_{\text{ref_min}}=256$, 那么电压差值 $\Delta V = V_{\text{ref_max}} - V_{\text{ref_min}} = 256$, 一个开关周期 T 内模数转换器可以转换十次, 而一个开关周期 T 的复位时间内可转换四次。

根据二分法原理, 波形判断模块第一次输出给模数转换器的电压数字量 $V_{\text{ref_digital}}$ 为 384, 即 $V_{\text{ref_min}} + \Delta V/2 = 384$, 由图 8 可知, 模数转换器第一次输出的电压模拟量 $V_{\text{ref_analog}}$ 大于辅助绕组 N_A 上的采样电压 V_{sense} , 此时比较器输出的比较信号为 0, 需要进一步调小电压数字量 $V_{\text{ref_digital}}$ 。根据二分法原理, 波形判断模块第二次输出给模数转换器的电压数字量 $V_{\text{ref_digital}}$ 为 320, 即 $V_{\text{ref_min}} + \Delta V/2 - \Delta V/4 = 320$, 由图 8 可知, 模数转换器第二次输出的电压模拟量 $V_{\text{ref_analog}}$ 小于辅助绕组 N_A 上的采样电压 V_{sense} , 此时比较器输出的比较信号为 1, 需要进一步增大电压数字量 $V_{\text{ref_digital}}$ 。根据二分法原理, 波形判断模块第三次输出给模数转换器的电压数字量 $V_{\text{ref_digital}}$ 为 352, 即 $V_{\text{ref_min}} + \Delta V/2 - \Delta V/4 + \Delta V/8 = 352$, 由图 8 可知, 模数转换器第三次输出的电压模拟量 $V_{\text{ref_analog}}$ 小于辅助绕组 N_A 上的采样电压 V_{sense} , 此时比较器输出的比较信号为 0, 需要进一步调小电压数字量 $V_{\text{ref_digital}}$ 。根据二分法原理, 波形判断模块第四次输出给模数转换器的电压数字量 $V_{\text{ref_digital}}$ 为 336, 即 $V_{\text{ref_min}} + \Delta V/2 - \Delta V/4 + \Delta V/8 - \Delta V/16 = 336$, 由图 8 可知, 模数转换器第四次输出的电压模拟量 $V_{\text{ref_analog}}$ 大于辅助绕组 N_A 上的采样电压 V_{sense} , 此时比较器输出的比较信号为 1, 需要进一步调小电压数字量 $V_{\text{ref_digital}}$ 。根据二分法原理, 波形判断模块第五次输出给模数转换器的电压数字量 $V_{\text{ref_digital}}$ 为 328, 即 $V_{\text{ref_min}} + \Delta V/2 - \Delta V/4 + \Delta V/8 - \Delta V/16 - \Delta V/32 = 328$, 但由于在一个开关周期 T 的复位时间 t_r 内只允许经过四次比较, 所以第四次比较所产生的结果 328 并没有办法作用在该开关周期 T 内, 但可以将其作为下一个开关周期 T 的复位时间 t_r 内的初始值进行比较。

通过对上述分析可以发现, 在一个开关周期 T 的复位时间 t_r 内, 电压数字量 $V_{\text{ref_digital}}$ 的变化范围从最初的 $\Delta V = 256$, 缩小到了 $\Delta V/2^4 = 16$, 说明在一个开关周期 T 的复位时间 t_r 内, 四次成功比较可将输出电压的范围缩小 16 倍, 那么再经过一个开关周期 T 的四次成功比较之后, 输出电压的范围将会再次缩小 16 倍, 即 $\Delta V/2^8 = 1$, 因而在复位时间内采用二分法原理可以准确采样输出电压。

本实施例中, 通过在反激变换器的连续 M 个开关周期的每个开关周期的复位时间内, 采样反激变换器的当前输出电压, 并根据参考输出电压和当前输出电压, 采用二分法逐次逼近当前输出电压, 直至 M 个开关周期结束, 可获得准确的反激变换器的输出电压, 从而有效解决了在输出电压较大的情况下无法采用双线进行输出电压准确采样的问题。在实际应用中, 还可以增加对输出电压的判断, 并在输出电压较大的情况下采用本申请的电压获取方法, 而在输出电压较小时仍采用传统方法, 例如, 当辅助绕组 N_A 上的电压 V_{sense} 大于预设电压阈值时, 采用上述二分法原理获得输出电压; 当辅助绕组 N_A 上的电压 V_{sense} 小于等于预设电压阈值时, 直接采用传统电压获取方法, 以减少计算量。

需要说明的是, 图 7 所示的模数转换器和比较器可以为外置模数转换器和外置比较器, 波形判断模块可以为处理器, 考虑到成本问题, 可选地, 模数转换器和比较器可以为内置模数转换器和内置比较器, 均集成在处理器中, 例如, 可以采用具有模数转换功能的单片机来实现。

可选地, 在一个实施例中, 如图 9 所示, 反激变换器包括主开关管和同步整流管, 在获得反激变

换器的输出电压之后，还包括：

步骤 902，根据输出电压生成占空比信号。

步骤 904，根据占空比信号生成第一控制信号和第二控制信号。

步骤 906，根据第一控制信号对主开关管进行控制，并根据第二控制信号对同步整流管进行控制，以使反激变换器恒压输出。

具体而言，在获得反激变换器的输出电压之后，可对输出电压与目标电压之间的电压差值进行 PI（Proportional Integral，比例积分）调节，以生成占空比信号 d ，然后根据占空比信号 d 采用 PWM（Pulse Width Modulation，脉冲宽度调制）控制方式生成第一控制信号 $duty$ 和第二控制信号 SR_duty ，并根据第一控制信号 $duty$ 对图 2 中的主开关管 Q_1 进行控制，以及根据第二控制信号 SR_duty 对图 2 中的同步整流管 Q_2 进行控制，从而使得反激变换器恒压输出。

本实施例中，通过根据获得的输出电压对反激变换器进行控制，可以保证反激变换器在整个过程中能够保持恒压输出，保证了系统运行的可靠性。

应该理解的是，虽然图 4-6 的流程图中的各个步骤按照箭头的指示依次显示，但是这些步骤并不是必然按照箭头指示的顺序依次执行。除非本文中有明确的说明，这些步骤的执行并没有严格的顺序限制，这些步骤可以以其它的顺序执行。而且，图 4-6 中的至少一部分步骤可以包括多个子步骤或者多个阶段，这些子步骤或者阶段并不必然是在同一时刻执行完成，而是可以在不同的时刻执行，这些子步骤或者阶段的执行顺序也不必然是依次进行，而是可以与其它步骤或者其它步骤的子步骤或者阶段的至少一部分轮流或者交替地执行。

在一个实施例中，提出了一种反激变换器的输出电压获取装置，如图 9 所示，反激变换器的输出电压获取装置 100 包括：参考电压获取模块 110、电压采样模块 120 和输出电压获取模块 130。

具体地，参考电压获取模块 110 设置为获取反激变换器的参考输出电压；电压采样模块 120 设置为在反激变换器的连续 M 个开关周期的每个开关周期的复位时间内，采样反激变换器的当前输出电压，其中， M 为正整数；输出电压获取模块 130 设置为根据参考输出电压和当前输出电压，采用二分法逐次逼近当前输出电压，直至 M 个开关周期结束，获得反激变换器的输出电压。

在一个实施例中，参考电压获取模块 110 具体设置为计算预设数字输出电压上限与预设数字输出电压下限之间的电压差值；电压差值的二分之一叠加至预设数字输出电压下限，以获得第一数字值；对第一数字值进行数模转换以获得参考输出电压的初始值。

在一个实施例中，输出电压获取模块 130 具体设置为比较参考输出电压和当前输出电压的大小；如果参考输出电压大于当前输出电压，则将第一数字值降低电压差值/ 2^{i+1} ，其中， i 为当前参考输出电压和当前输出电压的比较次数， i 为正整数；如果参考输出电压小于当前输出电压，则将第一数字值增加电压差值/ 2^{i+1} ；对降低或增加后的第一数字值进行数模转换以获得参考输出电压，并继续比较参考输出电压和当前输出电压的大小，直至 M 个开关周期结束，第一数字值作为反激变换器的输出电压。

在一个实施例中， M 满足以下关系： $2^{N+M} \geq \text{电压差值}$ ，其中， N 为一个开关周期内参考输出电压和当前输出电压的总比较次数。

在一个实施例中，提出了一种反激变换器，包括上述的输出电压获取装置。

关于输出电压获取装置 100 和反激变换器的具体限定可以参见上文中对于输出电压获取方法的限定，在此不再赘述。上述输出电压获取装置 100 中的各个模块可全部或部分通过软件、硬件及其组合来实现。上述各模块可以硬件形式内嵌于或独立于计算机设备中的处理器中，也可以以软件形式存储于计算机设备中的存储器中，以便于处理器调用执行以上各个模块对应的操作。

以上所述实施例的各技术特征可以进行任意的组合，为使描述简洁，未对上述实施例中的各个技术特征所有可能的组合都进行描述，然而，只要这些技术特征的组合不存在矛盾，都应当认为是本说明书记载的范围。

以上所述实施例仅表达了本申请的几种实施方式，其描述较为具体和详细，但并不能因此而理解为对申请专利范围的限制。应当指出的是，对于本领域的普通技术人员来说，在不脱离本申请构思的前提下，还可以做出若干变形和改进，这些都属于本申请的保护范围。因此，本申请专利的保护范围

应以所附权利要求为准。

权利要求书

1、一种反激变换器的输出电压获取方法，包括以下步骤：

获取反激变换器的参考输出电压；

在所述反激变换器的连续 M 个开关周期的每个开关周期的复位时间内，采样所述反激变换器的当前输出电压，其中， M 为正整数；以及

根据所述参考输出电压和所述当前输出电压，采用二分法逐次逼近所述当前输出电压，直至所述 M 个开关周期结束，获得所述反激变换器的输出电压。

2、根据权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述获取反激变换器的参考输出电压，包括：

计算预设数字输出电压上限与预设数字输出电压下限之间的电压差值；

将所述电压差值的二分之一叠加至所述预设数字输出电压下限，以获得第一数字值；以及

对所述第一数字值进行数模转换以获得所述参考输出电压的初始值。

3、根据权利要求 2 所述的方法，其特征在于，所述根据所述参考输出电压和所述当前输出电压，采用二分法逐次逼近所述当前输出电压，包括：

比较所述参考输出电压和所述当前输出电压的大小；

如果所述参考输出电压大于所述当前输出电压，则将所述第一数字值降低所述电压差值/ 2^{i+1} ，其中， i 为当前所述参考输出电压和所述当前输出电压的比较次数，所述 i 为正整数；

如果所述参考输出电压小于所述当前输出电压，则将所述第一数字值增加所述电压差值/ 2^{i+1} ；以及

对降低或增加后的第一数字值进行数模转换以获得所述参考输出电压，并继续比较所述参考输出电压和所述当前输出电压的大小，直至所述 M 个开关周期结束，所述第一数字值作为所述反激变换器的输出电压。

4、根据权利要求 3 所述的方法，其特征在于，所述 M 满足以下关系：

$2^{N+M} \geq$ 所述电压差值，其中， N 为一个所述开关周期内所述参考输出电压和所述当前输出电压的总比较次数。

5、根据权利要求 1-4 中任一项所述的方法，其特征在于，所述反激变换器包括主开关管和同步整流管，在获得所述反激变换器的输出电压之后，还包括：

根据所述输出电压生成占空比信号；

根据所述占空比信号生成第一控制信号和第二控制信号；以及

根据所述第一控制信号对所述主开关管进行控制，并根据所述第二控制信号对所述同步整流管进行控制，以使所述反激变换器恒压输出。

6、一种反激变换器的输出电压获取装置，包括：

参考电压获取模块，设置为获取反激变换器的参考输出电压；

电压采样模块，设置为在所述反激变换器的连续 M 个开关周期的每个开关周期的复位时间内，采样所述反激变换器的当前输出电压，其中， M 为正整数；以及

输出电压获取模块，设置为根据所述参考输出电压和所述当前输出电压，采用二分法逐次逼近所述当前输出电压，直至所述 M 个开关周期结束，获得所述反激变换器的输出电压。

7、根据权利要求 6 所述的装置，其特征在于，所述参考电压获取模块具体设置为，

计算预设数字输出电压上限与预设数字输出电压下限之间的电压差值；

所述电压差值的二分之一叠加至所述预设数字输出电压下限，以获得第一数字值；以及

对所述第一数字值进行数模转换以获得所述参考输出电压的初始值。

8、根据权利要求 7 所述的装置，其特征在于，所述输出电压获取模块具体设置为，

比较所述参考输出电压和所述当前输出电压的大小；

如果所述参考输出电压大于所述当前输出电压，则将所述第一数字值降低所述电压差值/ 2^{i+1} ，其中， i 为当前所述参考输出电压和所述当前输出电压的比较次数，所述 i 为正整数；

如果所述参考输出电压小于所述当前输出电压，则将所述第一数字值增加所述电压差值/ 2^{i+1} ；以及对降低或增加后的第一数字值进行数模转换以获得所述参考输出电压，并继续比较所述参考输出

电压和所述当前输出电压的大小，直至所述 M 个开关周期结束，所述第一数字值作为所述反激变换器的输出电压。

9、根据权利要求 8 所述的装置，其特征在于，所述 M 满足以下关系：

$2^{N+M} \geq$ 所述电压差值，其中， N 为一个所述开关周期内所述参考输出电压和所述当前输出电压的总比较次数。

10、根据权利要求 6-9 中任一项所述的装置，其特征在于，所述反激变换器包括主开关管和同步整流管，所述参考电压获取模块在获得所述反激变换器的输出电压之后，还：

根据所述输出电压生成占空比信号；

根据所述占空比信号生成第一控制信号和第二控制信号；以及

根据所述第一控制信号对所述主开关管进行控制，并根据所述第二控制信号对所述同步整流管进行控制，以使所述反激变换器恒压输出。

11、一种反激变换器，包括输出电压获取装置，所述输出电压获取装置包括：

参考电压获取模块，设置为获取反激变换器的参考输出电压；

电压采样模块，设置为在所述反激变换器的连续 M 个开关周期的每个开关周期的复位时间内，采样所述反激变换器的当前输出电压，其中， M 为正整数；以及

输出电压获取模块，设置为根据所述参考输出电压和所述当前输出电压，采用二分法逐次逼近所述当前输出电压，直至所述 M 个开关周期结束，获得所述反激变换器的输出电压。

12、根据权利要求 11 所述的反激变换器，其特征在于，所述参考电压获取模块具体设置为，

计算预设数字输出电压上限与预设数字输出电压下限之间的电压差值；

所述电压差值的二分之一叠加至所述预设数字输出电压下限，以获得第一数字值；以及

对所述第一数字值进行数模转换以获得所述参考输出电压的初始值。

13、根据权利要求 12 所述的反激变换器，其特征在于，采用所述反激变换器的内置模数转换器对所述第一数字值进行数模转换以获得所述参考输出电压的初始值。

14、根据权利要求 12 所述的反激变换器，其特征在于，所述输出电压获取模块具体设置为，

比较所述参考输出电压和所述当前输出电压的大小；

如果所述参考输出电压大于所述当前输出电压，则将所述第一数字值降低所述电压差值/ 2^{i+1} ，其中， i 为当前所述参考输出电压和所述当前输出电压的比较次数，所述 i 为正整数；

如果所述参考输出电压小于所述当前输出电压，则将所述第一数字值增加所述电压差值/ 2^{i+1} ；以及

对降低或增加后的第一数字值进行数模转换以获得所述参考输出电压，并继续比较所述参考输出电压和所述当前输出电压的大小，直至所述 M 个开关周期结束，所述第一数字值作为所述反激变换器的输出电压。

15、根据权利要求 14 所述的反激变换器，其特征在于，所述 M 满足以下关系：

$2^{N+M} \geq$ 所述电压差值，其中， N 为一个所述开关周期内所述参考输出电压和所述当前输出电压的总比较次数。

16、根据权利要求 11-15 中任一项所述的反激变换器，其特征在于，所述反激变换器还包括主开关管和同步整流管，所述参考电压获取模块在获得所述反激变换器的输出电压之后，还：

根据所述输出电压生成占空比信号；

根据所述占空比信号生成第一控制信号和第二控制信号；以及

根据所述第一控制信号对所述主开关管进行控制，并根据所述第二控制信号对所述同步整流管进行控制，以使所述反激变换器恒压输出。

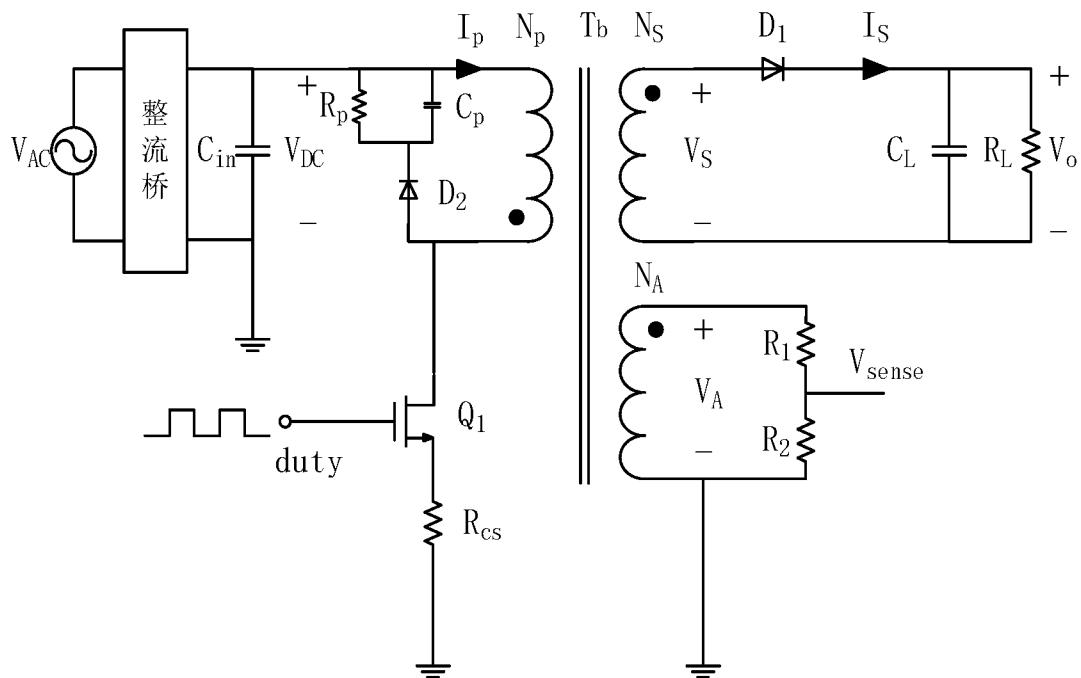


图 1

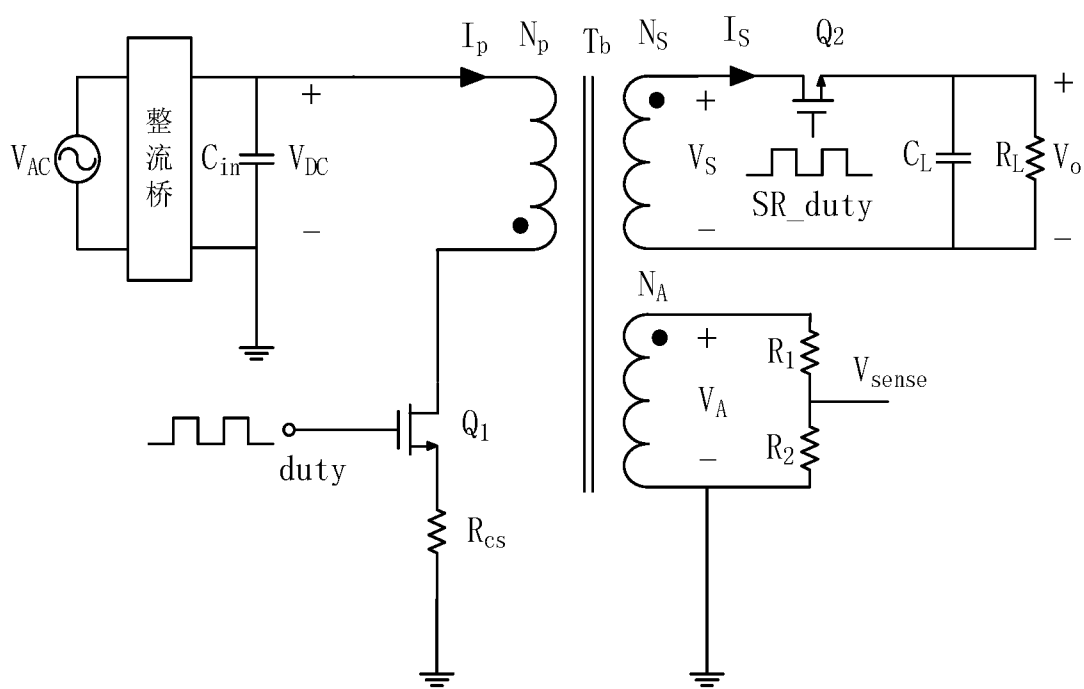


图 2

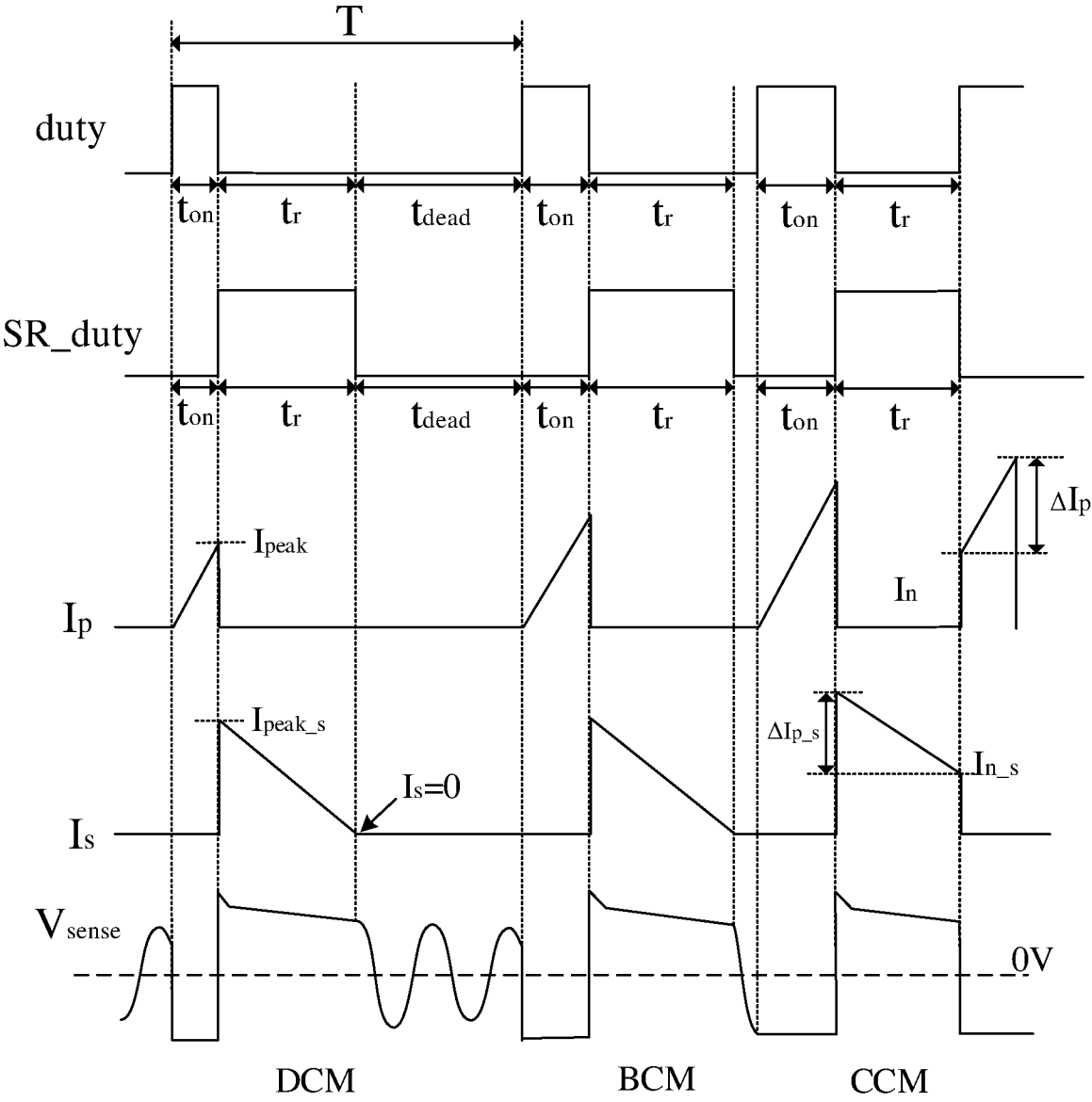


图 3

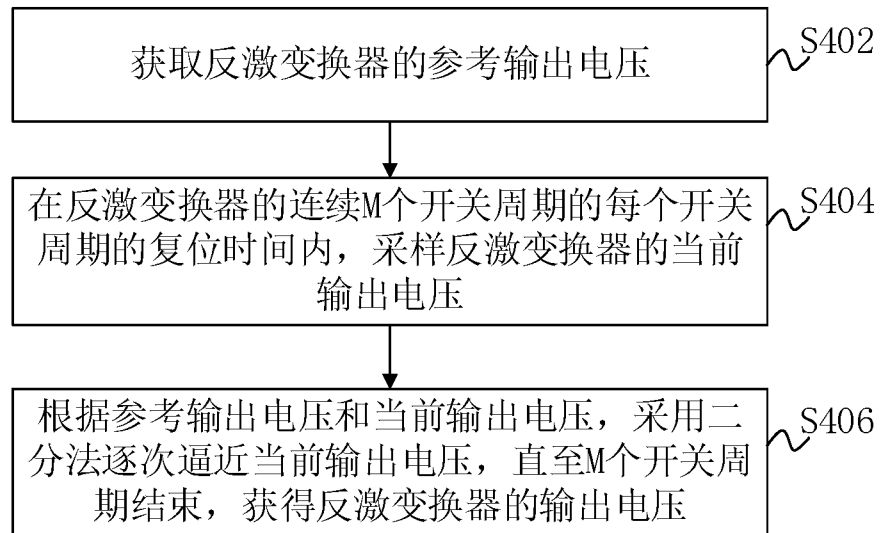


图 4

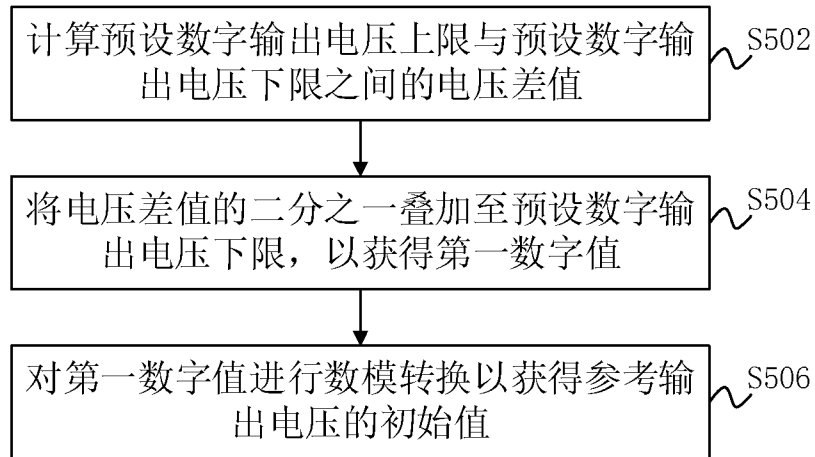


图 5

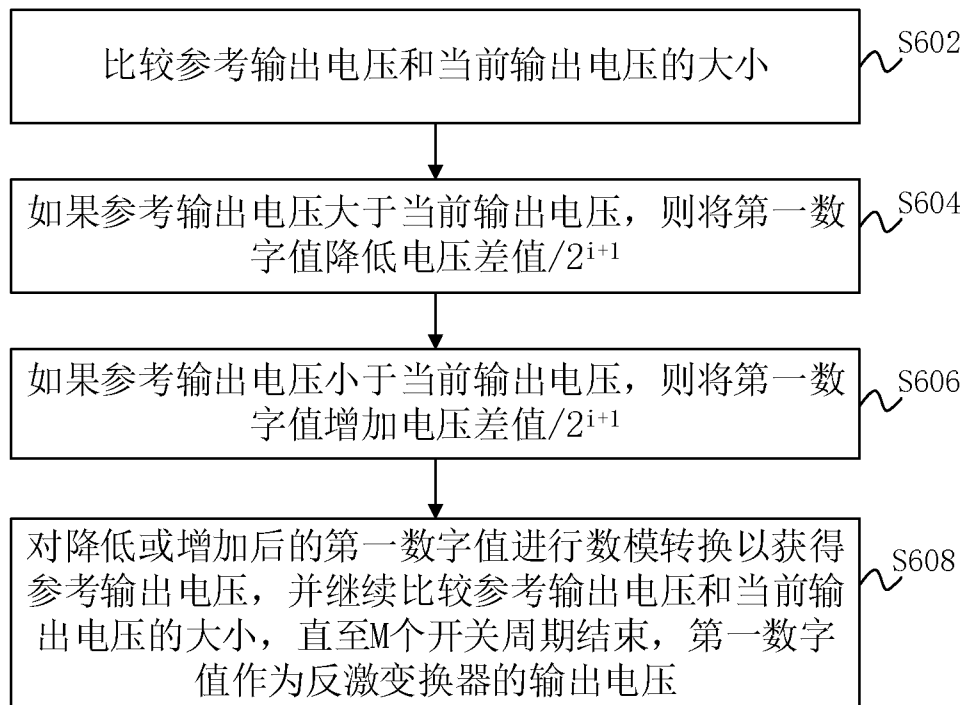


图 6

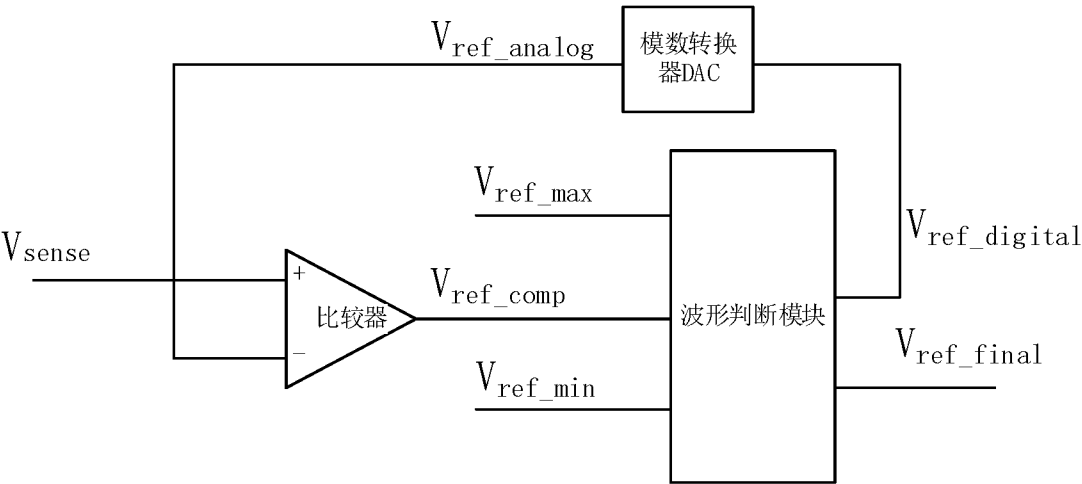


图 7

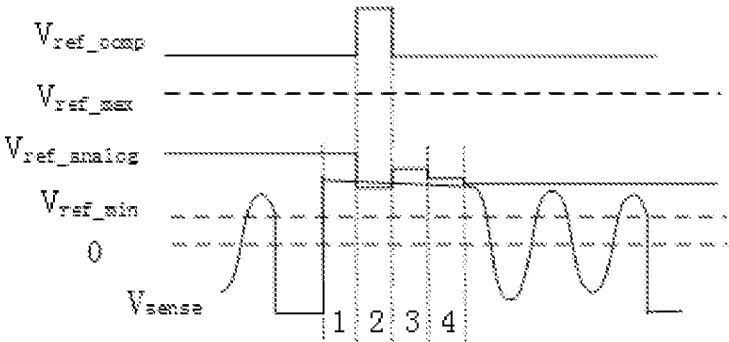


图 8

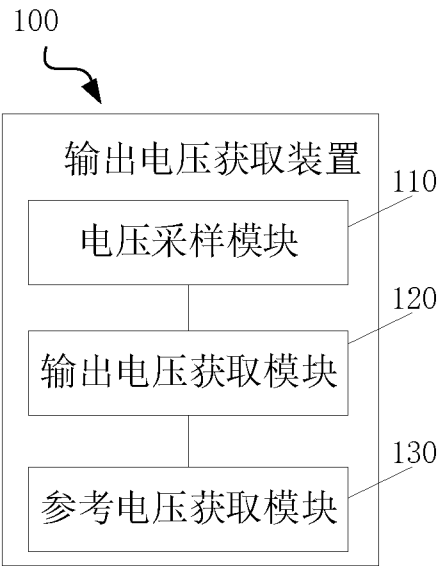


图 9

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2019/126597

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M 3/335(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02M

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

EPODOC, WPI, CNPAT, CNKI, IEEE, GOOGLE: 反激, 电压, 二分, 开关周期, 复位, flyback, converter, voltage, duty, reset, bisection, switch

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	CN 107579670 A (SOUTHEAST UNIVERSITY) 12 January 2018 (2018-01-12) description, paragraphs 29-88, figures 1-10	1-16
A	CN 105305830 A (SILERGY SEMICONDUCTOR TECHNOLOGY (HANGZHOU) CO., LTD.) 03 February 2016 (2016-02-03) entire document	1-16
A	CN 105680697 A (DIALOG SEMICONDUCTOR INC.) 15 June 2016 (2016-06-15) entire document	1-16
A	CN 107342689 A (CHENGDU CHIP RAIL MICROELECTRONICS CO LTD) 10 November 2017 (2017-11-10) entire document	1-16
A	CN 105262340 A (GREENERGY OPTO, INC.) 20 January 2016 (2016-01-20) entire document	1-16
A	US 2007236193 A1 (HAI HUU VO) 11 October 2007 (2007-10-11) entire document	1-16

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date

“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

“&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

02 March 2020

Date of mailing of the international search report

18 March 2020

Name and mailing address of the ISA/CN

China National Intellectual Property Administration (ISA/CN)
No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao Haidian District, Beijing 100088
China

Facsimile No. (86-10)62019451

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/CN2019/126597

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)			Publication date (day/month/year)
CN	107579670	A	12 January 2018	None			
CN	105305830	A	03 February 2016	CN	105305830	B	02 January 2018
CN	105680697	A	15 June 2016	US	2016164420	A1	09 June 2016
				DE	102015215656	A1	09 June 2016
				CN	105680697	B	09 April 2019
				US	9520797	B2	13 December 2016
CN	107342689	A	10 November 2017	CN	107342689	B	30 April 2019
CN	105262340	A	20 January 2016	CN	105262340	B	21 June 2019
US	2007236193	A1	11 October 2007	None			

国际检索报告

国际申请号

PCT/CN2019/126597

A. 主题的分类 H02M 3/335 (2006.01) i 按照国际专利分类 (IPC) 或者同时按照国家分类和 IPC 两种分类																							
B. 检索领域 检索的最低限度文献 (标明分类系统和分类号) H02M 包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献 在国际检索时查阅的电子数据库 (数据库的名称, 和使用的检索词 (如使用)) EPDOC, WPI, CNPAT, CNKI, IEEE, GOOGLE: 反激, 电压, 二分, 开关周期, 复位, flyback, converter, voltage, duty, reset, bisection, switch																							
C. 相关文件 <table border="1"> <thead> <tr> <th>类 型*</th> <th>引用文件, 必要时, 指明相关段落</th> <th>相关的权利要求</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>A</td> <td>CN 107579670 A (东南大学) 2018年 1月 12日 (2018 - 01 - 12) 说明书第29-88段, 图1-10</td> <td>1-16</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 105305830 A (矽力杰半导体技术杭州有限公司) 2016年 2月 3日 (2016 - 02 - 03) 全文</td> <td>1-16</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 105680697 A (戴洛格半导体公司) 2016年 6月 15日 (2016 - 06 - 15) 全文</td> <td>1-16</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 107342689 A (成都启臣微电子股份有限公司) 2017年 11月 10日 (2017 - 11 - 10) 全文</td> <td>1-16</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 105262340 A (绿达光电股份有限公司) 2016年 1月 20日 (2016 - 01 - 20) 全文</td> <td>1-16</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>US 2007236193 A1 (HAI HUU V0) 2007年 10月 11日 (2007 - 10 - 11) 全文</td> <td>1-16</td> </tr> </tbody> </table>			类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求	A	CN 107579670 A (东南大学) 2018年 1月 12日 (2018 - 01 - 12) 说明书第29-88段, 图1-10	1-16	A	CN 105305830 A (矽力杰半导体技术杭州有限公司) 2016年 2月 3日 (2016 - 02 - 03) 全文	1-16	A	CN 105680697 A (戴洛格半导体公司) 2016年 6月 15日 (2016 - 06 - 15) 全文	1-16	A	CN 107342689 A (成都启臣微电子股份有限公司) 2017年 11月 10日 (2017 - 11 - 10) 全文	1-16	A	CN 105262340 A (绿达光电股份有限公司) 2016年 1月 20日 (2016 - 01 - 20) 全文	1-16	A	US 2007236193 A1 (HAI HUU V0) 2007年 10月 11日 (2007 - 10 - 11) 全文	1-16
类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求																					
A	CN 107579670 A (东南大学) 2018年 1月 12日 (2018 - 01 - 12) 说明书第29-88段, 图1-10	1-16																					
A	CN 105305830 A (矽力杰半导体技术杭州有限公司) 2016年 2月 3日 (2016 - 02 - 03) 全文	1-16																					
A	CN 105680697 A (戴洛格半导体公司) 2016年 6月 15日 (2016 - 06 - 15) 全文	1-16																					
A	CN 107342689 A (成都启臣微电子股份有限公司) 2017年 11月 10日 (2017 - 11 - 10) 全文	1-16																					
A	CN 105262340 A (绿达光电股份有限公司) 2016年 1月 20日 (2016 - 01 - 20) 全文	1-16																					
A	US 2007236193 A1 (HAI HUU V0) 2007年 10月 11日 (2007 - 10 - 11) 全文	1-16																					
☐ 其余文件在C栏的续页中列出。 ☒ 见同族专利附件。																							
<table border="0"> <tr> <td> * 引用文件的具体类型: “A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件 “E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利 “L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件 (如具体说明的) “O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件 “P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件 </td> <td> “T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件 “X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性 “Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性 “&” 同族专利的文件 </td> </tr> </table>			* 引用文件的具体类型: “A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件 “E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利 “L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件 (如具体说明的) “O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件 “P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件	“T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件 “X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性 “Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性 “&” 同族专利的文件																			
* 引用文件的具体类型: “A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件 “E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利 “L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件 (如具体说明的) “O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件 “P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件	“T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件 “X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性 “Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性 “&” 同族专利的文件																						
国际检索实际完成的日期		国际检索报告邮寄日期																					
2020年 3月 2日		2020年 3月 18日																					
ISA/CN的名称和邮寄地址		受权官员																					
中国国家知识产权局 (ISA/CN) 中国北京市海淀区蓟门桥西土城路6号 100088 传真号 (86-10)62019451		王晓曦 电话号码 86-(10)53961487																					

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号

PCT/CN2019/126597

检索报告引用的专利文件			公布日 (年/月/日)	同族专利	公布日 (年/月/日)
CN	107579670	A	2018年 1月 12日	无	
CN	105305830	A	2016年 2月 3日	CN	105305830 B 2018年 1月 2日
CN	105680697	A	2016年 6月 15日	US	2016164420 A1 2016年 6月 9日
				DE	102015215656 A1 2016年 6月 9日
				CN	105680697 B 2019年 4月 9日
				US	9520797 B2 2016年 12月 13日
CN	107342689	A	2017年 11月 10日	CN	107342689 B 2019年 4月 30日
CN	105262340	A	2016年 1月 20日	CN	105262340 B 2019年 6月 21日
US	2007236193	A1	2007年 10月 11日	无	