



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 117439419 A

(43) 申请公布日 2024. 01. 23

(21) 申请号 202311418259.3

(22) 申请日 2023.10.28

(71) 申请人 梵塔半导体技术(杭州)有限公司
地址 310053 浙江省杭州市滨江区浦沿街
道信诚路555号2幢2308室

(72) 发明人 林思聪

(51) Int. Cl.
H02M 3/335 (2006.01)

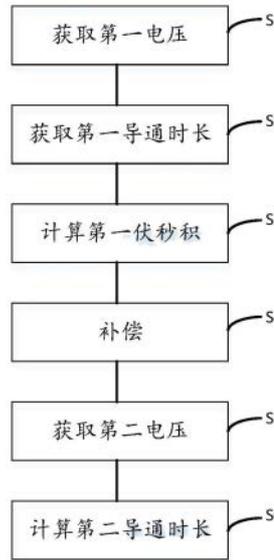
权利要求书4页 说明书11页 附图10页

(54) 发明名称

反激变换电路及其控制方法、控制芯片

(57) 摘要

本发明实施例提供了一种反激变换电路及其控制方法、控制芯片。该电路包括储能管、续流管和励磁电感,该控制方法包括以下步骤:获取第一电压;所述第一电压为所述储能管导通时,所述励磁电感上的电压;获取第一导通时长;所述第一导通时长为所述储能管的导通时长;根据所述第一电压和第一导通时长计算所述励磁电感的第一伏秒积;对所述第一伏秒积进行补偿得到补偿伏秒积,所述补偿伏秒积大于所述第一伏秒积;获取第二电压;所述第二电压为所述储能管关断时,所述励磁电感上的电压;根据所述补偿伏秒积、第二电压计算第二导通时长,所述第二导通时长为所述续流管的导通时长。该控制方法能够实现储能管的零电压开通控制。



1. 一种反激变换电路的控制方法,其特征在于,包括储能管、续流管和励磁电感,所述控制方法包括以下步骤:

获取第一电压;所述第一电压为所述储能管导通时,所述励磁电感上的电压;

获取第一导通时长;所述第一导通时长为所述储能管的导通时长;

根据所述第一电压和第一导通时长计算所述励磁电感的第一伏秒积;

对所述第一伏秒积进行补偿得到补偿伏秒积,所述补偿伏秒积大于所述第一伏秒积;

获取第二电压;所述第二电压为所述储能管关断时,所述励磁电感上的电压;

根据所述补偿伏秒积、第二电压计算第二导通时长,所述第二导通时长为所述续流管的导通时长。

2. 根据权利要求1所述的控制方法,其特征在于,所述补偿伏秒积和第二导通时长通过以下公式进行补偿和计算得到:

$$S_c = k * S_1 = k * V_1 * T_1;$$

$T_2 = S_c / V_2$;其中,k为补偿系数且 $k > 1$, S_c 为所述补偿伏秒积, S_1 为所述第一伏秒积, V_1 为所述第一电压, T_1 为所述第一导通时长, V_2 为所述第二电压, T_2 为所述第二导通时长。

3. 根据权利要求2所述的控制方法,其特征在于,若所述反激变换电路的输入电压和/或输出电压范围在预设范围内,则所述补偿系数不变;

或者,所述补偿系数与所述反激变换电路的输入电压正相关;

或者,所述补偿系数与所述储能管结电容的电容值正相关。

4. 根据权利要求2所述的控制方法,其特征在于,所述补偿系数至少通过以下步骤获取:

判断所述储能管是否实现了ZVS,若已实现,则控制下一个开关周期的补偿系数比本次开关周期的补偿系数小;若未实现,则控制下一个开关周期的补偿系数比本次开关周期的补偿系数大。

5. 根据权利要求4所述的控制方法,其特征在于,所述控制下一个开关周期的补偿系数比本周期的补偿系数小包括步骤:在本次开关周期的补偿系数基础上减少步长得到所述下一个开关周期的补偿系数;

所述控制下一个开关周期的补偿系数比本次开关周期的补偿系数大包括步骤:在本次开关周期的补偿系数基础上增加所述步长得到所述下一个开关周期的补偿系数;

所述步长为预设值。

6. 根据权利要求4或5所述的控制方法,其特征在于,当所述控制方法适用于不对称半桥反激变换电路,所述判断所述储能管是否实现ZVS包括以下步骤:

获取所述储能管导通时的中点电压;所述中点电压为所述储能管和续流管的公共点电压;

将所述中点电压减去第一阈值得到基准电压;

当所述储能管再次导通时,再次获取所述储能管导通时的中点电压,将再次获取到的中点电压和所述基准电压进行比较;

若所述再次获取到的中点电压大于等于所述基准电压,则判定所述储能管实现了ZVS,否则,则判定所述储能管未实现ZVS。

7. 根据权利要求4或5所述的控制方法,其特征在于,当所述控制方法适用于不对称半

桥反激变换电路,所述判断所述储能管是否实现ZVS包括以下步骤:

预设中点电压的基准变化斜率;所述中点电压为所述储能管和续流管的公共点电压;

获取所述储能管和续流管的死区时间内,所述中点电压的变化斜率;

将所述中点电压的变化斜率和中点电压的基准变化斜率进行比较;

若所述中点电压的变化斜率大于等于所述中点电压的基准变化斜率,则判定所述储能管实现了ZVS;否则,则判定所述储能管未实现ZVS。

8. 根据权利要求4或5所述的控制方法,其特征在于,所述反激变换电路包括辅助绕组,所述判断所述储能管是否实现ZVS包括以下步骤:

获取第一时长;所述第一时长为所述续流管关闭后,辅助绕组电压小于电压阈值的时间;所述电压阈值预设得到;

判断所述第一时长与期望时长的大小;所述期望时长通过预设得到或者所述期望时长根据所述反激变换电路的输入电压自适应调节、调节趋势为所述期望时长与所述输入电压正相关;

若所述第一时长小于等于所述期望时长,则判定所述储能管实现了ZVS;否则,则判定所述储能管未实现ZVS。

9. 根据权利要求4或5所述的控制方法,其特征在于,所述反激变换电路包括辅助绕组,所述判断所述储能管是否实现ZVS包括以下步骤:

预设辅助绕组电压的基准变化斜率;

获取所述储能管和续流管的死区时间内,所述辅助绕组电压的变化斜率;

将所述辅助绕组电压的变化斜率和辅助绕组电压的基准变化斜率进行比较;

若所述辅助绕组电压的变化斜率大于等于所述辅助绕组电压的基准变化斜率,则判定所述储能管实现了ZVS;否则,则判定所述储能管未实现ZVS。

10. 根据权利要求2所述的控制方法,其特征在于,当所述反激变换电路工作与DCM模式时,所述第二导通时长包括能量传递时长和ZVS时长;所述能量传递时长为 $V1 * T1 / V2$;所述ZVS时长为 $(k - 1) * V1 * T1 / V2$,当所述ZVS时长的计时起点由所述DCM谷底数或者所述反激变换电路的开关频率决定。

11. 一种反激变换电路的控制芯片,其特征在于,所述反激变换电路包括储能管、续流管、励磁电感和辅助绕组;所述控制芯片至少包括辅助绕组引脚、电压获取模块、补偿模块、计时模块和PWM逻辑模块;

所述辅助绕组引脚能够与所述辅助绕组一端电连接,至少用于获取辅助绕组电压;

所述电压获取模块与所述辅助绕组引脚电连接,至少用于根据所述辅助绕组电压获取第一电压和第二电压;所述第一电压为所述储能管导通时,所述励磁电感上的电压;所述第二电压为所述储能管关断时,所述励磁电感上的电压;

所述补偿模块用于对第一伏秒积进行补偿得到补偿伏秒积;所述第一伏秒积为第一导通时长和所述第一电压的乘积;所述补偿伏秒积大于所述第一伏秒积;

所述计时模块用于获取所述第一导通时长,并且用于根据所述补偿伏秒积和所述第二电压获取所述续流管的第二导通时长;所述第一导通时长为所述储能管的导通时长;所述第二导通时长为所述续流管的导通时长;

所述PWM逻辑模块与所述计时模块电连接,用于至少根据所述第二导通时长生成控制

所述续流管工作的PWM信号。

12. 根据权利要求11的控制芯片,其特征在于,所述补偿模块利用补偿系数对所述第一伏秒积进行补偿;所述补偿伏秒积 $S_c = k * V_1 * T_1$;

$T_2 = S_c / V_2$;其中, k 为补偿系数且 $k > 1$, S_c 为所述补偿伏秒积, S_1 为所述第一伏秒积, V_1 为所述第一电压, T_1 为所述第一导通时长, V_2 为所述第二电压, T_2 为所述第二导通时长;

所述补偿模块用于根据所述反激变换电路的输入电压、输出电压、所述储能管结电容的电容值和ZVS信号中至少一个参数确定所述补偿系数;所述ZVS信号表征所述储能管在上一个开关周期是否实现了ZVS功能。

13. 根据权利要求12所述的控制芯片,其特征在于,所述电压获取模块包括信号调理单元、采样控制单元、采样处理单元和选通器;所述计时模块包括计数器;

所述信号调理单元一端与所述辅助绕组引脚电连接,另一端与所述采样处理单元输入端电连接,所述采样处理单元控制端与所述采样控制单元电连接,所述采样处理单元第一输出端通过所述补偿模块与所述选通器第一输入端电连接,所述采样处理单元第二输出端与所述选通器第二输入端电连接,所述采样控制单元与所述选通器控制端电连接;

所述采样控制单元用于接收所述储能管和续流管的控制信号,在接收到所述储能管导通信号后延迟第一延时时长控制所述采样处理单元进行采样处理得到表征所述第一电压的第一数字量,在接收到所述续流管导通信号后延迟第二延时时长控制所述采样处理单元进行采样处理得到表征所述第二电压的第二数字量;

所述采样控制单元用于在所述储能管导通时、将 k 倍的第一数字量输入至所述计时器作为计时步长,在所述续流管导通时,将第二数字量输入至所述计时器作为计时步长;

所述计数器与所述采样控制单元电连接并接收过零信号,用于在所述储能管导通且接收到过零信号后,向上计数,得到表征所述第一导通时长的第一计数 n_1 ;并在所述续流管导通时开始向下计数,直到计时器归为0停止计数,并发送表征计数器为0的信号至所述PWM逻辑模块,所述PWM逻辑模块根据计数器为0的信号生成所述续流管关断的控制信号。

14. 根据权利要求13所述的控制芯片,其特征在于,所述补偿模块包括ZVS判断单元和补偿系数调节单元;所述ZVS判断单元与所述补偿系数调节单元电连接;

所述ZVS判断单元用于判断所述储能管在上一个开关周期内是否实现ZVS,若是则将第一标志信号发送至所述补偿系数调节单元;若否,则将第二标志信号发送至所述补偿系数调节单元;

所述补偿系数调节单元预设有调节步长,并用于根据所述第一标志信号,在上一开关周期的补偿系数基础上减少所述调节步长作为本次开关周期的补偿系数;还用于根据所述第二标志信号,在上一开关周期的补偿系数基础上增加所述调节步长作为本次开关周期的补偿系数。

15. 根据权利要求14所述的控制芯片,其特征在于,所述ZVS判断单元包括中点电压采样子单元、模数转换子单元、运算子单元、数模转换子单元和比较器;

所述中点电压采样子单元用于获取所述储能管导通时的中点电压;所述中点电压为所述储能管和续流管的公共点电压;

所述模数转换子单元用于将所述中点电压转换为表征所述中点电压的中点电压数字量;

所述运算子单元用于将所述中点电压数字量减去第一阈值数字量得到基准电压数字量；

所述数模转换子单元用于将所述基准电压数字量转换为基准电压；

所述比较器基准端与所述数模转换子单元输出端电连接,采样端与所述中点电压采样子单元电连接,并用于对本次开关周期下采样得到所述中点电压和所述基准电压进行比较从而生成所述第一标志信号和第二标志信号；

或者,

所述ZVS判断单元包括中点电压采样子单元、微分电路和比较器；

所述中点电压采样子单元和微分电路用于获取所述储能管和续流管的死区时间内,所述中点电压的变化斜率,并将所述中点电压的变化斜率发送至所述比较器的采样端；

所述比较器基准端接收中点电压的基准变化斜率,并用于对所述中点电压的基准变化斜率和所述中点电压的变化斜率进行比较从而生产第一标志信号和第二标志信号；

或者,

所述ZVS判断单元包括第一时长获取子单元和判断子单元；

所述第一时长获取子单元,用于获取第一时长;所述第一时长为所述续流管关闭后,辅助绕组电压小于电压阈值的时间;所述电压阈值预设得到；

所述判断子单元,用于判断所述第一时长与期望时长的大小,并根据判断结果生成第一标志信号和第二标志信号;所述期望时长通过预设得到或者所述期望时长根据所述反激变换电路的输入电压自适应调节、调节趋势为所述期望时长与所述输入电压正相关；

或者,

所述ZVS判断单元包括辅助绕组电压采样子单元、微分电路和比较器；

所述辅助绕组电压采样子单元和微分电路用于获取所述储能管和续流管的死区时间内,所述辅助绕组电压的变化斜率,并将所述辅助绕组电压的变化斜率发送至所述比较器的采样端；

所述比较器基准端接收所述辅助绕组电压的基准变化斜率,并用于对所述辅助绕组电压的基准变化斜率和所述辅助绕组电压的变化斜率进行比较从而生产第一标志信号和第二标志信号。

16. 根据权利要求13所述的控制芯片,其特征在于,当所述反激变换电路工作于DCM模式时,所述补偿系数为第一补偿系数和第二补偿系数之和,所述第一补偿系数为1,第二补偿系数为 $(k-1)$;所述第一补偿系数用于能量传递,第二补偿系数用于实现ZVS;所述计时器还用于接收ZVS脉冲信号;所述计时器还用于当接收到所述ZVS脉冲信号时进行计时,当计时时长达到第二补偿系数对应的导通时长时,控制所述续流管关断;所述ZVS脉冲信号由所述DCM谷底数或者所述反激变换电路的开关频率决定。

17. 一种反激变换电路,其特征在于,包括反激变换电路的主拓扑单元、副边单元和如权利要求11-16任一项所述控制芯片;所述反激变换电路的主拓扑单元包括储能管、续流管、变压器、漏感、励磁电感、谐振电容和辅助绕组;所述控制芯片至少与所述辅助绕组、储能管和续流管电连接。

反激变换电路及其控制方法、控制芯片

【技术领域】

[0001] 本发明涉及开关电路控制领域,尤其涉及一种反激变换电路及其控制方法、控制芯片。

【背景技术】

[0002] 随着消费电子的应用发展,人们对于设备充电的要求不断提高,USB充电标准也在为此不断更新。最新的USB PD3.1增加了扩展功率范围(Extended Power Range,简称EPR),最大功率由100W扩展到240W。PD3.1为支持更高功率的设备提供了更灵活的充电方案,例如游戏本、显示器、打印机、甚至是电动车等。

[0003] 目前主流的便携式充电设备采用的电路拓扑主要以反激变换器为主。其拓扑结构简单,成本低,能实现原副边的电气隔离,提供好的电气和安全性能。但是,反激变换器的变压器体积较大,电源效率较低,难以满足人们对高效率,小型化充电设备的要求。LLC谐振变换器能实现ZVS(Zero Voltage Switch,零电压开关),具有更高的功率密度和效率,但是在如PD这种宽输出电压范围的场景中,效率无法始终保持最优。输出电压改变,效率会有所下降。并且,相比于反激变换器,成本有较大的提升。

[0004] 常见的反激变换电路包括AHB反激变换电路(不对称半桥反激变换电路)、ACF反激变换电路(有源钳位反激变换电路)、ZVS反激变换电路(具有零电压开关功能的反激变换电路),如何对反激变换电路进行控制,实现更高的效率是需要解决的技术问题。

【发明内容】

[0005] 有鉴于此,本发明实施例提供了一种反激变换电路及其控制方法、控制芯片,以实现储能管的ZVS功能,提高电路效率。

[0006] 为解决上述技术问题,本申请采用了如下技术方案:

[0007] 一种反激变换电路的控制方法,该电路包括储能管、续流管和励磁电感,所述控制方法包括以下步骤:

[0008] 获取第一电压;所述第一电压为所述储能管导通时,所述励磁电感上的电压;

[0009] 获取第一导通时长;所述第一导通时长为所述储能管的导通时长;

[0010] 根据所述第一电压和第一导通时长计算所述励磁电感的第一伏秒积;

[0011] 对所述第一伏秒积进行补偿得到补偿伏秒积,所述补偿伏秒积大于所述第一伏秒积;

[0012] 获取第二电压;所述第二电压为所述储能管关断时,所述励磁电感上的电压;

[0013] 根据所述补偿伏秒积、第二电压计算第二导通时长,所述第二导通时长为所述续流管的导通时长。

[0014] 该控制方法通过对储能管导通时,励磁电感的第一伏秒积进行补偿得到补偿伏秒积,再根据补偿伏秒积计算续流管的导通时间,进而使得储能管能够实现ZVS控制,从而提高电路效率。

[0015] 一种反激变换电路的控制芯片,该电路包括储能管、续流管、励磁电感和辅助绕组;所述控制芯片至少包括辅助绕组引脚、电压获取模块、补偿模块、计时模块和PWM逻辑模块;

[0016] 所述辅助绕组引脚能够与所述辅助绕组一端电连接,至少用于获取辅助绕组电压;

[0017] 所述电压获取模块与所述辅助绕组引脚电连接,至少用于根据所述辅助绕组电压获取第一电压和第二电压;所述第一电压为所述储能管导通时,所述励磁电感上的电压;所述第二电压为所述储能管关断时,所述励磁电感上的电压;

[0018] 所述补偿模块用于对第一伏秒积进行补偿得到补偿伏秒积;所述第一伏秒积为第一导通时长和所述第一电压的乘积;所述补偿伏秒积大于所述第一伏秒积;

[0019] 所述计时模块用于获取所述第一导通时长,并且用于根据所述补偿伏秒积和所述第二电压获取所述续流管的第二导通时长;所述第一导通时长为所述储能管的导通时长;所述第二导通时长为所述续流管的导通时长;

[0020] 所述PWM逻辑模块与所述计时模块电连接,用于至少根据所述第二导通时长生成控制所述续流管工作的PWM信号。

[0021] 该控制芯片能够实现上述控制方法,进而使得储能管能够实现ZVS控制,从而提高电路效率。

[0022] 一种反激变换电路,包括反激变换电路的主拓扑单元、副边单元和上述控制芯片;所述反激变换电路的主拓扑单元包括储能管、续流管、变压器、漏感、励磁电感、谐振电容和辅助绕组;所述控制芯片至少与所述辅助绕组、储能管和续流管电连接。

[0023] 该反激变换电路在上述控制芯片的控制下,能够通过续流管导通时长进行控制,从而实现储能管的ZVS控制,有利于提高电路效率。

【附图说明】

[0024] 为了更清楚地说明本发明实施例的技术方案,下面将对实施例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发明的一些实施例,对于本领域普通技术人员来讲,在不付出创造性劳动性的前提下,还可以根据这些附图获得其它的附图,但应属于本申请保护范围。

[0025] 图1为现有技术中一种AHB反激变换电路的示意图;

[0026] 图2为现有技术中一种ACF反激变换电路的示意图;

[0027] 图3为本申请实施例提供的一种反激变换电路的控制方法流程图;

[0028] 图4为本发明公开的一种不对称半桥反激电路的示意图;

[0029] 图5为不对称半桥反激电路CRM模式下的波形示意图;

[0030] 图6为不对称半桥反激电路DCM模式下的波形示意图;

[0031] 图7为励磁电感电流给储能管和续流管的结电容充放电的原理示意图;

[0032] 图8为CRM模式下,实现ZVS时的波形示意图;

[0033] 图9为补偿系数自适应调节的控制方法概要图;

[0034] 图10为基于辅助绕组电压下降时间的ZVS检测方法的波形示意图;

[0035] 图11为DCM模式下,ZVS pulse分段控制的波形示意图;

- [0036] 图12为本发明一实施例提供的控制芯片的原理框图；
- [0037] 图13为CRM模式下,包括辅助绕组电压的波形示意图；
- [0038] 图14为本申请另一实施例提供的控制芯片原理框图；
- [0039] 图15为图14所示控制芯片控制的波形示意图；
- [0040] 图16为补偿模块的原理框图；
- [0041] 图17为第一种ZVS判断单元的原理框图；
- [0042] 图18为第二种ZVS判断单元的原理框图；
- [0043] 图19为第三种ZVS判断单元的原理框图；
- [0044] 图20为第四种ZVS判断单元的原理框图；
- [0045] 图21为本发明另一实施例提供的控制芯片原理框图；
- [0046] 图22为本发明实施例提供的一种不对称半桥反激电路的原理示意图。

【具体实施方式】

[0047] 为了更好的理解本发明的技术方案,下面结合附图对本发明实施例进行详细描述。

[0048] 应当明确,所描述的实施例仅仅是本发明一部分实施例,而不是全部的实施例。基于本发明中的实施例,本领域普通技术人员在没有作出创造性劳动前提下所获得的所有其它实施例,都属于本发明保护的范围。

[0049] 在本发明实施例中使用的术语是仅仅出于描述特定实施例的目的,而非旨在限制本发明。在本发明实施例和所附权利要求书中所使用的单数形式的“一种”、“所述”和“该”也旨在包括多数形式,除非上下文清楚地表示其他含义。电连接主要表示信号的传递、包括直接电连接和间接电连接。

[0050] 应当理解,本文中使用的术语“和/或”仅仅是一种描述关联对象的关联关系,表示可以存在三种关系,例如,甲和/或乙,可以表示:单独存在甲,同时存在甲和乙,单独存在乙这三种情况。另外,本文中字符“/”,一般表示前后关联对象是一种“或”的关系。

[0051] 不对称半桥反激变换电路如图1所示,因其兼具结构简单,成本低,能实现ZVS以及适应较宽的输出电压范围等优点,近年来备受青睐。ACF反激变换电路如图2所示,ACF反激变换电路具有更宽的输入电压调节能力、更高的效率和开关频率。如何实现简单可靠地控制反激变换器实现ZVS,且提高其自适应程度或者效率是需要解决的技术问题。

[0052] 图1所示的不对称半桥反激电路包括储能管Q1、续流管Q2、漏感Lr,励磁电感Lm,谐振电容Cr和变压器T;储能管Q1第一端与输入电压Vin高电位端电连接、第二端与续流管Q2第一端电连接,续流管Q2第二端与输入电压Vin低电位端电连接;不对称半桥反激电路的谐振单元包括串联的漏感Lr、励磁电感Lm、谐振电容Cr;谐振单元一端与续流管Q2第一端电连接,另一端与续流管第二端电连接;变压器原边绕组与励磁电感Lm并联,变压器副边绕组与副边电路构成副边单元。该不对称半桥反激电路的控制方法主要可以分为,储能管Q1和续流管Q2互补的控制策略以及Q1和Q2非互补的控制策略。其中,储能管Q1通常采用峰值电流控制方式或者导通时间控制方式。由于Q1和Q2互补的控制策略会导致系统负电流过大,系统环路能量大,总效率降低,因此少被采用。

[0053] 图2所示的ACF反激变换电路同样包括储能管Q1、续流管Q2、漏感Lr,励磁电感Lm,

谐振电容 C_r 和变压器 T ;ACF反激电路的谐振单元也包括串联的漏感 L_r 、励磁电感 L_m 、谐振电容 C_r 。ZVS反激变换电路可以通过一个ZVS辅助绕组实现ZVS,该ZVS辅助绕组回路至少包括电容和续流管。

[0054] 需要说明的是,漏感 L_r 和励磁电感 L_m 仅为电路原理图上的示意,并不代表一定包含该器件,其可以通过变压器的设计实现,当然也可以用电感实现,本申请对此不作限定。

[0055] 为实现上述具有谐振单元的反激变换电路的控制,本申请提供了一种如图1所述的反激电路的控制方法,该控制方法如图3所示,包括以下步骤:

[0056] 步骤S1:获取第一电压 V_1 ;第一电压 V_1 为储能管 Q_1 导通时,励磁电感 L_m 上的电压;

[0057] 步骤S2:获取第一导通时长 T_1 ;第一导通时长 T_1 为储能管 Q_1 的导通时长;其导通时长由其峰值电流控制方式中的峰值电流决定;

[0058] 步骤S3:计算第一伏秒积:根据第一电压 V_1 和第一导通时长 T_1 计算励磁电感的伏秒积 S_1 ;其中, $S_1 = V_1 * T_1$ 。

[0059] 步骤S4:补偿:对第一伏秒积 S_1 进行补偿得到补偿伏秒积 S_c ,补偿伏秒积 S_c 大于第一伏秒积 S_1 ;具体的,可以对第一电压进行补偿,也可以对第一导通时长进行补偿,当然也可以对其乘积进行补偿,但是不管如何补偿,其体现形式都为增大了 Q_1 导通时励磁电感 L_m 上的伏秒积。

[0060] 步骤S5:获取第二电压 V_2 ;第二电压 V_2 为储能管 Q_1 关断时,励磁电感上的电压;

[0061] 步骤S6:计算第二导通时长 T_2 :根据补偿伏秒积 S_c 、第二电压 V_2 计算第二导通时长 T_2 ,第二导通时长 T_2 为续流管 Q_2 的导通时长。

[0062] 本实施例中, Q_1 的关断时刻由峰值电流决定, Q_2 的关断时刻由步骤S1-S6决定,而 Q_1 和 Q_2 的开启时刻则由电流过零点、开通谷底数、开关频率或两个开关管的死区时间等决定。第一电压和第二电压的获取可以如图4所示,增加辅助绕组得到。另外,若未设置副边绕组,还可以通过以下方式获取第一电压和第二电压:

[0063] 当 Q_1 导通的时候,忽略漏感的影响,第一电压 V_1 为输入电压 V_{in} 与谐振电容电压 V_{c_r} 之差,即可以通过公式: $V_1 = V_{in} - V_{c_r}$ 获取第一电压;当 Q_1 关断的时候,第二电压 $V_2 = V_o \frac{N_p}{N_s}$,其中, V_o 为输出电压, N_p 为变压器原边匝比, N_s 为副边匝比。第一电压和第二电

压的获取方式还可以通过采样等方式获取,本申请对此不作限定。

[0064] 现有的一种控制方法是,对于 Q_2 管的控制,配置一条输出电压与导通时间的曲线,该方式增加系统使用的复杂度,自适应程度低,易受到主电路参数的影响。另外为保证系统始终实现ZVS,导入了 Q_2 管的自适应调节策略。其调节控制策略根据ZCD信号出现的时间自适应调节。但是,ZCD信号出现的时间与 Q_1 管是否实现ZVS并不完全相关。因此,需要反复试凑调节,这导致使用难度进一步提升。而本申请提供的控制方法,根据 Q_1 导通时与励磁电感 L_m 伏秒积有关的参数确定 Q_2 的导通时长,其控制简单可靠,自适应程度高,可以很好的发挥该拓扑的优势,实现更高的效率。

[0065] 步骤S4中的补偿方式可以是叠加也可以是乘积,以乘积为例:

[0066] 补偿伏秒积和第二导通时长通过以下公式进行补偿和计算得到:

[0067] $S_c = k * S_1 = k * V_1 * T_1$;

[0068] $T_2 = S_c / V_2$;其中, k 为补偿系数且 $k > 1$, S_c 为补偿伏秒积, S_1 为第一伏秒积, V_1 为第

一电压, T_1 为第一导通时长, V_2 为第二电压, T_2 为第二导通时长。

[0069] 在一个实施例中, 若反激变换电路的输入电压 V_{in} 和/或输出电压范围在预设范围内, 则补偿系数 k 不变。也即, 续流管 Q_2 的导通时间在一定输入输出电压范围内相对固定。

[0070] 在一个实施例中, 设置补偿系数 k 与反激变换电路的输入电压 V_{in} 和/或储能管 Q_1 结电容 Q_1_coss 的电容值 C_1 正相关, 即设置 $k=f(V_{in})$, 或者 $k=f(C_1)$, 或者 $k=f(V_{in}, C_1)$, 函数 f 的具体形式不作限定, 但是函数 f 的因变量与至少一个自变量的大小正相关。

[0071] 以不对称半桥反激电路为例, 其主要结构以及该拓扑中主要的关键信号如图5所示, 其中, Q_1 为储能管, Q_2 为续流管, L_r 为变压器的漏感, L_m 为变压器的励磁电感, C_r 为谐振电容。 L_r 、 L_m 和 C_r 共同构成不对称半桥反激变换器的谐振腔。其中由于谐振电容 C_r 也可以向副边传递能量, 因此有助于减小系统变压器的体积。 Q_1 导通时, 该拓扑从输入电压 V_{in} 吸收能量, 存储到励磁电感 L_m 和谐振电容 C_r 上。 Q_1 关闭时, 该拓扑开始向副边传递能量。 Q_2 是续流管, 当 Q_1 关闭且 Q_2 驱动电平为低时, Q_2 的体二极管导通续流, 若 Q_2 的驱动电平为高时, Q_2 管子中的沟道导通, 可以有效降低导通电阻, 提高效率, 此时 L_r 、 L_m 和 C_r 上存储的能量, 通过 Q_3 向副边传递。本申请提供的不对称半桥反激电路的控制方法为非互补的控制方法, 有利于提高系统效率, 其基本工作模式包括: CRM (临界) 模式和 DCM (断续) 模式; 储能管 Q_1 的驱动波形 G_{Q_1} 、续流管 Q_2 的驱动波形 G_{Q_2} 、漏感 L_r 的电流波形 I_{L_r} 和励磁电感 L_m 的电流波形 I_{L_m} 和中点 HB 的中点电压 V_{HB} 的波形如图5和6所示, CRM 模式下的各波形图如图5所示, DCM 模式的各波形图如图6所示。对于 DCM 模式, 如果 Q_1 导通对应 HB 的谐振的峰值处附近, 那么又属于准谐振工作模式。在对续流管 Q_2 的控制过程当中, 通过控制其导通时间使电流 I_{L_m} 到负值, 有助于实现储能管 Q_1 管的 ZVS。

[0072] 通常漏感 L_r 的数值远小于励磁电感 L_m , 因此当续流管 Q_2 关断时, I_{L_m} 和 I_{L_r} 很快会重合、数值相等。忽略漏感的影响, 此时可以看作励磁电感的电流 I_{L_m} 给 Q_1 的结电容 Q_1_coss 放电, 给 Q_2 的结电容 Q_2_coss 充电, 如图7所示。

[0073] 谐振单元谐振时, E_{L_m} 为励磁电感存储的能量, E_{coss} 为谐振电容上充放电所对应的能量, 只要 L_m 上负电流 I_{neg} 所对应的 E_{L_m} 大于 E_{coss} , 那么在 Q_1 和 Q_2 的死区期间, Q_1 和 Q_2 的结电容就可以充放电结束, 使得 Q_1 能够 ZVS 导通, 从而提高系统效率。为了可靠实现储能管的 ZVS, 设置 I_{neg} 需要满足一定的大小要求。当 L_m 上负电流 I_{neg} 的绝对值满足一定要求时, 其存储的能量才能使得 Q_1 和 Q_2 的结电容充放电完全, 从而实现 ZVS, 如图8所示。本申请通过增大 Q_2 的导通时间, 使得 L_m 谐振时的负电流足够大, 从而励磁电感上存储了足够的能量, 有助于 Q_1 和 Q_2 的结电容顺利完成充放电, 从而使得 Q_1 更好的实现 ZVS, 提升系统的效率。本实施例通过引入一个补偿系数 k , 通过控制 k , 间接实现 Q_2 的控制, 进而增大励磁电感的负电流。

[0074] 基于上述原理, 本申请实施例还提供了一种反激变换电路的自适应控制方法, 根据系统 ZVS 状态 (也即 Q_1 的 ZVS 状态) 调节补偿系数 k , 再基于 k 对续流管导通时间 (也即, 第二导通时长 T_2) 进行控制, 如图9所示。其中, 第一电压和第二电压的获取可以通过辅助绕组 AUX 获取。

[0075] 该具有自适应调节补偿系数的控制方法中, 补偿系数至少通过以下步骤获取:

[0076] 判断储能管 Q_1 是否实现了 ZVS, 若已实现, 则控制下一个开关周期的补偿系数比本次开关周期的补偿系数小, 降低 L_m 负电流, 减少系统环流; 若未实现, 则控制下一个开关周期的补偿系数比本次开关周期的补偿系数大, 增大 L_m 负电流, 以实现 ZVS。

[0077] 具体的,在一个实施例中,控制下一个开关周期的补偿系数比本周期的补偿系数小包括步骤:在本次开关周期的补偿系数基础上减少步长得到下一个开关周期的补偿系数;控制下一个开关周期的补偿系数比本次开关周期的补偿系数大包括步骤:在本次开关周期的补偿系数基础上增加步长得到下一个开关周期的补偿系数;步长为预设值。该步长可以为千分之一,或者其他值。该步长设定越大,系统k的调节速度越快,当出现输入电压变化或者输出电压变化时,系统可以很快再次进入ZVS状态。但是该值过大,可能导致系统不稳定,需要根据实际情况设定。

[0078] 判断储能管Q1是否实现了ZVS可以通过以下方式获取:

[0079] 方式一:获取储能管导通时的中点电压 V_{HB} ;中点电压 V_{HB} 为储能管Q1和续流管Q2的公共点电压;

[0080] 将中点电压 V_{HB} 减去第一阈值得到基准电压;第一阈值可以预设,为一个较小值,比如小于1V。

[0081] 当储能管再次导通时,再次获取储能管Q1导通时的中点电压 V_{HB} ,将再次获取到的中点电压 V_{HB}' 和所述基准电压进行比较;

[0082] 若再次获取到的中点电压 V_{HB}' 大于等于所述基准电压,则中点电压能够达到或接近 V_{in} ,则判定储能管Q1实现了ZVS,否则,则判定储能管Q1未实现ZVS。

[0083] 方式二:预设中点电压 V_{HB} 的基准变化斜率;中点电压 V_{HB} 为储能管Q1和续流管Q2的公共点电压;

[0084] 获取储能管和续流管的死区时间内,中点电压的变化斜率;

[0085] 将中点电压的变化斜率和中点电压的基准变化斜率进行比较;

[0086] 若中点电压的变化斜率大于等于所述中点电压的基准变化斜率,则中点电压能够达到或接近 V_{in} ,进而判定所述储能管实现了ZVS;否则,则判定所述储能管未实现ZVS。本实施例中,变换斜率可以通过采样中点电压,并进行信号调理和微分得到。

[0087] 方式三:若反激变换电路包括辅助绕组,参考图10,判断储能管是否实现ZVS包括以下步骤:

[0088] 获取第一时长;第一时长为续流管Q2关闭后,辅助绕组电压 V_{aux} 小于电压阈值 V_{th} 的时间(如 t_{cnt1}/t_{cnt2} 所示);电压阈值 V_{th} 预设得到阈值,具体的, V_{th} 可以通过 V_{aux1} 减去可自定义数值的 ΔV 获得,一种可以实施的参数设定 ΔV 为(2-12)V, V_{aux1} 为Q1导通时绕组AUX上的电压。

[0089] 判断第一时长与期望时长 T_{fall_time} 的大小;期望时长 T_{fall_time} 通过预设得到或者所述期望时长根据所述反激变换电路的输入电压自适应调节、调节趋势为所述期望时长与所述输入电压正相关;

[0090] 若第一时长 t_{cnt1} 小于等于期望时长 T_{fall_time} ,则表明辅助绕组电压能够快速下降到 V_{aux1} ,判定储能管实现了ZVS;否则,则判定所述储能管未实现ZVS。

[0091] 图10是基于辅助绕组下降时间检测的波形示意图,其中下降时间 $t_{cnt2} > t_{cnt1}$,辅助绕组下降的时间比较长,励磁电感上负向电流比较小,存储的能量少,最终导致结电容换向的能力比较弱,系统无法实现ZVS。本实施例中,为进一步优化系统性能, T_{fall_time} 根据输入电压 V_{in} 进行自适应调节,随着输入电压 V_{in} 越高,需要的下降时间也相对较长,则可以设置,期望时长 T_{fall_time} 与输入电压 V_{in} 呈正相关,比如正比相关,以同时兼顾系统效率和满足

ZVS条件。而若将期望时长设为固定值,当输入电压升高时,励磁电感上的负向电流可能会过于大,造成系统环流增加,降低系统效率。

[0092] 方式四:若反激变换电路包括辅助绕组,判断所述储能管是否实现ZVS包括以下步骤:

[0093] 预设辅助绕组电压的基准变化斜率;

[0094] 获取储能管和续流管的死区时间内,辅助绕组电压的变化斜率;

[0095] 将辅助绕组电压的变化斜率和辅助绕组电压的基准变化斜率进行比较;

[0096] 若辅助绕组电压的变化斜率大于等于所述辅助绕组电压的基准变化斜率,则判定储能管实现了ZVS;否则,则判定储能管未实现ZVS。

[0097] 本方式与方式二基于桥臂中点电压变化斜率类似,通过检测辅助绕组电压下降时刻的斜率,得到系统是否实现ZVS的状态来调节补偿系数k。其中辅助绕组电压的基准变化斜率可根据系统状态自行配置。方式一、二适用于不对称半桥反激变换电路。

[0098] 反激变换电路在CRM模式下,Q1的导通时间由峰值电流比较器进行控制;Q2的导通时间,由补偿系数k进行控制,而补偿系数k又可以由以上四种方式进行自适应调整。在DCM模式下,由于系统会进入不连续工作模式,因此可以增加ZVS pulse来实现Q1的ZVS,具体如图11所示。第二导通时长T2包括能量传递时长和ZVS时长;能量传递时长为 $V_1 * T_1 / V_2$;ZVS时长为 $(k-1) * V_1 * T_1 / V_2$;ZVS时长阶段产生ZVS Pulse方波,以实现Q1的ZVS。ZVS时长的计时起点由DCM谷底数或者反激变换电路的开关频率决定。

[0099] 为实现上述控制方法,本申请实施例还提供了一种控制芯片,用于实现上述控制方法,适用于包含辅助绕组的反激变换电路,以如图4所示的不对称半桥反激变换电路为例,如图12所示,控制芯片IC至少包括辅助绕组引脚11、电压获取模块12、计时模块13、补偿模块14和和PWM逻辑模块15;

[0100] 辅助绕组引脚11能够与辅助绕组AUX一端电连接,至少用于获取辅助绕组电压 V_{aux} ;

[0101] 电压获取模块12与辅助绕组引脚11电连接,至少用于根据辅助绕组电压 V_{aux} 获取第一电压V1和第二电压V2;第一电压V1为储能管Q1导通时,励磁电感Lm上的电压;第二电压V2为所述Q1关断时,励磁电感Lm上的电压;

[0102] 补偿模块14用于对第一伏秒积S1进行补偿得到补偿伏秒积Sc;第一伏秒积S1为第一导通时长T1和第一电压V1的乘积;补偿结果为 $Sc > S1$ 。

[0103] 计时模块13用于获取第一导通时长T1,并且用于根据补偿伏秒积Sc和第二电压V2获取续流管Q2的第二导通时长T2;第一导通时长T1为储能管Q1的导通时长;第二导通时长T2为续流管Q2的导通时长。

[0104] PWM逻辑模块15与计时模块13电连接,用于至少根据第二导通时长T2生成控制续流管工作的PWM信号,也成为控制信号或者驱动信号,具体的,第二导通时长用于生产控制Q2关闭的信号。

[0105] 在一个实施例中,利用补偿系数k进行补偿,补偿伏秒积 $Sc = k * V_1 * T_1$; $T_2 = Sc / V_2$;其中,k为补偿系数且 $k > 1$ 。补偿模块用于根据反激变换电路的输入电压 V_{in} 、输出电压 V_o 、储能管结电容Q1_coss的电容值C1和ZVS信号中至少一个参数确定补偿系数k。其中,ZVS信号表征储能管在上一个开关周期是否实现了ZVS功能;具体的确定方式可参照控制方法实施

例的描述,本申请再此不再赘述。下面结合附图13的波形图和图4的电路图进行说明:

[0106] V_{aux1} 为Q1导通时,辅助绕组的电压; V_{aux2} 为Q2导通时,辅助绕组的电压; N_p 为原边绕组匝数, N_{aux} 为辅助绕组匝数, N_s 为副边绕组匝数,则:

$$[0107] \quad V_1 = V_{aux1} \frac{N_p}{N_{aux}}$$

$$[0108] \quad V_2 = V_{aux2} \frac{N_p}{N_{aux}}$$

[0109] $Sc = k \cdot V_{aux1} \cdot T_1 = V_{aux2} \cdot T_2, k > 1 \dots \dots$ 公式1。

[0110] 在一个实施例中,如图14所示,电压获取模块12包括信号调理单元121、采样控制单元122、采样处理单元123和选通器124;计时模块13包括计数器;

[0111] 信号调理单元121一端与辅助绕组引脚11电连接,另一端与采样处理单元123输入端电连接,采样处理单元123控制端与采样控制单元122电连接,采样处理单元123第一输出端通过补偿模块14与选通器124第一输入端电连接,采样处理单元123第二输出端与选通器124第二输入端电连接,采样控制单元12与选通器124控制端电连接;采样控制单元122用于接收储能管Q1和续流管Q2的控制信号 G_{Q1} 和 G_{Q2} ,在接收到储能管Q1导通信号后延迟第一延时时长 t_{sam1} 控制采样处理单元123进行采样处理得到表征第一电压V1的第一数字量 $D_{v_{aux1}}$,在接收到续流管Q2导通信号后延迟第二延时时长 t_{sam2} 控制采样处理单元123进行采样处理得到表征第二电压V2的第二数字量 $D_{v_{aux2}}$;

[0112] 采样控制单元122还用于在储能管Q1导通时、将k倍的第一数字量($k \cdot D_{v_{aux1}}$)输入至计时器作为计时步长,在续流管Q2导通时,将第二数字量($D_{v_{aux2}}$)输入至所述计时器作为计时步长;

[0113] 计数器13与采样控制单元122电连接并接收过零信号CSZERO,用于在储能管Q1导通且接收到过零信号后,向上计数,得到表征第一导通时长的第一计数 n_1 ;并在续流管Q2导通时开始向下计数,直到计时器归为0停止计数,并发送表征计数器为0的信号至PWM逻辑模块15,PWM逻辑模块15根据征计数器为0的信号生成续流管Q2关断的控制信号 Q_{2_RST1} 。

[0114] 本实施例中,采样处理单元123主要用于模数转化和滤波,也即,采样处理单元123包括ADC转换模块和低通滤波器;具体的,根据Q1和Q2的驱动信号,分别在Q1导通并延迟 t_{sam1} 后触发ADC转换,从而获取 V_{aux1} 的ADC值;以及在Q2导通并延迟 t_{sam2} 后触发ADC转化,从而获取 V_{aux2} 的ADC值。两组ADC数据经过低通滤波器滤波,分别得到 $D_{v_{aux1}}$ 和 $D_{v_{aux2}}$,并将其输入到后级的选通器124。选通器124由采样控制单元122控制,当Q1导通的时候,选择 $k \cdot D_{v_{aux1}}$ 作为计数器的步长,当Q2导通的时候,选择 $D_{v_{aux2}}$ 作为计数器的步长。计数器由时钟clk触发,时钟周期为 T_{clk} 。根据公式1可以进行以下转化:

$$[0115] \quad k \cdot D_{aux1} \cdot (n_1 \cdot T_{clk}) = D_{aux2} \cdot (n_2 \cdot T_{clk}), k > 1;$$

[0116] 其中 n_1 为计数器向上计数的次数, n_2 为计数器向下计数的次数,进一步可以得到以下关系式:

$$[0117] \quad k \cdot D_{aux1} \cdot n_1 = D_{aux2} \cdot n_2, \quad k > 1 \Rightarrow \sum_0^{n_1} (k \cdot D_{aux1}) - \sum_0^{n_2} D_{aux2} = 0$$

[0118] 对于计数器,其Dir(也即 G_{Q1} 和 G_{Q2})决定了计数器是向上计数还是向下计数,Step

是每一次计数所对应的步长,UpEn是计数器的向上使能位,CSZERO是谐振腔电流的过零信号,为避免系统失控,只有当电流过零,即CSZERO标志位为1时,计数器才可以向上计数。该方法的波形如图15所示,Cnt的锯齿数量可以理解为计数次数,当计数器的Cnt归0之后,Q2关闭。

[0119] 进一步的,在一个实施例中,如图16所示,补偿模块14包括ZVS判断单元141和补偿系数调节单元142;ZVS判断单元141与补偿系数调节单元142电连接;其中,ZVS判断单元141用于判断储能管Q1在上一个开关周期内是否实现ZVS,若是则将第一标志信号发送至补偿系数调节单元142;若否,则将第二标志信号发送至补偿系数调节单元142。补偿系数调节单元预设有调节步长,并用于根据第一标志信号,在上一开关周期的补偿系数基础上减少所述调节步长作为本次开关周期的补偿系数;还用于根据第二标志信号,在上一开关周期的补偿系数基础上增加所述调节步长作为本次开关周期的补偿系数。

[0120] 本实施例中,先检测系统是否实现ZVS,然后通过步进的方式逐周期进行补偿系数k的调整,之后根据补偿系数k对Q2的导通时间进行控制。以第一标志信号为ZVS_flag=1为例,Q1导通时刻,读取ZVS_flag的状态,如果该标志位为1,那么表明系统实现了ZVS,反之,则未实现ZVS。当系统实现ZVS,k减少一个调节步长;当系统未实现ZVS,k增加一个调节步长。该调节步长可以为千分之一或者其他值。该调节步长设定越大,补偿系统k的调节速度越快,当出现输入电压变化或者输出电压变化时,系统可以很快再次进入ZVS状态。但是该值过大,可能导致系统不稳定,需要根据实际情况设定。

[0121] 进一步的,ZVS判断单元可以由以下4种方式实现:

[0122] 方式一:如图17所示,ZVS判断单元141包括中点电压采样子单元1411、模数转换子单元1412、运算子单元1413、数模转换子单元1414和比较器1415;

[0123] 中点电压采样子单元1411用于获取储能管Q1导通时的中点电压 V_{HB} ;

[0124] 模数转换子单元1412用于将中点电压 V_{HB} 转换为表征中点电压 V_{HB} 的中点电压数字量;

[0125] 运算子单元1413用于将中点电压数字量减去第一阈值数字量 ΔD_{HB} 得到基准电压数字量;

[0126] 数模转换子单元1414用于将基准电压数字量转换为基准电压 V_{HB_REF} ;

[0127] 比较器1415基准端与数模转换子单元1414输出端电连接,采样端与中点电压采样子单元1411电连接,并用于对本次开关周期下采样得到中点电压和基准电压 V_{HB_REF} 进行比较从而生成所述第一标志信号和第二标志信号;基准电压 V_{HB_REF} 根据上次开关周期下的所述中点电压数字量减去所述第一阈值数字量后再进行数模转换得到;当中点电压大于或等于基准电压时,生成第一标志信号,当中点电压小于所述基准电压时,生成第二标志信号。

[0128] 本实施例中,与 V_{aux1} 的获取方式一致,如图13所示,在Q1导通并延迟 t_{sam1} 后触发ADC转换,获取此时对应的中点电压 V_{HB} ,将该数值减去一定阈值 ΔD_{HB} ,在通过DAC获得 V_{HB_REF} 。之后,当Q1导通时刻,读取ZVS_flag的状态,对补偿系数k进行调整。

[0129] 方式二:如图18所示,ZVS判断单元141包括中点电压采样子单元1411、微分电路1416和比较器1415;

[0130] 中点电压采样子单元1411和微分电路1416用于获取储能管Q1和续流管Q2的死区时间内,中点电压的变化斜率,并将中点电压的变化斜率发送至比较器1415的采样端;

[0131] 比较器1415基准端接收中点电压的基准变化斜率,并用于对中点电压的基准变化斜率和中点电压的变化斜率进行比较从而生产第一标志信号和第二标志信号;若中点电压的变化斜率大于或等于中点电压的基准变化斜率,生成第一标志信号;若中点电压的变化斜率小于所述中点电压的基准变化斜率,生成第二标志信号。

[0132] 本实施例基于桥臂中点电压斜率进行补偿系数 k 的调节,当HB电压的变化斜率越大,说明进行结电容充放电的电流大小也越大,系统更容易实现ZVS。其中,中点电压的基准变化斜率 V_{HBdv/dt_REF} 可以根据实际系统自行配置。此种方法对于ZVS_flag的判别位置,变为Q1和Q2关断的死区时间内,如图9/10的 $t_1 \sim t_2$ 区间,只要该期间ZVS_flag出现过电平,那么系统就实现了ZVS。

[0133] 方式三:如图19所示,ZVS判断单元141包括第一时长获取子单元1431和判断子单元1432:

[0134] 第一时长获取子单元1431,用于获取第一时长;第一时长为所述续流管关闭后,辅助绕组电压小于电压阈值的时间;所述电压阈值预设得到;

[0135] 判断子单元1432,用于判断所述第一时长与期望时长的大小,并根据判断结果生成第一标志信号和第二标志信号;若所述第一时长小于等于所述期望时长,则生成第一标志信号;若所述第一时长大于所述期望时长,则生成第二标志信号;所述期望时长通过预设得到或者所述期望时长根据所述反激变换电路的输入电压自适应调节、调节趋势为所述期望时长与所述输入电压正相关。

[0136] 本实施例中,结合附图4、附图19,Q2关闭时,计时器开始计时,当辅助绕组电压 V_{aux} 小于设定的电压阈值 V_{th} 时,停止计时。将计时器的输出时长记为第一时长 t_{cnt} (如图10中 t_{cnt1} 、 t_{cnt2})、将第一时长与事先定义的期望时间 T_{fall_time} 对比,当下降时间 t_{cnt} 小于期望值 T_{fall_time} 时,说明系统实现了ZVS,反之,则未实现ZVS。其中,电压阈值 V_{th} 的设定可参见图10及其对应描述,在此不再赘述。

[0137] 方式四:如图20所示,ZVS判断单元141包括辅助绕组电压采样子单元1441、微分电路1442和比较器1443;

[0138] 辅助绕组电压采样子单元1441和微分电路1442用于获取储能管和续流管的死区时间内,辅助绕组电压的变化斜率,并将所述辅助绕组电压的变化斜率发送至所述比较器1443的采样端;

[0139] 比较器1443基准端接收所述辅助绕组电压的基准变化斜率,并用于对辅助绕组电压的基准变化斜率和辅助绕组电压的变化斜率进行比较从而生产第一标志信号和第二标志信号;若辅助绕组电压的变化斜率大于或等于辅助绕组电压的基准变化斜率时,生成第一标志信号;若辅助绕组电压的变化斜率小于所述辅助绕组电压的基准电压时,生成第二标志信号。

[0140] 本实施例与与基于桥臂中点电压微分的方法类似,通过检测辅助绕组电压下降时刻的斜率,得到系统是否实现ZVS的状态来调节补偿系数 k 。其中辅助绕组电压的基准变化斜率 V_{AUXdv/dt_REF} 可根据系统状态自行配置。

[0141] 进一步的,结合附图11和附图21,当反激变换电路工作于DCM模式时,补偿系数为第一补偿系数和第二补偿系数之和,其中,第一补偿系数为1,第二补偿系数为 $(k-1)$;第一补偿系数用于能量传递,第二补偿系数用于实现ZVS;如图21计时器还用于接收ZVS脉冲信

号(ZVS pulse);计时器还用于当接收到ZVS脉冲信号时进行计时,当计时时长达到第二补偿系数对应的导通时长时,控制续流管关断,以实现ZVS;ZVS脉冲信号由反激变换电路的DCM模式下的DCM谷底数或者反激变换电路的开关频率决定。

[0142] 本实施例中,相当于将Q2的导通时间(第二导通时长)分为两段,第一段为能量传递时间,第二段为实现ZVS的时间。此时第一段时间可以将补偿系数k看作1进行控制,控制过程仍如图14所示,产生 Q_{2_rst1} 来关闭Q2。第二段时间可以将补偿系数看作(k-1)进行控制,如图21所示,选通器包括3个输入端,计数器包括接收ZVS pulse的端口downEN,如此PWM逻辑模块15不仅能够产生第一段 Q_{2_rst1} ,还能产生ZVS阶段的 Q_{2_rst2} 。这里选通器之前的信号与图14的差异在于,该处输入信号还包括 $(k-1) \cdot D_{vau}x1$;而另一处差异在于,只有当ZVS pulse标志位为高时,计数器才会进行减法计算,从而产生 Q_{2_rst2} 信号。图21的选通器124仅为功能性示例说明,具体可以用多端口选通器实现,也可以用多个两端口选通器实现。

[0143] 基于上述控制方法和控制芯片,本申请还提供了一种反激变换电路,如图22所示,包括反激变换电路的主拓扑单元100、副边单元200和上述任一实施例提供的控制芯片300;反激变换电路100的主拓扑单元包括储能管Q1、续流管Q2、变压器T、漏感 L_r 、励磁电感 L_m 、谐振电容 C_r 和辅助绕组AUX;控制芯片300至少与辅助绕组AUX、储能管Q1和续流管Q2电连接,至少实现上述的控制目的。主拓扑可以是AHB、ACF或者ZVS反激变换器形式。

[0144] 在一个实施例中,控制芯片300不仅集成了实现上述控制策略的控制芯片,还具有对储能管Q1的控制功能,根据 V_{out} 的采样信号 V_{comp} 调节Q1和Q2的导通时间,实现对输出电压 V_{out} 的控制, V_{out} 的采样信号 V_{comp} 可以通过FB引脚输入到控制芯片300。利用本专利提出的方案,可以保证系统可靠稳定工作,且有助于提升系统效率,发挥其拓扑优势。控制芯片300各个引脚的功能:

[0145] ZCD:获取辅助绕组过零信号,获取Q1和Q2导通期间的电压信号,该信号可以表征励磁电感上两个时间段内的端电压(即第一电压V1和第二电压V2)。

[0146] FB:获取外部补偿的电压信号,从而控制系统工作模式和峰值电流控制的指令值。

[0147] CS:进行电流的采样,进行峰值电流控制与保护。

[0148] HV:实现系统的高压启动。

[0149] GH、GL:分别为反激变换电路中储能管和续流管的驱动信号。

[0150] 该反激变换电路的开关管控制为软开关控制,自适应程度高,且能够充分运用了该拓扑的优势,实现更高的效率。需要说明的是,附图中的副边单元200的结构仅为一个示例,实际可以根据使用场合进行设计,本申请对此不作限定。

[0151] 以上所揭露的仅为本申请较佳实施例,不能以此来限定本申请之权利范围,凡在本说明书的精神和原则之内,所做的任何修改、等同替换、改进等,仍属本申请所涵盖的范围。

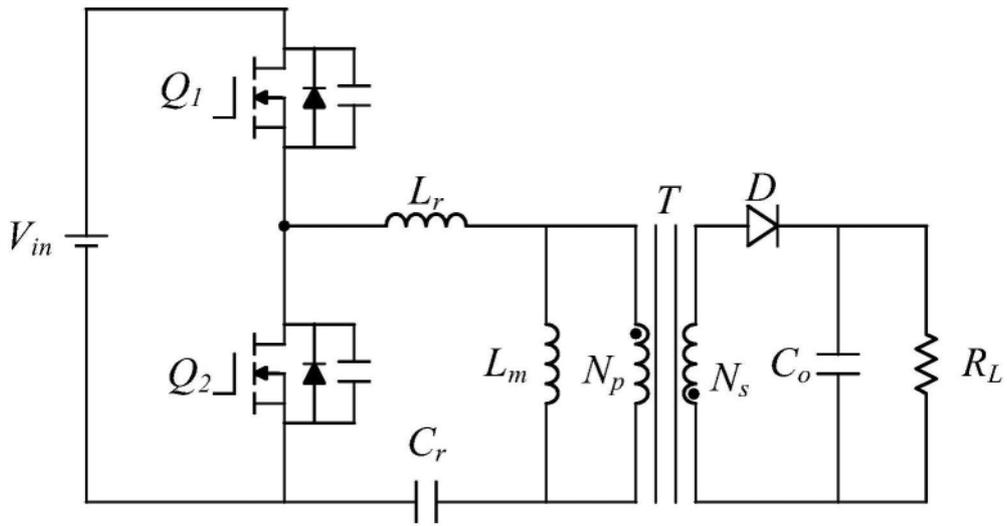


图1

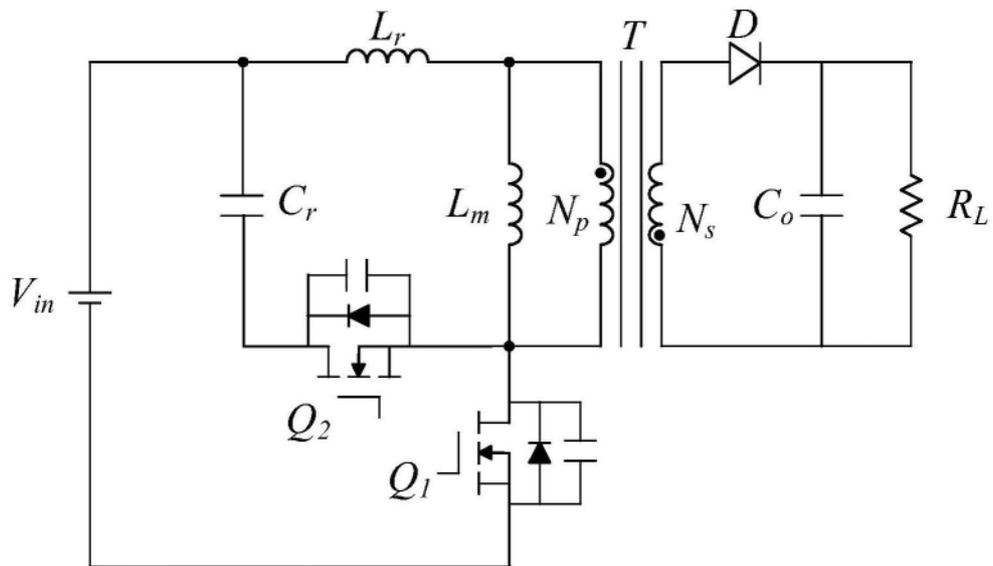


图2

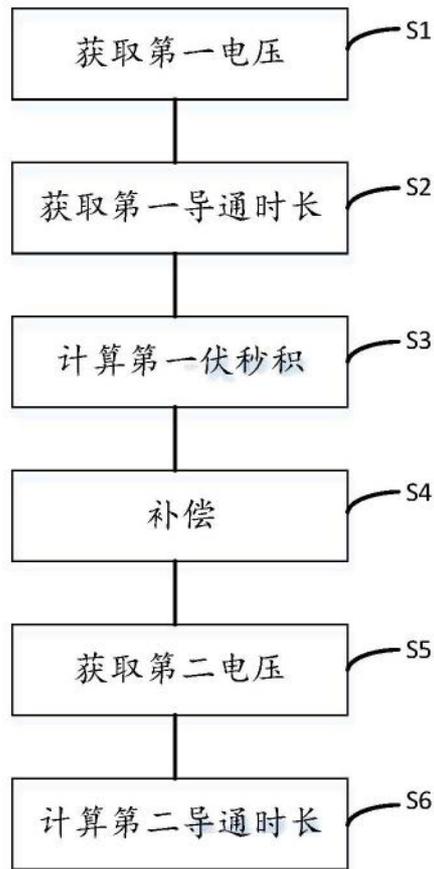


图3

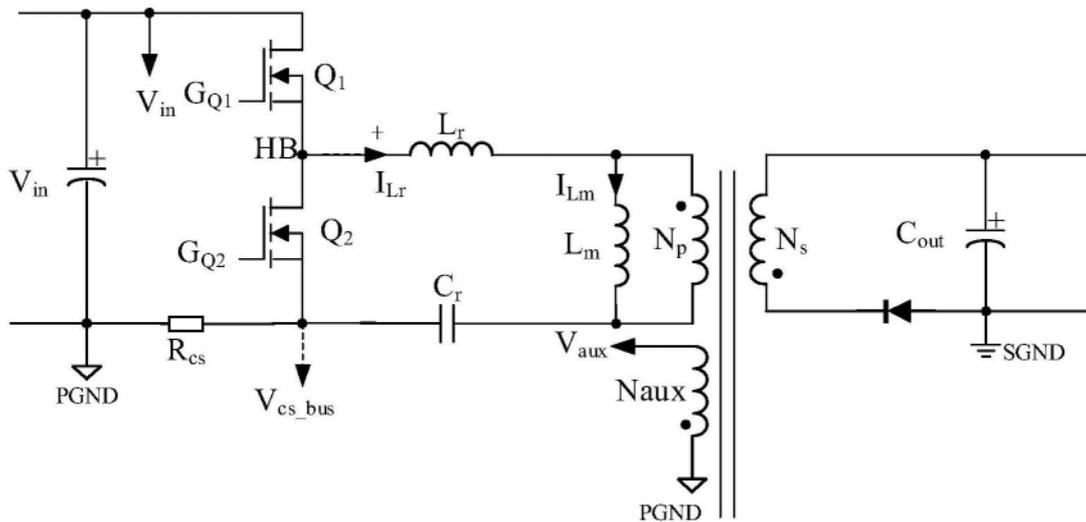


图4

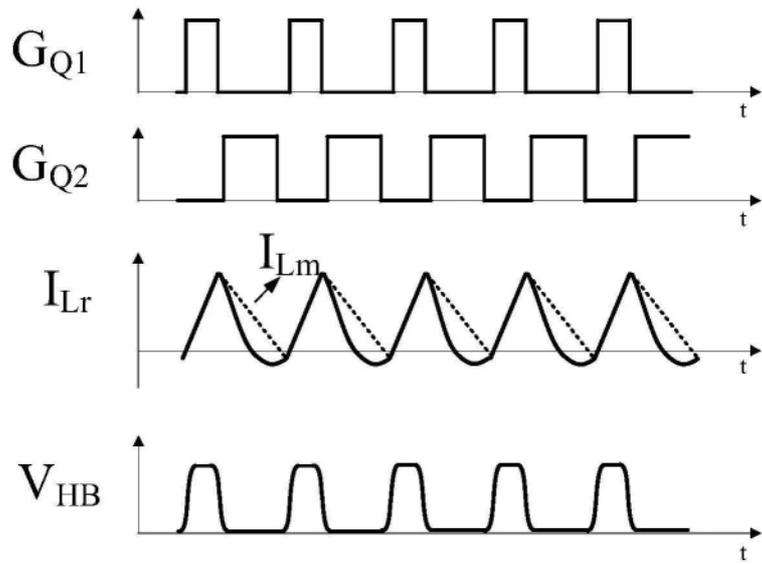


图5

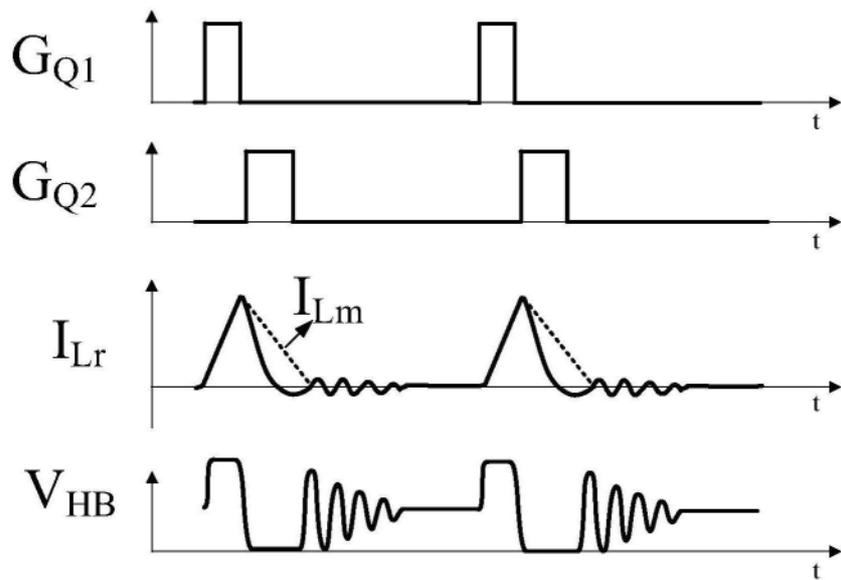


图6

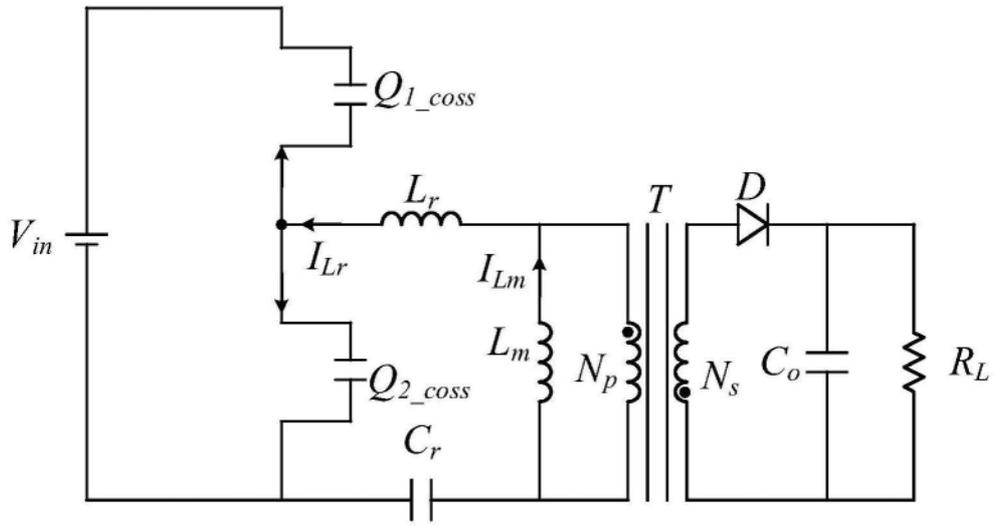


图7

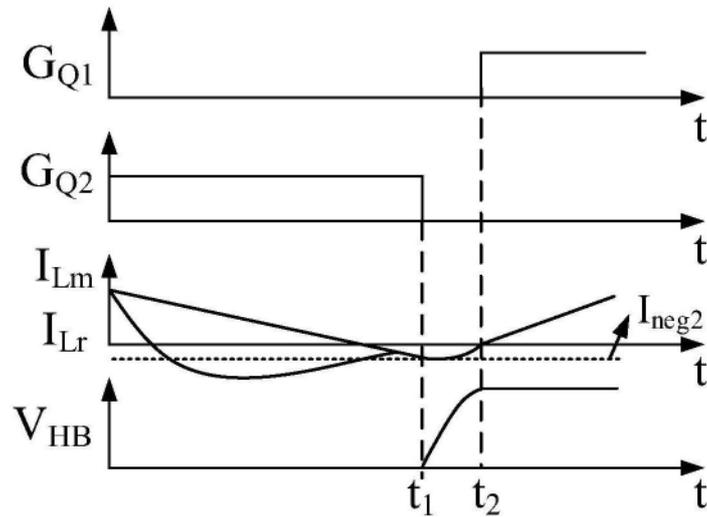


图8

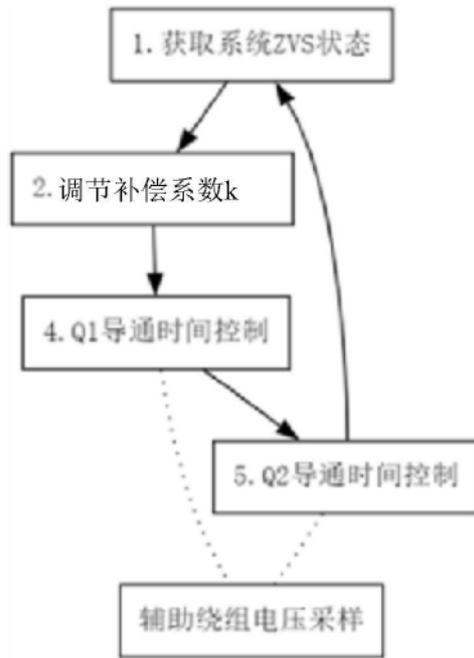


图9

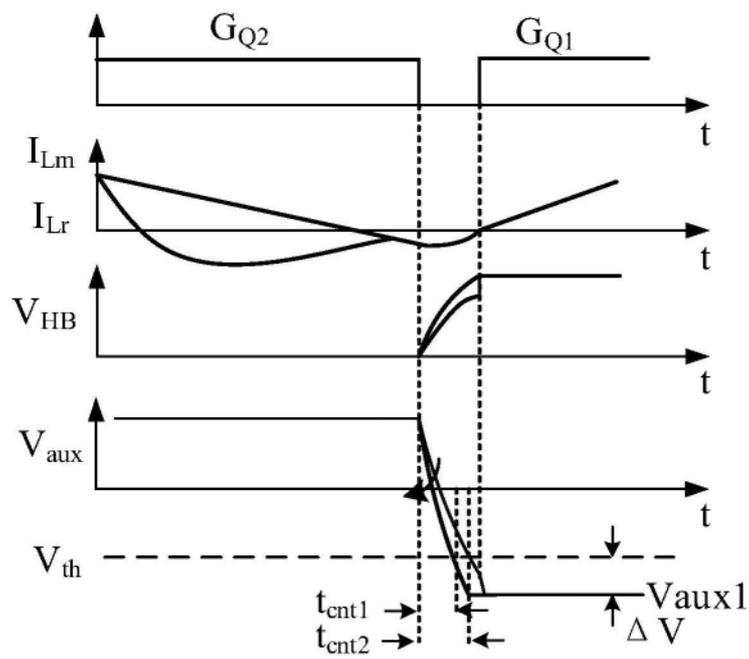


图10

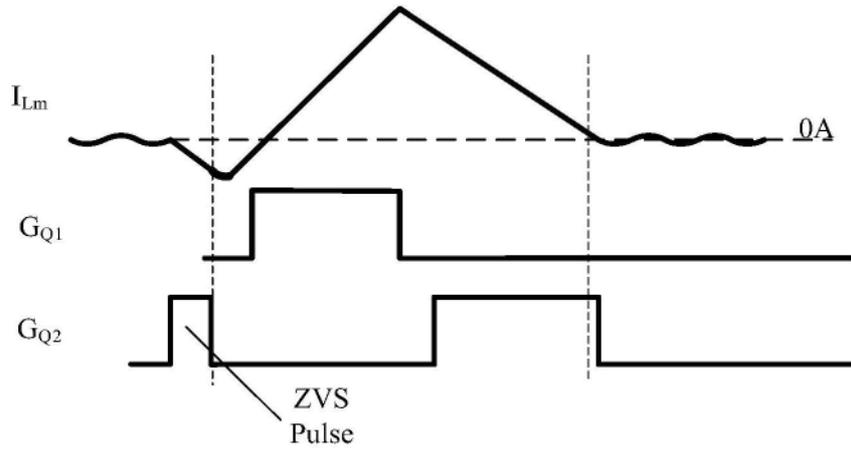


图11

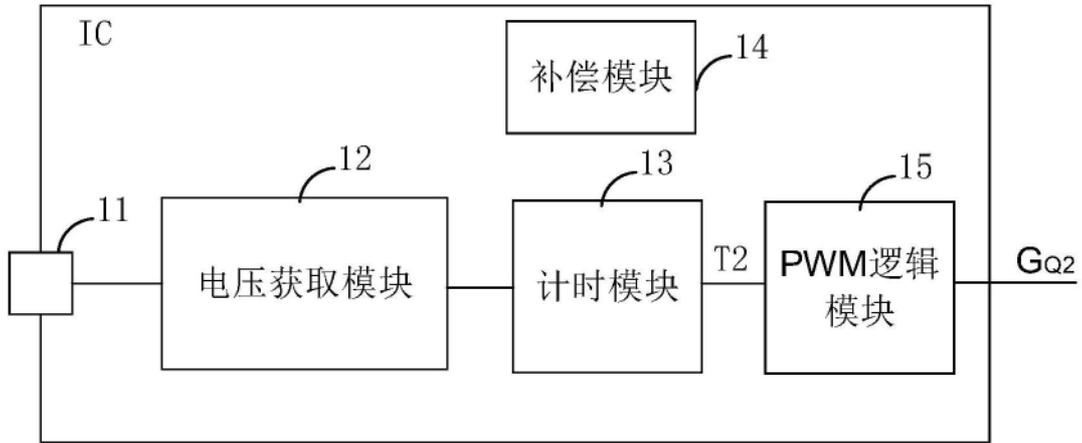


图12

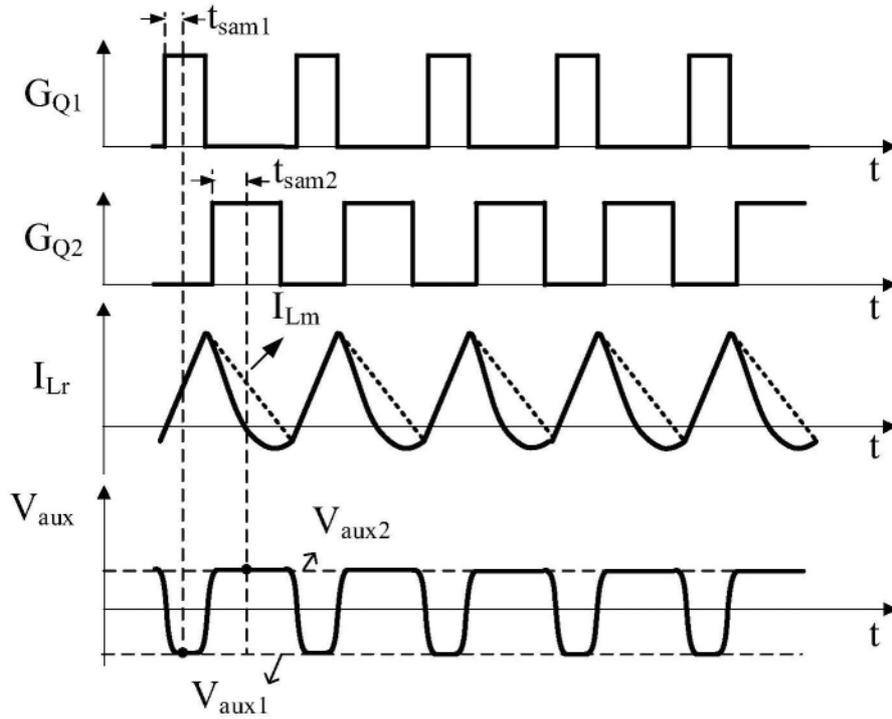


图13

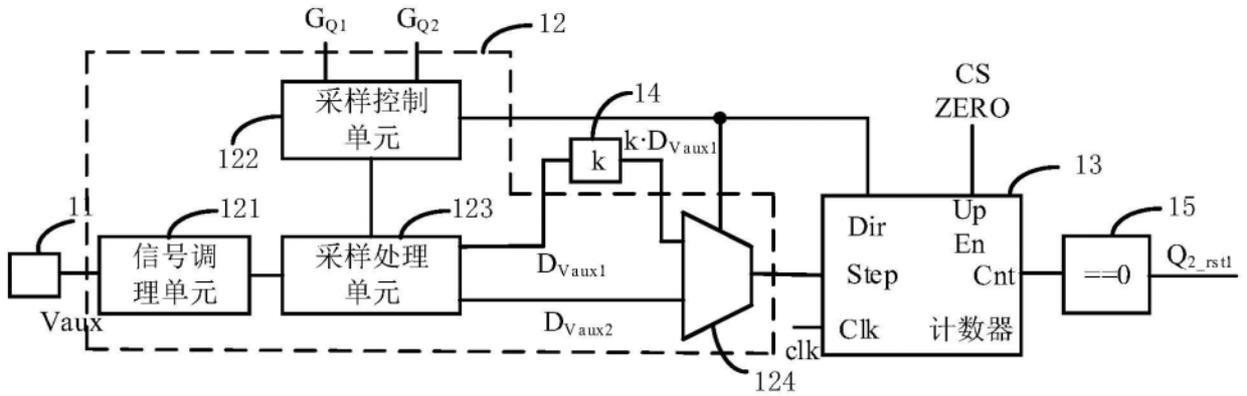


图14

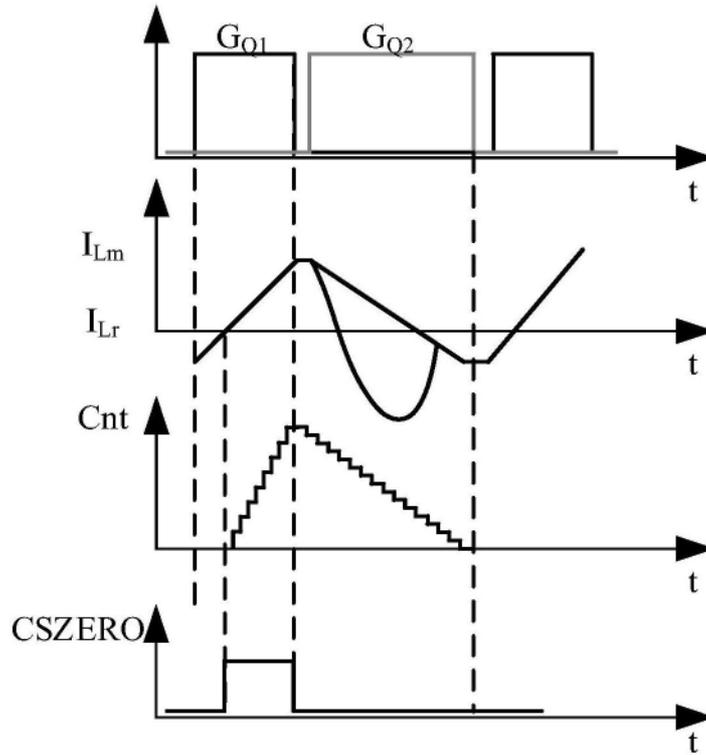


图15

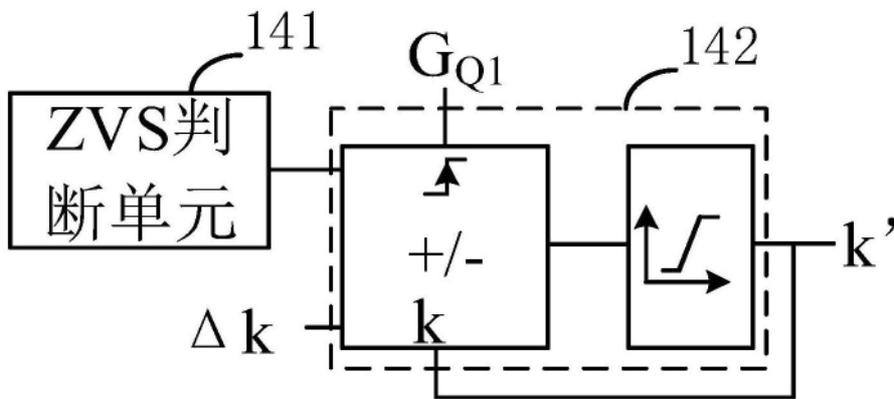


图16

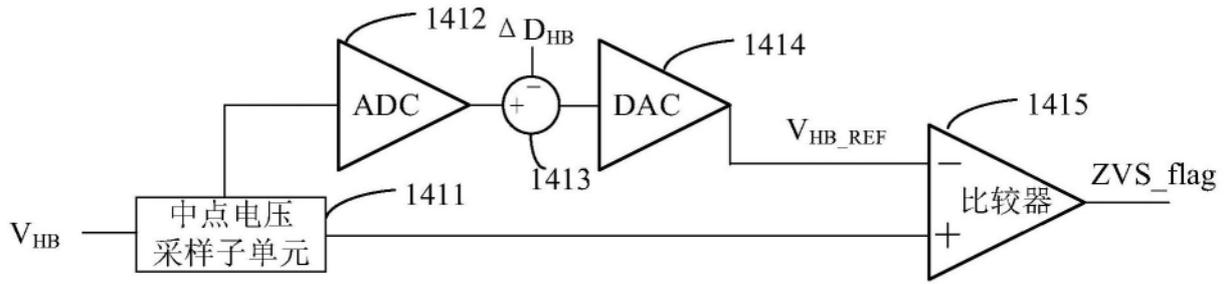


图17

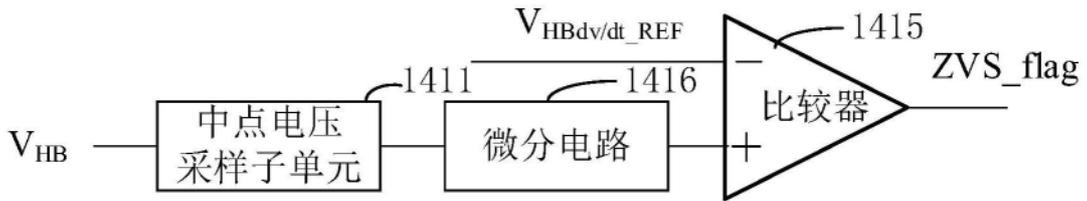


图18

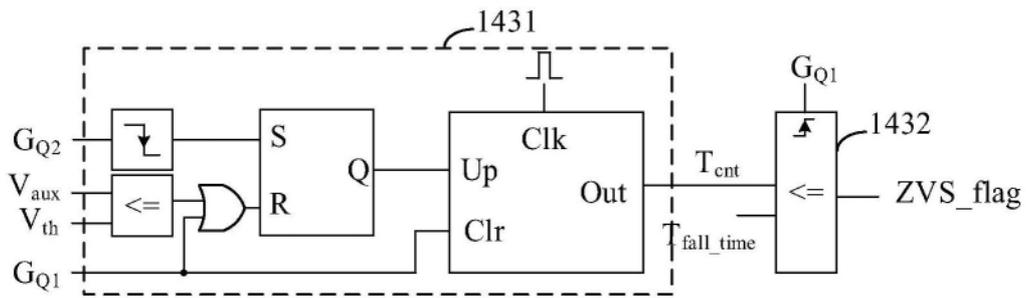


图19

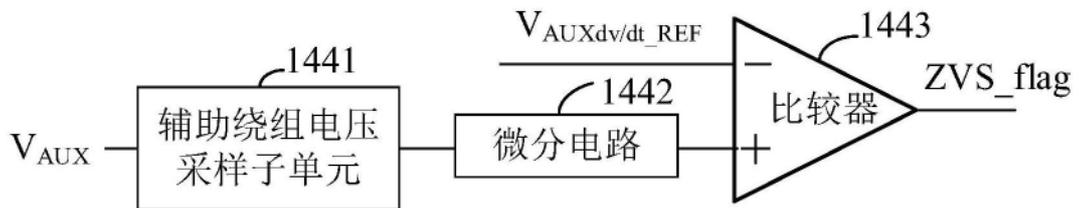


图20

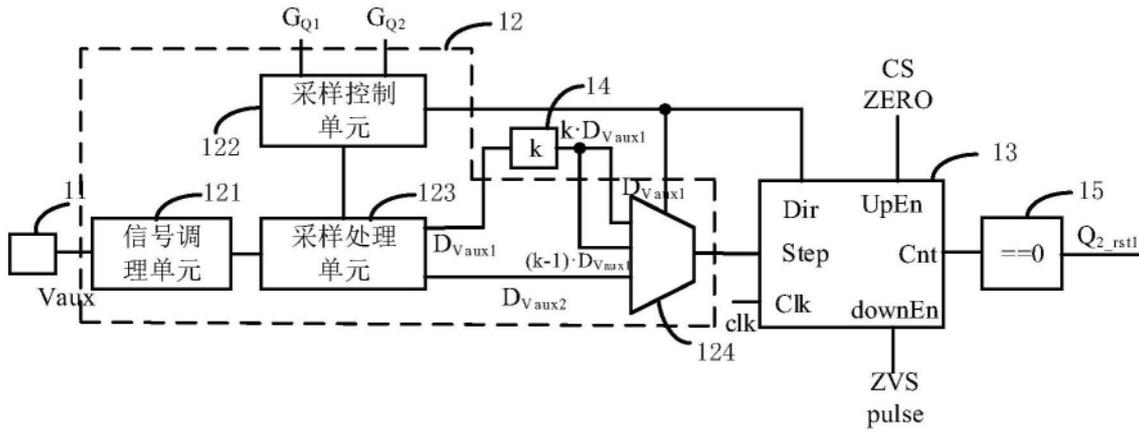


图21

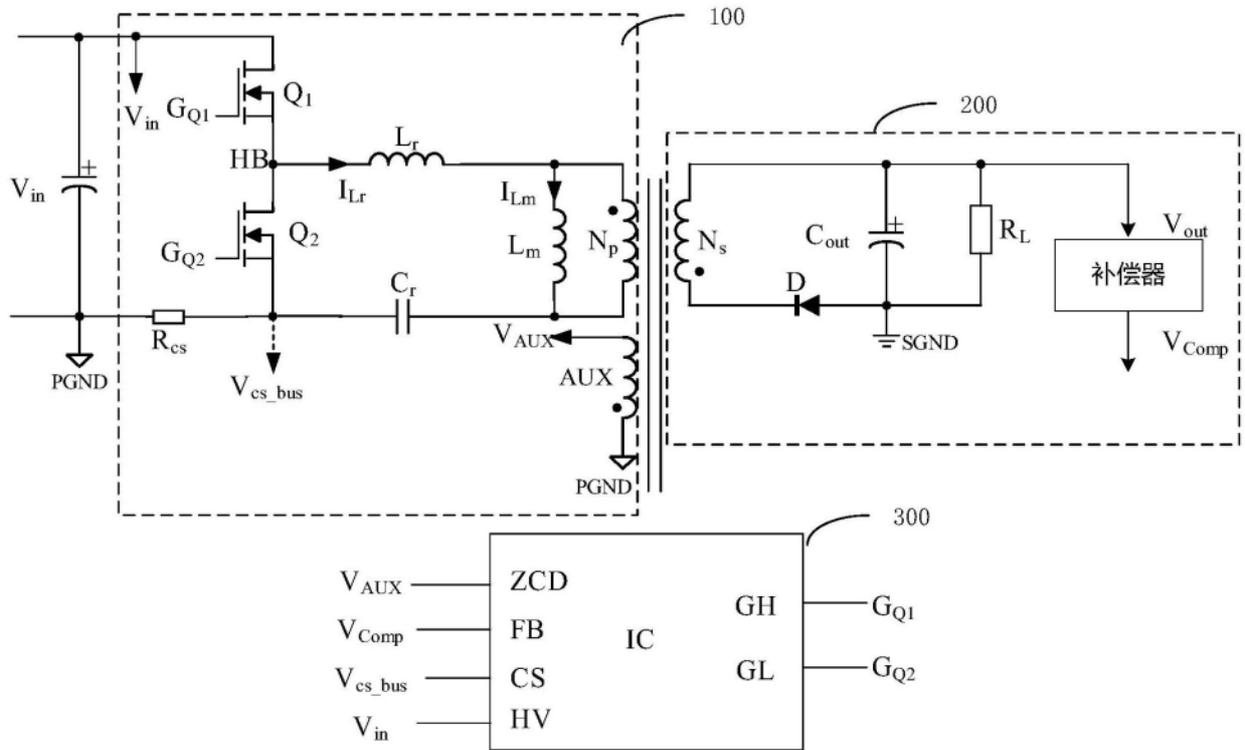


图22