



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103580000 A

(43) 申请公布日 2014. 02. 12

(21) 申请号 201310497599. X

(22) 申请日 2013. 10. 21

(71) 申请人 矽力杰半导体技术(杭州)有限公司  
地址 310012 浙江省杭州市西湖区文三路  
90号东部软件园科技大厦 A1501

(72) 发明人 徐孝如

(74) 专利代理机构 北京远大卓悦知识产权代理  
事务所(普通合伙) 11369  
代理人 罗娟

(51) Int. Cl.  
H02H 7/12(2006. 01)

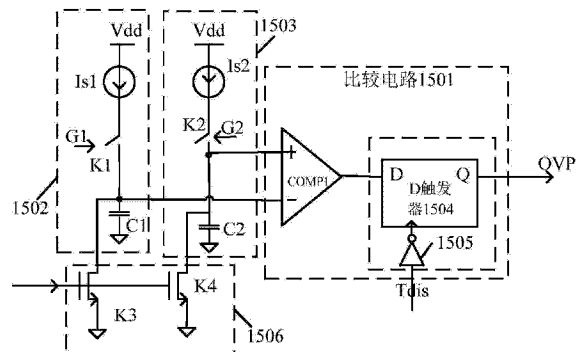
权利要求书2页 说明书19页 附图6页

(54) 发明名称

开关电源输出过压保护方法及电路及带该电路的开关电源

(57) 摘要

本发明涉及电子领域,公开了一种开关电源输出过压保护方法及电路及带该电路的开关电源。方法包括:第一电流在第一预定时间段对第一电容充电,预定的第二电流在第二预定时间段对第二电容充电,获取第一电容、第二电容在各开关周期的第二时间段结束时刻的电压比较信号,将电压比较信号输出作为过压保护信号,使当在第二时间段结束时刻,第一电容的电压大于或者等于所述第二电容的电压时,所述过压保护信号为有效信号,应用该技术方案有利于降低电路成本。



1. 一种开关电源输出过压保护方法,其特征是,包括:

第一电流在第一预定时间段对第一电容充电,预定的第二电流在第二预定时间段对第二电容充电,所述第一电流与所述开关电源的输入电压成预定的第一比例,所述第二电流与所述开关电源的负载所能承受的电压上限成第二比例;

获取所述第一电容、第二电容在各所述开关周期的第二时间段结束时刻的电压比较信号,将所述电压比较信号输出作为过压保护信号,使当在所述第二时间段结束时刻,所述第一电容的电压大于或者等于所述第二电容的电压时,所述过压保护信号为有效信号,

所述第二时间段为:在各所述开关周期内,流过电感的电感电流持续下降的时间段。

2. 根据权利要求1所述开关电源输出过压保护方法,其特征是,

第一电流在第一预定时间段对第一电容充电,具体是:

在开关电源的各开关周期的第一时间段内,所述第一电流对所述第一电容充电;

第二电流在第二预定时间段对第二电容充电,具体是:

在各所述开关周期的第一时间段以及第二时间段内,所述第二电流对所述第二电容充电。

所述第一时间段为:在各所述开关周期内,所述电感电流持续上升的时间段。

3. 根据权利要求2所述开关电源输出过压保护方法,其特征是,

所述开关电源为 Buck 结构开关电源。

4. 根据权利要求1所述开关电源输出过压保护方法,其特征是,

第一电流在第一预定时间段对第一电容充电,具体是:

在各所述开关周期的第一时间段以及第二时间段内,所述第一电流对所述第一电容充电;

第二电流在第二预定时间段对第二电容充电,具体是:

在各所述开关周期的所述第二时间段内,所述第二电流对所述第二电容充电。

所述第一时间段为:在各所述开关周期内,所述电感电流持续上升的时间段。

5. 根据权利要求4所述开关电源输出过压保护方法,其特征是,

所述开关电源为 boost 结构开关电源。

6. 根据权利要求2所述开关电源输出过压保护方法,其特征是,

所述开关电源为正激式变换结构开关电源。

7. 根据权利要求2至6之任一所述开关电源输出过压保护方法,其特征是,

所述第一比例与所述第二比例的比值大小为:所述第一电容容值与所述第二电容容值的比值。

8. 一种开关电源输出过压保护电路,其特征是,包括:

第一充电电路,用于采用第一电流在第一预定时间段对第一电容充电,所述第一电流与所述开关电源的输入电压成预定的第一比例;

第二充电电路,用于采用预定的第二电流在第二预定时间段对第一电容充电,所述第二电流与所述开关电源的负载所能承受的电压上限成第二比例,

比较电路,用于获取所述第一电容、第二电容在各开关周期的第二时间段结束时刻的电压比较信号,将所述电压比较信号输出作为过压保护信号,使当在所述第二时间段结束时刻,所述第一电容的电压大于或者等于所述第二电容的电压时,所述过压保护信号为有

效信号，

所述第二时间段为：在各所述开关周期内，流过电感的电感电流持续下降的时间段。

9. 根据权利要求 8 所述开关电源的输出过压保护电路，其特征是，

在各开关周期的第一时间段内，所述第一充电电路对所述第一电容充电，所述第二充电电路对所述第二电容充电，

在各所述开关周期的第一时间段、以及所述第二时间段内，所述第二充电电路对所述第二电容充电；

所述第一时间段为：在各所述开关周期内，所述电感电流持续上升的时间段。

10. 一种开关电源，其特征是，包括上述权利要求 8 至 9 之任一所述的输出过压保护电路。

## 开关电源输出过压保护方法及电路及带该电路的开关电源

### 技术领域

[0001] 本发明涉及电子领域,尤其涉及一种输出过压保护方法及电路及带该电路的开关电源。

### 背景技术

[0002] 开关电源将直流电压转化为稳定或者可调节的直流电压,被广泛用于为电子产品的电路系统提供电压。

[0003] 当开关电源给电子产品供电时,如果开关电源内部或者负载 103 出现故障时,开关电源的输出电压会突然急剧增加,如果当前输出电压高于当前负载 103 所能承受的电压上限时存在开关电源输出过压,容易导致负载 103 电路无法正常工作,甚至导致负载 103 损坏。

[0004] 为了解决开关电源输出过压的问题,人们在开关电路中设置了过压保护电路,当检测到当前输出过压时则产生一过压保护信号使开关电源控制电路控制开关电源的输出电压,使其满足负载 103 正常工作所需的电压大小,避免输出过压给负载 103 正常工作带来的损害。

[0005] 在现有技术中,检测输出过压的方法主要采用以下技术方案:

[0006] 譬如如图 1 所示的开关电源电路,在开关电源的输出端连接辅助绕组 101,通过辅助绕组 101 获取表征输出电压的电压 FB,并将其电压 FB 反馈输入至开关电源控制电路 102 的过压保护端(图 1 中的引脚  $V_{ovp}$ ),以便控制电路 102 根据该反馈电压 FB 检测确定输出是否过压,对于输出过压时,对开关电源采取相应的过压保护控制。

[0007] 但是在进行本发明研究过程中,发明人发现现有技术至少存在如下问题:

[0008] 现有技术的过压保护方案中需要应用体积较大且成本较高的辅助绕组 101,存在较大的电路成本的问题,且辅助绕组 101 本身会带来功率损耗,不利于提高开关电源的转换效率。

### 发明内容

[0009] 本发明实施例目的之一在于:提供一种开关电源输出过压保护方法,应用该技术方案有利于降低电路成本。

[0010] 本发明实施例目的之二在于:提供一种开关电源输出过压保护电路,应用该技术方案有利于降低电路成本。

[0011] 本发明实施例目的之三在于:提供一种开关电源,应用该技术方案有利于降低电路成本。

[0012] 1、一种开关电源输出过压保护方法,包括:

[0013] 第一电流在第一预定时间段对第一电容充电,预定的第二电流在第二预定时间段对第二电容充电,所述第一电流与所述开关电源的输入电压成预定的第一比例,所述第二电流与所述开关电源的负载所能承受的电压上限成第二比例;

[0014] 获取所述第一电容、第二电容在各所述开关周期的第二时间段结束时刻的电压比较信号，将所述电压比较信号输出作为过压保护信号，使当在所述第二时间段结束时刻，所述第一电容的电压大于或者等于所述第二电容的电压时，所述过压保护信号为有效信号，

[0015] 所述第二时间段为：在各所述开关周期内，流过电感的电感电流持续下降的时间段。

[0016] 2、根据 1 所述开关电源输出过压保护方法，

[0017] 第一电流在第一预定时间段对第一电容充电，具体是：

[0018] 在开关电源的各开关周期的第一时间段内，所述第一电流对所述第一电容充电；

[0019] 第二电流在第二预定时间段对第二电容充电，具体是：

[0020] 在各所述开关周期的第一时间段以及第二时间段内，所述第二电流对所述第二电容充电。

[0021] 所述第一时间段为：在各所述开关周期内，所述电感电流持续上升的时间段。

[0022] 3、根据 2 所述开关电源输出过压保护方法，

[0023] 所述开关电源为 Buck 结构开关电源。

[0024] 4、根据 1 所述开关电源输出过压保护方法，

[0025] 第一电流在第一预定时间段对第一电容充电，具体是：

[0026] 在各所述开关周期的第一时间段以及第二时间段内，所述第一电流对所述第一电容充电；

[0027] 第二电流在第二预定时间段对第二电容充电，具体是：

[0028] 在各所述开关周期的所述第二时间段内，所述第二电流对所述第二电容充电。

[0029] 所述第一时间段为：在各所述开关周期内，所述电感电流持续上升的时间段。

[0030] 5、根据 4 所述开关电源输出过压保护方法，

[0031] 所述开关电源为 boost 结构开关电源。

[0032] 6、根据 1 所述开关电源输出过压保护方法，

[0033] 第一电流在第一预定时间段对第一电容充电，具体是：

[0034] 在各所述开关周期的第一时间段内，所述第一电流对所述第一电容充电；

[0035] 第二电流在第二预定时间段对第二电容充电，具体是：

[0036] 在各所述开关周期的所述第二时间段内，所述第二电流对所述第二电容充电。

[0037] 所述第一时间段为：在各所述开关周期内，所述电感电流持续上升的时间段。

[0038] 7、根据 6 所述开关电源输出过压保护方法，

[0039] 所述开关电源为 Buck-boost 结构开关电源。

[0040] 8、根据 6 所述开关电源输出过压保护方法，

[0041] 所述开关电源为反激式变换结构开关电源。

[0042] 9、根据 2 所述开关电源输出过压保护方法，

[0043] 所述开关电源为正激式变换结构开关电源。

[0044] 10、根据 2 至 7 之任一所述开关电源输出过压保护方法，

[0045] 所述第一比例与所述第二比例的比值大小为：所述第一电容容值与所述第二电容容值的比值。

- [0046] 11、根据 8 或 9 所述开关电源输出过压保护方法，
- [0047] 所述第一比例与所述第二比例的比值大小为：所述开关电源的变压器变压比与所述第一电容容值的乘积与所述第二电容容值的比值。
- [0048] 12、根据 1 至 9 之任一所述开关电源输出过压保护方法，
- [0049] 在步骤：第一电流在第一预定时间段对第一电容充电，预定的第二电流在第二预定时间段对第二电容充电之前，还包括：
- [0050] 将所述第一电容、第二电容的电压均复位为同一初始电压值。
- [0051] 13、根据 12 所述开关电源输出过压保护方法，
- [0052] 将所述第一电容、第二电容的电压均复位为零。
- [0053] 14、一种开关电源输出过压保护电路，包括：
- [0054] 第一充电电路，用于采用第一电流在第一预定时间段对第一电容充电，所述第一电流与所述开关电源的输入电压成预定的第一比例；
- [0055] 第二充电电路，用于采用预定的第二电流在第二预定时间段对第一电容充电，所述第二电流与所述开关电源的负载所能承受的电压上限成第二比例，
- [0056] 比较电路，用于获取所述第一电容、第二电容在各开关周期的第二时间段结束时刻的电压比较信号，将所述电压比较信号输出作为过压保护信号，使当在所述第二时间段结束时刻，所述第一电容的电压大于或者等于所述第二电容的电压时，所述过压保护信号为有效信号，
- [0057] 所述第二时间段为：在各所述开关周期内，流过电感的电感电流持续下降的时间段。
- [0058] 15、根据 14 所述开关电源的输出过压保护电路，
- [0059] 在各开关周期的第一时间段内，所述第一充电电路对所述第一电容充电，所述第二充电电路对所述第二电容充电，
- [0060] 在各所述开关周期的第一时间段、以及所述第二时间段内，所述第二充电电路对所述第二电容充电；
- [0061] 所述第一时间段为：在各所述开关周期内，所述电感电流持续上升的时间段。
- [0062] 16、根据 15 所述开关电源的输出过压保护电路，
- [0063] 所述开关电源为 Buck 结构开关电源。
- [0064] 17、根据 14 所述开关电源的输出过压保护电路，
- [0065] 在各开关周期的第一时间段、以及所述第二时间段内，所述第一充电电路对所述第一电容充电，
- [0066] 在各所述开关周期的所述第二时间段内，所述第二充电电路对所述第二电容充电；
- [0067] 所述第一时间段为：在各所述开关周期内，所述电感电流持续上升的时间段。
- [0068] 18、根据 17 所述开关电源的输出过压保护电路，
- [0069] 所述开关电源为 boost 结构开关电源。
- [0070] 19、根据 14 所述开关电源的输出过压保护电路，
- [0071] 在各开关周期的第一时间段内，所述第一充电电路对所述第一电容充电，
- [0072] 在各所述开关周期的所述第二时间段内，所述第二充电电路对所述第二电容充

电；

[0073] 所述第一时间段为：在各所述开关周期内，所述电感电流持续上升的时间段。

[0074] 20、根据 19 所述开关电源的输出过压保护电路，

[0075] 所述开关电源为 Buck-boost 结构开关电源，

[0076] 21、根据 19 所述开关电源的输出过压保护电路，

[0077] 所述开关电源为反激式变换结构开关电源。

[0078] 22、根据 15 所述开关电源的输出过压保护电路，

[0079] 所述开关电源为正激式变换结构开关电源。

[0080] 23、根据 15 至 20 之任一所述开关电源的输出过压保护电路，

[0081] 所述第一比例与所述第二比例的比值大小为：所述第一电容容值与所述第二电容容值的比值。

[0082] 24、根据 21 或 22 所述开关电源输出过压保护电路，

[0083] 所述第一比例与所述第二比例的比值大小为：所述开关电源的变压器变压比与所述第一电容容值的乘积与所述第二电容容值的比值。

[0084] 25、根据 14 至 22 之任一所述开关电源的输出过压保护电路，

[0085] 所述第一充电电路包括第一电流生成电路、所述第一电容、以及第一开关，

[0086] 所述第一电流生成电路，用于根据所述输入电压生成所述第一电流，

[0087] 所述第一开关连接在所述第一电流生成电路与所述第一电容之间，在所述第一预定时间段内，所述第一开关处于导通状态，使所述第一电流对所述第一电容充电；

[0088] 所述第二充电电路包括第二电流源、所述第二电容、以及第二开关，

[0089] 所述第二电流源，用于输出所述第二电流，

[0090] 所述第二开关连接在所述第二电流源与所述第二电容之间，

[0091] 在所述第二预定时间段内，所述第二开关处于导通状态，使所述第二电流通对所述第二电容充电。

[0092] 26、根据 14 至 22 之任一所述开关电源的输出过压保护电路，还包括：

[0093] 复位电路，与所述第一电容、第二电容分别连接，用于在第一电流在第一预定时间段对第一电容充电，预定的第二电流在第二预定时间段对第二电容充电之前，使所述第一电容、第二电容的电压均复位为同一初始电压值。

[0094] 27、根据 26 所述开关电源的输出过压保护电路，

[0095] 所述复位电路包括第三开关、第四开关；

[0096] 所述第三开关与所述第一电容连接，所述第四开关与所述第二电容连接，在所述第一电流在第一预定时间段对第一电容充电，预定的第二电流在第二预定时间段对第二电容充电之前，

[0097] 所述第三开关、以及第四开关处于导通状态，所述第一电容、第二电容分别通过所述第三开关、第四开关形成的回路放电，使所述第一电容、以及第二电容的电压复位为所述同一初始电压值。

[0098] 28、根据 27 所述开关电源的输出过压保护电路，

[0099] 所述第一电容、第二电容未与所述第一开关、第二开关连接的一端接地，另一端分别通过所述第三开关、第四开关接地。

[0100] 29、根据 14 至 22 之任一所述开关电源的输出过压保护电路，

[0101] 所述比较电路包括：

[0102] 第一比较器，所述第一比较器的正向输入端、反向输入端分别与所述第一电容、第二电容连接，用于比较所述第一电容、第二电容的电压，输出第一比较信号；

[0103] D 触发器，所述 D 触发器的输入端与所述第一比较器的输出端连接，

[0104] 在各所述第二时间段结束时刻，所述 D 触发器的时钟控制端收到一有效信号，在所述有效信号触发下，所述 D 触发器输出所述过压保护信号，使当在所述第二时间段结束时刻，所述第一电容的电压大于或者等于所述第二电容的电压时，所述过压保护信号为有效信号。

[0105] 30、根据 14 至 22 之任一所述开关电源的输出过压保护电路，

[0106] 所述第一电流生成电路包括：运算放大器、第三场效应管、第四场效应管、第五场效应管以及第一电阻；

[0107] 所述运算放大器的第一输入端输入第一电压信号，第二输入端通过所述第一电阻接地，输出端与所述第三场效应管的栅极连接，

[0108] 所述第三场效应管的源极与所述运算放大器的所述第二输入端连接，漏极通过所述第四场效应管与供电电压相连，

[0109] 所述第四场效应管与所述第五场效应管共栅极连接，

[0110] 所述第五场效应管的源极接供电电压，所述第五场效应管的漏极输出所述第一电流；

[0111] 所述输入电压与所述第一电压信号成预定的第三比例。

[0112] 31、根据 30 所述开关电源的输出过压保护电路，

[0113] 所述第三比例与所述第一比例的比值等于所述第一电阻的阻值。

[0114] 32、一种开关电源，包括上述 14 至 31 之任一所述的输出过压保护电路。

[0115] 由上可见，应用本实施例技术方案，可以在开关电源输出过压保护技术方案中应用伏秒平衡，用与输入电压成预定比例的第一电流在第一预定时间内对第一电容充电获取可表征输出电压的电压；用与负载所需的最大电压成比例的第二电流在第二预定时间内对第二电容充电获取可表征负载所需最大电压的另一电压，通过获取开关电源各开关周期的第二时间段 T2 结束时刻第一电容、第二电容的电压比较信号，将此刻的电压比较信号输出作为过压保护信号，且使当在第二时间段 T2 结束时刻、第一电容的电压大于或者等于第二电容的电压时，该过压保护信号为有效信号，从而实现对开关电源的输出过压保护控制。

[0116] 另外，本实施例技术方案的电路实现对输出电压的过压判断，可以只需用简单廉价的分压电阻获取表征输入电压的信号输入到开关电源控制电路的过压保护端，其相对于现有技术中采用辅助绕组 101 获取表征输出电压的电压并反馈给开关电源控制电路的技术方案，能够避免辅助绕组的应用，进一步有利于节省电路成本，以及避免由于辅助绕组 101 应用存在的功率损害，以进一步有利于提高开关电源的转换效率。

#### 附图说明

[0117] 图 1 为现有技术提供一种带输出过压保护电路的开关电源的电路原理示意图；



- [0118] 图 2 为本实施例 1 提供了一种输出过压保护方法流程示意图；
- [0119] 图 3 为本发明实施例 1-9 提供的在一开关周期内，开关电源的功率开关管的栅极电压  $V_G$ 、电感的电感电流  $I_L$  以及电感的励磁电压  $V_L$  的波形示意、以及第一时间段  $T_1$ 、第二时间段  $T_2$  分布示意图；
- [0120] 图 4 为本实施例 2 提供了一种输出过压保护方法流程示意图；
- [0121] 图 5 为本实施例 3 提供了一种输出过压保护方法流程示意图；
- [0122] 图 6 为本实施例 4 提供了一种输出过压保护方法流程示意图；
- [0123] 图 7 为本实施例 5 提供了一种输出过压保护方法流程示意图；
- [0124] 图 8 为本实施例 6 提供了一种输出过压保护方法流程示意图；
- [0125] 图 9 为本实施例 7 提供的第一种输出过压保护方法流程示意图；
- [0126] 图 10 为本实施例 7 提供的第二种输出过压保护方法流程示意图；
- [0127] 图 11 为本实施例 7 提供的第三种输出过压保护方法流程示意图；
- [0128] 图 12 为本实施例 7 提供的第四种输出过压保护方法流程示意图；
- [0129] 图 13 为本实施例 7 提供的第五种输出过压保护方法流程示意图；
- [0130] 图 14 为本实施例 7 提供的第六种输出过压保护方法流程示意图；
- [0131] 图 15 为本实施例 8 提供了一种输出过压保护电路原理示意图；
- [0132] 图 16 为本实施例 8 提供了一种带上述任一输出过压保护电路的开关电源的电路原理示意图；
- [0133] 图 17 为本发明实施例 9 中提供的输出过压保护电路中的第一电流生成电路的电路原理示意图。

### 具体实施方式

[0134] 下面将结合附图以及具体实施例来详细说明本发明，在此本发明的示意性实施例以及说明用来解释本发明，但并不作为对本发明的限定。

[0135] 实施例 1：

[0136] 参见图 2 所示，本实施例提供了一种输出过压保护方法，该方法主要包括以下的流程：

[0137] 步骤 201：第一电流在第一预定时间段对第一电容充电，预定的第二电流在第二预定时间段对第二电容充电。

[0138] 其中，第一电流  $I_1$  与开关电源的输入电压成预定的第一比例，第二电流  $I_2$  与开关电源的负载所能承受的电压上限成第二比例。在本实施例中该第二电流  $I_2$  可以但不限于为预先给定的值。

[0139] 在开关电源工作的过程中，根据开关电源内电感的电感电流确定：在各开关周期内的第一时间段  $T_1$ 、第二时间段  $T_2$ 。

[0140] 其中，本发明实施例中的开关周期指的是，该开关电源内的功率开关的开关周期。

[0141] 在任一开关周期内，将电感电流持续上升的时间段记为第一时间段记为  $T_1$ ，将电感电流持续下降的时间段记为第二时间段记为  $T_2$ 。

[0142] 其中，第二时间段  $T_2$  为：在各开关周期内，电感电流持续下降的时间段。

[0143] 参见图 3 所示，譬如，在诸如临界式工作模式的开关电源中，任一开关周期包括以

下两个时间段：电感电流持续上升的第一时间段 T1、电感电流持续下降的第二时间段 T2。

[0144] 再譬如，在诸如断续式工作模式的开关电源中，任一开关周期包括以下三个时间段：电感电流持续上升的第一时间段 T1、电感电流持续下降的第二时间段 T2、以及电感电流的谐振时间段 T3。

[0145] 需要说明的是，本实施例技术方案以临界式、断续式工作模式的开关电源为例对本实施例的应用进行示意说明，但本实施例技术方案的应用并不限于此，其还可以应用于其他工作模式的开关电源。

[0146] 在本实施例中，在各开关周期，分别采用第一电流 I1、第二电流 I2 分别对第一电容、第二电容进行充电，并且利用伏秒平衡原则，分别对第一电容、第二电容的充电时间（即第一预定时间段、第二预定时间段）进行控制。使：当在各开关周期的第二时间段结束时刻第一电容、第二电容上的电压相等时，此时开关电源当前输出电压  $V_o$  等于开关电源的负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$ ，即此时开关电源输出处于过压临界状态。

[0147] 需要说明的是，在本实施例中，其中第一预定时间段、第二预定时间段在时间轴上可以部分重叠也可以不相重叠。

[0148] 进一步针对各类型开关电源，而对第一预定时间段、第二预定时间段的控制以及具体实施参见实施例 2-9 的进一步分析。

[0149] 步骤 202：获取第一电容、第二电容在各开关周期的第二时间段结束时刻的电压比较信号，将电压比较信号输出作为过压保护信号。

[0150] 在本步骤中，获取第一电容、第二电容在各开关周期的第二时间段 T2 结束时刻的电压比较信号，将该电压比较信号输出作为过压保护信号，以根据过压保护信号对当前开关电源的采取过压保护。并且使当在第二时间段 T2 结束时刻，第一电容的电压大于或者等于第二电容的电压时，该过压保护信号为有效信号，此时启动对开关电源的输出过压保护控制。

[0151] 由上可见，应用本实施例技术方案，可以在开关电源输出过压保护技术方案中应用伏秒平衡，用与输入电压成预定比例的第一电流在第一预定时间内对第一电容充电获取可表征输出电压的电压；用与负载所需的最大电压成比例的第二电流在第二预定时间内对第二电容充电获取可表征负载所需最大电压的另一电压，通过获取开关电源各开关周期的第二时间段 T2 结束时刻第一电容、第二电容的电压比较信号，将此刻的电压比较信号输出作为过压保护信号，并使当在第二时间段 T2 结束时刻第一电容的电压大于或者等于第二电容的电压时该过压保护信号为有效信号，从而实现对开关电源的输出过压保护控制。综上，应用本实施例可以实现对开关电源的输出过压保护。

[0152] 另外，本实施例技术方案的电路实现对输出电压的过压判断，可以只需用简单廉价的分压电阻获取表征输入电压的信号输入到开关电源控制电路的过压保护端，其相对于现有技术中采用辅助绕组 101 获取表征输出电压的电压并反馈给开关电源控制电路的技术方案，能够避免辅助绕组的应用，进一步有利于节省电路成本，以及避免由于辅助绕组 101 应用存在的功率损害，以进一步有利于提高开关电源的转换效率。

[0153] 实施例 2：

[0154] 参见图 4 所示，本实施例以将本实施例的开关电源输出过压保护技术方案应用于 Buck 结构、或者应用于满足与 Buck 结构中输入电压与输出电压具有相同关系的其它结构

的开关电源为例,对本实施例方法进行进一步的描述。

[0155] 本实施例方法主要包括以下的流程:

[0156] 步骤 401:在开关电源的各开关周期的第一时间段内,第一电流对第一电容充电。

[0157] 在第一时间段 T1 内,可以但不限于采用第一电流生成电路根据开关电源的输入电压,生成输出第一电流 I1,使第一电流 I1 与开关电源的输入电压成第一比例,即满足以下函数式(1):

$$[0158] \quad I1=V_{in}*a, (1)$$

[0159] 其中,  $V_{in}$  为开关电源的输入电压,具体可以参见图 16 所示的  $V_{in}$ ;  $a$  为:预定的第一比例,其为根据第二比例(记为  $b$ )结合当前应用的开关电源电路确定的一比例系数。

[0160] 在本步骤中,在各开关周期的第一时间段 T1 的开始时刻开始,使第一电流 I1 对第一电容 C1 进行充电,直到第一时间段 T1 的结束时刻结束。

[0161] 步骤 402:在各开关周期的第一时间段以及第二时间段内,第二电流对第二电容充电。

[0162] 与步骤 401 同步地,在各开关周期的第一时间段 T1 的开始时刻开始,使第一电流 I2 对第二电容 C2 进行充电,直到第二时间段 T2 的结束时刻结束。

[0163] 在本实施例中,该第二电流 I2 可以但不限于由用户预先设定,也可以由设定的电流源生成。

[0164] 在本实施例中,将第二电流 I2 与当前开关电源的负载所能承受的电压上限的比例记为第二比例  $b$ ,其满足以下函数式(2):

$$[0165] \quad I2=V_{ovp}*b, (2)$$

[0166] 其中,  $V_{ovp}$  为当前开关电源的负载所能承受的电压上限,具体由当前负载电路确定。

[0167] 作为本实施例的示意,在本实施例中,第一比例  $a$  与第二比例  $b$  满足函数式(3):

$$[0168] \quad \frac{b}{a} = \frac{C2}{C1}, (3),$$

[0169] 其中,  $C2$ 、 $C1$  分别为第二电容  $C2$ 、第一电容  $C1$  的容值。

[0170] 作为本实施例的示意,在具体实施时,可以但不限于根据第二比例  $b$  以及当前电路的第二电容  $C2$ 、第一电容  $C1$  的容值确定第一比例  $a$  的取值,从而确定第一电流 I1。

[0171] 步骤 403:获取第一电容、第二电容在各开关周期的第二时间段结束时刻的电压比较信号,将该电压比较信号输出作为过压保护信号,且使当第二时间段结束时刻第一电容的电压大于或者等于第二电容的电压时,该过压保护信号为有效信号。

[0172] 在本步骤中,获取第一电容、第二电容在各开关周期的第二时间段结束时刻的电压比较信号,将该电压比较信号输出作为过压保护信号,且使当第二时间段结束时刻第一电容的电压大于或者等于第二电容的电压时,该过压保护信号为有效信号,并且,使当在第二时间段结束时刻第一电容的电压大于或者等于第二电容的电压时,该过压保护信号为有效信号,此时启动对开关电源的过压保护。

[0173] 在本实施例中,可以根据在第二时间段 T2 结束时刻,第一电容  $C1$  的电压、与第二电容  $C2$  的电压比较信号确定该开关电源当前是否处于过压状态,从而对当前的开关电源进行调整控制,使开关电源输出电压  $V_o$  小于负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$ ,避免输出过压

对负载电路正常工作造成的影响,避免对负载电路造成的损害。

[0174] 作为本实施例的示意,在本步骤中可以但不限于通过以下技术方案获取第一电容 C1、第二电容 C2 在各开关周期的第二时间段 T2 结束时刻的电压比较信号,具体是:

[0175] 可以但不限于通过一比较器(记为第一比较器比较器),在第一比较器比较器的反相输入端“-”端、正相输入端“+”端分别接入第一电容 C1 的电压 V1'、第二电容 C2 的电压 V2',第一比较器比较器实时比较电压 V1'、V2' 的大小,在第一比较器比较器的输出端将电压 V1'、V2' 的电压比较信号(记为第一比较信号)输出至 D 触发器的输入端“D”端,触发电路的时钟控制端输入控制时钟信号,使在各开关周期的各第二时间段 T2 结束时刻,在时钟控制端输入一有效信号, D 触发器在该有效信号的驱动下工作,在 D 触发器的输出端“Q”端输出:在第二时间段 T2 结束时刻,第一电容 C1、第二电容 C2 的电压比较信号,即输出过压保护信号,且使当在第二时间段 T1 结束时刻,第一电容的电压大于或者等于第二电容的电压时,该过压保护信号为有效信号。

[0176] 由上可见,应用上述示意方案可以通过的第一比较器比较器对各时间点的电压进行比较得到第一比较信号,然后通过 D 触发器的控制时钟信号,从而可以实现对第一比较信号在第二时间段 T2 结束时刻的电压比较信号的采集,得到本实施例的过压保护信号。

[0177] 作为本实施例的示意,输入至 D 触发器的控制时钟信号可以但不限于参见图 3 中的控制时钟信号 Tdis 所示,该控制时钟信号 Tdis 在第一时间段 T1 以及第二时间段 T2 时间段均为高电平,在第二时间段 T2 结束时刻到下一开关周期到来前均为低电平,即在各开关周期的第二时间段 T2 结束时刻,控制时钟信号 Tdis 为下降沿,该下降沿经过一反相器后输入至 D 触发器的时钟控制端,即在各开关周期的第二时间段 T2 结束时刻, D 触发器收到一上升沿脉冲信号,在该上升沿脉冲信号的触发下工作,在输出端输出该过压保护信号。

[0178] 需要说明的是,用于驱动 D 触发器在第二时间段 T2 结束时刻输出第一电容 C1、第二电容 C2 的电压比较信号得到本实施例的过压保护信号的控制时钟波形并不限于图 3 所示波形 Tdis,其还可以为其他的波形,只需要保证在各开关周期的第二时间段 T2 结束时刻, D 触发器的时钟控制端收到一可驱动触发电路工作的有效触发信号,使 D 触发器在此时输出第一电容 C1、第二电容 C2 的电压比较信号作为本实施例的过压保护信号即可。

[0179] 需要说明的是,上述通过第一比较器比较器以及 D 触发器的配合获取第一电容 C1、第二电容 C2 在各开关周期的第二时间段 T2 结束时刻的电压比较信号作为本实施例的过压保护信号仅为本实施例的实施示意,实际并不仅限于此。譬如,还可以通过以下技术方案获取:

[0180] 通过一比较电路,记为第二比较器,该第二比较器的两输入端(反相输入端“-”、正相输入段“+”)分别接入第一电容 C1 的电压 V1、第二电容 C2 的电压 V2,第二比较器的使能端接入一使能控制,使在各开关周期的各第二时间段 T2 结束时刻,在时钟控制端输入一有效的使能信号,在该有效的使能信号的驱动下,第二比较器使能处于工作状态,在第二比较器的输出端输出:电压 V1 与电压 V2 在当前第二时间段 T2 结束时刻的电压比较信号,作为过压保护信号,并且使当在第二时间段 T2 结束时刻第一电容的电压大于或者等于第二电容的电压时,该过压保护信号为有效信号,当过压保护信号为有效信号时,表示开关电源当前输出过压,即输出电压达到了负载所承受的最大电压,以启动对开关电源的输出过压保护控制。

[0181] 以下以将本实施例技术方案应用于 Buck 结构、或者应用于满足与 Buck 结构中输入电压与输出电压具有相同关系的其它结构的开关电源为例,进一步对步骤 401-403 的电压以及电流以及有益效果进行进一步分析:

[0182] 根据伏秒平衡原则可知,在稳态工作的开关电源中,开关电源的电感两端的正伏秒值等于负伏秒值,故在第一时间段 T1、以及在第二时间段 T2 内,开关电源的电感符合以下伏秒平衡函数函数式(4):

$$[0183] \quad (V_{in}-V_o) T_1=V_o * T_2, \quad (4),$$

[0184] 其中  $V_{in}$  为:开关电源的输入电压,  $V_o$  为:开关电源的输出电压。

[0185] 函数式(4)经过变换得到函数式(5),

$$[0186] \quad V_{in} * T_1=V_o * (T_1+T_2), \quad (5),$$

[0187] 当开关电源的输出电压  $V_o$  为负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$  时,有函数式(6):

$$[0188] \quad V_{in} * T_1 = V_{ovp} * (T_1+T_2), \quad (6),$$

[0189] 基于上述结论,本实施例利用一个与  $V_{in}$  成预定的第一比例 a 的第一电流 I1 在第一时间段 T1 内给第一电容 C1 充电,从而模拟  $V_{in} * T_1$ ;

[0190] 在第一时间段 T1 以及第二时间段 T2 内用第二电流 I2(与开关电源的负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$  成第二比例 b)给第二电容 C2 充电,从而模拟  $V_{ovp} * (T_1+T_2)$ ;

[0191] 然后,比较第一电容 C1、第二电容 C2 在第二时间段 T2 结束时刻的电压大小,将此时的电压比较信号输出作为过压保护信号,并且使当在第二时间段 T2 结束时刻第一电容 C1 的电压大于或者等于第二电容 C2 的电压时该过压保护信号为有效信号,具体如下:

[0192] 如果当前测得第一电容 C1 上的电压  $V_1$  大于第二电容 C2 上的电压  $V_2$ , 则  $V_{in} * T_1=V_o * (T_1+T_2) > V_{ovp} * (T_1+T_2)$ , 此时  $V_o > V_{ovp}$ , 即表明开关电源的当前输出电压  $V_o$  大于负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$ , 此时开关电源处于输出过压状态, 此时的过压保护信号为有效信号, 开关电源的控制电路应对开关电源的输出启动过压保护调节。

[0193] 如果当前测得第一电容 C1 上的电压等于第二电容 C2 上的电压, 则  $V_{in} * T_1=V_o * (T_1+T_2)=V_{ovp} * (T_1+T_2)$ , 此时  $V_o=V_{ovp}$ , 即表明开关电源的当前输出电压  $V_o$  等于负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$ , 此时开关电源处于输出过压临界状态, 此时的过压保护信号为有效信号, 开关电源的控制电路应对开关电源的输出启动过压保护调节。

[0194] 如果当前测得第一电容 C1 上的电压小于第二电容 C2 上的电压, 则  $V_{in} * T_1=V_o * (T_1+T_2) < V_{ovp} * (T_1+T_2)$ , 此时  $V_o < V_{ovp}$ , 即表明开关电源的当前输出电压  $V_o$  小于负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$ , 此时开关电源处于非输出过压状态, 此时的过压保护信号不为有效信号, 开关电源的控制电路无需对开关电源的输出启动过压保护调节。

[0195] 由上可见,应用本实施例技术方案,可以通过在开关周期的第一时间段 T1、第一时间段 T1 以及第二时间段 T2 内,分别采用第一电流 I1、以及第二电流 I2 对第一电容 C1、第二电容 C2 进行充电,应用伏秒平衡原则根据在第二时间段 T2 结束时刻第一电容 C1、第二电容 C2 的电压比较信号确定当前开关电源是否处于输出过压状态,如果在该第二时间段结束时刻,第一电容 C1 的电压大于或者等于第二电容 C2 的电压,则判定当前处于输出处于过压状态或者过压临界状态,故在本实施例中,将该时刻的电压比较信号作为过压保护信号,并且使当该时刻的第一电容 C1 的电压大于或者等于第二电容 C2 的电压时该过压保护信号为有效信号,即实现对开关电源进行输出过压保护。

[0196] 为了使本领域技术人员更加清楚本实施例的实施以及效果,作为本实施例的示意,进一步分析如下:

[0197] 当开关电源处于输出过压临界状态时,即  $V_0=V_{ovp}$  时,根据伏秒平衡原则,函数式(6)成立。

[0198] 设在第二时刻结束时第一电容  $C_1$  上的电压为  $V_1$ ,第二电容  $C_2$  上的电压为  $V_2$ 。

[0199] 因为第一电流  $I_1$  满足: $I_1=V_{in}*a$ ,故第一电容  $C_1$  上的电压  $V_1$  满足函数式:

[0200]  $V_1 = (I_1/C_1)*T_1 = (V_{in}*a/C_1)*T_1$ ;

[0201] 同理,因为第二电流  $I_2$  满足: $I_2=V_{ovp}*b=V_{ovp}*a*C_2/C_1$ ,因为,在本实施例中, $a/b=C_1/C_2$ ,故第一电容  $C_2$  上的电压  $V_2$  满足函数式:

[0202]  $V_2 = (I_2/C_2)*(T_1+T_2) = (V_{ovp}*a/C_1)*(T_1+T_2)$ 。

[0203] 由上述分析可见:

[0204] 此时,若有  $V_1=V_2$ ,  $V_{in}*T_1=V_0(T_1+T_2)=V_{ovp}(T_1+T_2)$ ,即开关电源当前输出电压  $V_0$  等于负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$ ;

[0205] 同理,此时,若有  $V_1<V_2$ ,  $V_0(T_1+T_2)<V_{ovp}(T_1+T_2)$ ,即开关电源当前输出电压  $V_0$  小于负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$ ;

[0206] 同理,此时,若有  $V_1>V_2$ ,  $V_0(T_1+T_2)>V_{ovp}(T_1+T_2)$ ,即开关电源当前输出电压  $V_0$  大于负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$ 。

[0207] 综上所述,应用本实施例技术方案,将第一电容  $C_1$ 、第二电容  $C_2$  在各开关周期的第二时间段  $T_2$  结束时刻的电压比较信号输出作为过压保护信号,且使当在第二时间段  $T_2$  结束时刻第一电容  $C_1$  的电压  $V_1$  大于或者等于第二电容  $C_2$  的电压  $V_2$  时该过压保护信号为有效信号,可以实现对开关电源进行输出过压保护控制。

[0208] 实施例 3:

[0209] 参见图 5 所示,本实施例以将本实施例的开关电源输出过压保护技术方案应用于 boost 结构、或者应用于满足与 boost 结构中输入电压与输出电压具有相同关系的其它结构的开关电源为例,对本实施例方法进行进一步的描述。

[0210] 本实施例方法主要包括以下的流程:

[0211] 步骤 501:在开关电源的各开关周期的第一时间段以及第二时间段内,第一电流对第一电容充电。

[0212] 本实施例步骤与实施例 2 中步骤 401 的不同之处仅在于对第一电容  $C$  预定的充电时间的不同。

[0213] 在本步骤中,在各开关周期的第一时间段  $T_1$  的开始时刻开始,使第一电流  $I_1$  对第一电容  $C_1$  进行充电,直到第二时间段  $T_2$  的结束时刻结束。

[0214] 步骤 502:在各开关周期的第二时间段内,第二电流对第二电容充电。

[0215] 本实施例步骤与实施例 2 中步骤 402 的不同之处仅在于对第一电容  $C$  预定的充电时间的不同。

[0216] 在本步骤中,在各开关周期的第二时间段  $T_2$  的开始时刻开始,使第二电流  $I_2$  对第二电容  $C_2$  进行充电,直到第二时间段  $T_2$  的结束时刻结束。

[0217] 步骤 503:获取第一电容、第二电容在各开关周期的第二时间段结束时刻的电压比较信号,将该电压比较信号输出作为过压保护信号,且使当第二时间段结束时刻第一电

容的电压大于或者等于第二电容的电压时，该过压保护信号为有效信号。

[0218] 本实施例步骤与实施例 2 中步骤 403 相同。

[0219] 在本实施例的开关电源中，根据伏秒平衡原则，以下函数式成立： $V_{in} * T_1 = (V_o - V_{in}) * T_2$ ，即  $V_{in} * (T_1 + T_2) = V_o * T_2$  成立。

[0220] 与实施例 2 同理，由于第一比例 a、第二比例 b 满足： $a/b = C_1/C_2$ ，故有：

[0221]  $V_{in} * (T_1 + T_2) = V_o * T_2 = V_{ovp} * T_2$ ；

[0222] 则此时，若有  $V_1 = V_2$ ， $V_{in} * (T_1 + T_2) = V_o * T_2 = V_{ovp} * T_2$ ，即开关电源当前输出电压  $V_o$  等于负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$ ；

[0223] 同理，此时，若有  $V_1 < V_2$ ， $V_o * T_2 < V_{ovp} * T_2$ ，即开关电源当前输出电压  $V_o$  小于负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$ ；

[0224] 同理，此时，若有  $V_1 > V_2$ ， $V_o * T_2 > V_{ovp} * T_2$ ，即开关电源当前输出电压  $V_o$  大于负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$ ；

[0225] 本实施例有益效果与实施例 2 相同，在此不做赘述。

[0226] 实施例 4：

[0227] 参见图 6 所示，本实施例以将本实施例的开关电源输出过压保护方法应用于 Buck-boost 结构、或者应用于满足与 Buck-boost 结构中输入电压与输出电压具有相同关系的其它结构的开关电源为例，对本实施例方法进行进一步的描述。

[0228] 本实施例方法主要包括以下的流程：

[0229] 步骤 601：在开关电源的各开关周期的第一时间段内，第一电流对第一电容充电。

[0230] 本实施例步骤与实施例 2 中步骤 401 相同。

[0231] 步骤 602：在各开关周期的第二时间段内，第二电流对第二电容充电。

[0232] 本实施例步骤与实施例 3 中步骤 502 相同。

[0233] 步骤 603：获取第一电容、第二电容在各开关周期的第二时间段结束时刻的电压比较信号，将该电压比较信号输出作为过压保护信号，且使当第二时间段结束时刻第一电容的电压大于或者等于第二电容的电压时，该过压保护信号为有效信号。

[0234] 本实施例步骤与实施例 2、3 中步骤 403、503 相同。

[0235] 在本实施例的开关电源中，根据伏秒平衡原则，以下函数式成立： $V_{in} * T_1 = V_o * T_2$ 。

[0236] 与实施例 2 中的分析同理，由于第一比例 a、第二比例 b 满足： $a/b = C_1/C_2$ ，故有：

[0237]  $V_{in} * T = V_o * T_2 = V_{ovp} * T_2$ ；

[0238] 则此时，若有  $V_1 = V_2$ ， $V_{in} * T_1 = V_o * T_2 = V_{ovp} * T_2$ ，即开关电源当前输出电压  $V_o$  等于负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$ ；

[0239] 同理，此时，若有  $V_1 < V_2$ ， $V_o * T_2 < V_{ovp} * T_2$ ，即开关电源当前输出电压  $V_o$  小于负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$ ；

[0240] 同理，此时，若有  $V_1 > V_2$ ， $V_o * T_2 > V_{ovp} * T_2$ ，即开关电源当前输出电压  $V_o$  大于负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$ 。

[0241] 本实施例有益效果与实施例 2 相同，在此不做赘述。

[0242] 实施例 5：

[0243] 参见图 7 所示，本实施例以将本实施例的开关电源输出过压保护方法应用于反激式变换结构、或者应用于满足与反激式变换结构中输入电压与输出电压具有相同关系的其

它结构的开关电源为例,对本实施例方法进行进一步的描述。

[0244] 本实施例方法主要包括以下的流程:

[0245] 步骤 701:在开关电源的各开关周期的第一时间段内,第一电流对第一电容充电。

[0246] 本步骤与实施例 2 中步骤 401 相同。

[0247] 步骤 702:在各开关周期的第二时间段内,第二电流对第二电容充电。

[0248] 本步骤与实施例 2 中步骤 402 所不同之处主要在于:

[0249] 1、对第二电容 C2 预定的充电时间不同;

[0250] 在本步骤中,在各开关周期的第二时间段 T2 的开始时刻开始,使第二电流 I2 对第二电容 C2 进行充电,直到第二时间段 T2 的结束时刻结束。

[0251] 2、在本实施例中,第一比例 a 与第二比例 b 的比值满足以下的关系: $a/b=n*c1/c2$ ,其中, n 为:隔离式应用电路中变压器的变压比。

[0252] 步骤 703:获取第一电容、第二电容在各开关周期的第二时间段结束时刻的电压比较信号,将该电压比较信号输出作为过压保护信号,且使当第二时间段结束时刻第一电容的电压大于或者等于第二电容的电压时,该过压保护信号为有效信号。

[0253] 本实施例步骤与实施例 2、3、4 中步骤 403、503、603 相同。

[0254] 在本实施例的开关电源中,根据伏秒平衡原则,以下函数式成立: $V_{in}*T1=n*V_o*T2$ 。

[0255] 与实施例 2 中的分析同理,由于第一比例 a、第二比例 b 满足: $a/b=n*c1/c2$ ,故有:

[0256]  $V_{in}*T1=n*V_o*T2=n*V_{ovp}*T2$ ;

[0257] 则此时,若有  $V1=V2$ ,  $V_o*T2=V_{ovp}*T2$ ,即开关电源当前输出电压  $V_o$  等于负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$ ;

[0258] 同理,此时,若有  $V1<V2$ ,  $V_o*T2<V_{ovp}*T2$ ,即开关电源当前输出电压  $V_o$  小于负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$ ;

[0259] 同理,此时,若有  $V1>V2$ ,  $V_o*T2>V_{ovp}*T2$ ,即开关电源当前输出电压  $V_o$  大于负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$ 。

[0260] 本实施例有益效果与实施例 2 相同,在此不做赘述。

[0261] 实施例 6:

[0262] 参见图 8 所示,本实施例以将本实施例的开关电源输出过压保护方法应用于正激式变换结构、或者应用于满足与正激式变换结构中输入电压与输出电压具有相同关系的其它结构的开关电源为例,对本实施例方法进行进一步的描述。

[0263] 本实施例方法主要包括以下的流程:

[0264] 步骤 801:在开关电源的各开关周期的第一时间段内,第一电流对第一电容充电。

[0265] 本步骤与实施例 5 中步骤 701 相同。

[0266] 步骤 802:在各开关周期的第一时间段以及第二时间段内,第二电流对第二电容充电。

[0267] 本步骤与实施例 5 中步骤 702 所不同之处主要在于:对第二电容 C2 的充电时间不同。

[0268] 在本步骤中,在各开关周期的第一时间段 T1 的开始时刻开始,使第二电流 I2 对第二电容 C2 进行充电,直到第二时间段 T2 的结束时刻结束。



[0269] 步骤 803 :获取第一电容、第二电容在各开关周期的第二时间段结束时刻的电压比较信号,将该电压比较信号输出作为过压保护信号,且使当第二时间段结束时刻第一电容的电压大于或者等于第二电容的电压时,该过压保护信号为有效信号。

[0270] 本实施例步骤与实施例 2、3、4、5 中步骤 403、503、603、703 相同。

[0271] 在本实施例开关电源中,根据伏秒平衡原则,以下函数式成立: $V_{in} * T_1 = n * V_o * (T_1 + T_2)$ 。

[0272] 与实施例 5 中的分析同理,由于第一比例 a、第二比例 b 满足: $b/a = n * c_1 / c_2$ ,故有:

[0273]  $V_{in} * T_1 = n * V_o * (T_1 + T_2) = n * V_{ovp} * (T_1 + T_2)$ ;

[0274] 则此时,若有  $V_1 = V_2$ ,  $V_o * (T_1 + T_2) = V_{ovp} * (T_1 + T_2)$ ,即开关电源当前输出电压  $V_o$  等于负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$ ;

[0275] 同理,此时,若有  $V_1 < V_2$ ,  $V_o * (T_1 + T_2) < V_{ovp} * (T_1 + T_2)$ ,即开关电源当前输出电压  $V_o$  小于负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$ ;

[0276] 同理,此时,若有  $V_1 > V_2$ ,  $V_o * (T_1 + T_2) > V_{ovp} * (T_1 + T_2)$ ,即开关电源当前输出电压  $V_o$  大于负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$ 。

[0277] 本实施例有益效果与实施例 2 相同,在此不做赘述。

[0278] 实施例 7:

[0279] 参见图 9、10、11、12、13、14 所示,本实施例提供了另一种输出过压保护方法,该方法相对实施例 1-6 所示方法的区别主要包括如下:

[0280] 在各开关周期内,分别在步骤 201、401、501、601、701、801 之前,即在对第一电容、第二电容充电之前,还进一步包括以下步骤 900。

[0281] 步骤 900 :将第一电容、第二电容的电压复位为同一初始电压值。

[0282] 在本实施例中,在对第一电容 C1、第二电容 C2 充电之前,对第一电容 C1、第二电容 C2 进行复位处理。使第一电容 C1、第二电容 C2 在各次充电前的电压均为同一初始电压值(记为  $V_{00}$ )。

[0283] 本实施例除了可以取得与实施例 2 的有益效果外,还由于在各开关周期前使第一电容 C1、第二电容 C2 的电压进行复位,确保各开关周期的第一电容 C1、第二电容 C2 的初始电压一致均为  $V_{00}$ ,有利于避免误差积累,提高本实施例的过压保护的精度。

[0284] 作为本实施例的示意,在本实施例中,将各开关周期内,第二时间段 T2 结束时刻到下一开关周期到来之前的时间段记为:第三时间段 T3。在本实施例中,可以在第三时间段 T3 内的任一时刻或者第三时间段 T3 内的任一时间间隔或者整个第三时间段 T3 内,使第一电容 C1、第二电容 C2 的电压复位为初始电压值  $V_{00}$ 。

[0285] 作为本实施例的示意,本实施例的第三时间段 T3 可以但不限于为:在各开关周期内,电感电流到达零后到稳定为零的谐振时间段。

[0286] 在本实施例中还可以通过复位电路使第一电容 C1、第二电容 C2 的两端与地短接,从而实现第一电容 C1、第二电容 C2 的电压复位为零,从而确保在任一开关周期的初始时刻,第一电容 C1、第二电容 C2 的电压均为零,有利于使电路的设计更加简单,有利于进一步节省成本。

[0287] 实施例 8:

[0288] 参见图 15 所示,本实施例提供的开关电源输出过压保护电路主要包括:第一充电

电路 1502、第二充电电路 1503、以及比较电路 1501。其连接关系以及工作原理如下：

[0289] 比较电路 1501 分别与第一充电电路 1502、第二充电电路 1503 连接。第一充电电路 1501 采用第一电流  $I_1$  在第一预定时间段对第一电容  $C_1$  充电，其中该第一电流  $I_1$  与开关电源的输入电压  $V_{in}$  成预定的第一比例；第二充电电路 1503 采用预定的第二电流  $I_2$  在第二预定时间段对第一电容充电，将该第二电流  $I_2$  与开关电源的负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$  成的比值记为第二比例  $b$ 。

[0290] 与实施例 1 同理，在本实施例中，在各开关周期，可以利用伏秒平衡原则，分别对第一电容、第二电容的充电时间（即第一预定时间段、第二预定时间段）进行控制。使：当在各开关周期的第二时间段结束时刻第一电容、第二电容上的电压相等时，此时开关电源当前输出电压  $V_o$  等于开关电源的负载所能承受的电压上限  $V_{ovp}$ ，即此时开关电源输出处于过压临界状态，从而使比较电路 1501 可以将第二时间段  $T_1$  结束时刻第一电容  $C_1$ 、第二电容  $C_2$  的电压比较信号作为过压保护信号。

[0291] 与实施例 1 同理，其中第一预定时间段、第二预定时间段在时间轴上可以部分重叠也可以不相重叠。

[0292] 比较电路 1501 用于获取第一电容  $C_1$ 、第二电容  $C_2$  在各开关周期的第二时间段  $T_2$  结束时刻的电压比较信号，将该电压比较信号输出作为过压保护信号  $OVP$ ，使当在第二时间段  $T_2$  结束时刻第一电容  $C_1$  的电压大于或者等于第二电容  $C_2$  的电压时该过压保护信号  $OVP$  为有效信号。

[0293] 与实施例 1 同理，本实施例将在各所述开关周期内，流过电感的电感电流持续上升的时间段记为第一时间段  $T_1$ ，将在各开关周期内，电感电流持续下降的时间段记为第二时间段  $T_2$ ，进一步的时间段分布以及波形对照可以但不限于参见图 3 所示。

[0294] 作为本实施例的示意，参见图 15 所示，本实施例的第一充电电路 1502 可以但不限于包括第一电流生成电路  $I_{s1}$ 、第一电容  $C_1$ 、以及第一开关  $K_1$ ，

[0295] 第二充电电路 1503 可以但不限于包括：第二电流源  $I_{s2}$ 、第二电容  $C_2$ 、以及第二开关  $K_2$ 。

[0296] 其中，第一电流生成电路  $I_{s1}$  接入输入电电压的分压、或者接入表征输入电压的信号，第一开关  $K_1$  连接在第一电流生成电路  $I_{s1}$  与第一电容  $C_1$  之间，第二开关  $K_2$  连接在第二电流源  $I_{s2}$  与第二电容  $C_2$  之间，可以分别向第一开关  $K_1$ 、第二开关  $K_2$  的控制端输入图 15 中所示的控制信号  $G_1$ 、控制信号  $G_2$  控制第一开关  $K_1$ 、第二开关  $K_2$  的导通以及断开。工作原理如下：

[0297] 第一电流生成电路  $I_{s1}$  根据开关电源输入电压  $V_{in}$  生成第一电流  $I_1$ ，第二电流源  $I_{s2}$  用于输出第二电流  $I_2$ 。在第一预定时间段内，第一开关  $K_1$  导通，使第一电流  $I_1$  对第一电容  $C_1$  充电；在第二预定时间段内，第二开关  $K_2$  导通，使第二电流  $I_2$  对第二电容  $C_2$  充电。

[0298] 进一步的描述详细参见实施例 1 的描述。

[0299] 作为本实施例的示意，针对各类型开关电源，对第一电容  $C_1$ 、第二电容  $C_2$  的充电时间进行控制的具体控制实施方案可以但不限于如下所示：

[0300] 设当前开关电源为 Buck 结构、或者应用于满足与 Buck 结构中输入电压与输出电压具有相同关系的其它结构的开关电源时，具体是：在各开关周期的各第一时间段  $T_1$  内，第一开关  $K_1$  以及第二开关  $K_2$  处于导通状态，使第一电流  $I_1$  对第一电容  $C_1$  充电，使第二电

流 I2 对第二电容 C2 充电;在各开关周期的各第二时间段 T2 内,第一开关 K1 处于断开状态,第二开关 K2 保持导通状态,使第二电流 I2 继续对第二电容 C2 充电。进一步的工作原理详以及有益效果详细见实施例 2 中的描述。

[0301] 设当前开关电源为 boost 结构、或者应用于满足与 boost 结构中输入电压与输出电压具有相同关系的其它结构的开关电源时,具体是:在各开关周期的各第一时间段 T1 以及第二时间段 T2 内,第一开关处于导通状态,使第一电流 I1 对第一电容 C1 充电,在各开关周期的各第二时间段 T2 内,第二开关 K2 处于导通状态,使第二电流 I2 对第二电容 C2 充电。进一步的工作原理详以及有益效果详细见实施例 3 中的描述。

[0302] 设当前开关电源为 Buck-boost 结构、或者应用于满足与 Buck 结构中输入电压与输出电压具有相同关系的其它结构的开关电源时,具体是:在各开关周期的各第一时间段 T1 内,第一开关处于导通状态,使第一电流 I1 对第一电容 C1 充电,在各开关周期的各第二时间段 T2 内,第二开关 K2 处于导通状态,使第二电流 I2 对第二电容 C2 充电。进一步的工作原理详以及有益效果详细见实施例 4 中的描述。

[0303] 设当前开关电源为反激式变换结构、或者应用于满足与反激式变换结构中输入电压与输出电压具有相同关系的其它结构的开关电源时,具体是:在各开关周期的各第一时间段 T1 内,第一开关处于导通状态,使第一电流 I1 对第一电容 C1 充电,在各开关周期的各第二时间段 T2 内,第二开关 K2 处于导通状态,使第二电流 I2 对第二电容 C2 充电。进一步的工作原理详以及有益效果详细见实施例 5 中的描述。

[0304] 设当前开关电源为正激式变换结构、或者应用于满足与正激式变换结构中输入电压与输出电压具有相同关系的其它结构的开关电源时,具体是:在各开关周期的各第一时间段 T1 内,第一开关处于导通状态,使第一电流 I1 对第一电容 C1 充电,在各开关周期的各第一时间段 T1 以及第二时间段 T2 内,第二开关 K2 处于导通状态,使第二电流 I2 对第二电容 C2 充电。进一步的工作原理详以及有益效果详细见实施例 6 中的描述。

[0305] 本实施例的进一步工作原理、原理分析、以及有益效果详细参见实施 1-7 中的相应描述。

[0306] 作为本实施例的示意,在本实施例中还可以进一步包括:复位电路 1506。

[0307] 其中,复位电路 1506 与第一电容 C1、第二电容 C2 分别连接,复位电路 1506 用于对第一电容 C1、第二电容 C2 进行充电前,使第一电容 C1、第二电容 C2 的电压均复位为同一初始电压值(记为 V00)。

[0308] 与实施例 7 同理,增加本复位电路 1506,可以确保各开关周期的第一电容 C1、第二电容 C2 的初始电压一致,有利于避免误差积累,提高本实施例的过压保护的控制精度。

[0309] 作为本实施例的示意,在本实施例中,将在各开关周期内,在第二时间段 T2 结束时刻到下一开关周期到来之前的时间段记为第三时间段 T3(具体可以参见图 3 所示),在本实施例中,可以在第三时间段 T3 内的任一时刻或者第三时间段 T3 内的任一时间间隔或者整个第三时间段 T3 内,使第一电容 C1、第二电容 C2 的电压复位为初始电压值 V00。

[0310] 作为本实施例的示意,参见图 15 所示,在本实施例中复位电路 1506 包括第三开关 K3、第四开关 K4,其中第三开关 K3 与第一电容 C1 相连,第四开关 K4 与第二电容 C2 相连。

[0311] 在下一开关周期到来之前,第三开关 K3 以及第四开关 K4 处于导通状态,此时第一电容 C1、第二电容 C2 分别通过第三开关 K3、第四开关 K4 形成的回路放电,第一电容 C1、第

二电容 C2 的电压分别复位。

[0312] 参见图 15 所示,在本实施例中可以使第一电容 C1、第二电容 C2 未与第一开关 K1、第二开关 K2 连接的一端接地,另一端分别通过第三开关 K3、第四开关 K4 接地,从而实现在复位时,将第一电容 C1、第二电容 C2 复位为零(此时  $V_{00}=0$ )。进一步的工作原理以及有益效果可以但不限于参见实施例 7 中的相应描述。

[0313] 作为本实施例的示意,参见图 15 所示,本实施例可以但不限于采用场效应管作为本实施例的第三开关 K3、第四开关 K4。

[0314] 作为本实施例的示意,本实施例还可以通过第一比较器比较器 COMP1、D 触发器 1504 实现本实施例的比较电路 1501。其电路连接以及工作原理如下:

[0315] 第一比较器比较器 COMP1 的反相输入端“-”端、正相输入端“+”端分别接入第一电容 C1 的电压 V1、第二电容 C2 的电压 V2,在第一比较器比较器 COMP1 的输出端输出第一电容 C1、第二电容 C2 的电压比较结果(记为第一比较信号);

[0316] D 触发器 1504 的输入端“D”端与第一比较器比较器 COMP1 的输出端连接,在 D 触发器 1504 的时钟控制端输入一控制时钟信号,使在各开关周期的第二时间段 T2 结束时刻向 D 触发器 1504 输入一有效信号,驱动 D 触发器 1504 工作,在 D 触发器 1504 的输出端“Q”端输出此时第一电容 C1、第二电容 C2 的电压比较信号,实现了各开关周期的第二时间段 T2 结束时刻的电压比较信号的采集,输出过压保护信号 OVP。

[0317] 作为本实施例的示意,可以向 D 触发器的时钟控制端输入如图 3 所示的控制时钟信号 Tdis,控制时钟信号 Tdis 在各开关周期的第二时间段 T2 结束时刻为下降沿脉冲,在本 D 触发器 1504 的时钟控制端外还连接有一反相器 1505,控制时钟信号 Tdis 经过该反相器 1505 向 D 触发器 1504 的时钟控制端输入一由上升沿脉冲,在该上升沿脉冲的驱动下触发器被驱动工作,在 D 触发器 1504 的输出端“Q”端输出过压保护信号 OVP。

[0318] 由上可见,本实施例通过控制时钟信号 Tdis 对 D 触发器 1504 的触发控制实现各开关周期的第二时间段 T2 结束时刻的第一电容 C1、第二电容 C2 的电压比较信号的采集获取,采用该技术方案电路实现更加简单,有利于节省电路成本。

[0319] 进一步的工作原理、以及有益效果可以但不限于参见实施例 1、2 中的相应描述。

[0320] 需要说明的是,上述通过第一比较器比较器 COMP1 以及 D 触发器 1504 的配合采集获取第一电容 C1、第二电容 C2 在各开关周期的第二时间段 T2 结束时刻的电压比较信号作为本实施例的过压保护信号 OVP 仅为本实施例的实施示意,实际并不仅限于此。譬如,还可以按照实施例 2 所示意的技术方案:通过在第二比较器的使能端加使能控制信号控制比较电路的工作时刻而获得,具体参见实施例 1 中的详细记载。

[0321] 实施例 9:

[0322] 进一步的,作为本实施例的示意,本实施例以将本实施例输出过压保护技术方案应用到图 16 所示的开关电源时,对第一电流生成电路 Is1 的电路实现方式进行进一步的举例示意。

[0323] 参见图 17 所示,本实施例相对于实施例 8 所不同之处,本实施例进一步提供了第一电流生成电路 Is1 的一种电路实现技术方案示意。

[0324] 由图 16、17 可见,第一电流生成电路 Is1 接入开关电源的输入电压  $V_{in}$  的分压  $\frac{V_{in}}{K}$

(记为第一电压信号),其中  $K = \frac{R2'}{(R1'+R2')}$ ,  $R1'$ ,  $R2'$  为分压电阻,可见第一电压信号与输入

电压成由当前电路结构确定的第三比例(记为  $C' = \frac{1}{K}$ ),第三比例  $C'$  值为确定的值。

[0325] 参见图 17 所示,第一电流生成电路  $I_{s1}$  的具体电路结构如下:

[0326] 第一电流生成电路  $I_{s1}$  中的运算放大器 COMP2 的第一输入端输入开关电源的输入电压  $V_{in}$  的分压  $\frac{V_{in}}{K}$ ,第二输入端通第一电阻  $R1$  接地,输出端与第三场效应晶体管 T3 的栅极连接,第三场效应晶体管 T3 的源极与运算放大器 COMP2 的第二输入端连接,第三场效应晶体管 T3 的漏极通过第四场效应管 T4 与供电电压相连,第四场效应晶体管 T4 与第五场效应晶体管 T5 共栅极连接,在第五场效应晶体 T5 的源极还与供电电压相连,在第五场效应管 T5 的漏极输出第一电流  $I1$ 。

[0327] 根据上述的电路结构,第一电流  $I1$  满足:  $I1 = \frac{V_{in}/K}{R1} = \frac{V_{in}}{R1 * K}$ 。

[0328] 在本实施例中,在本实施例的电路结构下,预定的第一比例  $a$  为:

$$[0329] \quad a = \frac{1}{KR1} = \frac{R2'}{(R1'+R2') * R1}, \quad (7),$$

[0330] 当开关电源的控制芯片制定好后,其内部的第二电流  $I2$ ,第一电容的容值  $C1$  到、第二电容的容值  $C2$  以及第一电阻  $R1$  为预先设定的固定值,则第二比例  $b$  为一已知的定值,因此可通过使当的调整  $K$  值,即匹配好  $R1'$ 、 $R2'$  的值,可是第一比例  $a$  与第二比例  $b$  的关系满足  $a/b = n * c1/c2$ 。

[0331] 由函数式(7)可见,第三比例  $C'$  与第一比例  $a$  在本实施例中有以下的关系: $C' : a = R1$ 。在第一比例  $a$  的值确定后,由于  $R1$  为控制芯片内部设定好的固定参数,则第三比例也可确定。

[0332] 由上分析可见,与实施例 2 同理,在本实施例中根据伏秒原则可以得到:

[0333] 在第二时间段  $T2$  结束时刻,如果第一电容  $C1$  上电压  $V1$  等于第二电容  $C2$  上的电压  $V2$ ,此时有,  $V_{in} * T1 = V_o (T1 + T2) = V_{ovp} (T1 + T2)$ ,即此时开关电源处于  $V0 = V_{ovp}$  的输出过压临界状态时;

[0334] 此时,如果第一电容  $C1$  上电压  $V1$  大于第二电容  $C2$  上的电压  $V2$ ,当开关电源处于  $V0 > V_{ovp}$  的输出过压状态时;

[0335] 此时,如果第一电容  $C1$  上电压  $V1$  小于第二电容  $C2$  上的电压  $V2$ ,开关电源处于  $V0 < V_{ovp}$  非输出过压状态时。

[0336] 综上所述,在本实施例图 16 所示的开关电源中,采用图 17 所示的开关电源作为第一电流生成电路  $I_{s1}$ ,应用本实施例技术方案,可以根据第一电容  $C1$ 、第二电容  $C2$  在第二时间段  $T2$  结束时刻的电压  $V1$ 、 $V2$  的电压比较信号,精确确定开关电源当前是否处于过压状态,将此时的电压比较信号作为过压保护信号  $OVP$ ,使当在第二时间段  $T2$  结束时刻第一电容的电压大于或者等于第二电容的电压时该过压保护信号  $OVP$  为有效信号,可以实现对开关电源的输出过压保护控制。

[0337] 以上所述的实施方式,并不构成对该技术方案保护范围的限定。任何在上述实施方式的精神和原则之内所作的修改、等同替换和改进等,均应包含在该技术方案的保护范围之内。

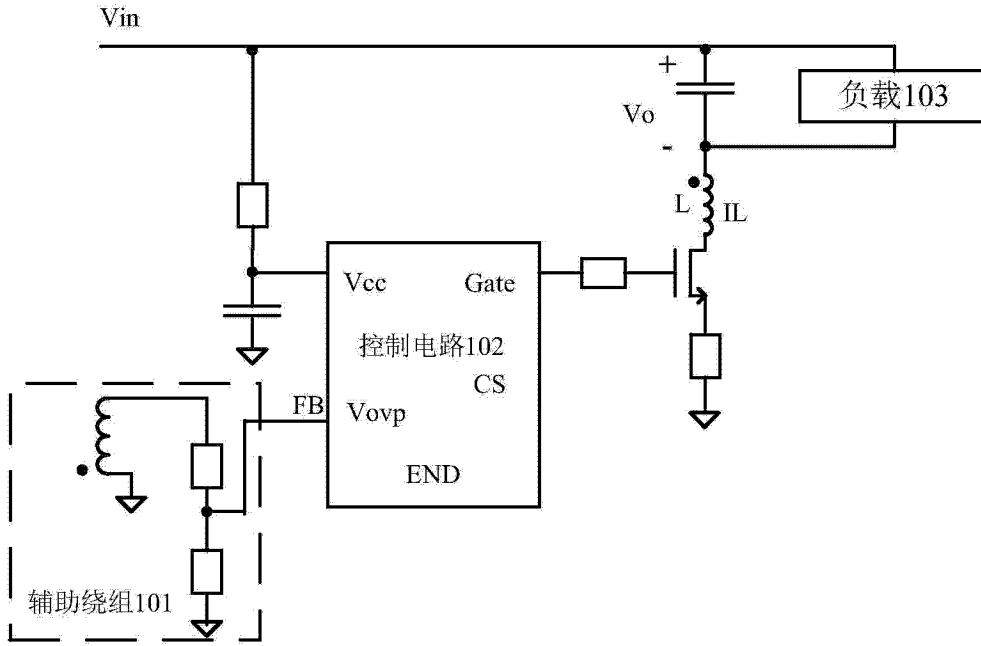


图 1

第一电流在第一预定时间段对第一电容充电，预定的第二电流在第二预定时间段对第二电容充电。<sup>201</sup>

获取第一电容、第二电容在各开关周期的第二时间段结束时刻的电压比较信号，将电压比较信号输出作为过压保护信号。<sup>202</sup>

图 2

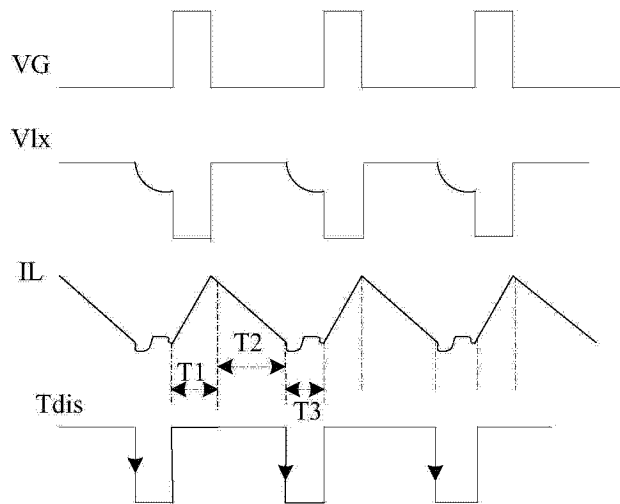


图 3

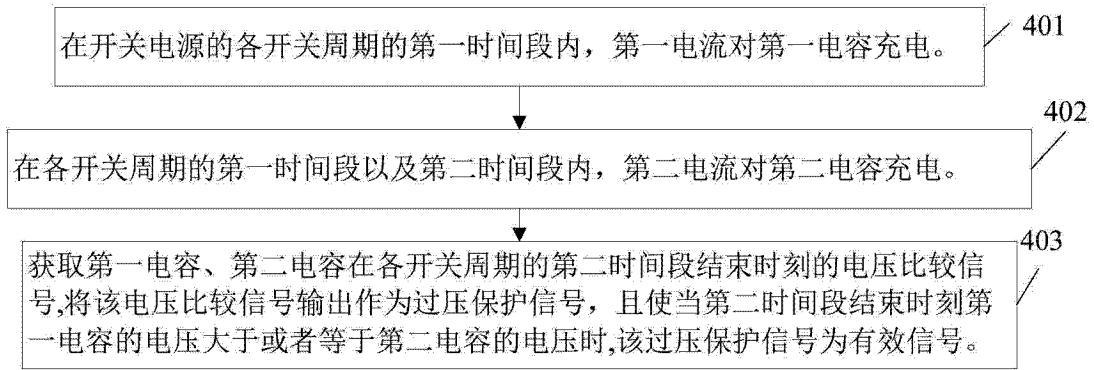


图 4

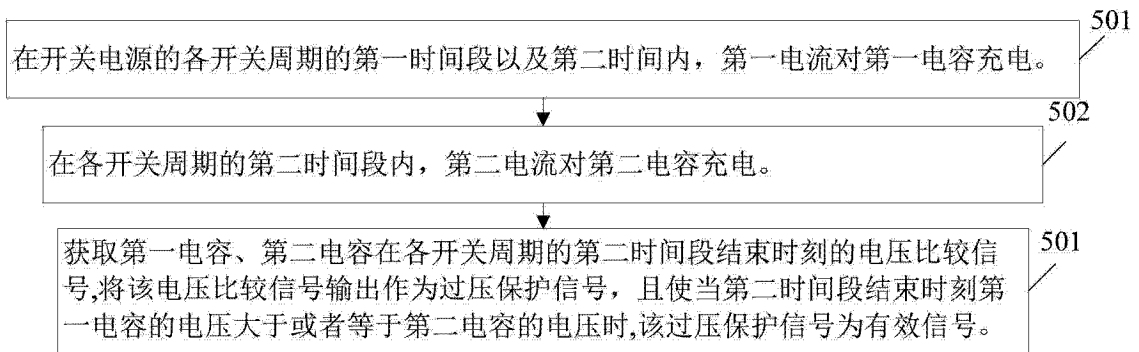


图 5

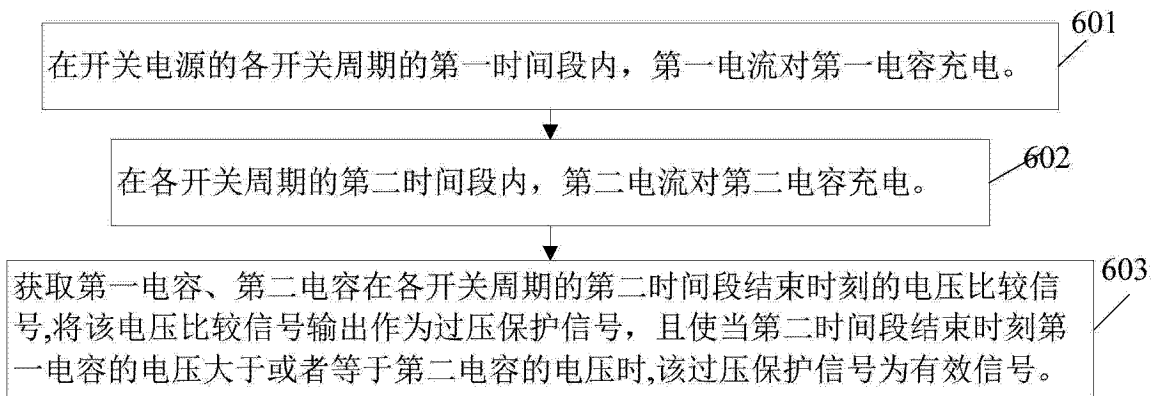


图 6



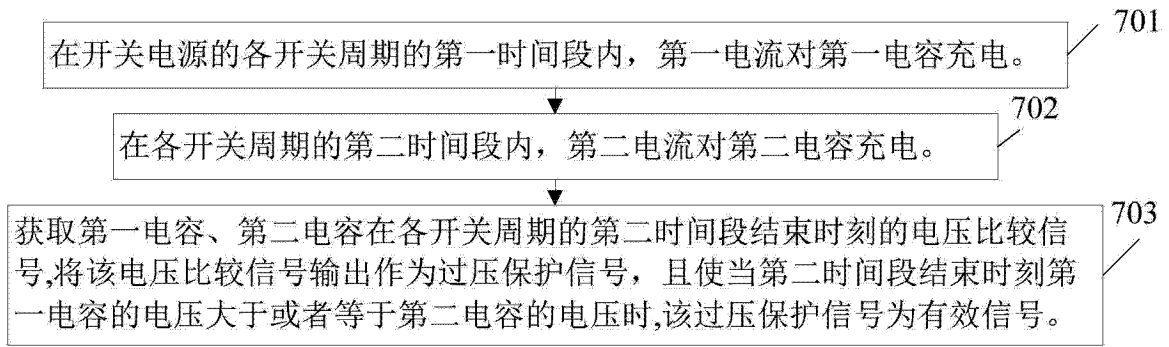


图 7

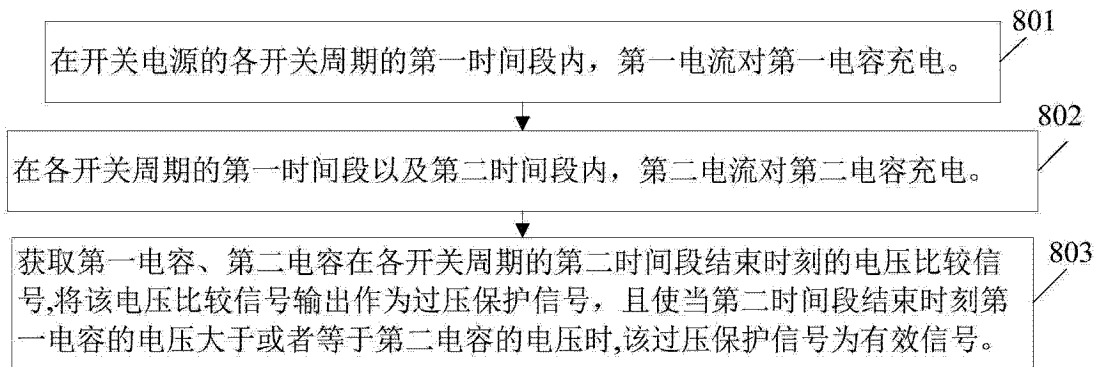


图 8

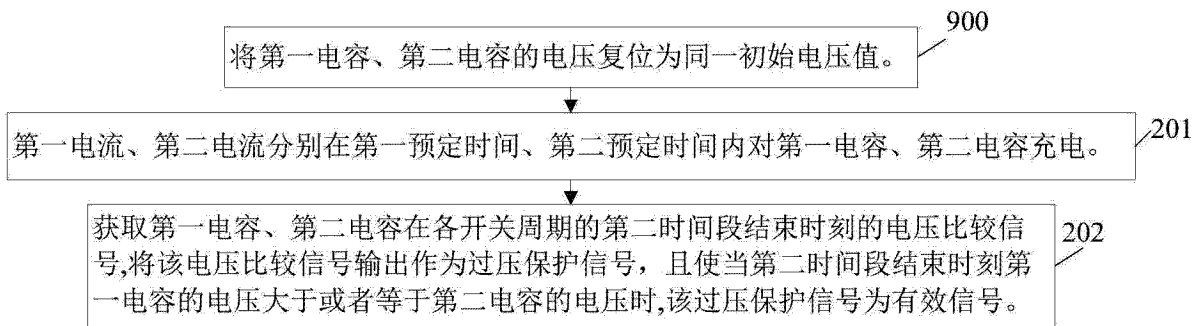


图 9

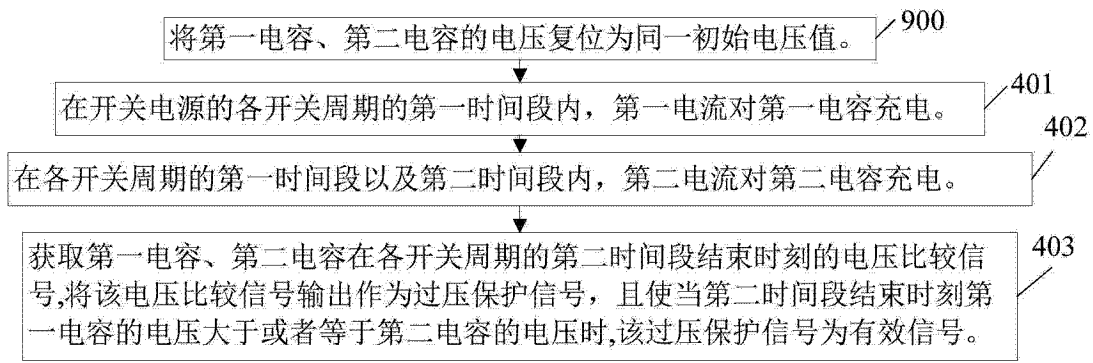


图 10

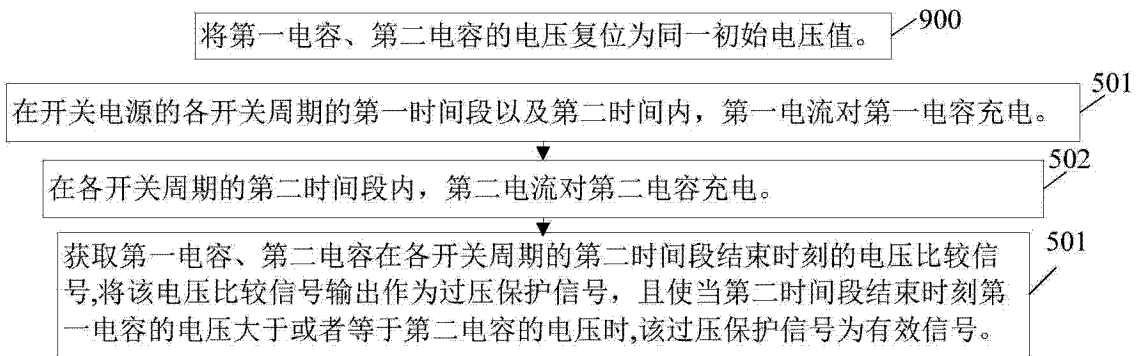


图 11

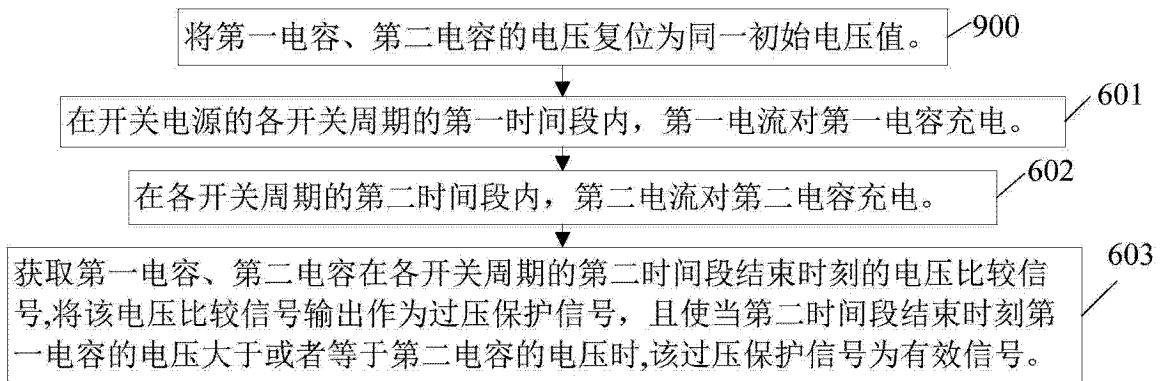


图 12

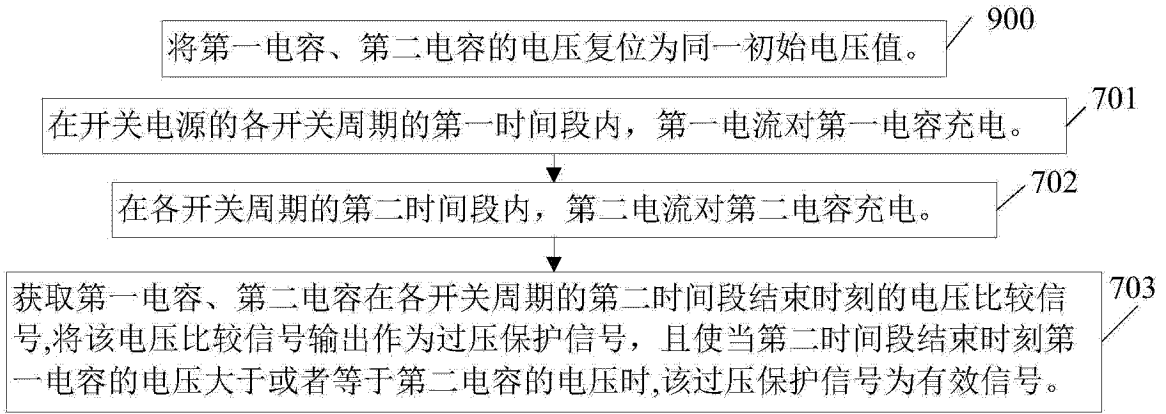


图 13

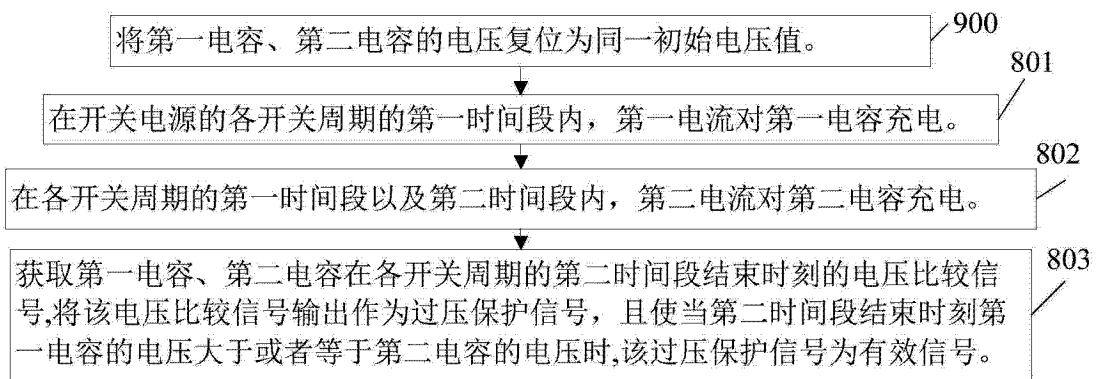


图 14

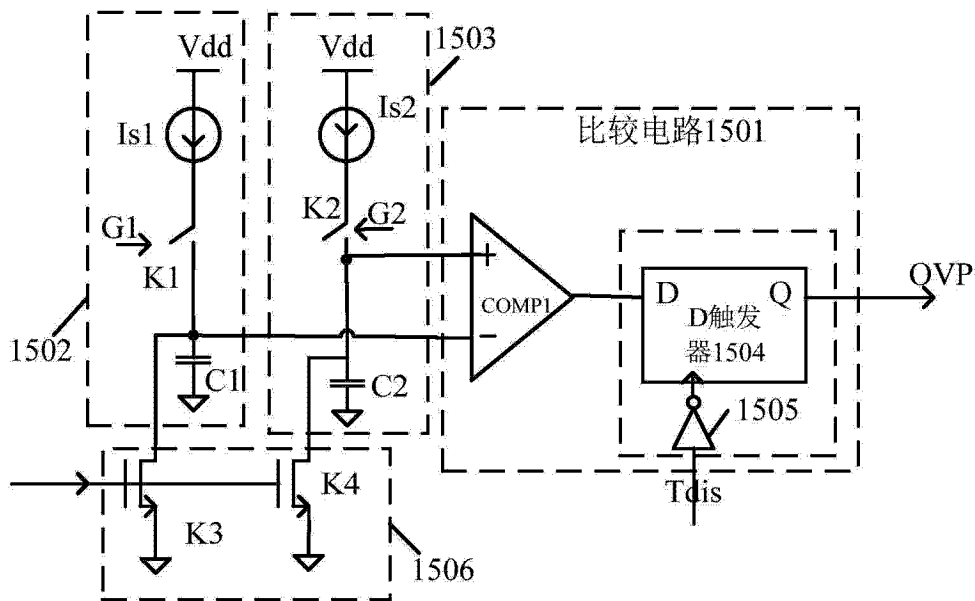


图 15

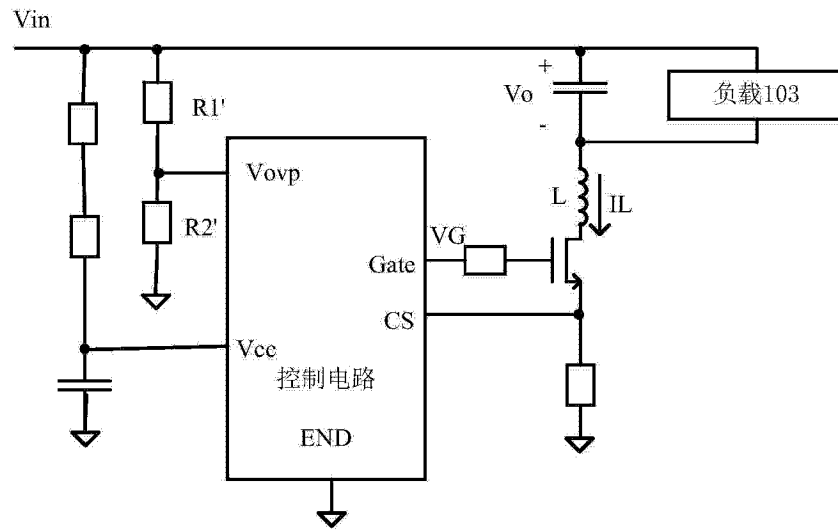


图 16

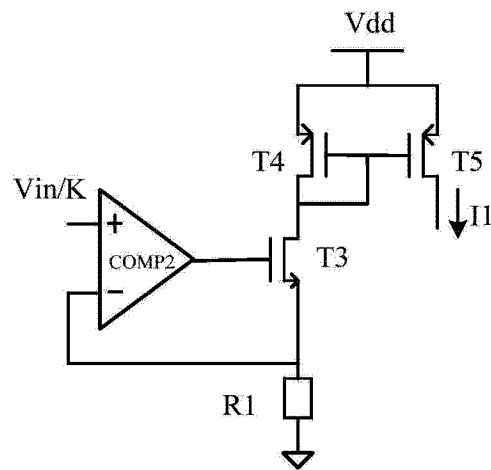


图 17