



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 115133752 A

(43) 申请公布日 2022. 09. 30

(21) 申请号 202110322065.8

(22) 申请日 2021.03.25

(71) 申请人 台达电子企业管理(上海)有限公司
地址 201209 上海市浦东新区华东路1675号1幢1层、7-8层

(72) 发明人 董洁 徐振庆 张伟强

(74) 专利代理机构 北京律诚同业知识产权代理有限公司 11006
专利代理师 王玉双

(51) Int. Cl.
H02M 1/08 (2006.01)

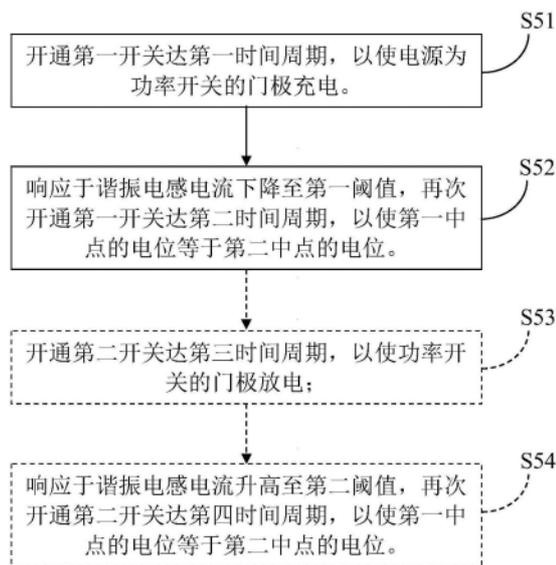
权利要求书4页 说明书12页 附图14页

(54) 发明名称

驱动装置及其控制方法

(57) 摘要

本发明提供一种驱动装置及其控制方法,驱动装置用于驱动功率开关,驱动装置包括电源、耦接于电源的第一桥臂、并联耦接于第一桥臂的第二桥臂、以及谐振电感,第一桥臂包括连接于第一中点的第一开关和第二开关,第二桥臂包括连接于第二中点的第一半导体器件和第二半导体器件,谐振电感耦接于第一中点与第二中点之间,控制方法包括:开通第一开关达第一时间周期,以使电源为功率开关的门极充电;响应于谐振电感的电流下降至第一阈值,再次开通第一开关达第二时间周期,以使第一中点的电位等于第二中点的电位。相较于传统技术方案,本发明可以有效减小驱动损耗和抑制震荡。



1. 一种驱动装置的控制方法,所述驱动装置用于驱动功率开关,其特征在于,所述驱动装置包括电源、耦接于所述电源的第一桥臂、并联耦接于所述第一桥臂的第二桥臂、以及谐振电感,所述第一桥臂包括连接于第一中点的第一开关和第二开关,所述第二桥臂包括连接于第二中点的第一半导体器件和第二半导体器件,所述谐振电感耦接于所述第一中点与所述第二中点之间,所述控制方法包括:

开通所述第一开关达第一时间周期,以使所述电源为所述功率开关的门极充电;

响应于所述谐振电感的电流下降至第一阈值,再次开通所述第一开关达第二时间周期,以使所述第一中点的电位等于所述第二中点的电位。

2. 根据权利要求1所述的控制方法,其特征在于,还包括:

开通所述第二开关达第三时间周期,以使所述功率开关的门极放电;

响应于所述谐振电感的电流升高至第二阈值,再次开通所述第二开关达第四时间周期,以使所述第一中点的电位等于所述第二中点的电位。

3. 根据权利要求2所述的控制方法,其特征在于,所述电源包括第一电源和第二电源,所述第一电源耦接于所述第一开关,所述第二电源耦接于所述第二开关;

其中,在所述第二时间周期内,所述第一中点的电位被所述第一开关箝位至所述第一电源的电压,所述第二中点的电位等于所述第一电源的电压;

在所述第四时间周期内,所述第一中点的电位被所述第二开关箝位至所述第二电源的电压,所述第二中点的电位等于所述第二电源的电压。

4. 根据权利要求2所述的控制方法,其特征在于,再次开通的所述第一开关是在所述谐振电感的所述电流下降为零时关断,再次开通的所述第二开关是在所述谐振电感的所述电流升高为零时关断。

5. 根据权利要求2所述的控制方法,其特征在于,再次开通的所述第一开关是在所述第二开关开通之前关断,再次开通的所述第二开关是在下一开关周期所述第一开关开通之前关断。

6. 根据权利要求1-5任一项所述的控制方法,其特征在于,所述控制方法还包括:

根据第一电感电流公式计算所述谐振电感的所述电流下降至所述第一阈值的时刻 t_{a1} ;

根据第二电感电流公式计算所述谐振电感的所述电流下降至零的时刻 $t_{\beta1}$;

根据所述功率开关的占空比和开关频率计算开通所述第二开关的时刻 $t_{\mu1}$;

内部计时器计时等于时刻 t_{a1} 时,再次开通所述第一开关;

所述内部计时器计时为 $[t_{\beta1}, t_{\mu1})$ 中的一时刻时,关断所述第一开关,所述第二时间周期结束。

7. 根据权利要求2-5任一项所述的控制方法,其特征在于,所述控制方法还包括:

根据第三电感电流公式计算所述谐振电感的所述电流上升至所述第二阈值的时刻 t_{a2} ;

根据第四电感电流公式计算所述谐振电感的所述电流上升至零的时刻 $t_{\beta2}$;

确定下一开关周期的起始时刻 t_0 ;

内部计时器计时等于时刻 t_{a2} 时,再次开通所述第二开关;

所述内部计时器计时为 $[t_{\beta2}, t_0)$ 中的一时刻时,关断所述第二开关,所述第四时间周期结束。

8. 根据权利要求1-4任一项所述的控制方法,其特征在于,所述控制方法还包括:

通过一采样单元采样所述谐振电感的所述电流,并将采样值输入一控制单元;

通过所述控制单元将所述采样值与所述第一阈值比较,当所述采样值等于所述第一阈值时,再次开通所述第一开关;

通过所述控制单元将所述采样值与零比较,当所述采样值等于零时,关断所述第一开关,所述第二时间周期结束。

9. 根据权利要求1-5任一项所述的控制方法,其特征在于,所述控制方法还包括:

通过一采样单元采样所述谐振电感的所述电流,并将采样值输入一控制单元;

通过所述控制单元将所述采样值与所述第一阈值比较,当所述采样值等于所述第一阈值时,再次开通所述第一开关;

通过所述控制单元将所述采样值与零比较,当所述采样值等于零时,记录此时内部计时器的时刻 $t_{\beta 1}$;

通过所述控制单元获取所述第二开关的开通时刻 $t_{\mu 1}$,当所述内部计时器计时为 $(t_{\beta 1}, t_{\mu 1})$ 中的一时刻时,关断所述第一开关,所述第二时间周期结束。

10. 根据权利要求2-4任一项所述的控制方法,其特征在于,所述控制方法还包括:

通过一采样单元采样所述谐振电感的所述电流,并将采样值输入一控制单元;

通过所述控制单元将所述采样值与所述第二阈值比较,当所述采样值等于所述第二阈值时,再次开通所述第二开关;

通过所述控制单元将所述采样值与零比较,当所述采样值等于零时,关断所述第二开关,所述第四时间周期结束。

11. 根据权利要求2-5任一项所述的控制方法,其特征在于,所述控制方法还包括:

通过一采样单元采样所述谐振电感的所述电流,并将采样值输入一控制单元;

通过所述控制单元将所述采样值与所述第二阈值比较,当所述采样值等于所述第二阈值时,再次开通所述第二开关;

通过所述控制单元将所述采样值与零比较,当所述采样值等于零时,记录此时内部计时器的时刻 $t_{\beta 2}$;

通过所述控制单元获取下一开关周期的起始时刻 t_0 ,当所述内部计时器计时为 $(t_{\beta 2}, t_0)$ 中的一时刻时,关断所述第二开关,所述第四时间周期结束。

12. 根据权利要求2所述的控制方法,其特征在于,所述第一阈值的取值范围为 $(0, 1A]$,所述第二阈值的取值范围为 $[-1A, 0)$ 。

13. 一种驱动装置,用于驱动功率开关,其特征在于,所述驱动装置包括:

电源;

第一桥臂,耦接于所述电源,所述第一桥臂包括连接于第一中点的第一开关和第二开关;

第二桥臂,并联耦接于所述第一桥臂,所述第二桥臂包括连接于第二中点的第一半导体器件和第二半导体器件;以及

谐振电感,耦接于所述第一中点与所述第二中点之间;

其中,所述第一开关被控制为开通达第一时间周期,以使所述电源为所述功率开关的门极充电;响应于所述谐振电感的电流下降至第一阈值,所述第一开关被控制为再次开通达第二时间周期,以使所述第一中点的电位等于所述第二中点的电位。

14. 根据权利要求13所述的驱动装置,其特征在于,所述第二开关被控制为开通达第三时间周期,以使所述功率开关的门极放电;响应于所述谐振电感的电流升高至第二阈值,所述第二开关被控制为再次开通达第四时间周期,以使所述第一中点的电位等于所述第二中点的电位。

15. 根据权利要求14所述的驱动装置,其特征在于,所述电源包括第一电源和第二电源,所述第一电源耦接于所述第一开关,所述第二电源耦接于所述第二开关;

其中,在所述第二时间周期内,所述第一中点的电位被所述第一开关箝位至所述第一电源的电压,所述第二中点的电位等于所述第一电源的电压;

在所述第四时间周期内,所述第一中点的电位被所述第二开关箝位至所述第二电源的电压,所述第二中点的电位等于所述第二电源的电压。

16. 根据权利要求14所述的驱动装置,其特征在于,再次开通的所述第一开关是在所述谐振电感的所述电流下降为零时关断,再次开通的所述第二开关是在所述电感电流升高为零时关断。

17. 根据权利要求14所述的驱动装置,其特征在于,再次开通的所述第一开关是在所述第二开关开通之前关断,再次开通的所述第二开关是在下一开关周期所述第一开关开通之前关断。

18. 根据权利要求13-17任一项所述的驱动装置,其特征在于,还包括控制单元,与所述第一开关及所述第二开关电性连接,所述控制单元用以执行:

根据第一电感电流公式计算所述谐振电感的所述电流下降至所述第一阈值的时刻 t_{a1} ;

根据第二电感电流公式计算所述谐振电感的所述电流下降至零的时刻 $t_{\beta1}$;

根据功率开关的占空比和开关频率计算开通所述第二开关的时刻 $t_{\mu1}$;

内部计时器计时等于时刻 t_{a1} 时,再次开通所述第一开关;

所述内部计时器计时为 $[t_{\beta1}, t_{\mu1})$ 中的一时刻时,关断所述第一开关,所述第二时间周期结束。

19. 根据权利要求14-17任一项所述的驱动装置,其特征在于,还包括控制单元,与所述第一开关及所述第二开关电性连接,所述控制单元用以执行:

根据第三电感电流公式计算所述谐振电感的所述电流上升至所述第二阈值的时刻 t_{a2} ;

根据第四电感电流公式计算所述谐振电感的所述电流上升至零的时刻 $t_{\beta2}$;

确定下一开关周期的起始时刻 t_0 ;

内部计时器计时等于时刻 t_{a2} 时,再次开通所述第二开关;

所述内部计时器计时为 $[t_{\beta2}, t_0)$ 中的一时刻时,关断所述第二开关,所述第四时间周期结束。

20. 根据权利要求13-16任一项所述的驱动装置,其特征在于,还包括采样单元以及控制单元,其中所述采样单元与所述谐振电感电性连接,所述控制单元与所述第一开关及所述第二开关电性连接,其中:

通过所述采样单元采样所述谐振电感的所述电流,并将采样值输入所述控制单元;

通过所述控制单元将所述采样值与所述第一阈值比较,当所述采样值等于所述第一阈值时,所述控制单元再次开通所述第一开关;

通过所述控制单元将所述采样值与零比较,当所述采样值等于零时,所述控制单元关

断所述第一开关,所述第二时间周期结束。

21. 根据权利要求13-17任一项所述的驱动装置,其特征在于,还包括采样单元以及控制单元,其中所述采样单元与所述谐振电感电性连接,所述控制单元与所述第一开关及所述第二开关电性连接,其中:

通过所述采样单元采样所述谐振电感的所述电流,并将采样值输入所述控制单元;

通过所述控制单元将所述采样值与所述第一阈值比较,当所述采样值等于所述第一阈值时,所述控制单元再次开通所述第一开关;

通过所述控制单元将所述采样值与零比较,当所述采样值等于零时,所述控制单元记录此时内部计时器的时刻 $t_{\beta 1}$;

通过所述控制单元获取所述第二开关的开通时刻 $t_{\mu 1}$,当所述内部计时器计时为 $(t_{\beta 1}, t_{\mu 1})$ 中的一时刻时,所述控制单元关断所述第一开关,所述第二时间周期结束。

22. 根据权利要求14-16任一项所述的驱动装置,其特征在于,还包括采样单元以及控制单元,其中所述采样单元与所述谐振电感电性连接,所述控制单元与所述第一开关及所述第二开关电性连接,其中:

通过所述采样单元采样所述谐振电感的所述电流,并将采样值输入所述控制单元;

通过所述控制单元将所述采样值与所述第二阈值比较,当所述采样值等于所述第二阈值时,所述控制单元再次开通所述第二开关;

通过所述控制单元将所述采样值与零比较,当所述采样值等于零时,所述控制单元关断所述第二开关,所述第四时间周期结束。

23. 根据权利要求14-17任一项所述的驱动装置,其特征在于,还包括采样单元以及控制单元,其中所述采样单元与所述谐振电感电性连接,所述控制单元与所述第一开关及所述第二开关电性连接,其中:

通过所述采样单元采样所述谐振电感的所述电流,并将采样值输入所述控制单元;

通过所述控制单元将所述采样值与所述第二阈值比较,当所述采样值等于所述第二阈值时,所述控制单元再次开通所述第二开关;

通过所述控制单元将所述采样值与零比较,当所述采样值等于零时,所述控制单元记录此时内部计时器的时刻 $t_{\beta 2}$;

通过所述控制单元获取下一开关周期的起始时刻 t_0 ,当所述内部计时器计时为 $(t_{\beta 2}, t_0)$ 中的一时刻时,所述控制单元关断所述第二开关,所述第四时间周期结束。

驱动装置及其控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及电力电子技术领域,尤其涉及一种驱动装置及其控制方法。

背景技术

[0002] 根据SST(Solid state transformer)功率单元的技术开发需求,为实现高效率、高功率密度等目标提出了高频化的需求。增加开关频率是实现高功率密度的一个有效方法,高频下可以用更少的匝数来减少变压器绕组的尺寸和损耗,为绝缘留下更多的空间。

[0003] 高频化的功率变换器,其功率开关管的驱动损耗也会随着频率的升高而线性增加。轻载下,驱动损耗占总损耗的比例会增加,驱动损耗问题会更加显著。当频率进一步提高时,驱动损耗占总损耗的百分比慢慢变得不可接受,因此必须设法减小功率开关门极驱动损耗。

[0004] 传统方案一般采用推挽电路进行功率输出,其主要是通过对功率开关管的门极电压的控制,从而控制功率开关管的开通和关断。图1示出了传统方案的推挽电路的拓扑结构。当开关管 S_1 导通、开关管 S_2 关断时,电源 V_{DD} 通过开关管 S_1 、门极外接电阻 R_{g-ex} 和内部电阻 R_{g-in} 给功率开关管Q的门极电容 C_{gs} 充电,门极电压上升,从而使功率开关管Q导通。当开关管 S_2 导通、开关管 S_1 关断时,门极电容 C_{gs} 通过内部电阻 R_{g-in} 、门极外接电阻 R_{g-ex} 和开关管 S_2 放电到电源 V_{BE} ,门极电压下降,从而使功率开关管Q关断。此种传统方案的驱动方式,其驱动损耗为:

$$[0005] \quad P_{gating} = Q_g \times V_{gs} \times f_s$$

[0006] 其中, Q_g 是功率开关管Q的门极电荷, V_{gs} 是功率开关管Q的门极G和源极S之间的电压, f_s 是功率开关管Q的开关频率。

[0007] 由上述公式可知,在此种传统方案的驱动方式下,驱动损耗 P_{gating} 与开关频率 f_s 成正比。随着开关频率 f_s 的升高,驱动损耗 P_{gating} 会显著增加。

[0008] 此种传统方案的基本技术特征如下:(1)采用推挽电路进行功率输出;(2)开关管Q的开关速度由门极外接驱动电阻 R_{g-ex} 来控制。但是,此种传统方案存在以下缺点:(1)驱动损耗较高,且与开关频率成正比,高频化会导致损耗剧增;(2)在轻载下,驱动损耗占系统损耗的比例会上升。

[0009] 现有技术还提出了一种无损驱动方案,在推挽输出的基础上增加了谐振电感 L_r 和二极管 D_1 、 D_2 ,其拓扑和工作方式如图2A和图2B所示。

[0010] 在 t_0 时刻,开关管 S_1 导通,电源 V_{DD} 通过开关管 S_1 、谐振电感 L_r 和内部电阻 R_{g-in} 给开关管Q的门极电容 C_{gs} 充电,门极电压上升,功率开关管Q开始导通。

[0011] 在 t_1 时刻,门极电压增大至VDD,功率开关管Q稳定导通,开关管 S_1 关断,二极管 D_1 导通,谐振电感电流通过二极管 D_1 和开关管 S_2 的体二极管续流(开关管状态如图2C所示),直到电流为零,能量回馈给电源,减小损耗。

[0012] 在 $t_1 \sim t_3$ 时刻,开关管状态保持不变,即功率开关管Q稳定导通,开关管 S_1 和 S_2 保持关断。

[0013] 在 t_3 时刻,开关管 S_2 导通,门极电容 C_{gs} 通过内部电阻 R_{g-in} 、谐振电感 L_r 和开关管 S_2 放电到电源 V_{EE} ,门极电压下降,功率开关管 Q 开始关断。

[0014] 在 t_4 时刻,门极电压下降到 V_{EE} ,功率开关管 Q 完全关断,开关管 S_2 关断,二极管 D_2 导通,谐振电感电流通过二极管 D_2 和开关管 S_1 的体二极管续流,直到电流为零,能量回馈给电源,减小损耗。

[0015] 但此种无损驱动方案存在以下问题:在 t_2 时刻,谐振电感电流减小为0,由于a、b两个节点的电位不同($V_a \approx V_{EE}, V_b \approx V_{DD}$),存在电压差,会导致谐振电感电流反向,进而和开关管 S_1 、 S_2 以及二极管 D_1 、 D_2 的寄生电容产生震荡,如图3A所示,等效为LC震荡电路,等效电路如图3B所示。此震荡会导致驱动电压下跌,对于一些要求驱动电压为+15V/-5V的开关管,关断时电压可能从-5V变到0V左右,无法可靠关断,存在误触发的可能性。而且,驱动电压的下跌还会导致功率开关管的导通电阻增大。如图3C、图3D所示,驱动电压从15V下跌到13V,导通电阻会从45m Ω 增加到70m Ω ,同样电流下导通损耗会增加,从而使系统效率降低。

[0016] 此种无损驱动方案的基本技术特征如下:(1) 二极管续流谐振电感 L_r 的电流,能量回馈给电源,以减小损耗;(2) 谐振电感 L_r 用来控制开关速度;(3) 开关管 S_1 / S_2 在电压 V_{gs} 上升到VDD/下降到VEE时导通/关断;(4) 驱动电路中部分损耗与开关频率 f_s 无关,因此高频下损耗进一步减小。但是,此种无损驱动方案存在以下缺点:(1) 开关动作时存在震荡,门极电压会下跌,存在误触发风险,降低了门极可靠性;(2) 门极电压影响导通电阻,门极电压下跌会导致导通电阻增大,导通损耗上升明显。

[0017] 因此,需要提供一种可以抑制震荡的无损驱动方案。

发明内容

[0018] 本发明的目的在于提供一种驱动装置及其控制方法,可以解决现有技术的一或多个缺陷。

[0019] 为了实现上述目的,依据本发明的一实施例,本发明提供一种驱动装置的控制方法,所述驱动装置用于驱动功率开关,其中,所述驱动装置包括电源、耦接于所述电源的第一桥臂、并联耦接于所述第一桥臂的第二桥臂、以及谐振电感,所述第一桥臂包括连接于第一中点的第一开关和第二开关,所述第二桥臂包括连接于第二中点的第一半导体器件和第二半导体器件,所述谐振电感耦接于所述第一中点与所述第二中点之间,所述控制方法包括:开通所述第一开关达第一时间周期,以使所述电源为所述功率开关的门极充电;响应于所述谐振电感的电流下降至第一阈值,再次开通所述第一开关达第二时间周期,以使所述第一中点的电位等于所述第二中点的电位。

[0020] 在本发明的一实施例中,所述控制方法还包括:开通所述第二开关达第三时间周期,以使所述功率开关的门极放电;响应于所述谐振电感的电流升高至第二阈值,再次开通所述第二开关达第四时间周期,以使所述第一中点的电位等于所述第二中点的电位。

[0021] 在本发明的一实施例中,所述电源包括第一电源和第二电源,所述第一电源耦接于所述第一开关,所述第二电源耦接于所述第二开关;其中,在所述第二时间周期内,所述第一中点的电位被所述第一开关箝位至所述第一电源的电压,所述第二中点的电位等于所述第一电源的电压;在所述第四时间周期内,所述第一中点的电位被所述第二开关箝位至所述第二电源的电压,所述第二中点的电位等于所述第二电源的电压。

[0022] 在本发明的一实施例中,再次开通的所述第一开关是在所述谐振电感的所述电流下降为零时关断,再次开通的所述第二开关是在所述谐振电感的所述电流升高为零时关断。

[0023] 在本发明的一实施例中,再次开通的所述第一开关是在所述第二开关开通之前关断,再次开通的所述第二开关是在下一开关周期所述第一开关开通之前关断。

[0024] 在本发明的一实施例中,所述控制方法还包括:根据第一电感电流公式计算所述谐振电感的所述电流下降至所述第一阈值的时刻 t_{a1} ;根据第二电感电流公式计算所述谐振电感的所述电流下降至零的时刻 $t_{\beta1}$;根据所述功率开关的占空比和开关频率计算开通所述第二开关的时刻 t_{u1} ;内部计时器计时等于时刻 t_{a1} 时,再次开通所述第一开关;所述内部计时器计时为 $[t_{\beta1}, t_{u1})$ 中的一时刻时,关断所述第一开关,所述第二时间周期结束。

[0025] 在本发明的一实施例中,所述控制方法还包括:根据第三电感电流公式计算所述谐振电感的所述电流上升至所述第二阈值的时刻 t_{a2} ;根据第四电感电流公式计算所述谐振电感的所述电流上升至零的时刻 $t_{\beta2}$;确定下一开关周期的起始时刻 t_0 ;内部计时器计时等于时刻 t_{a2} 时,再次开通所述第二开关;所述内部计时器计时为 $[t_{\beta2}, t_0)$ 中的一时刻时,关断所述第二开关,所述第四时间周期结束。

[0026] 在本发明的一实施例中,所述控制方法还包括:通过一采样单元采样所述谐振电感的所述电流,并将采样值输入一控制单元;通过所述控制单元将所述采样值与所述第一阈值比较,当所述采样值等于所述第一阈值时,再次开通所述第一开关;通过所述控制单元将所述采样值与零比较,当所述采样值等于零时,关断所述第一开关,所述第二时间周期结束。

[0027] 在本发明的一实施例中,所述控制方法还包括:通过一采样单元采样所述谐振电感的所述电流,并将采样值输入一控制单元;通过所述控制单元将所述采样值与所述第一阈值比较,当所述采样值等于所述第一阈值时,再次开通所述第一开关;通过所述控制单元将所述采样值与零比较,当所述采样值等于零时,记录此时内部计时器的时刻 $t_{\beta1}$;通过所述控制单元获取所述第二开关的开通时刻 t_{u1} ,当所述内部计时器计时为 $(t_{\beta1}, t_{u1})$ 中的一时刻时,关断所述第一开关,所述第二时间周期结束。

[0028] 在本发明的一实施例中,所述控制方法还包括:通过一采样单元采样所述谐振电感的所述电流,并将采样值输入一控制单元;通过所述控制单元将所述采样值与所述第二阈值比较,当所述采样值等于所述第二阈值时,再次开通所述第二开关;通过所述控制单元将所述采样值与零比较,当所述采样值等于零时,关断所述第二开关,所述第四时间周期结束。

[0029] 在本发明的一实施例中,所述控制方法还包括:通过一采样单元采样所述谐振电感的所述电流,并将采样值输入一控制单元;通过所述控制单元将所述采样值与所述第二阈值比较,当所述采样值等于所述第二阈值时,再次开通所述第二开关;通过所述控制单元将所述采样值与零比较,当所述采样值等于零时,记录此时内部计时器的时刻 $t_{\beta2}$;通过所述控制单元获取下一开关周期的起始时刻 t_0 ,当所述内部计时器计时为 $(t_{\beta2}, t_0)$ 中的一时刻时,关断所述第二开关,所述第四时间周期结束。

[0030] 在本发明的一实施例中,所述第一阈值的取值范围为 $(0, 1A)$,所述第二阈值的取值范围为 $[-1A, 0)$ 。

[0031] 为了实现上述目的,依据本发明另一实施例,本发明另提供一种驱动装置,用于驱动功率开关,其中,所述驱动装置包括:电源;第一桥臂,耦接于所述电源,所述第一桥臂包括连接于第一中点的第一开关和第二开关;第二桥臂,并联耦接于所述第一桥臂,所述第二桥臂包括连接于第二中点的第一半导体器件和第二半导体器件;以及谐振电感,耦接于所述第一中点与所述第二中点之间;其中,所述第一开关被控制为开通达第一时间周期,以使所述电源为所述功率开关的门极充电;响应于所述谐振电感的电流下降至第一阈值,所述第一开关被控制为再次开通达第二时间周期,以使所述第一中点的电位等于所述第二中点的电位。

[0032] 在本发明的另一实施例中,所述第二开关被控制为开通达第三时间周期,以使所述功率开关的门极放电;响应于所述谐振电感的电流升高至第二阈值,所述第二开关被控制为再次开通达第四时间周期,以使所述第一中点的电位等于所述第二中点的电位。

[0033] 在本发明的另一实施例中,所述电源包括第一电源和第二电源,所述第一电源耦接于所述第一开关,所述第二电源耦接于所述第二开关;其中,在所述第二时间周期内,所述第一中点的电位被所述第一开关箝位至所述第一电源的电压,所述第二中点的电位等于所述第一电源的电压;在所述第四时间周期内,所述第一中点的电位被所述第二开关箝位至所述第二电源的电压,所述第二中点的电位等于所述第二电源的电压。

[0034] 在本发明的另一实施例中,再次开通的所述第一开关是在所述谐振电感的所述电流下降为零时关断,再次开通的所述第二开关是在所述谐振电感的所述电流升高为零时关断。

[0035] 在本发明的另一实施例中,再次开通的所述第一开关是在所述第二开关开通之前关断,再次开通的所述第二开关是在下一开关周期所述第一开关开通之前关断。

[0036] 在本发明的另一实施例中,所述驱动装置还包括控制单元,与所述第一开关及所述第二开关电性连接,所述控制单元用以执行:根据第一电感电流公式计算所述谐振电感的所述电流下降至所述第一阈值的时刻 t_{a1} ;根据第二电感电流公式计算所述谐振电感的所述电流下降至零的时刻 $t_{\beta1}$;根据功率开关的占空比和开关频率计算开通所述第二开关的时刻 $t_{\mu1}$;内部计时器计时等于时刻 t_{a1} 时,再次开通所述第一开关;所述内部计时器计时为 $[t_{\beta1}, t_{\mu1})$ 中的一时刻时,关断所述第一开关,所述第二时间周期结束。

[0037] 在本发明的另一实施例中,所述驱动装置还包括控制单元,与所述第一开关及所述第二开关电性连接,所述控制单元用以执行:根据第三电感电流公式计算所述谐振电感的所述电流上升至所述第二阈值的时刻 t_{a2} ;根据第四电感电流公式计算所述谐振电感的所述电流上升至零的时刻 $t_{\beta2}$;确定下一开关周期的起始时刻 t_0 ;内部计时器计时等于时刻 t_{a2} 时,再次开通所述第二开关;所述内部计时器计时为 $[t_{\beta2}, t_0)$ 中的一时刻时,关断所述第二开关,所述第四时间周期结束。

[0038] 在本发明的另一实施例中,所述驱动装置还包括采样单元以及控制单元,其中所述采样单元与所述谐振电感电性连接,所述控制单元与所述第一开关及所述第二开关电性连接,其中:通过所述采样单元采样所述谐振电感的所述电流,并将采样值输入所述控制单元;通过所述控制单元将所述采样值与所述第一阈值比较,当所述采样值等于所述第一阈值时,所述控制单元再次开通所述第一开关;通过所述控制单元将所述采样值与零比较,当所述采样值等于零时,所述控制单元关断所述第一开关,所述第二时间周期结束。

[0039] 在本发明的另一实施例中,所述驱动装置还包括采样单元以及控制单元,其中所述采样单元与所述谐振电感电性连接,所述控制单元与所述第一开关及所述第二开关电性连接,其中:通过所述采样单元采样所述谐振电感的所述电流,并将采样值输入所述控制单元;通过所述控制单元将所述采样值与所述第一阈值比较,当所述采样值等于所述第一阈值时,所述控制单元再次开通所述第一开关;通过所述控制单元将所述采样值与零比较,当所述采样值等于零时,所述控制单元记录此时内部计时器的时刻 $t_{\beta 1}$;通过所述控制单元获取所述第二开关的开通时刻 $t_{\mu 1}$,当所述内部计时器计时为 $(t_{\beta 1}, t_{\mu 1})$ 中的一时刻时,所述控制单元关断所述第一开关,所述第二时间周期结束。

[0040] 在本发明的另一实施例中,所述驱动装置还包括采样单元以及控制单元,其中所述采样单元与所述谐振电感电性连接,所述控制单元与所述第一开关及所述第二开关电性连接,其中:通过所述采样单元采样所述谐振电感的所述电流,并将采样值输入所述控制单元;通过所述控制单元将所述采样值与所述第二阈值比较,当所述采样值等于所述第二阈值时,所述控制单元再次开通所述第二开关;通过所述控制单元将所述采样值与零比较,当所述采样值等于零时,所述控制单元关断所述第二开关,所述第四时间周期结束。

[0041] 在本发明的另一实施例中,所述驱动装置还包括采样单元以及控制单元,其中所述采样单元与所述谐振电感电性连接,所述控制单元与所述第一开关及所述第二开关电性连接,其中:通过所述采样单元采样所述谐振电感的所述电流,并将采样值输入所述控制单元;通过所述控制单元将所述采样值与所述第二阈值比较,当所述采样值等于所述第二阈值时,所述控制单元再次开通所述第二开关;通过所述控制单元将所述采样值与零比较,当所述采样值等于零时,所述控制单元记录此时内部计时器的时刻 $t_{\beta 2}$;通过所述控制单元获取下一开关周期的起始时刻 t_0 ,当所述内部计时器计时为 $(t_{\beta 2}, t_0)$ 中的一时刻时,所述控制单元关断所述第二开关,所述第四时间周期结束。

[0042] 本发明通过在已有的无损驱动电路基础上,不增加器件,改变调制方式即可完成抑制震荡的目的。

[0043] 与现有技术相比,本发明减小了驱动损耗,提升了可靠性。

[0044] 本发明的额外方面和优点将部分地在下面的描述中阐述,并且部分地将从描述中变得显然,或者可以通过本发明的实践而习得。

附图说明

[0045] 通过参照附图详细描述其示例实施方式,本发明的上述和其它特征及优点将变得更加明显。

[0046] 图1示出了传统方案的推挽电路的拓扑结构;

[0047] 图2A示出了现有的无损驱动方案的拓扑结构;

[0048] 图2B示出了现有的无损驱动方案的工作波形;

[0049] 图2C示出了现有的无损驱动方案在 t_1 时刻的开关管状态;

[0050] 图3A示出了现有的无损驱动方案在 t_2 时刻谐振电感和开关管 S_1 、 S_2 以及二极管 D_1 、 D_2 的寄生电容产生震荡的电路结构;

[0051] 图3B示出了图3A的电路结构等效为LC震荡电路的等效电路;

[0052] 图3C示出了现有的无损驱动方案在发生震荡时导致驱动电压下跌的示意图;

- [0053] 图3D示出了现有的无损驱动方案在发生震荡时导致导通电阻变化的示意图；
- [0054] 图4A示出了本发明的驱动装置的第一较佳实施例的电路拓扑结构；
- [0055] 图4B示出了图4A的驱动装置的工作波形；
- [0056] 图4C示出了本发明的驱动装置在 t_2 时刻响应于谐振电感电流下降至第一阈值，再次开通第一桥臂的第一开关达第二时间周期，以使第一中点a的电位等于第二中点b的电位的电路状态；
- [0057] 图4D示出了图4C的电路结构等效为LC震荡电路的等效电路；
- [0058] 图5示出了本发明的驱动装置的控制方法；
- [0059] 图6示出了图4A的驱动装置的又一具体实施例的工作波形；
- [0060] 图7示出了图4A的驱动装置的再一具体实施例的工作波形；
- [0061] 图8A示出了本发明的驱动装置的第二较佳实施例的电路拓扑结构；
- [0062] 图8B示出了图8A的驱动装置的工作波形；
- [0063] 图9示出了在不同频率下，传统方案和本发明方案的损耗的对比关系；
- [0064] 图10A示出了现有的无损驱动方案所测得的 V_{gs} 波形；
- [0065] 图10B示出了本发明方案所测得的 V_{gs} 波形。

具体实施方式

[0066] 现在将参考附图更全面地描述示例实施方式。然而，示例实施方式能够以多种形式实施，且不应被理解为限于在此阐述的实施方式；相反，提供这些实施方式使得本发明将全面和完整，并将示例实施方式的构思全面地传达给本领域的技术人员。图中相同的附图标记表示相同或类似的结构，因而将省略它们的详细描述。

[0067] 在介绍这里所描述和/或图示的要素/组成部分/等时，用语“一个”、“一”、“该”、“所述”和“至少一个”用以表示存在一个或多个要素/组成部分/等。术语“包含”、“包括”和“具有”用以表示开放式的包括在内的意思并且是指除了列出的要素/组成部分/等之外还可存在另外的要素/组成部分/等。实施方式中可能使用相对性的用语，例如“上”或“下”以描述图标的一个组件对于另一组件的相对关系。能理解的是，如果将图标的装置翻转使其上下颠倒，则所叙述在“上”侧的组件将会成为在“下”侧的组件。此外，权利要求书中的术语“第一”、“第二”等仅作为标记使用，不是对其对象的数字限制。

[0068] 如图4A所示，本发明提供一种驱动装置100，其可用于驱动功率开关Q，所述功率开关Q例如可具有门极G、源极S和漏极D。所述驱动装置100可包括电源（例如可包括第一电源 V_{DD} 和第二电源 V_{EE} ）、第一桥臂10、第二桥臂20以及谐振电感 L_r 。所述第一桥臂10耦接于所述电源，包括连接于第一中点a的第一开关 S_1 和第二开关 S_2 ，例如，所述第一电源 V_{DD} 耦接于所述第一开关 S_1 ，所述第二电源 V_{EE} 可耦接于所述第二开关 S_2 。所述第二桥臂20并联耦接于所述第一桥臂10，包括连接于第二中点b的第一半导体器件和第二半导体器件，例如二极管 D_1 和 D_2 。所述谐振电感 L_r 耦接于所述第一中点a与所述第二中点b之间。图4A中也可以仅包括第一电源 V_{DD} ，第二开关 S_2 接地。

[0069] 结合图4B，在本发明中，所述第一开关 S_1 是被控制为开通达第一时间周期，以使所述电源（第一电源 V_{DD} ）为功率开关Q的门极电容 C_{gs} 充电。响应于所述谐振电感 L_r 的电流下降至第一阈值，所述第一开关 S_1 被控制为再次开通达第二时间周期，以使所述第一中点a的电

位等于所述第二中点b的电位。例如,在所述第二时间周期内,所述第一中点a的电位可被所述第一开关 S_1 箝位至所述第一电源 V_{DD} 的电压VDD,且所述第二中点b的电位是等于所述第一电源 V_{DD} 的电压VDD。需要说明的是,本实施例中的“等于”或“箝位至”并不是绝对的相等,是允许存在一定误差的。

[0070] 进一步地,在本发明中,所述第二开关 S_2 是被控制为开通达第三时间周期,以使所述功率开关Q的门极电容 C_{gs} 放电。响应于所述谐振电感 L_r 的电流升高至第二阈值,所述第二开关 S_2 被控制为再次开通达第四时间周期,以使所述第一中点a的电位等于所述第二中点b的电位。例如,在所述第四时间周期内,所述第一中点a的电位被所述第二开关 S_2 箝位至所述第二电源 V_{EE} 的电压VEE,且所述第二中点b的电位是等于所述第二电源 V_{EE} 的电压VEE。需要说明的是,本实施例中的“等于”或“箝位至”并不是绝对的相等,是允许存在一定误差的。

[0071] 如图4A~4D所示,本发明的驱动装置100驱动功率开关Q的具体控制方法如下:

[0072] 在 t_0 时刻,开通第一桥臂10的上管(即第一开关 S_1),电感电流 i_{Lr} 流入功率开关Q的门极G,随着电感电流 i_{Lr} 的增大,功率开关Q的门极电压 V_{gs} 增大,功率开关Q导通;

[0073] 在 t_1 时刻,功率开关Q的门极电压 V_{gs} 增大至VDD,功率开关Q稳定导通,关断第一桥臂10的第一开关 S_1 ,第二桥臂20的上管(即二极管 D_1)导通,电感电流 i_{Lr} 通过二极管 D_1 和开关管 S_2 的体二极管续流;

[0074] 在 t_2 时刻,电感电流 i_{Lr} 即将下降为0(例如下降至第一阈值),再次开通第一桥臂10的第一开关 S_1 ,图4C示出了此时的电路状态,电感电流通过第一开关 S_1 和二极管 D_1 续流;此时,谐振电感 L_r 两端的第一中点a和第二中点b的电压 $V_a \approx VDD$ 、 $V_b \approx VDD$,谐振网络没有谐振源,不发生震荡,此时的等效电路如图4D所示;

[0075] 在 t_3 时刻,电感电流 i_{Lr} 下降为0,在功率开关Q动作(即第二开关导通时刻 t_4)之前关断第一桥臂10的第一开关 S_1 。

[0076] 功率开关Q的关断过程与之对应:

[0077] 在 t_4 时刻,开通第一桥臂10的下管(即第二开关 S_2),电感电流 i_{Lr} 流出功率开关Q的门极G,随着电感电流 i_{Lr} 的减小,功率开关Q的门极电压 V_{gs} 减小,功率开关Q关断;

[0078] 在 t_5 时刻,功率开关Q的门极电压 V_{gs} 减小至VEE,功率开关Q稳定关断,关断第一桥臂10的第二开关 S_2 ,第二桥臂20的下管(即二极管 D_2)导通,电感电流 i_{Lr} 通过二极管 D_2 和开关管 S_1 的体二极管续流;

[0079] 在 t_6 时刻,电感电流 i_{Lr} 即将升高为0(例如升高至第一阈值),再次开通第一桥臂10的第二开关 S_2 ,此时,电感电流通过第二开关 S_2 和二极管 D_2 续流,谐振电感 L_r 两端的第一中点a和第二中点b的电压 $V_a \approx VEE$ 、 $V_b \approx VEE$,谐振网络没有谐振源,不发生震荡;

[0080] 在 t_7 时刻,电感电流 i_{Lr} 上升为0,在功率开关Q动作(即下一开关周期第一开关 S_1 导通)之前关断第一桥臂10的第二开关 S_2 。

[0081] 如图5所示,本发明的驱动装置的控制方法主要包括:

[0082] 步骤S51:开通第一开关 S_1 达第一时间周期,以使电源(第一电源 V_{DD})为功率开关Q的门极G充电。

[0083] 步骤S52:响应于谐振电感 L_r 的电流下降至第一阈值,再次开通第一开关 S_1 达第二时间周期,以使第一中点a的电位等于第二中点b的电位。

[0084] 较佳地,本发明的驱动装置的控制方法还可进一步包括:

[0085] 步骤S53:开通第二开关 S_2 达第三时间周期,以使功率开关Q的门极G放电。

[0086] 步骤S54:响应于谐振电感 L_r 的电流升高至第二阈值,再次开通第二开关 S_2 达第四时间周期,以使第一中点a的电位等于第二中点b的电位。

[0087] 在本实施例中,本发明的驱动装置100是在谐振电感 L_r 的电流即将减小为0时,第二次开通第一桥臂的第一开关 S_1 ;并且,在谐振电感 L_r 的电流为0时,被驱动的功率开关Q再次动作之前,再次开通的第一开关 S_1 关断。本发明的驱动装置100是在谐振电感 L_r 的电流即将升高为0时,第二次开通第一桥臂的第二开关 S_2 ;并且,在谐振电感 L_r 的电流为0时,被驱动的功率开关Q再次动作之前即在下一周期第一开关 S_1 开通之前,再次开通的第二开关 S_2 关断。

[0088] 需要说明的是,为了描述方便,图4A中的箭头规定了电感电流的方向,同向时电感电流为正,反向时电感电流为负,从而得到图4B中的电感电流的示意曲线 i_{L_r} 。当然本发明不以此为限,可以根据实际需要设定电感电流的方向。

[0089] 本实施例的优点是:使用谐振电感代替电阻,通过谐振电感将部分能量回馈给电源,减少了驱动电路的损耗,在高频应用下仍保持优势;在无损驱动电路基础上,不增加器件,改变调制方式即可完成抑制震荡的目的,保证功率开关管可靠的开通和关断,不会造成误触发。

[0090] 在本发明中,在功率开关Q的一个开关周期内,驱动第一开关 S_1 和第二开关 S_2 的驱动方波对应为第一时间周期内输出高电平、第二时间周期内输出高电平、第三时间周期内输出高电平及第四时间周期内输出高电平,其余时间输出低电平,因此只要计算出高电平对应的时间段的开始时刻和结束时刻,即可得到开关 S_1 和 S_2 的驱动方波。

[0091] (方式1)通过数学计算得到发波时间点,由控制器(例如包括但不限于DSP/MCU/FPGA等)发出驱动方波即对应产生高电平或低电平。请参考图4B,时刻 $t_0 \sim t_8$ 对应为功率开关的一个开关周期T,每个开关周期内功率开关管Q、开关管 S_1 和 S_2 的动作和波形完全相同,因此只要描述一个开关周期T内的工作情况即可。

[0092] 第一时间周期的持续时间可根据开关管Q的选型及希望达到的开关速度(即开通速度)进行设定,即第一时间周期的长度或时刻 t_1 可以根据设计者或使用者的需求自行设定。时刻 t_0 为开关周期的起始时刻,为方便理解或描述可认为是零。控制器在 t_0 时刻开始输出高电平控制第一开关 S_1 导通, t_1 时刻结束输出高电平控制第一开关 S_1 关断,可使用计时器或载波比较等方法发出第一时间周期内的驱动方波。

[0093] 在第一时间周期结束时,谐振电感 L_r 上的电流可由以下表达式得到:

$$[0094] \quad i_{L_r}(t_1) = \frac{V_{DD}-V_{EE}}{\beta L_r} e^{-\alpha t_1} \sin \beta t_1 \quad (\text{公式一})$$

[0095] 其中,在功率开关Q确定以后,电源电压VDD、VEE,电阻 R_{g-in} ,电容 C_{gs} 和电感 L_r 已完成选型和设计,为电路的固定参数。公式一中VDD、VEE、 L_r 、 R_{g-in} 及 C_{gs} 均为电路的固定参数, t_1 为已知量,将相关参数带入计算公式一,可通过设计者手动计算得到时刻 t_1 时流过谐振电感的电流 $i_{L_r}(t_1)$,或将公式一中已知的参数输入和保存至对应的存储器以被对应的计算程序调用,通过计算程序得到时刻 t_1 时流过谐振电感的电流 $i_{L_r}(t_1)$ 。进一步地, α 和 β 可通过以下表达式计算:

$$[0096] \quad \alpha = \frac{R_{g-in}}{2L_r} ; \beta = \sqrt{\frac{1}{L_r C_{gs}} - \alpha^2}。$$

[0097] 在第二时间周期开始以前,谐振电感 L_r 上的电流可由以下表达式得到:

$$[0098] \quad i_{L_r}(t) = i_{L_r}(t_1) - \frac{V_{DD}-V_{EE}}{L_r}(t-t_1), \text{ 且 } t_1 \leq t \text{ (公式二)}。$$

[0099] 第一阈值或第二阈值可以根据设计者或使用者的需求自行设定。第一阈值和第二阈值的数值一般比较接近零,例如第一阈值的取值范围为 $0.1A \sim 1A$,第二阈值的取值范围为 $-1A \sim -0.1A$,其中第一阈值和第二阈值的绝对值可以相等也可以不等。根据上述电路参数和第一阈值(此时流过谐振电感的电流等于第一阈值),通过公式一和公式二计算得到谐振电感的电流等于第一阈值时的时刻 t_2 。其中, $i_{L_r}(t_2)$ 等于第一阈值, $i_{L_r}(t_1)$ 通过公式一计算得到, V_{DD} 、 V_{EE} 、 L_r 为电路的固定参数, t_1 为已知量。

[0100] 从 t_2 时刻开始,谐振电感上的电流从第一阈值开始经第二桥臂的上管(即二极管 D_1)和第一开关 S_1 续流,缓慢减小到0。此阶段谐振电感电流的可由以下表达式近似得到:

$$[0101] \quad i_{L_r}(t) = \frac{V_{dson}+V_d}{L_r}(t-t_2) \text{ 其中, } t_2 < t \leq t_3 \text{ (公式三)}$$

[0102] 其中, V_{dson} 是第一开关 S_1 的导通压降,数值较小可忽略不计, V_d 是二极管 D_1 的导通压降。根据公式三计算得到谐振电感电流的过零点时刻 t_3 ,此时谐振电感电流 $i_{L_r}(t_3)$ 等于零, V_{dson} 、 V_d 和 L_r 为器件参数, t_2 通过公式二计算得到。功率开关 Q 的开关周期 T 和占空比 D 均为已知量,根据开关周期 T 和占空比 D 计算第三时间周期的开始时刻 t_4 ,其中 $t_4=DT$ 。计算得到 t_2 、 t_3 和 t_4 后,控制器在 t_2 时刻开始输出高电平控制第一开关 S_1 再次导通,在 t_3 或 $t_3 \sim t_4$ 之间的任一时刻结束输出高电平控制再次导通的第一开关 S_1 关断,可使用计时器或载波比较等方法发出第二时间周期内的驱动方波。

[0103] 第三时间周期、第四时间周期和第一时间周期、第二时间周期发波方式和计算方式类似,其差别仅在于计算公式略有不同。第三时间周期的持续时间可根据开关管 Q 的选型及希望达到的开关速度(即关断速度)进行设定,即第三时间周期的长度和时刻 t_5 可以根据设计者或使用者的需求自行设定。控制器在 t_4 时刻开始输出高电平控制第二开关 S_2 导通, t_5 时刻结束输出高电平控制第二开关 S_2 关断,可使用计时器或载波比较等方法发出第三时间周期内的驱动方波。

[0104] 在第三时间周期结束时,即时刻 t_5 时谐振电感 L_r 上的电流可由以下表达式得到:

$$[0105] \quad i_{L_r}(t_5) = \frac{-V_{DD}+V_{EE}}{\beta L_r} e^{-\alpha(t_5-t_4)} \sin \beta(t_5-t_4) \text{ (公式四)}$$

[0106] 在第四时间周期开始以前,谐振电感 L_r 上的电流可由以下表达式得到:

$$[0107] \quad i_{L_r}(t) = -i_{L_r}(t_5) + \frac{V_{DD}-V_{EE}}{L_r}(t-t_5), \text{ 且 } t_5 \leq t \text{ (公式五)}$$

[0108] 根据电路参数和第二阈值(此时电感电流等于第二阈值),通过公式四和公式五计算得到时刻 t_6 。

[0109] 从 t_6 时刻开始,谐振电感上的电流从第二阈值开始经第二桥臂的下管(即二极管 D_2)和第二开关 S_2 续流,缓慢增加到0。此阶段谐振电感电流的可由以下表达式近似得到:

[0110] $i_{Lr}(t) = -\frac{V_{dson} + V_d}{L_r}(t - t_6)$ 其中, $t_6 < t \leq t_7$ (公式六)

[0111] 其中, V_{dson} 是开关 S_2 的导通压降, 数值较小可忽略不计, V_d 是二极管 D_2 的导通压降。

[0112] 根据公式六计算出谐振电感电流的过零点时刻 t_7 , 此时谐振电感电流等于零。计算得到 t_6 、 t_7 和 t_8 后, 控制器在 t_6 时刻开始输出高电平控制开关 S_2 再次导通, 在 t_7 或 $t_7 \sim t_8$ 之间的任一时刻结束输出高电平控制再次导通的开关管 S_2 关断, 可使用计时器或载波比较等方法发出第四时间周期内的驱动方波。其中, 时刻 t_8 为当前开关周期的结束时刻, 也是下一开关周期的起始时刻。

[0113] 在本发明的一实施例中, 本发明的驱动装置 100 还可包括控制单元 (图中未示), 与所述第一开关 S_1 及所述第二开关 S_2 电性连接。其中, 所述控制单元用以执行:

[0114] 根据第一电感电流公式 (例如公式二) 计算谐振电感 L_r 的电流下降至第一阈值的时刻 t_{a1} , 例如图 4B 中的时刻 t_2 ;

[0115] 根据第二电感电流公式 (例如公式三) 计算所述谐振电感 L_r 的电流下降至零的时刻 $t_{\beta 1}$, 例如图 4B 中的时刻 t_3 ;

[0116] 根据功率开关 Q 的占空比和开关频率 f_s 计算开通所述第二开关 S_2 的时刻 $t_{\mu 1}$, 例如图 4B 中的时刻 t_4 ;

[0117] 内部计时器计时等于时刻 t_{a1} 时, 再次开通所述第一开关 S_1 ;

[0118] 所述内部计时器计时为 $[t_{\beta 1}, t_{\mu 1})$ 中的一时刻时, 关断所述第一开关 S_1 , 所述第二时间周期结束。

[0119] 在本发明的另一实施例中, 所述控制单元还可进一步用以执行:

[0120] 根据第三电感电流公式 (例如公式五) 计算所述谐振电感 L_r 的电流上升至所述第二阈值的时刻 t_{a2} , 例如图 4B 中的时刻 t_6 ;

[0121] 根据第四电感电流公式 (例如公式六) 计算所述谐振电感 L_r 的电流上升至零的时刻 $t_{\beta 2}$, 例如图 4B 中的时刻 t_7 ; 确定下一开关周期的起始时刻或当前开关周期的结束时刻, 例如图 4B 中的时刻 t_8 ;

[0122] 内部计时器计时等于时刻 t_{a2} 时, 再次开通所述第二开关 S_2 ;

[0123] 所述内部计时器计时为 $[t_{\beta 2}, t_8)$ 中的一时刻时, 关断所述第二开关 S_2 , 所述第四时间周期结束。

[0124] (方式 2) 使用传感器采样谐振电感 L_r 的电流, 将采样值输入控制器, 控制器将采样值和第一阈值或第二阈值比较, 来判断再次发出驱动方波的时间点。

[0125] 在本发明的一实施例中, 所述驱动装置 100 还可包括采样单元 (图中未示) 以及控制单元 (图中未示), 其中所述采样单元可与所述谐振电感 L_r 电性连接, 所述控制单元与所述第一开关 S_1 及所述第二开关 S_2 电性连接。通过所述采样单元采样所述谐振电感 L_r 的电流, 并将采样值输入所述控制单元; 通过所述控制单元将所述采样值与所述第一阈值比较, 当所述采样值等于所述第一阈值时, 所述控制单元再次开通所述第一开关 S_1 ; 通过所述控制单元将所述采样值与零比较, 当所述采样值等于零时, 所述控制单元关断所述第一开关 S_1 , 所述第二时间周期结束。或者, 通过所述控制单元将所述采样值与零比较, 当所述采样值等于零时, 所述控制单元记录此时内部计时器的时刻 $t_{\beta 1}$; 通过所述控制单元获取所述第二开关 S_2 的开通时刻 $t_{\mu 1}$, 当所述内部计时器计时为 $(t_{\beta 1}, t_{\mu 1})$ 中的一时刻时, 所述控制单元关断

所述第一开关 S_1 ，所述第二时间周期结束。

[0126] 在本发明的另一实施例中，进一步地，通过所述采样单元采样所述谐振电感的电流，并将采样值输入所述控制单元；通过所述控制单元将所述采样值与所述第二阈值比较，当所述采样值等于所述第二阈值时，所述控制单元再次开通所述第二开关 S_2 ；通过所述控制单元将所述采样值与零比较，当所述采样值等于零时，所述控制单元关断所述第二开关 S_2 ，所述第四时间周期结束。或者，通过所述控制单元将所述采样值与零比较，当所述采样值等于零时，所述控制单元记录此时内部计时器的时刻 $t_{\beta 2}$ ；通过所述控制单元获取下一开关周期的起始时刻 t_0 ，当所述内部计时器计时为 $(t_{\beta 2}, t_0)$ 中的一时刻时，所述控制单元关断所述第二开关 S_2 ，所述第四时间周期结束。

[0127] 图6示出了本发明如图4A所示的驱动装置100的又一具体实施例的工作波形。在本实施例中，再次开通的第一开关 S_1 是在谐振电感 L_r 的电流下降为零时关断，再次开通的第二开关 S_2 是在谐振电感 L_r 的电流升高为零时关断。在谐振电感 L_r 的电流 i_{Lr} 即将减小到0，一般取小于1A时，第二次开通第一开关 S_1 ；在谐振电感 L_r 的电流 i_{Lr} 为零时，再次开通的第一开关 S_1 关断。在谐振电感 L_r 的电流 i_{Lr} 即将增加到0，一般取大于-1A时，第二次开通第二开关 S_2 ；在谐振电感 L_r 的电流 i_{Lr} 为零时，再次开通的第二开关 S_2 关断。此实施例在谐振电感电流的过零点关断第一开关 S_1 /第二开关 S_2 ，此时第二时间周期和第四时间周期较小，如图6所示第二时间周期和第四时间周期内的高电平对应为窄脉冲，通过此实施例中的调制方式，尽早关断再次导通的第一开关 S_1 /第二开关 S_2 ，可切断功率开关Q的门极G的固有漏电流路径，使驱动电路的导通损耗进一步减小。

[0128] 在本实施例中，所述驱动装置100可通过采样单元采样谐振电感 L_r 的电流，并将采样值输入控制单元；通过控制单元将采样值与第一阈值（例如1A）比较，当采样值等于第一阈值时，控制单元再次开通第一开关 S_1 ；通过控制单元将采样值与零比较，当采样值等于零时，控制单元关断第一开关 S_1 ，第二时间周期结束。

[0129] 在本实施例中，进一步地，所述驱动装置100还可通过采样单元采样谐振电感 L_r 的电流，并将采样值输入控制单元；通过控制单元将采样值与第二阈值（例如-1A）比较，当采样值等于第二阈值时，控制单元再次开通第二开关 S_2 ；通过控制单元将采样值与零比较，当采样值等于零时，控制单元关断第二开关 S_2 ，所述第四时间周期结束。

[0130] 如图7所示，示出了本发明如图4A所示的驱动装置100的再一具体实施例的工作波形。在本实施例中，再次开通的第一开关 S_1 是在第二开关 S_2 开通之前关断，再次开通的第二开关 S_2 是在下一开关周期第一开关 S_1 开通之前关断。在谐振电感 L_r 的电流 i_{Lr} 即将减小到0，一般取小于1A时，第二次开通第一开关 S_1 ；在驱动电压维持阶段，第一开关 S_1 保持开通到第二开关 S_2 动作之前。在谐振电感 L_r 的电流 i_{Lr} 即将增加到0，一般取大于-1A时，第二次开通第二开关 S_2 ；在驱动电压维持阶段，第二开关 S_2 保持开通到第一开关 S_1 动作之前。在第二时间周期和第四时间周期，功率开关Q的门极G连接到内阻极低的电源 V_{DD}/V_{EE} ，门极G为低阻连接。此实施例的功率开关Q的门极G连接到电源，门极G的稳定性高，抗串扰能力强。

[0131] 图8A示出了本发明的驱动装置的第二较佳实施例的电路拓扑结构，图8B示出了图8A的驱动装置的工作波形。在图8A所示的实施例中，使用MOS管 S_3/S_4 替代图4A所示实施例中的二极管 D_1/D_2 。在谐振电感 L_r 开始续流的 t_1 时刻开通MOS管 S_3 ，在第二开关 S_2 即将开通之前关断MOS管 S_3 ；在谐振电感 L_r 开始续流的 t_5 时刻开通MOS管 S_4 ，在第一开关 S_1 即将开通之前关

断MOS管 S_4 。续流时电流流过MOS管 S_3/S_4 ，MOS管 S_3/S_4 工作在同步整流状态。在驱动电压维持阶段，MOS管 S_3/S_4 保持开通，功率开关Q的门极G通过MOS管 S_3/S_4 连接到内阻极低的电源 V_{DD}/V_{EE} ，为低阻连接。此实施例MOS管 S_3/S_4 工作在同步整流状态，使驱动电路的导通损耗进一步降低，且功率开关Q的门极G没有通过电感而直接连接到电源，稳定性进一步提高，抗串扰能力强。

[0132] 本发明方案与现行的传统方案和已有的无损驱动方案相比，有以下优点：

[0133] 相较于传统方案，本发明方案的驱动损耗减小：

[0134] (1) 使用谐振电感代替驱动电阻，谐振电感将部分能量回馈给电源，减少了驱动电路损耗；

[0135] (2) 电路中部分损耗与频率无关，在高频下优势更明显。不同频率下，传统方案和本发明方案的损耗的对比关系如图9所示，本发明方案驱动损耗可减小为传统方案的一半左右。

[0136] 相较于已有的无损驱动方案，本发明方案的驱动电路和功率开关的总体损耗减小，可靠性提升：

[0137] (1) 通过半桥桥臂的开关管再次开通，消除了谐振电路的激励源，抑制了震荡的产生；

[0138] (2) 驱动电压无震荡，并且在开关过程中维持稳定的设定电压，保证了功率开关的门极可靠性；

[0139] (3) 驱动电压为设定电压，可维持功率开关较小的导通电阻，导通损耗得到进一步控制。

[0140] 如图10A所示，示出了已有的无损驱动方案所测得的 V_{gs} 波形，由图10A可见，已有的无损驱动方案的驱动电压有震荡，例如震荡掉落达3V或5V，正常的驱动电压约为18V/-5V，跌落后变为15V/0V。如图10B所示，示出了本发明方案所测得的 V_{gs} 波形，由图10B可见，本发明方案有效抑制了震荡的产生，驱动电压基本保持在18V/-5V左右。

[0141] 以上具体地示出和描述了本发明的示例性实施方式。应该理解，本发明不限于所公开的实施方式，相反，本发明意图涵盖包含在所附权利要求的精神和范围内的各种修改和等效布置。

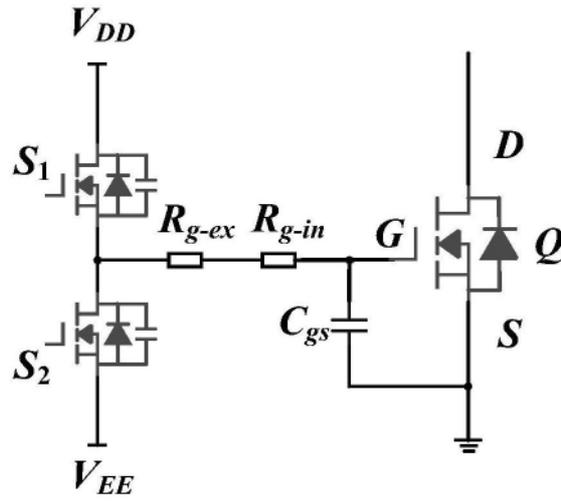


图1

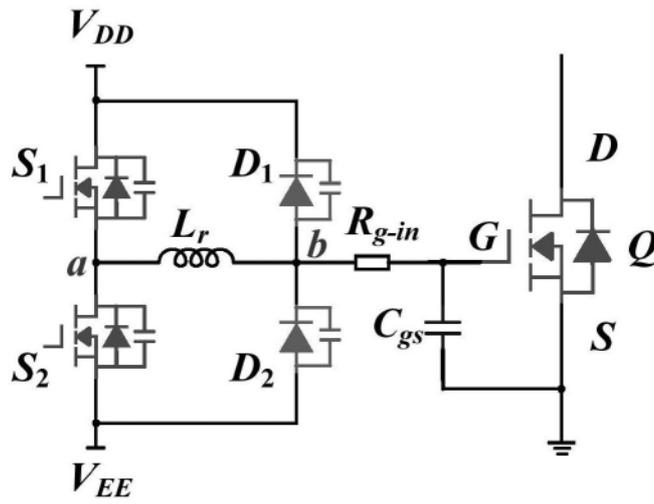


图2A

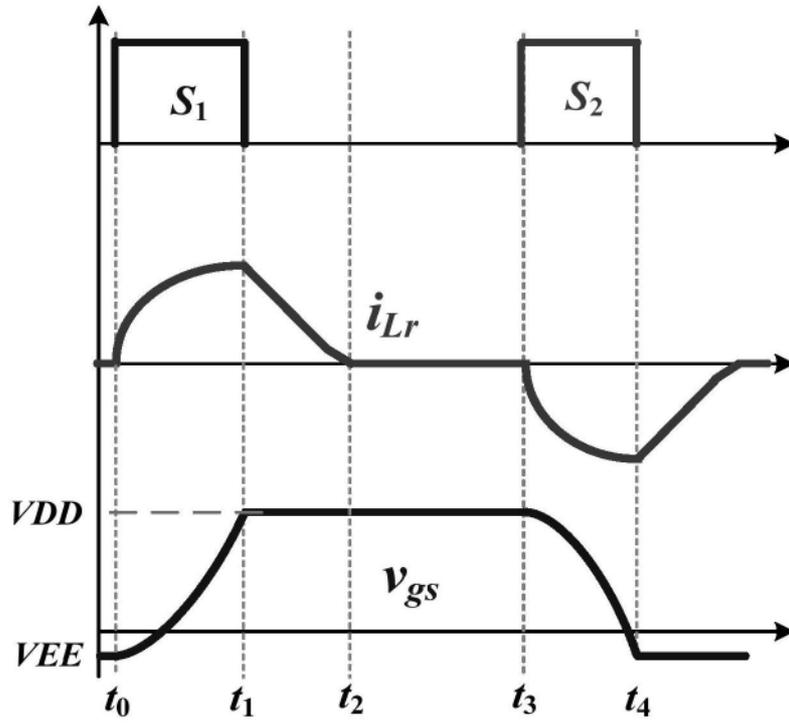


图2B

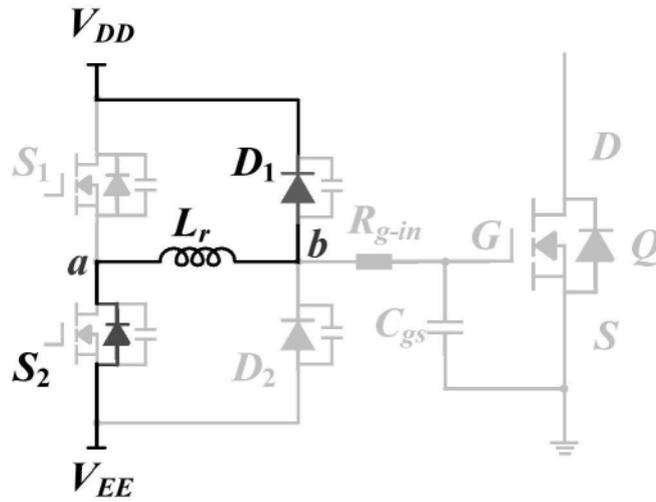


图2C

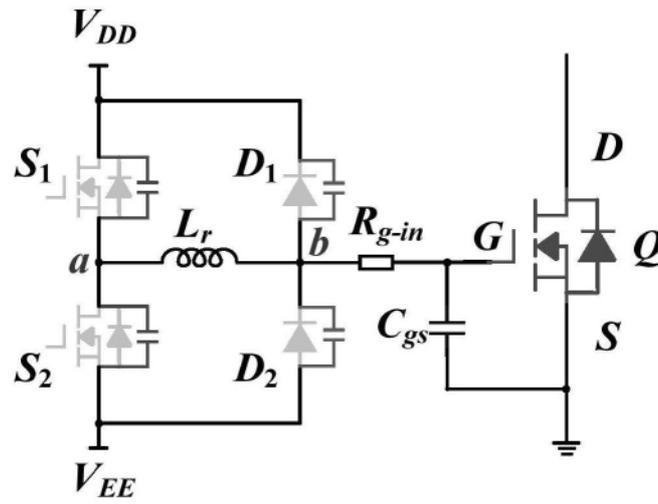


图3A

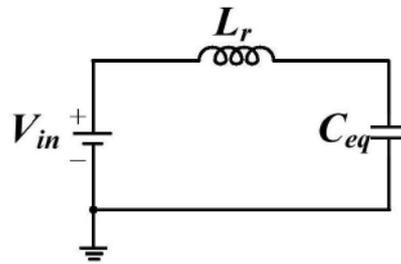


图3B

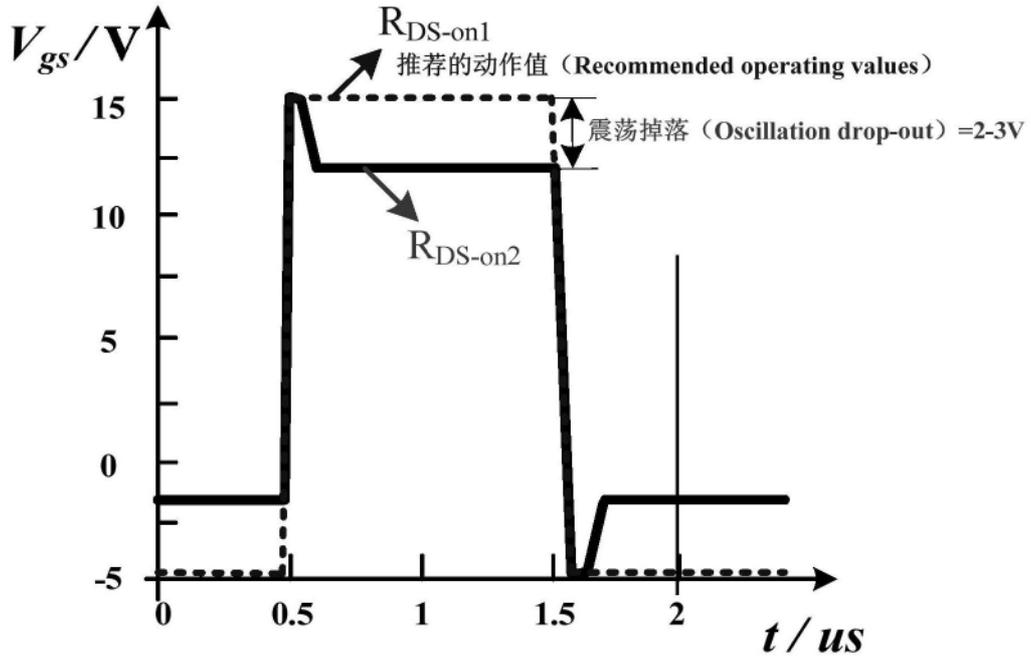


图3C

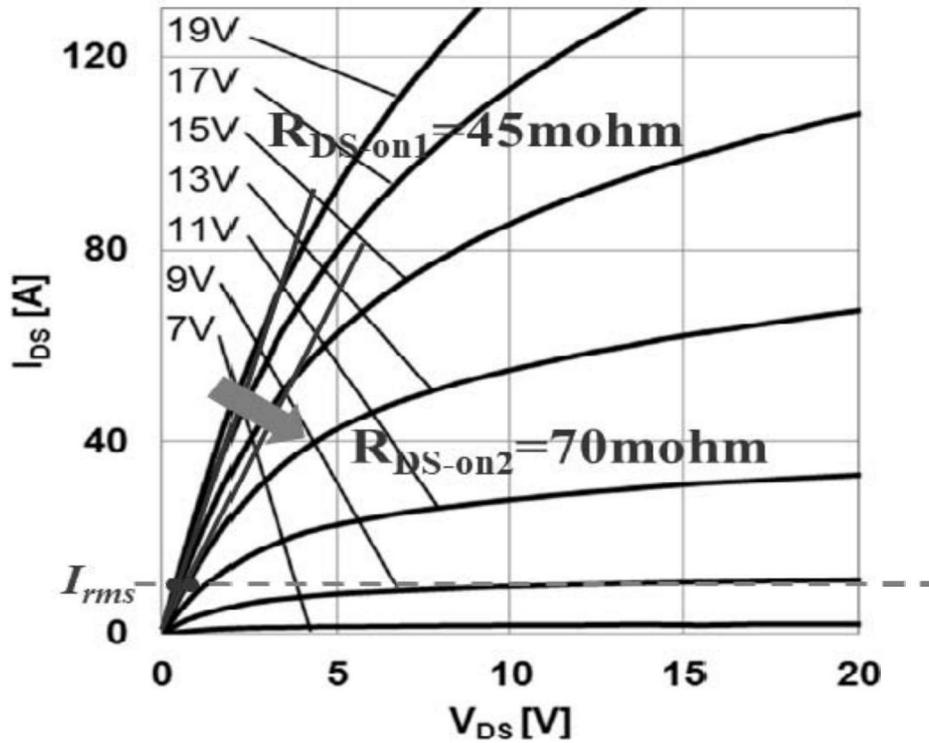


图3D

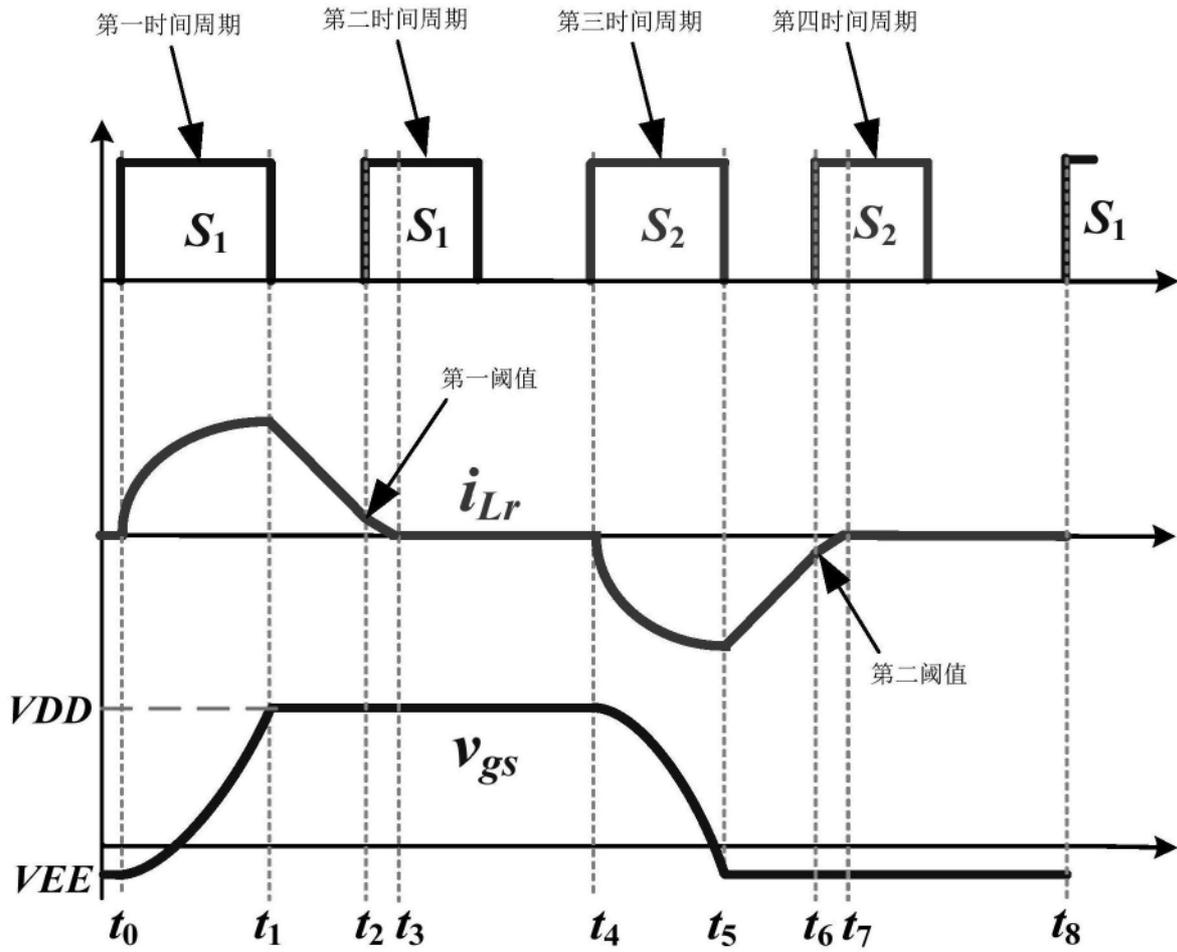


图4B

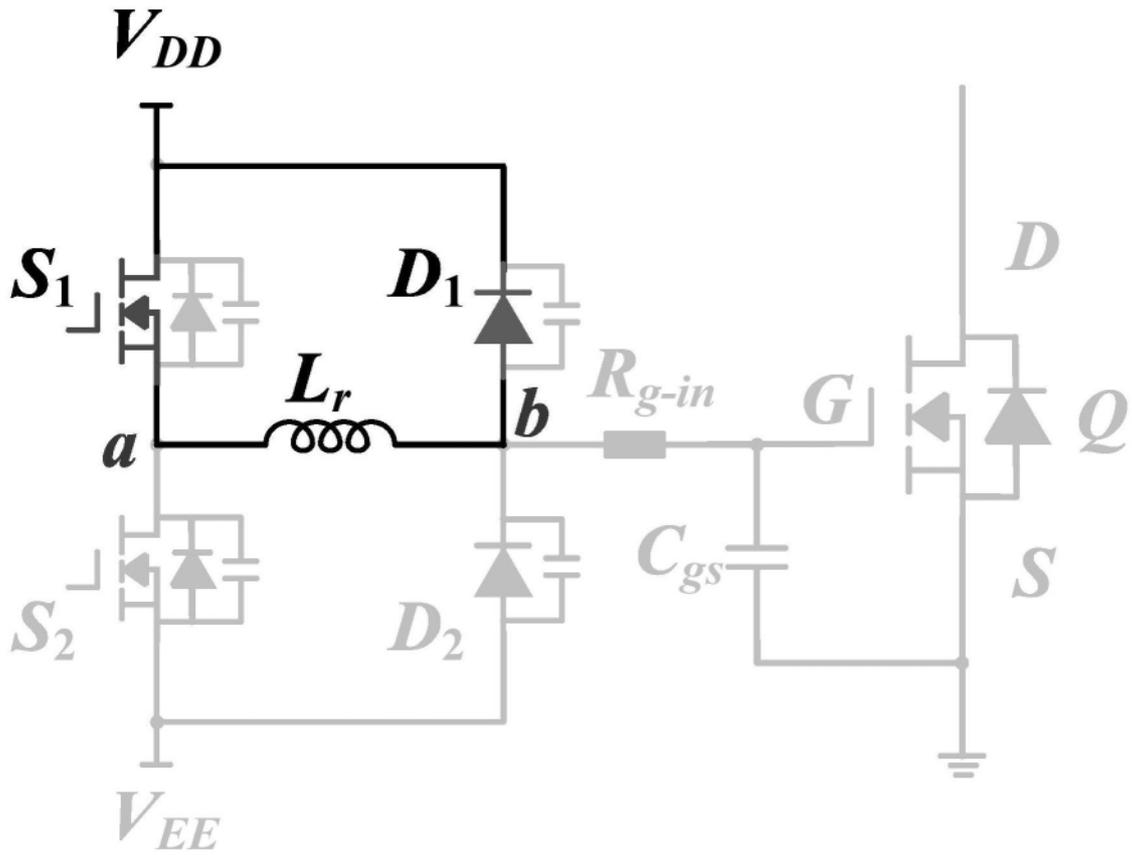


图4C

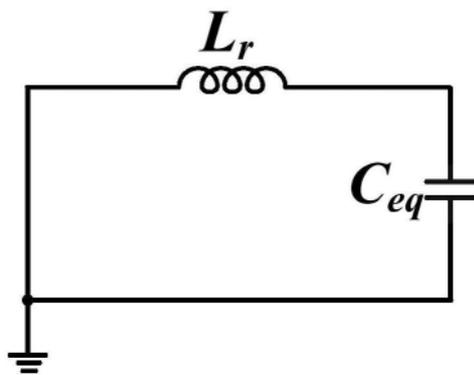


图4D

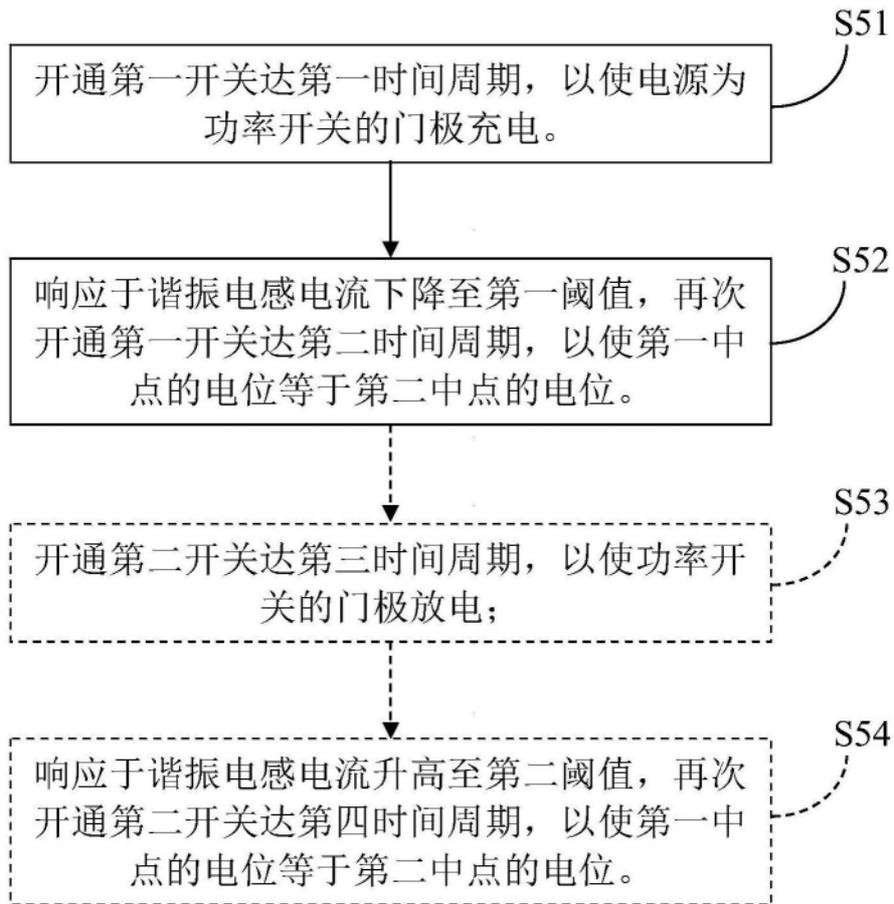


图5

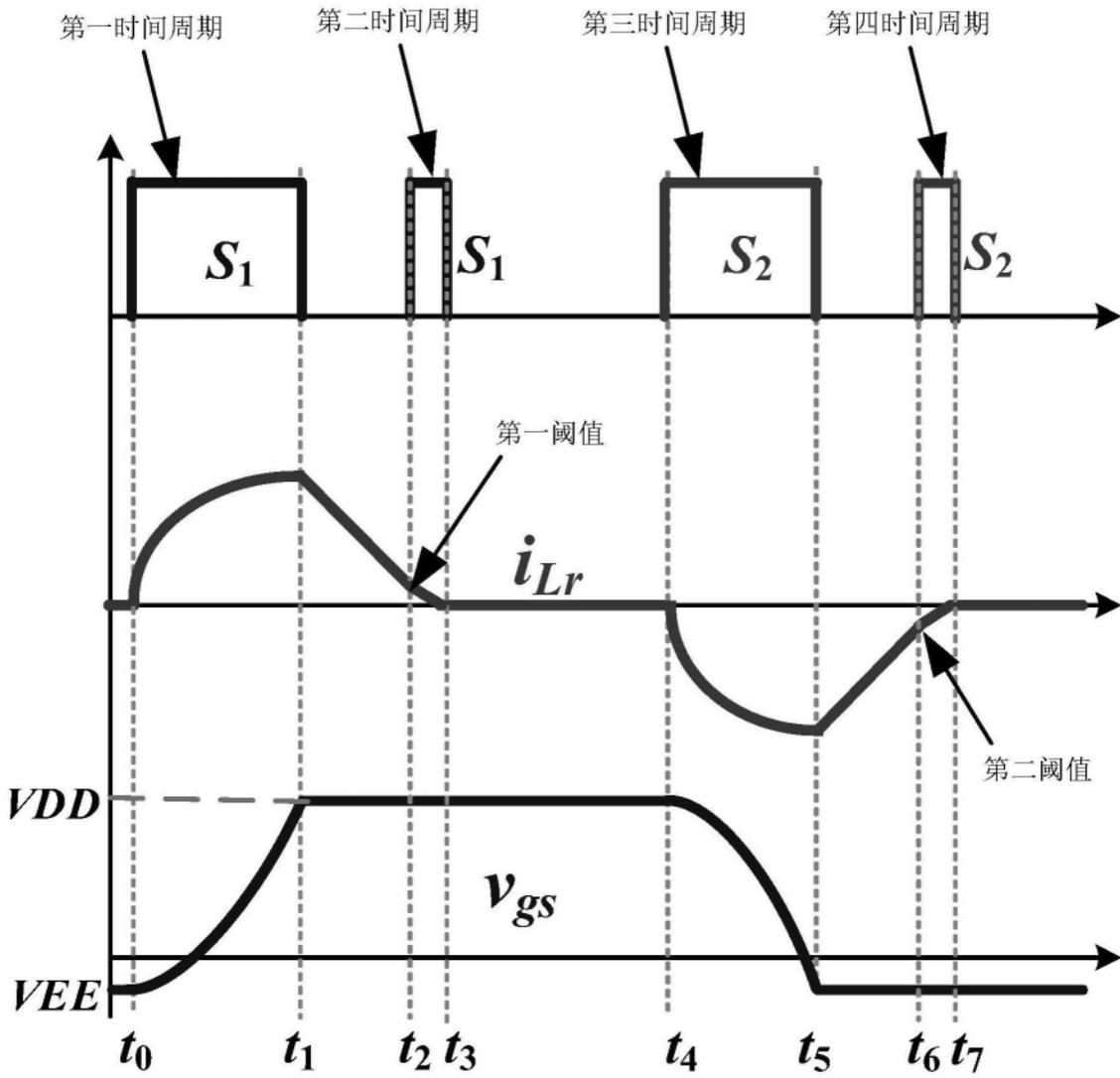


图6

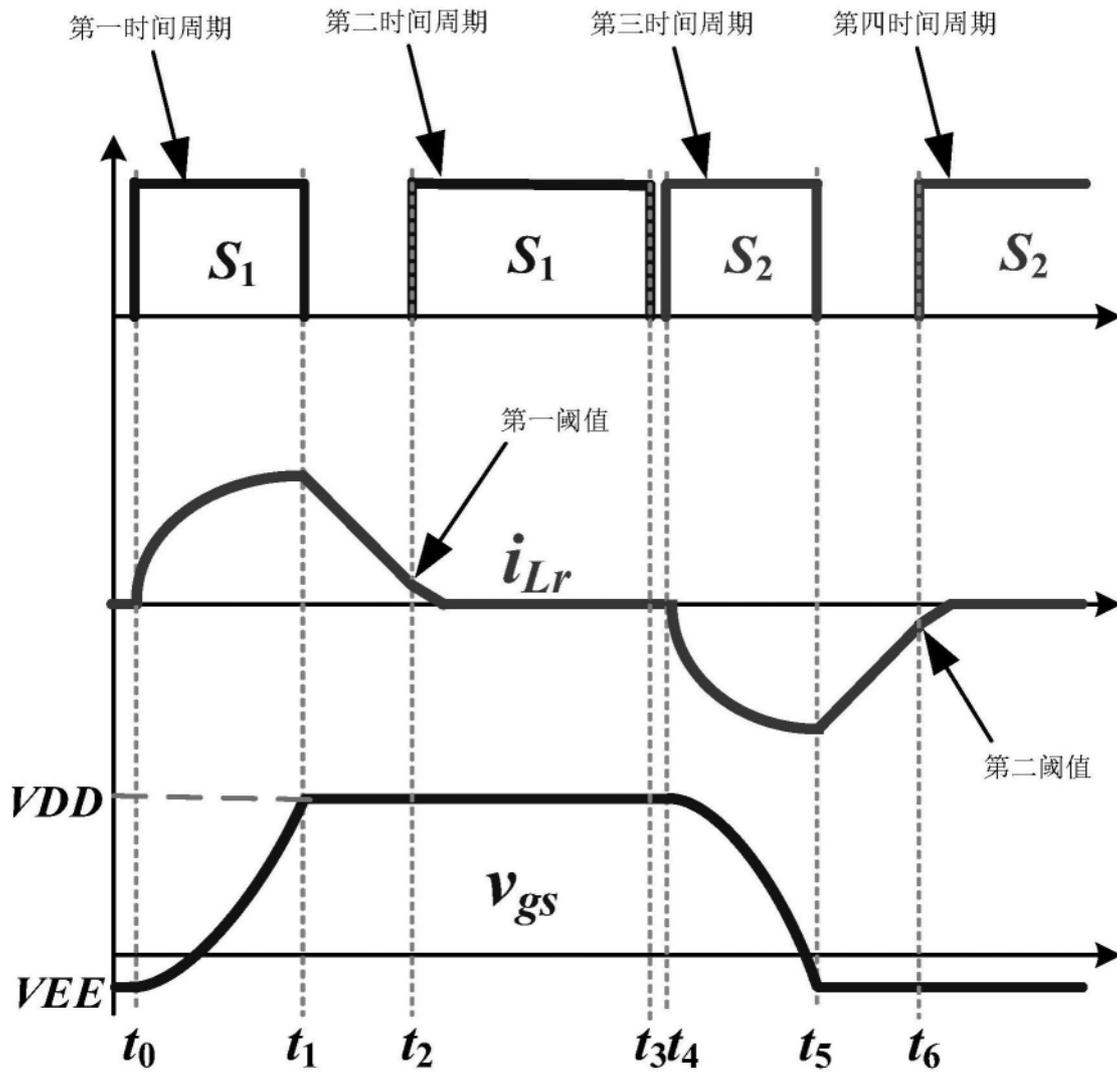


图7

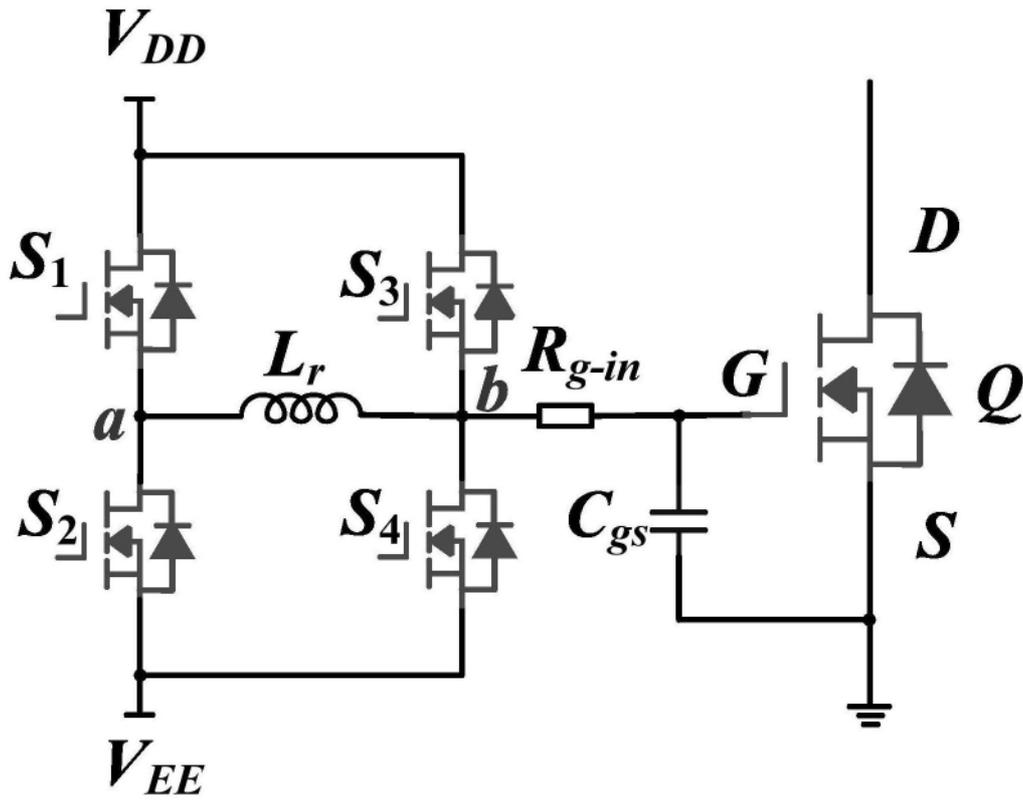


图8A

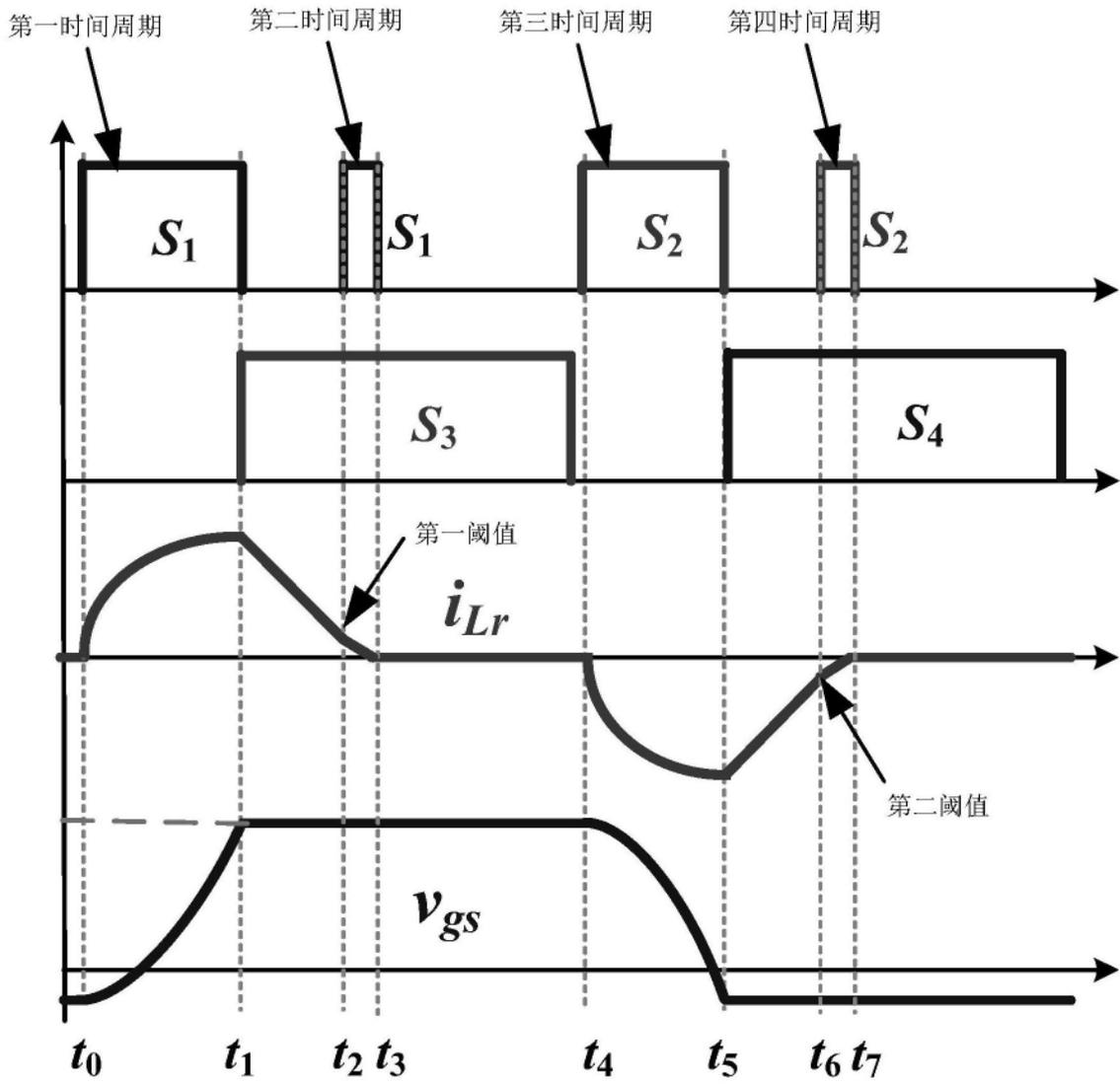


图8B

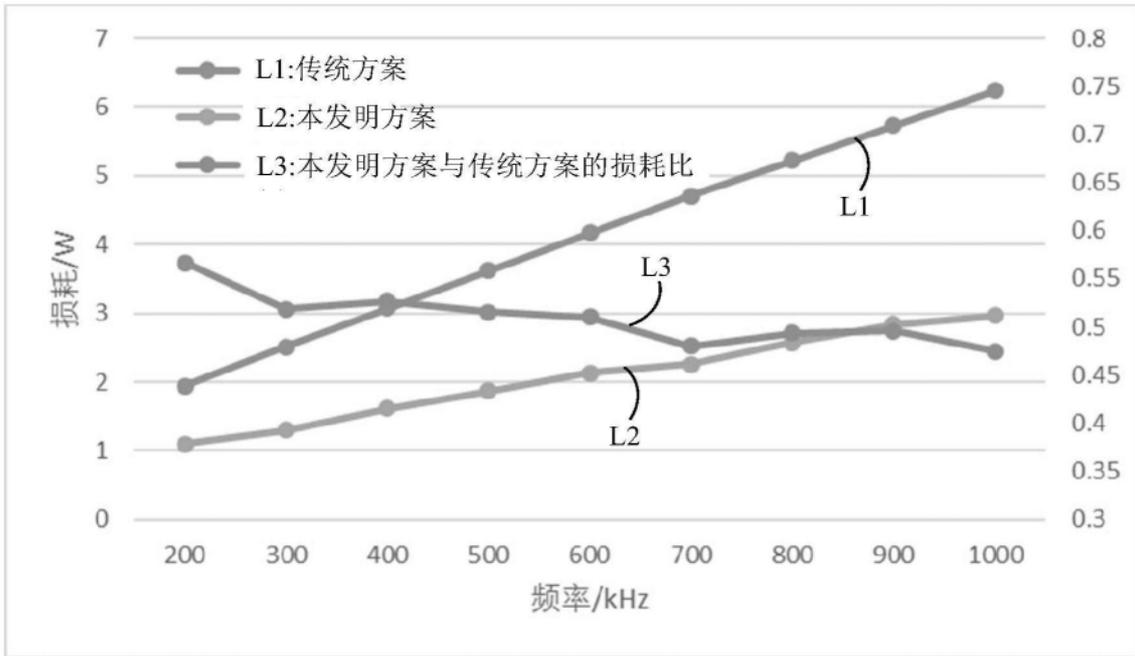


图9

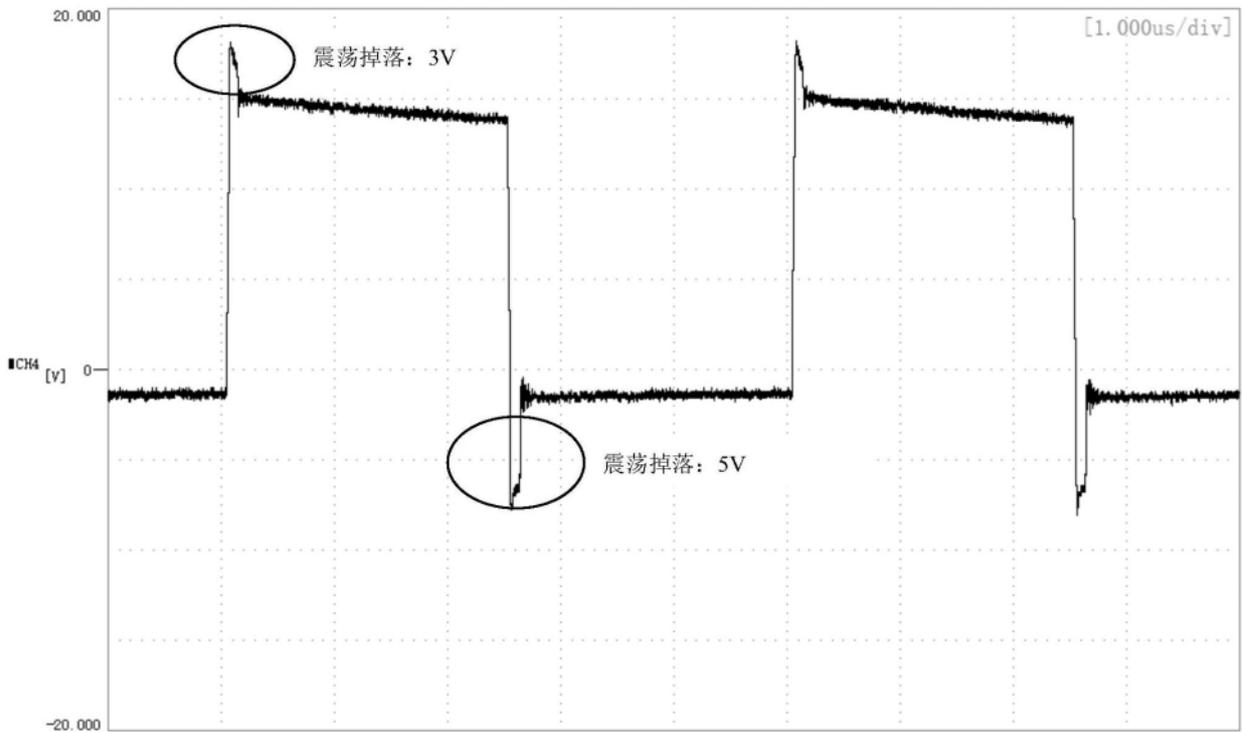


图10A

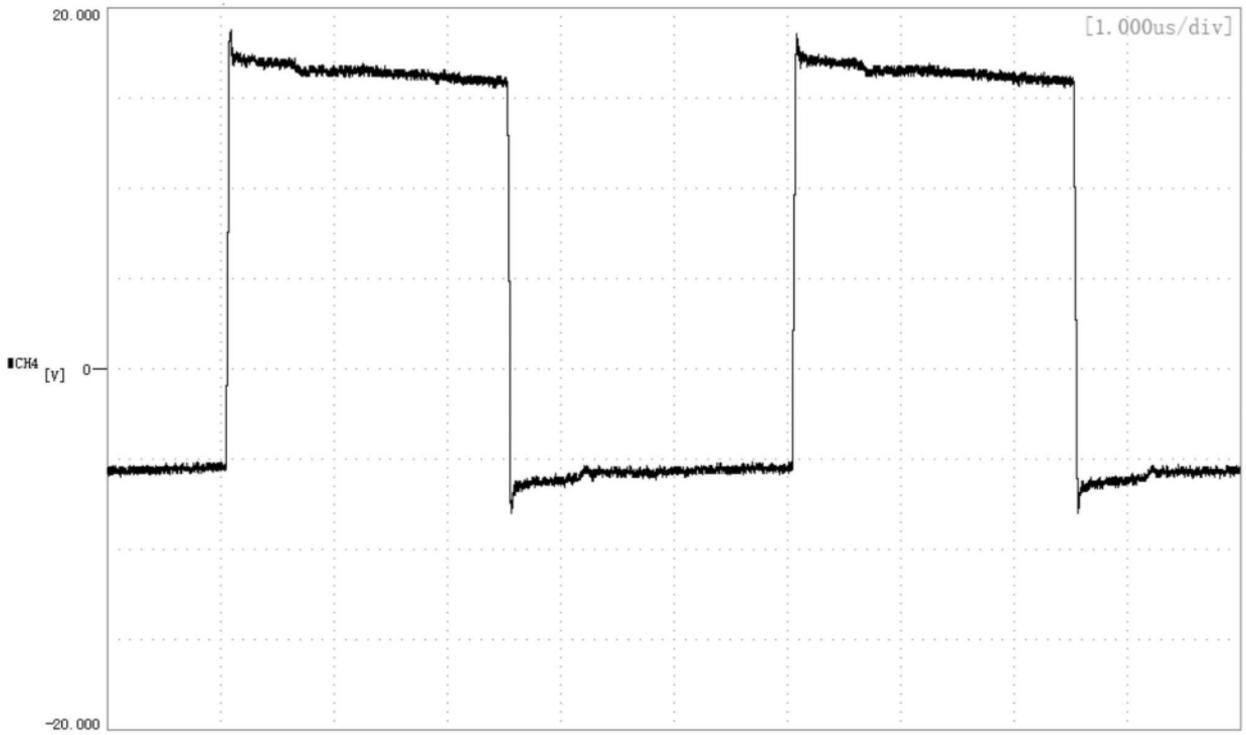


图10B