

图 4

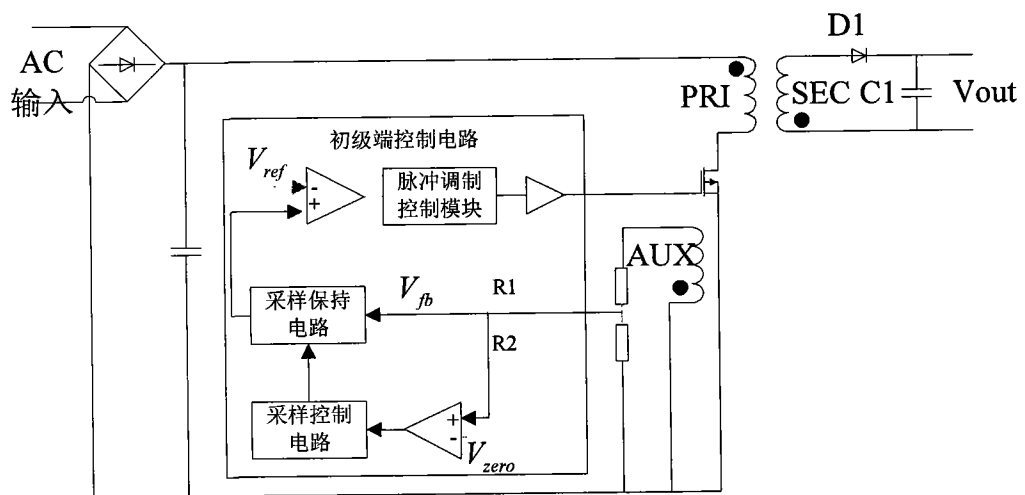


图 5

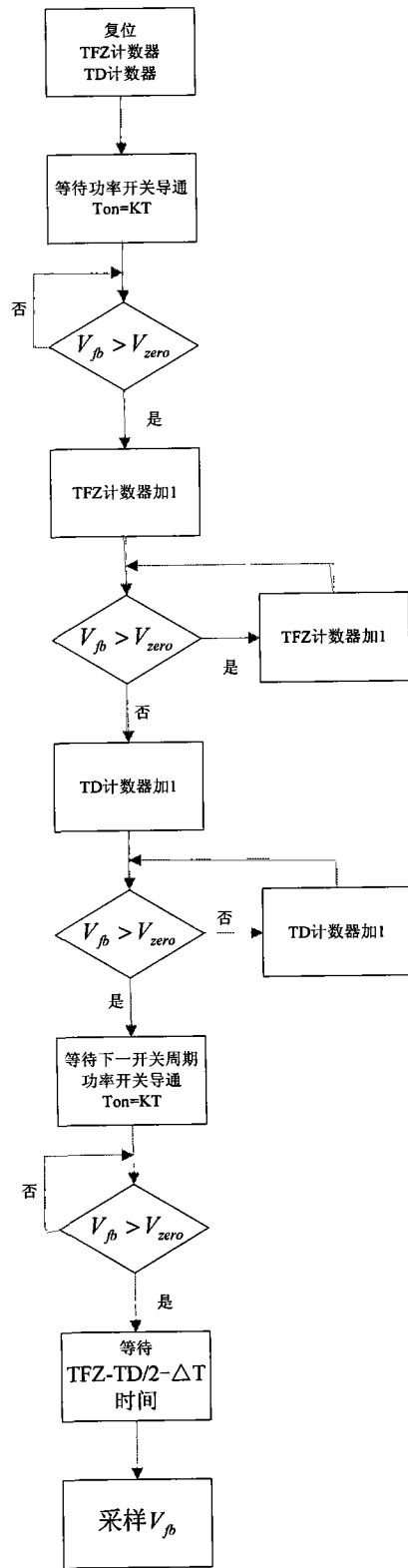


图 6

1. 一种开关电源初级端采样输出电压的方法，包括以下步骤：一、功率开关导通，之后功率开关由导通状态转变成截止状态；二、第一计数器开始计数，直到经过分压后的辅助绕组电压为零电压或近似为零；三、第二计数器开始计数，直到经过分压后的辅助绕组电压为零电压或近似为零；四、通过第一计数器的计数时间和第二计数器的计数时间计算次级端放电时间；五、在随后的功率开关周期内，使用与前一开关周期相同的功率开关导通时间，功率开关导通，之后功率开关由导通状态转变成截止状态，在等待次级端放电时间之后，得到反馈电压。
2. 根据权利要求 1 所述的开关电源初级端采样输出电压的方法，其特征在于：所述反馈电压通过初级反馈方法得到。
3. 根据权利要求 2 所述的开关电源初级端采样输出电压的方法，其特征在于：所述反馈电压通过初级采样辅助绕组得到。
4. 根据权利要求 3 所述的开关电源初级端采样输出电压的方法，其特征在于：所述反馈电压通过串接的两个电阻分压得到。
5. 根据权利要求 4 所述的开关电源初级端采样输出电压的方法，其特征在于：所述反馈电压采用采样保持电路获取两个电阻分压电压。
6. 根据权利要求 5 所述的开关电源初级端采样输出电压的方法，其特征在于：所述采样保持电路接受采样控制电路的信号。

技术领域

本发明涉及一种开关电源输出的调整方法，尤其涉及实现开关电源初级端采样得到输出电压的方法。

技术背景

在开关电源中，一般通过使用隔离电路把输出电压 V_{out} 反馈给变压器初级端，并用这个电压信息作为初级端的反馈控制信号。如图 1 所示，反激式开关电源包括功率开关 Q1，通常使用高压金属氧化物半导体场效应管 MOSFET 或高压三极管，交流输入端的整流电路 B1，用于输出的功率变压器 T1，变压器 T1 初级端连接的滤波电容 C2，次级端连接的整流二极管 D1 和滤波电容 C1，开关控制电路包含一个脉冲调制控制模块，脉冲调制控制模块根据输出电压 V_{out} 和参考电压 V_{ref} 的差异输出导通和关闭 MOSFET 的控制信号，控制输出电压。隔离式反馈电路把输出电压信息通过隔离式反馈电路反馈到初级端电路，通常隔离式反馈电路使用光耦和比较器来实现。为了简化外围电路，降低成本，通常使用初级端反馈，从初级端得到输出电压的信息。使用初级端反馈方式，可以不需要隔离式反馈电路，减少了系统复杂度，初级端反馈的电路结构如图 2 所示，为了在初级端得到输出电压的信息，初级端反馈一般通过变压器的辅助绕组（AUX 绕组）间接反馈输出电压。辅助绕组的电压 V_{aux} 经过分压得到分压电压 V_{fb} ，辅助绕组电压 V_{aux} 、 V_{fb} 与输出电压 V_{out} 关系如下式：

$$V_{aux} = \frac{N_{aux}}{N_{sec}} (V_{out} + V_d + R_{sec} \times I_{sec}) \quad (\text{式 1})$$

$$V_{fb} = \frac{R2 \times N_{aux}}{(R1 + R2) \times N_{sec}} (V_{out} + V_d + R_{sec} \times I_{sec}) \quad (\text{式 } 2)$$

其中 V_{out} 为输出电压， V_d 为二极管 D1 压降， R_{sec} 为变压器次级端（SEC 端）线圈电阻， I_{sec} 表示变压器次级端的电流， N_{aux} 为变压器辅助绕组匝数， N_{sec} 为变压器次级端匝数。由以上可知，要精确的采样 V_{out} ，必须确知 V_d 和 $R_{sec} \times I_{sec}$ 。如果能够产生一个补偿电压信号 V_{comp} ，使 $V_{fb} - V_{comp}$ 与输出电压 V_{out} 成线性关系，则可以根据 V_{fb} ，得知输出电压 V_{out} 。其中：

$$V_{comp} = \frac{R2 \times N_{aux}}{(R1 + R2) \times N_{sec}} (V_d + R_{sec} \times I_{sec}) \quad (\text{式 } 3)$$

$$V_{fb} - V_{comp} = \frac{R2 \times N_{aux}}{(R1 + R2) \times N_{sec}} \times V_{out} \quad (\text{式 } 4)$$

中国专利公开号 CN1812244 公开的技术方案就是基于这种补偿方法，这种补偿方法需要得知补偿电压信号 V_{comp} ，而补偿电压信号 V_{comp} 的得到，需要根据变压器初级端电流 I_{pri} 的值来得到，需要分别采样初级端电流 I_{pri} 和分压电压 V_{fb} ，使实现的电路复杂，取样不精确，从而不能精确控制输出电压 V_{out} 。

发明内容

本发明的目的是提供一种开关电源初级端采样输出电压的方法，要解决的技术问题是由开关电源初级端精确采样输出电压。

本发明采用一下技术方案：一种开关电源初级端采样输出电压的方法，包括以下步骤：一、功率开关导通，之后功率开关由导通状态转变成截止状态；二、第一计数器开始计数，直到经过分压后的辅助绕组电压为零电压或近似为零；三、第二计数器开始计数，直到经过分压后的辅助绕组电压为零电压或近似为零；四、通过第一计数器的计数时间和第二计数器的计数时间计算次级端放电时间；五、在随后的功率开关周期内，使用与前一开关周期相同的功率开关导通时间，功率开关导通，之后功率开关由导通状态转变成截止状态，在等

待次级端放电时间之后，得到反馈电压。

本发明的反馈电压通过初级反馈方法得到。

本发明的反馈电压通过初级采样辅助绕组得到。

本发明的反馈电压通过串接的两个电阻分压得到。

本发明的反馈电压采用采样保持电路获取两个电阻分压电压。

本发明采样保持电路接受采样控制电路的信号。

本发明与现有技术相比，在一个开关周期内通过测量和计算得到 t_{sample} 时刻，在随后的一个开关周期使用与前一个开关周期相同的导通时间 T_{on} ，并在 t_{sample} 时刻采样 V_{fb} 电压得到 V_{knee} 电压，从而精确采样输出电压 V_{out} 。

附图说明

图 1 是现有技术反激式开关电源的电路框图。

图 2 是现有技术初级端反馈开关电源的电路框图。

图 3 是开关电源变压器各端的电压电流波形图。

图 4 是 V_{fb} 与 V_{zero} 比较波形图。

图 5 是本发明实施例的电路原理图。

图 6 是本发明实施例的工作流程图。

具体实施例

下面结合附图和实施例对本发明作进一步详细说明。

本发明的方法原理如下：以工作在非连续模式下的反激式开关电源为例，如图 3 所示，在功率开关管导通的 T_{on} 时间内，变压器初级端的电流 I_{pri} 由零增加直到开关管开始关闭。在功率开关管截至的 T_{off} 时间内，变压器次极端的电流 I_{sec} 由最大值按照一定的斜率逐渐减小，直到变压器次极端放电时间 TR 结束（ TR 时间定义为功率开关关闭到变压器次级端电流减小到 0 的时间）， I_{sec} 减小

为 0。在 TR 时间内，分压电压 V_{fb} 也随着 I_{sec} 的减小逐渐减小到拐点电压 V_{knee} ，在 TR 时间结束后， V_{fb} 开始以衰减振荡周期 $2 \times TD$ 为时间，周期性的衰减振荡，直到下一个开关周期。

在 TR 时间结束前 ΔT 时间， ΔT 为零或一个很小的正数，定义为 t_{sample} 时刻。

用 TFZ 表示功率开关管关闭到 V_{fb} 第一次小于 V_{zero} 的时间， $2 \times TD$ 为衰减振荡周期。则 $TR = TFZ - TD/2$ 。

如图 4 所示，通过 V_{fb} 和初级端控制电路产生的零电压或近似为零的很小的电压值 V_{zero} 进行比较，可使用计数器记录 TFZ 和 TD 的值。由 $TR = TFZ - TD/2$ 可知， t_{sample} 时刻即为在功率开关管由导通转为截至状态的时刻之后 $TFZ - TD/2 - \Delta T$ 时间的时刻。其中 ΔT 值可选择为零或一个特定的很小的正常数，例如 4~6 个时钟周期。

本发明的方法选择在 t_{sample} 时刻采样 V_{fb} ，在 t_{sample} 时刻， $I_{sec} = 0$ 或 I_{sec} 很小，此时 V_d 近似为 0， V_{fb} 可认为与 V_{out} 成线性关系。

定义在 t_{sample} 的时刻， $V_{fb}(t = t_{sample})$ 的电压为 V_{knee} ，则 V_{knee} 与 V_{out} 关系如下

$$V_{out} = \frac{(R1 + R2)}{R2} \times \frac{N_{sec}}{N_{aux}} \times V_{knee} \quad (式 5)$$

因此只要在 t_{sample} 时刻精确的采样 V_{fb} 电压，就可以得到输出电压的信息。可以在一个开关周期内测量得到 t_{sample} 的值，在随后的一个开关周期内可认为负载和交流电压变化很小或没有变化，使用与前一个开关周期相同的导通时间 T_{on} ，并在 t_{sample} 时刻采样 V_{fb} 电压得到 V_{knee} ，从而得到输出电压 V_{out} 的信息。只要控制 V_{knee} 稳定，则输出 V_{out} 也稳定在一个特定的电压。

如图 5 所示，本发明的开关电源由开关元件、开关控制电路、变压器和电压采样电路组成，电压采样电路包括采样控制电路和采样保持电路，采样保持

电路接受采样控制电路发出的采样信号，从两个分压电阻获取反馈电压。从分压电阻输出的电压信号，一路与零参考电压 V_{zero} 经比较器至采样控制电路，采样保持电路接受另一路从分压电阻输出的电压信号，输出的信号与参考电压 V_{ref} 经比较器控制脉冲调制控制器，脉冲调制控制器输出导通和关闭 MOSFET 的控制信号，控制开关电源的输出电压。一般可认为两个连续的开关周期（或间隔很小的开关周期）内负载和交流电压变化很小或没有变化。在一个开关周期内测量 TFZ 和 TD，在随后的一个开关周期使用与前一个开关周期相同的导通时间 T_{on} ，并在 t_{sample} 时刻采样 V_{fb} 电压得到 V_{knee} 电压。

本发明的方法在特定时刻采样变压器初级端信号电压，能精确得到开关电源输出电压。并将此采样得到的电压作为反馈控制信号，控制开关控制电路输出一定占空比的控制信号，实现对输出电压的控制。

如图 6 所示，本发明的开关电源初级端采样输出电压的方法，包括以下步骤：一、复位 TFZ 第一计数器和 TD 第二计数器，功率开关导通，第一次 $V_{fb} > V_{zero}$ 时，功率开关由导通状态转变成截至状态；二、TFZ 第一计数器开始计数，TFZ 计数器用于计算 TFZ 时间，直到 $V_{fb} < V_{zero}$ ；三、TD 第二计数器开始计数，TD 计数器用于计算 TD 时间，直到 $V_{fb} > V_{zero}$ ，开关周期内功率开关导通时间为 $T_{on}=KT$ ，此次开关周期内测量的 TFZ 和 TD 时间将用于在下一开关周期确定采样时刻；四、在随后的功率开关导通周期内，使用与前一开关周期相同的功率开关导通时间 $T_{on}=KT$ ，功率开关导通，第一次 $V_{fb} > V_{zero}$ 时，功率开关由导通状态转变成截至状态，在第一次 $V_{fb} > V_{zero}$ 的时刻之后，等待 $TFZ-TD/2-\Delta T$ 时间，启动采样控制电路，采样 V_{fb} 信号，此时采样的 V_{fb} 信号可认为就是 V_{knee} 。

根据（式 5）即可以得出此时的输出电压 V_{out} 。脉冲调制控制器根据 V_{knee} 信号大小调整功率开关的导通时间，即可控制输出电压 V_{out} 。

本发明的方法在特定时刻采样变压器初级端信号电压，能精确得到开关电源输出电压。并将此采样得到的电压作为反馈控制信号，控制开关控制电路输出一定占空比的控制信号，实现对输出电压的控制。

本发明的开关电源初级端采样输出电压的方法，可以适用于反激型、升压型、降压型、反激型交流-直流、正激型交流-直流、直流-直流变换器开关电源。

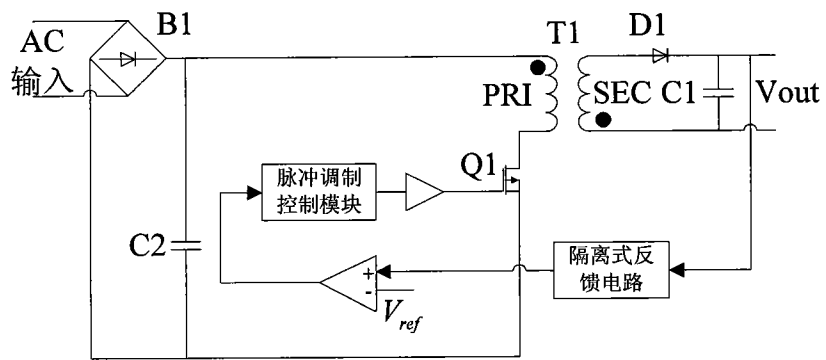


图 1

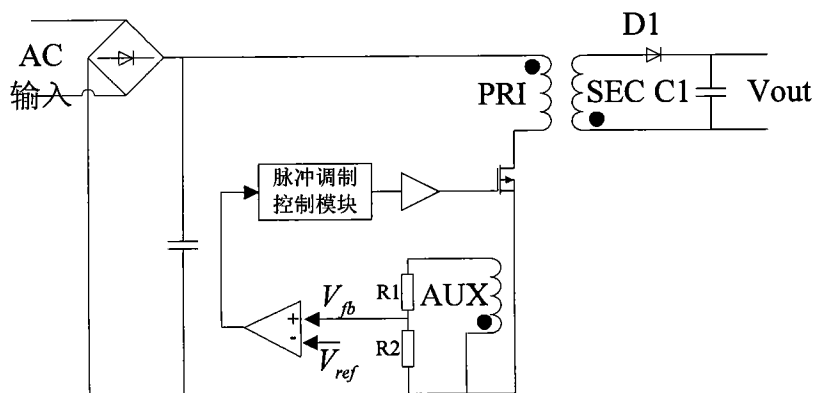


图 2

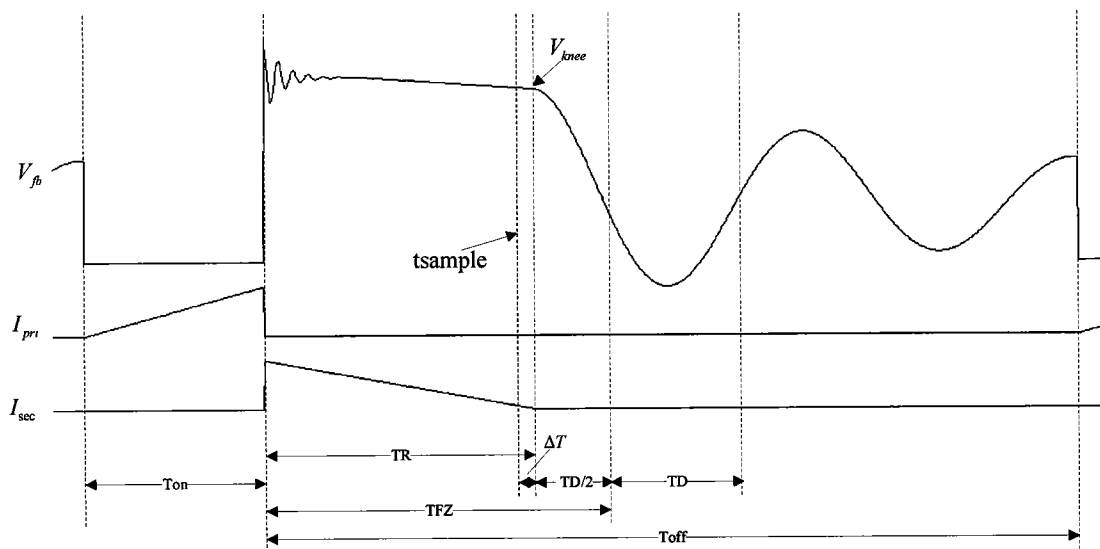


图 3