



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 111953211 B

(45) 授权公告日 2022.03.11

(21) 申请号 201910485826.4

(22) 申请日 2019.06.05

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 111953211 A

(43) 申请公布日 2020.11.17

(66) 本国优先权数据
201910409155.3 2019.05.16 CN

(73) 专利权人 东南大学
地址 210096 江苏省南京市玄武区四牌楼2号

专利权人 无锡华润上华科技有限公司

(72) 发明人 徐申 赵思宇 齐从明 张森
史小雨 孙伟锋 时龙兴

(74) 专利代理机构 华进联合专利商标代理有限公司 44224

代理人 吴平 邓云鹏

(51) Int. Cl.

H02M 3/335 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 107896062 A, 2018.04.10

CN 108631597 A, 2018.10.09

CN 109067181 A, 2018.12.21

CN 107147300 A, 2017.09.08

CN 104811018 A, 2015.07.29

CN 102790542 A, 2012.11.21

CN 107026572 A, 2017.08.08

US 2014133191 A1, 2014.05.15

CN 106100352 A, 2016.11.09

US 2019123653 A1, 2019.04.25

CN 104811018 A, 2015.07.29

Shengpeng Tang, et al., A GaN-based MHz

Active Clamp Flyback Converter with Adaptive Dual Edge Dead Time Modulation for AC-DC Adapters.《IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society》.2017,第546-553页.

审查员 伍春燕

权利要求书2页 说明书8页 附图5页

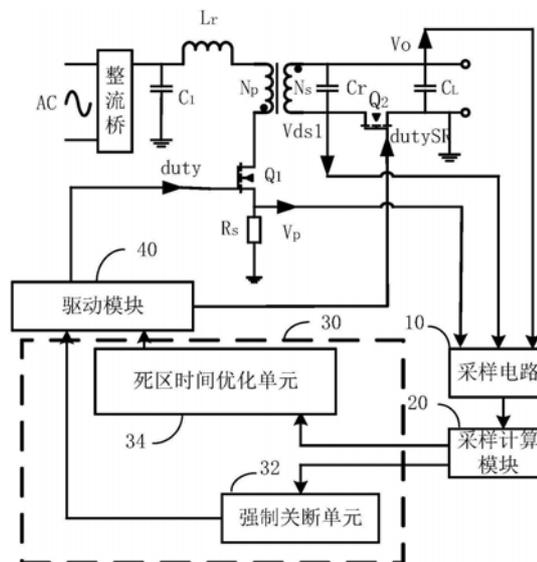
(54) 发明名称

准谐振反激变换器的同步整流控制系统及方法

(57) 摘要

本发明涉及一种准谐振反激变换器的同步整流控制系统及方法,所述控制系统包括:开关管电压采样电路,用于对所述开关管的输出端电压进行采样,得到开关管采样电压;采样计算模块,用于根据所述开关管采样电压和预设关系,得到死区时间;所述预设关系是所述开关管在一个开关周期的导通时间内,所述开关管采样电压低于第一预设值的时长与所述死区时间的对应关系,所述死区时间是所述开关管关断到所述同步整流管打开的时间;控制模块,接收所述死区时间,并根据所述死区时间对所述同步整流管进行开关控制。本发明能够实现死区时间的自适应控制。

CN 111953211 B



1. 一种准谐振反激变换器的同步整流控制方法,所述反激变换器包括变压器原边侧和变压器副边侧,所述原边侧包括原边绕组和开关管,所述副边侧包括副边绕组、同步整流管及谐振电容,其特征在于,所述方法包括:

对所述开关管的输出端电压进行采样,得到开关管采样电压;

根据所述开关管采样电压和预设关系,得到死区时间;所述预设关系是所述开关管在一个开关周期的导通时间内,所述开关管采样电压低于第一预设值的时长与所述死区时间的对应关系,所述死区时间是所述开关管关断到所述同步整流管打开的时间;

根据所述死区时间对所述同步整流管进行开关控制;

其中,所述方法还包括向所述开关管的控制端输出开关管控制信号以控制所述开关管的导通和关断的步骤,所述开关管控制信号在所述开关管的输入端和输出端之间的电压到达谷底时控制所述开关管导通,在所述开关管的一个开关周期中,所述输入端和输出端之间的电压出现一次以上所述谷底;所述第一预设值是所述反激变换器的原边电流为第一电流值时开关管采样电压的电压值,所述第一电流值是所述开关管固定在第 n 个谷底导通时所对应的导通期间所述原边电流的最低值,反激变换器效率最优点的开关管导通时间在当前开关周期的第 n 个谷底和第 $n+1$ 个谷底之间, n 为大于0的整数。

2. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,还包括:

对所述同步整流管的输入端进行采样,得到整流管采样电压;

根据所述整流管采样电压得到所述同步整流管的寄生二极管的正向导通时长;

根据所述正向导通时长对所述预设关系进行调整,以使所述正向导通时长趋向于零。

3. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,还包括在所述同步整流管导通前和/或关断前延时安全时间,以避免所述同步整流管反向导通的步骤。

4. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,还包括:

对反激变换器的输出电压进行采样,得到输出电压采样值;

当所述输出电压采样值上升到预设上限值时,控制所述开关管和同步整流管关断;

当所述输出电压采样值下降到预设下限值时,控制所述开关管和同步整流管进入正常工作状态。

5. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,还包括设置所述开关管采样电压的关断上限值和关断下限值,并根据所述关断上限值和关断下限值对所述开关管进行关断控制,以限制所述开关管关断时开关管的输出端电压、并控制所述开关管的导通时间的步骤。

6. 根据权利要求5所述的方法,其特征在于,所述关断下限值是所述反激变换器的原边电流为第二电流值时开关管采样电压的电压值,所述第二电流值是所述开关管固定在第 $n+1$ 个谷底导通时所对应的导通期间所述原边电流的最低值;所述关断上限值是所述反激变换器的原边电流为第三电流值时开关管采样电压的电压值,所述第三电流值是所述开关管在反激变换器效率最优点导通时所对应的导通期间所述原边电流的最低值。

7. 一种准谐振反激变换器的同步整流控制系统,所述反激变换器包括变压器原边侧和变压器副边侧,所述原边侧包括原边绕组和开关管,所述副边侧包括副边绕组、同步整流管及谐振电容,其特征在于,所述系统包括:

开关管电压采样电路,用于对所述开关管的输出端电压进行采样,得到开关管采样电压;

采样计算模块,用于根据所述开关管采样电压和预设关系,得到死区时间;所述预设关系是所述开关管在一个开关周期的导通时间内,所述开关管采样电压低于第一预设值的时长与所述死区时间的对应关系,所述死区时间是所述开关管关断到所述同步整流管打开的时间;

控制模块,接收所述死区时间,并根据所述死区时间对所述同步整流管进行开关控制;

其中,所述控制模块是向所述开关管的控制端输出开关管控制信号以控制所述开关管的导通和关断,所述开关管控制信号在所述开关管的输入端和输出端之间的电压到达谷底时控制所述开关管导通,在所述开关管的一个开关周期中,所述输入端和输出端之间的电压出现一次以上所述谷底;所述第一预设值是所述反激变换器的原边电流为第一电流值时开关管采样电压的电压值,所述第一电流值是所述开关管固定在第 n 个谷底导通时所对应的导通期间所述原边电流的最低值,反激变换器效率最优点的开关管导通时间在当前开关周期的第 n 个谷底和第 $n+1$ 个谷底之间, n 为大于0的整数。

8. 根据权利要求7所述的同步整流控制系统,其特征在于,还包括同步整流管电压采样电路,用于对所述同步整流管的输入端进行采样,得到整流管采样电压;所述采样计算模块还用于根据所述整流管采样电压得到所述同步整流管的寄生二极管的正向导通时长;所述控制模块还包括死区时间优化单元,用于根据所述正向导通时长对所述预设关系进行调整,以使所述正向导通时长趋向于零。

9. 根据权利要求7所述的同步整流控制系统,其特征在于,还包括输出电压采样电路,用于对反激变换器的输出电压进行采样,得到输出电压采样值;所述控制模块还包括强制关断单元,用于在所述输出电压采样值上升到预设上限值时,控制所述开关管和同步整流管关断,在所述输出电压采样值下降到预设下限值时,控制所述开关管和同步整流管进入正常工作状态。

10. 根据权利要求7所述的同步整流控制系统,其特征在于,还包括:

驱动电路,连接于所述控制模块和同步整流管之间,用于根据所述控制模块的输出驱动所述同步整流管工作;

延迟补偿模块,连接所述驱动电路,用于对驱动电路的延迟进行补偿。

准谐振反激变换器的同步整流控制系统及方法

技术领域

[0001] 本发明涉及反激变换器,特别是涉及一种准谐振反激变换器的同步整流控制系统及方法。

背景技术

[0002] 电源是各个电子设备不可或缺的组成部分,其性能的优劣直接关系到电子设备的技术指标及其能否安全可靠地工作,而目前主流应用是开关电源(Switch Mode Power Supply)。开关电源又称之为开关变换器,是利用现代电力电子技术,通过调整开关器件的导通比或者频率来使输出电压恒定的一种电源。

[0003] 一般来说,在中小功率反激变换器电源中,整流二极管(Rectifier Diode,DR)由于其正向导通压降而导致的导通损耗是系统损耗的重要构成。在电源输出电压不超过整流二极管正向压降的十倍以上时,导通损耗会占到总功率损失的50%以上。

[0004] 为了提高效率和降低损耗的需要,采用同步整流技术已经成为了一种必要的手段。它是采用导通电阻极低的金属-氧化物半导体场效应晶体管(Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor,MOSFET)替代传统的整流二极管或肖特基二极管,以降低输出整流损耗。相比于传统的肖特基二极管,同步整流管导通电阻低、正向压降小,因而整流损耗低。此外,还具有截止电压高、反向电流小等优点。

发明内容

[0005] 基于此,有必要提供一种准谐振反激变换器的同步整流控制系统及方法。

[0006] 一种准谐振反激变换器的同步整流控制方法,所述反激变换器包括变压器原边侧和变压器副边侧,所述原边侧包括原边绕组和开关管,所述副边侧包括副边绕组、同步整流管及谐振电容,所述方法包括:对所述开关管的输出端电压进行采样,得到开关管采样电压;根据所述开关管采样电压和预设关系,得到死区时间;所述预设关系是所述开关管在一个开关周期的导通时间内,所述开关管采样电压低于第一预设值的时长与所述死区时间的对应关系,所述死区时间是所述开关管关断到所述同步整流管打开的时间;根据所述死区时间对所述同步整流管进行开关控制。

[0007] 在其中一个实施例中,还包括:对所述同步整流管的输入端进行采样,得到整流管采样电压;根据所述整流管采样电压得到所述同步整流管的寄生二极管的正向导通时长;根据所述正向导通时长对所述预设关系进行调整,以使所述正向导通时长趋向于零。

[0008] 在其中一个实施例中,还包括:在所述同步整流管导通前和/或关断前延时安全时间,以避免所述同步整流管反向导通的步骤。

[0009] 在其中一个实施例中,还包括:对反激变换器的输出电压进行采样,得到输出电压采样值;当所述输出电压采样值上升到预设上限值时,控制所述开关管和同步整流管关断;当所述输出电压采样值下降到预设下限值时,控制所述开关管和同步整流管进入正常工作状态。

[0010] 在其中一个实施例中,还包括向所述开关管的控制端输出开关管控制信号以控制所述开关管的导通和关断的步骤,所述开关管控制信号在所述开关管的输入端和输出端之间的电压到达谷底时控制所述开关管导通,在所述开关管的一个开关周期中,所述输入端和输出端之间的电压出现一次以上所述谷底;所述第一预设值是所述反激变换器的原边电流为第一电流值时开关管采样电压的电压值,所述第一电流值是所述开关管固定在第 n 个谷底导通时所对应的导通期间所述原边电流的最低值,反激变换器效率最优点的开关管导通时间在当前开关周期的第 n 个谷底和第 $n+1$ 个谷底之间, n 为大于0的整数。

[0011] 在其中一个实施例中,还包括设置所述开关管采样电压的关断上限值和关断下限值,并根据所述关断上限值和关断下限值对所述开关管进行关断控制,以限制所述开关管关断时开关管的输出端电压、并控制所述开关管的导通时间的步骤。

[0012] 在其中一个实施例中,所述关断下限值是所述反激变换器的原边电流为第二电流值时开关管采样电压的电压值,所述第二电流值是所述开关管固定在第 $n+1$ 个谷底导通时所对应的导通期间所述原边电流的最低值;所述关断上限值是所述反激变换器的原边电流为第三电流值时开关管采样电压的电压值,所述第三电流值是所述开关管在反激变换器效率最优点导通时所对应的导通期间所述原边电流的最低值。

[0013] 在其中一个实施例中,所述开关管和同步整流管是N沟道MOS管,N沟道MOS管的源端为输入端,漏端为输出端。

[0014] 在其中一个实施例中,还包括获取所述时长与所述死区时间的对应表的步骤,所述根据所述开关管采样电压和预设关系,得到死区时间的步骤,是查表得到所述死区时间。

[0015] 一种准谐振反激变换器的同步整流控制系统,所述反激变换器包括变压器原边侧和变压器副边侧,所述原边侧包括原边绕组和开关管,所述副边侧包括副边绕组、同步整流管及谐振电容,所述系统包括:开关管电压采样电路,用于对所述开关管的输出端电压进行采样,得到开关管采样电压;采样计算模块,用于根据所述开关管采样电压和预设关系,得到死区时间;所述预设关系是所述开关管在一个开关周期的导通时间内,所述开关管采样电压低于第一预设值的时长与所述死区时间的对应关系,所述死区时间是所述开关管关断到所述同步整流管打开的时间;控制模块,接收所述死区时间,并根据所述死区时间对所述同步整流管进行开关控制。

[0016] 在其中一个实施例中,还包括同步整流管电压采样电路,用于对所述同步整流管的输入端进行采样,得到整流管采样电压;所述采样计算模块还用于根据所述整流管采样电压得到所述同步整流管的寄生二极管的正向导通时长;所述控制模块还包括死区时间优化单元,用于根据所述正向导通时长对所述预设关系进行调整,以使所述正向导通时长趋向于零。

[0017] 在其中一个实施例中,还包括输出电压采样电路,用于对反激变换器的输出电压进行采样,得到输出电压采样值;所述控制模块还包括强制关断单元,用于在所述输出电压采样值上升到预设上限值时,控制所述开关管和同步整流管关断,在所述输出电压采样值下降到预设下限值时,控制所述开关管和同步整流管进入正常工作状态。

[0018] 在其中一个实施例中,还包括:驱动电路,连接于所述控制模块和同步整流管之间,用于根据所述控制模块的输出驱动所述同步整流管工作;延迟补偿模块,连接所述驱动电路,用于对驱动电路的延迟进行补偿。

[0019] 所述控制模块是向所述开关管的控制端输出开关管控制信号以控制所述开关管的导通和关断,所述开关管控制信号在所述开关管的输入端和输出端之间的电压到达谷底时控制所述开关管导通,在所述开关管的一个开关周期中,所述输入端和输出端之间的电压出现一次以上所述谷底;所述第一预设值是所述反激变换器的原边电流为第一电流值时开关管采样电压的电压值,所述第一电流值是所述开关管固定在第 n 个谷底导通时所对应的导通期间所述原边电流的最低值,反激变换器效率最优点的开关管导通时间在当前开关周期的第 n 个谷底和第 $n+1$ 个谷底之间, n 为大于0的整数。

[0020] 所述控制模块设置有所述开关管采样电压的关断上限值和关断下限值,所述控制模块还用于根据所述关断上限值和关断下限值对所述开关管进行关断控制,以限制所述开关管关断时开关管的输出端电压、并控制所述开关管的导通时间。

[0021] 所述关断下限值是所述反激变换器的原边电流为第一电流值时开关管采样电压的电压值,所述第二电流值是所述开关管固定在第 $n+1$ 个谷底导通时所对应的导通期间所述原边电流的最低值;所述关断上限值是所述反激变换器的原边电流为第三电流值时开关管采样电压的电压值,所述第三电流值是所述开关管在反激变换器效率最优点导通时所对应的导通期间所述原边电流的最低值。

[0022] 所述开关管和同步整流管是N沟道MOS管,N沟道MOS管的源端为输入端,漏端为输出端。

[0023] 所述控制模块中存储有所述时长与所述死区时间的对应表,所述控制模块是根据所述开关管采样电压查表得到所述死区时间。

[0024] 上述准谐振反激变换器的同步整流控制系统及方法,由于开关管采样电压低于第一预设值的时长能够反映励磁电流的大小,而谐振电容的充电时间(充至输出电压需要的时间)与励磁电流的大小有关,谐振电容充至输出电压的时刻同步整流管打开。因此,开关管采样电压低于第一预设值的时长 T_a 决定了死区时间 T_b ,每一个 T_b 值对应着一个 T_a 值,根据开关管采样电压和预设关系确定开关管关断到同步整流管打开的死区时间,实现了死区时间的自适应控制。

附图说明

[0025] 为了更好地描述和说明这里公开的那些发明的实施例和/或示例,可以参考一幅或多幅附图。用于描述附图的附加细节或示例不应当被认为是对所公开的发明、目前描述的实施例和/或示例以及目前理解的这些发明的最佳模式中的任何一者的范围的限制。

[0026] 图1是一实施例中准谐振反激变换器的同步整流控制系统的电路拓扑图;

[0027] 图2是单管准谐振反激变换器效率 η 与励磁电流起点 $I_m(t_0)$;

[0028] 图3是准谐振反激变换器稳态波形图;

[0029] 图4是一实施例中采样电路的结构示意图;

[0030] 图5是一实施例中同步整流管控制流程图;

[0031] 图6是另一实施例中准谐振反激变换器的同步整流控制系统的电路拓扑图。

具体实施方式

[0032] 为了便于理解本发明,下面将参照相关附图对本发明进行更全面的描述。附图中

给出了本发明的首选实施例。但是,本发明可以以许多不同的形式来实现,并不限于本文所描述的实施例。相反地,提供这些实施例的目的是使对本发明的公开内容更加透彻全面。

[0033] 除非另有定义,本文所使用的所有的技术和科学术语与属于本发明的技术领域的技术人员通常理解的含义相同。本文中在本发明的说明书中所使用的术语只是为了描述具体的实施例的目的,不是旨在于限制本发明。本文所使用的术语“及/或”包括一个或多个相关的所列项目的任意的和所有的组合。

[0034] 图1是一实施例中准谐振反激变换器的同步整流控制系统的电路拓扑图。在该实施例中,变换器为单管准谐振反激变换器,包括变压器原边侧和变压器副边侧,其中原边侧包括原边绕组 N_p 、谐振电感 L_r 、开关管 Q_1 、采样电阻 R_s ;副边侧包括副边绕组 N_s 、谐振电容 C_r 、输出电容 C_o 、同步整流管 Q_2 。谐振电感 L_r 与原边绕组 N_p 串联,同步整流管 Q_2 与副边绕组 N_s 串联。在图1所示的实施例中,开关管 Q_1 和同步整流管 Q_2 为N沟道MOS管。

[0035] 利用Matlab软件扫描单周期内不同励磁电流起点 $I_m(t_0)$ (起点即一个开关周期开始的时刻,即开关管从低电平跳变到高电平的时候)对应的电路工作状态,分析在不同的 $I_m(t_0)$ 下单周期内电路的整体效率 η ,绘制MHz级单管谐振变换器总效率 η 与 $I_m(t_0)$ 的关系图,即图2。当反激准谐振变换器中电路参数确定、输入电压固定、输出电压固定时,存在一个效率较优的励磁电流区间 $[I_m(\min), I_m(\max)]$ 。对于一个开关周期,如果在 t_0 时刻的励磁电流 $I_m(t_0)$ 存在于该区间内,则变换器的整体效率 η 较高。

[0036] 图3是准谐振反激变换器稳态波形图,在一个实施例中,准谐振反激变换器的同步整流控制系统及方法采用谷底导通技术(即开关管在输入端和输出端之间的电压谐振到电压一个波形的最低点时导通,对于N沟道MOS管,即漏源电压 V_{ds} 在一个波形的最低点时导通),能够减小变换器的损耗,实现高变换器效率。设 i_0 是效率最优点时的开关管导通期间原边电流最低值,效率最优点时开关管的最佳导通时间将落在连续的两个谷底之间,我们将其定义为第 n 个谷底和第 $n+1$ 个谷底(n 为大于0的整数),第 n 个谷底导通时的输出电压小于所需输出电压,而在第 $n+1$ 个谷底导通时的输出电压大于所需输出电压,则通过合理分配开关管 Q_1 在这两个谷底导通,既能满足输出电压的要求,又可以实现谷底导通减小损耗。设 i_1 为开关管 Q_1 固定在第 n 个谷底导通时所对应的导通期间原边电流的最低值, i_2 为开关管 Q_1 固定在第 $n+1$ 个谷底导通时所对应的导通期间原边电流的最低值。开关管 Q_1 的导通时间是由谐振电感 L_r 和谐振电压决定的,漏源电压 V_{ds} 波形中每个谷的周期是由谐振电感 L_r 和开关管 Q_1 的漏源电压 V_{ds} 决定的;本领域技术人员可以根据准谐振反激变换器具体应用的开关频率,为谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 合理选择恰当的电感值/电容值。

[0037] 图3中, $duty$ 为开关管 Q_1 栅极(控制端)的控制信号, $duty_{SR}$ 为整流管 Q_2 栅极(控制端)的控制信号, v_{c_r} 为谐振电容 C_r 的电压, i_m 为励磁电流, i_p 为原边电流(原边绕组电流), i_D 为整流管 Q_2 电流, n_{ps} 为变压器原副边匝数比, V_{ds} 为开关管 Q_1 的漏源电压。准谐振反激变换器的单个开关周期可以分为四个工作状态:

[0038] 工作状态1, $t_{01}(t_0 \sim t_1)$:在 t_0 时刻开关管 Q_1 导通,此时波形为正弦波的 V_{ds} 位于其谐振的最低点,即谷底,实现了谷底导通,大大减小了开关导通损耗。在 t_{01} 阶段,原边电流 i_p 线性增加,励磁电流 i_m 线性减小,整流管 Q_2 电流 i_D 线性下降;在 t_1 时刻, i_D 下降为零,整流管 Q_2 在电流为零处截止。

[0039] 工作状态2, $t_{12}(t_1 \sim t_2)$:在 t_1 时刻,整流管 Q_2 截止,随着 i_m 的升高,输入功率存储在

变压器中;原边电流 i_p 由线性上升分量和一个正弦分量叠加形成,当正弦分量的幅度足够大时,原边电流 i_p 会达到0;在 t_2 时刻,原边电流 i_p 上升到零,开关管Q1在电流为零处截止。

[0040] 工作状态3, t_{23} ($t_2 \sim t_3$):谐振电容 C_r 的电压 V_{Cr} 先反向放电后正向充电,在 t_2 时刻,开关管Q1截止,此时 V_{Cr} 小于输出电容 C_L 的电压,整流管Q2维持截止, i_p 为零;在 t_3 时刻, V_{Cr} 达到并钳位在输出电容 C_L 的电压(即输出电压)时,整流管Q2导通,变压器通过整流管Q2给输出电容 C_L 以及输出负载供电。

[0041] 工作状态4, t_{34} ($t_3 \sim t_4$):在 t_4 时刻,整流管Q2导通, V_{ds} 谐振到最低点,此时开关管Q1导通,实现了谷底导通。

[0042] 在图1所示的实施例中,准谐振反激变换器的同步整流控制系统包括采样电路10、采样计算模块20及控制模块30。采样电路10包括开关管电压采样电路,用于对开关管Q1的输出端电压进行采样,得到开关管采样电压 V_p 。在图1所示实施例中,开关管Q1为N沟道MOSFET,其输出端为漏极、输入端为源极、控制端为栅极。

[0043] 采样计算模块20用于根据开关管采样电压和预设关系,得到死区时间。死区时间是开关管Q1关断到同步整流管Q2打开的时间。预设关系是指:开关管Q1在一个开关周期的导通时间内,开关管采样电压 V_p 低于第一预设值的时长 T_a 与死区时间 T_b 的对应关系(即 T_a 的值与 T_b 的值的对应关系)。在一个实施例中,第一预设值为原边电流小于 i_1 的时长,即图3中 t_5 至 t_2 的时长, T_a 与 T_b 一一非线性对应。

[0044] 控制模块30接收采样计算模块20计算出的死区时间 T_b ,并根据死区时间 T_b 对开关管Q1和同步整流管Q2进行开关控制。

[0045] 上述准谐振反激变换器的同步整流控制系统,由于开关管采样电压低于第一预设值的时长能够反映励磁电流的大小,而谐振电容的充电时间(充至输出电压需要的时间)与励磁电流的大小有关,谐振电容充至输出电压的时刻(即图3中的 t_3)同步整流管打开。因此,开关管采样电压低于第一预设值的时长 T_a 决定了死区时间 T_b ,每一个 T_b 值对应着一个 T_a 值,根据开关管采样电压和预设关系确定开关管关断到同步整流管打开的死区时间,实现了死区时间的自适应控制。

[0046] 在图1所示的实施例中,准谐振反激变换器的同步整流控制系统包括驱动模块40,用于根据控制模块30的输出驱动开关管Q1和同步整流管Q2工作。

[0047] 在一个实施例中,可以建立一个 T_a 与 T_b 的值的对应表,控制时通过查表法来得到与 T_a 对应的 T_b 值。例如可以在控制模块30中存储该对应表,由控制模块30根据开关管采样电压 V_p 查表得到死区时间 T_b 。该对应表可以通过对一个准谐振反激变换器进行实际测试得出。

[0048] 在一个实施例中,采样电路10还包括同步整流管电压采样电路,用于对同步整流管Q2的输入端进行采样,得到整流管采样电压 V_{ds1} 。在图1所示实施例中,同步整流管Q2是NMOSFET,其输出端为漏极、输入端为源极、控制端为栅极。采样计算模块20根据整流管采样电压 V_{ds1} 得到同步整流管的寄生二极管的正向导通时长。具体地,若同步整流管Q2实际的导通时间小于理想同步整流管导通时间,同步整流管Q2的寄生二极管会导通,同步整流管Q2的漏源电压会存在一个电压小尖峰,其大小为同步整流管的寄生二极管导通压降、长度为同步整流管的寄生二极管导通时间。因此,我们可以根据整流管采样电压 V_{ds1} 得到该小尖峰的长度,也就得到同步整流管Q2的寄生二极管的正向导通时长。

[0049] 控制模块30还包括死区时间优化单元34,用于根据该正向导通时长对前述预设关系进行调整,以使正向导通时长趋向于零。在一个实施例中,如果在一个开关周期中根据整流管采样电压 V_{ds1} 的值判定同步整流管Q2的寄生二极管正向导通,则根据该正向导通时长修正前述对应表中的数值,这样一来,每一周期的数据都可以使表格更完善,使得死区时间 T_b 自适应。

[0050] 请参照图5,可以根据预设关系对表格赋初值。在准谐振反激变换器的工作过程中,每个开关周期通过查表来进行开关控制,并根据整流管采样电压 V_{ds1} 判断同步整流管Q2的寄生二极管是否正向导通,若导通,则根据整流管采样电压 V_{ds1} 得到该导通时长,进而修正表格中的数值以使该导通时长趋向于零,若不导通,则保持表格中的数值不变,等待下个开关周期到来。

[0051] 在一个实施例中,死区时间优化单元34还用于在同步整流管Q2关断前延时安全时间,以避免同步整流管Q2反向导通。具体地,若同步整流管Q2实际的导通时间大于理想同步整流管导通时间,会导致同步整流管反向导通,从而原边电流线性上升时间延长,原边电流和原边电压增加,开关管Q1会被烧坏。因此可以预设一个寄生二极管最小导通时间 T_c ,在理想同步整流管导通时间的基础上延迟 T_c 再关断同步整流管Q2,保证同步整流管不会反向导通。出于相同的理由,在另一个实施例中,可以在同步整流管Q2导通前也延时安全时间;导通和关断前延时的安全时间可以都是 T_c ,也可以不相同。

[0052] 在一个实施例中,采样电路10还包括输出电压采样电路,用于对反激变换器的输出电压进行采样,得到输出电压采样值 V_o 。控制模块30还包括强制关断单元32,用于在输出电压采样值 V_o 上升到预设上限值时,控制开关管Q1和同步整流管Q2关断,在输出电压采样值 V_o 下降到预设下限值时,控制开关管Q1和同步整流管Q2进入正常工作状态。即,在前述控制方法的基础上增加一个强制关断的状态。通过调整预设的上限值和下限值,可将变换器输出的纹波控制在一定范围之内。在图1所示的实施例中,输出电压采样值 V_o 是对输出电容 C_L 的电压进行采样得到。

[0053] 在一个实施例中,控制模块30设置有开关管采样电压 V_p 的关断上限值和关断下限值,控制模块30根据该关断上限值和关断下限值对开关管Q1进行关断控制,以限制关断时开关管Q1的输出端电压、并控制关断时开关管Q1的导通时间。在一个实施例中,关断上限值为 V_0 、关断下限值为 V_2 , V_0 为前述 i_0 所对应的 V_p 值, V_2 为前述 i_2 所对应的 V_p 值;在一个实施例中, V_0 和 V_2 决定前述对应表的上下限。

[0054] 图4是一实施例中采样电路10的结构示意图,在该实施例中,采样电路10包括一个模数转换器ADC和4个比较器comp。输出电压采样值 V_o 进行模数转换处理得到 V_{oIN} 输出至采样计算模块20;整流管采样电压 V_{ds1} 输入第一个比较器的同相输入端,第一个比较器的反相输入端输入零电位,输出端输出的 V_{ds_comp} 同样给到采样计算模块20;另三个比较器的同相输入端均输入开关管采样电压 V_p ,反相输入端分别输入的是 V_1 、 V_2 及 V_0 ,三个比较器输出端输出的 V_{p1_comp} 、 V_{p2_comp} 、 V_{p0_comp} 也给至采样计算模块20,其中 V_1 为前述 i_1 所对应的 V_p 值, V_2 为前述 i_2 所对应的 V_p 值, V_0 为前述 i_0 所对应的 V_p 值。采样电路10输出的这些信号传输到采样计算模块20进行计数等运算,采样计算模块20再将所需要的数据传输到控制模块30。在一个实施例中,控制模块30包括MCU,例如可以使用配备有比较器、寄存器、计数器及加法器,并具有加减运算功能的MCU组成控制模块30。

[0055] 根据前述,在图4所示的实施例中,输入 V_0 、 V_2 的两个比较器用于设置对应表的上下限,因此对应表完成初始设置后就可以不再使用这两个比较器设置表格。准谐振反激变换器在实际使用中,表格的上下限可以直接调用(先用比较器开环测试得到该上下限后供后续使用),因此使用过程中实际可以不使用这两个比较器来设置该对应表。

[0056] 图6是另一实施例中准谐振反激变换器的同步整流控制系统的电路拓扑图,图6中的电感 L_m 代表理想变压器的电感,开关管Q1的寄生电感用 C_{oss} 表示。图6的电路结构的工作原理可以参考图1,其中,图6的死区时间优化单元234对应图1的死区时间优化单元34。输出电压采样电路212用于对反激变换器的输出电压进行采样,状态判断模块用于在输出电压采样值上升到预设上限值时,控制开关管Q1和同步整流管Q2进入强制关断的状态;在输出电压采样值 V_o 下降到预设下限值时,控制开关管Q1和同步整流管Q2进入正常工作状态。驱动电路242和驱动电路244对应图1中的驱动模块40,分别用于驱动开关管Q1和同步整流管Q2工作。图6中的准谐振反激变换器的同步整流控制系统还包括连接驱动电路242的延时补偿模块252和连接驱动电路244的延时补偿模块254,用于对驱动电路的延迟进行补偿。

[0057] 本申请还相应提供一种准谐振反激变换器的同步整流控制方法,包括:

[0058] 对开关管的输出端电压进行采样,得到开关管采样电压;

[0059] 根据所述开关管采样电压和预设关系,得到死区时间;所述预设关系是所述开关管在一个开关周期的导通时间内,所述开关管采样电压低于第一预设值的时长与所述死区时间的对应关系,所述死区时间是所述开关管关断到同步整流管打开的时间;

[0060] 根据所述死区时间对所述同步整流管进行开关控制。

[0061] 在一个实施例中,该控制方法还包括:

[0062] 对所述同步整流管的输入端进行采样,得到整流管采样电压;

[0063] 根据所述整流管采样电压得到所述同步整流管的寄生二极管的正向导通时长;

[0064] 根据所述正向导通时长对所述预设关系进行调整,以使所述正向导通时长趋向于零。

[0065] 在一个实施例中,该控制方法还包括在所述同步整流管导通前延时安全时间,以避免所述同步整流管反向导通的步骤。在另一实施例中,出于相同的理由,可以在同步整流管关断前也延时安全时间。

[0066] 在一个实施例中,该控制方法还包括:

[0067] 对反激变换器的输出电压进行采样,得到输出电压采样值;

[0068] 当所述输出电压采样值上升到预设上限值时,控制所述开关管和同步整流管关断;

[0069] 当所述输出电压采样值下降到预设下限值时,控制所述开关管和同步整流管进入正常工作状态。

[0070] 在一个实施例中,还包括向所述开关管的控制端输出开关管控制信号以控制所述开关管的导通和关断的步骤,所述开关管控制信号在所述开关管的输入端和输出端之间的电压到达谷底时控制所述开关管导通,在所述开关管的一个开关周期中,所述输入端和输出端之间的电压出现一次以上所述谷底;所述第一预设值是所述反激变换器的原边电流为第一电流值时开关管采样电压的电压值,所述第一电流值是所述开关管固定在第 n 个谷底导通时所对应的导通期间所述原边电流的最低值,反激变换器效率最优点的开关管导通时

间在当前开关周期的第 n 个谷底和第 $n+1$ 个谷底之间, n 为大于0的整数。在一个实施例中,该控制方法还包括设置所述开关管采样电压的关断上限值和关断下限值,并根据所述关断上限值和关断下限值对所述开关管进行关断控制,以限制所述开关管关断时开关管的输出端电压、并控制所述开关管的导通时间的步骤。

[0071] 在一个实施例中,所述关断下限值是所述反激变换器的原边电流为第二电流值时开关管采样电压的电压值,所述第二电流值是所述开关管固定在第 $n+1$ 个谷底导通时所对应的导通期间所述原边电流的最低值;所述关断上限值是所述反激变换器的原边电流为第三电流值时开关管采样电压的电压值,所述第三电流值是所述开关管在反激变换器效率最优点导通时所对应的导通期间所述原边电流的最低值。

[0072] 在一个实施例中,该控制方法还包括获取所述时长与所述死区时间的对应表的步骤,所述根据所述开关管采样电压和预设关系,得到死区时间的步骤,是查表得到所述死区时间。

[0073] 上述准谐振反激变换器的同步整流控制系统及方法,根据 T_a 确定励磁电流的大小,从而确定同步整流管导通之前的死区时间 T_b 。通过查表法,实现死区时间的自适应,以多个工作周期的开关信息递推查表控制本周期同步整流管的工作,并根据同步整流管的寄生二极管导通时存在的电压差,确定同步整流管开通点与关断点,因此可以确定出同步整流管的最优开关时刻,实现同步整流管死区时间自适应。实际运用中,对于不同工作状态下的准谐振反激变换器,只要将死区时间初值设置为一个较大的值(相对于经验值较大),都可以在保证安全的前提下快速找到最佳开关时刻。

[0074] 以上所述实施例仅表达了本发明的几种实施方式,其描述较为具体和详细,但不能因此而理解为对发明专利范围的限制。应当指出的是,对于本领域的普通技术人员来说,在不脱离本发明构思的前提下,还可以做出若干变形和改进,这些都属于本发明的保护范围。因此,本发明的保护范围应以所附权利要求为准。

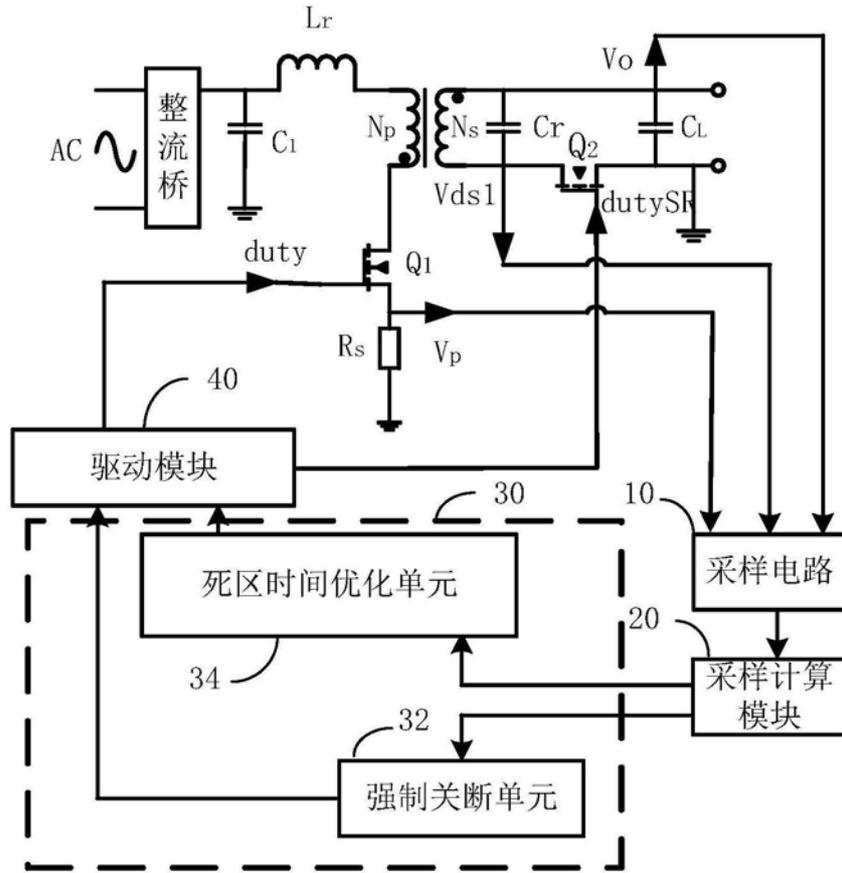


图1

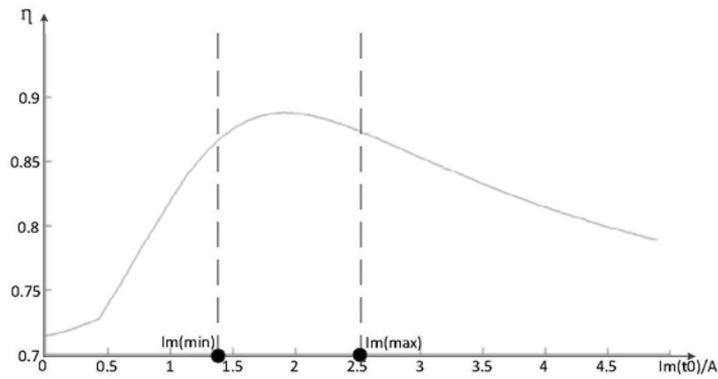


图2

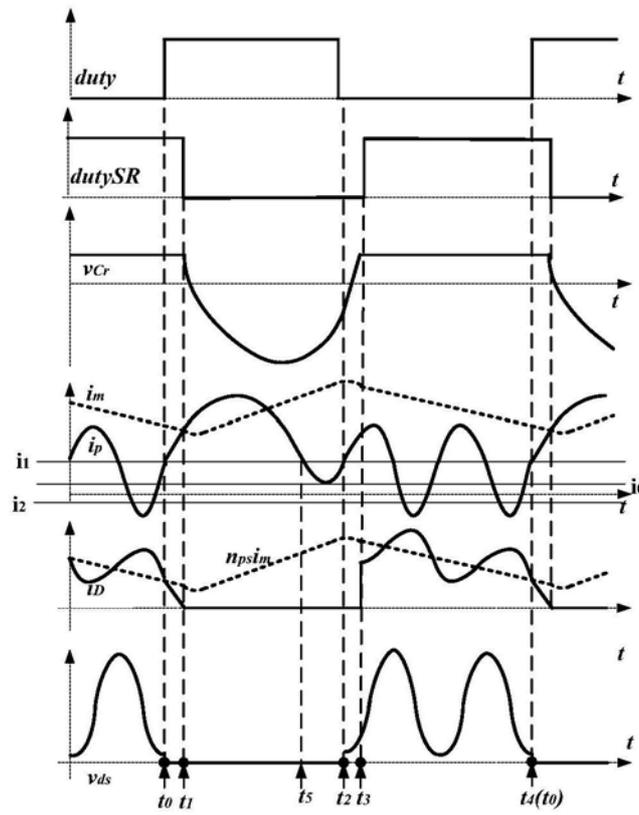


图3

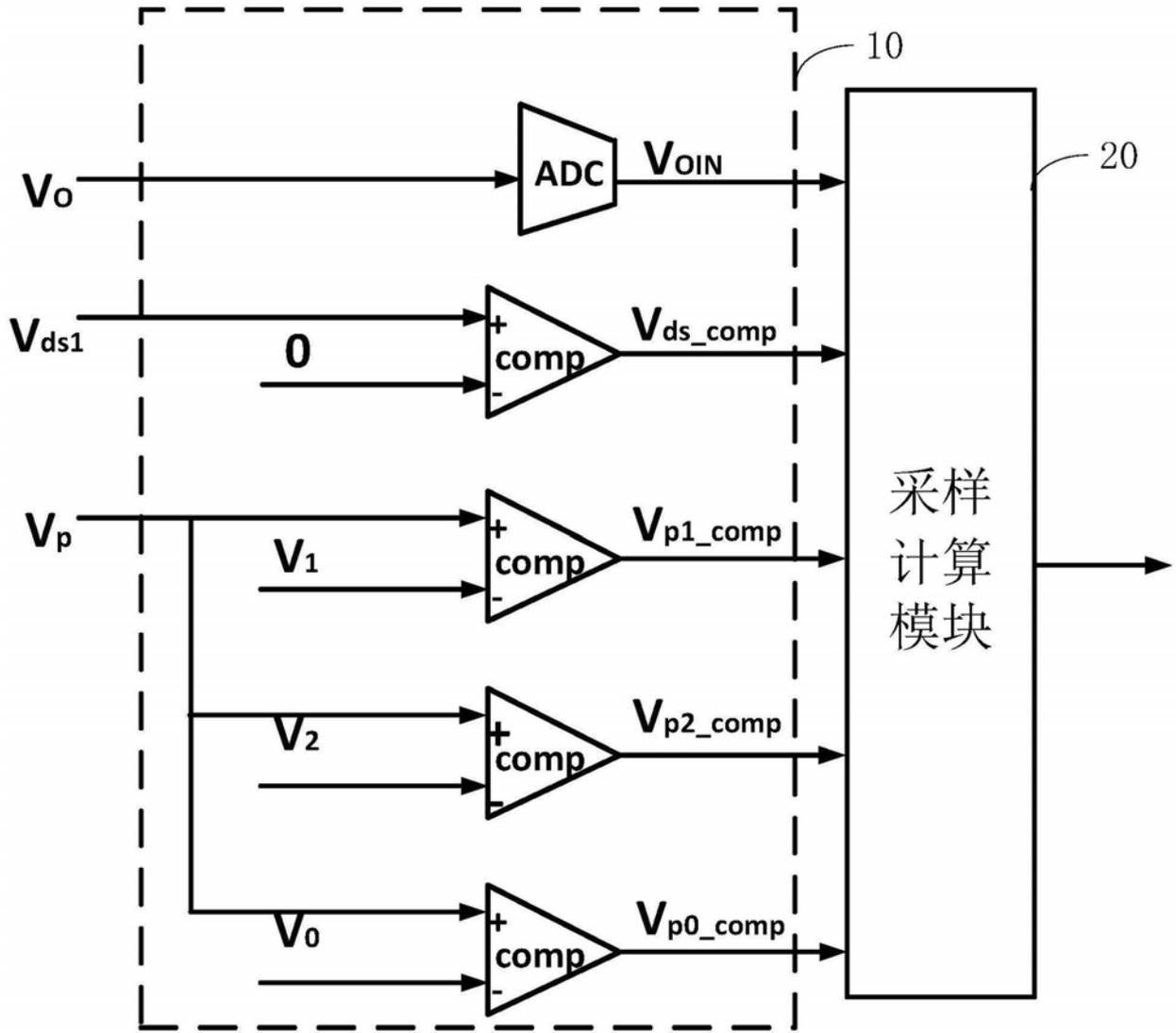


图4

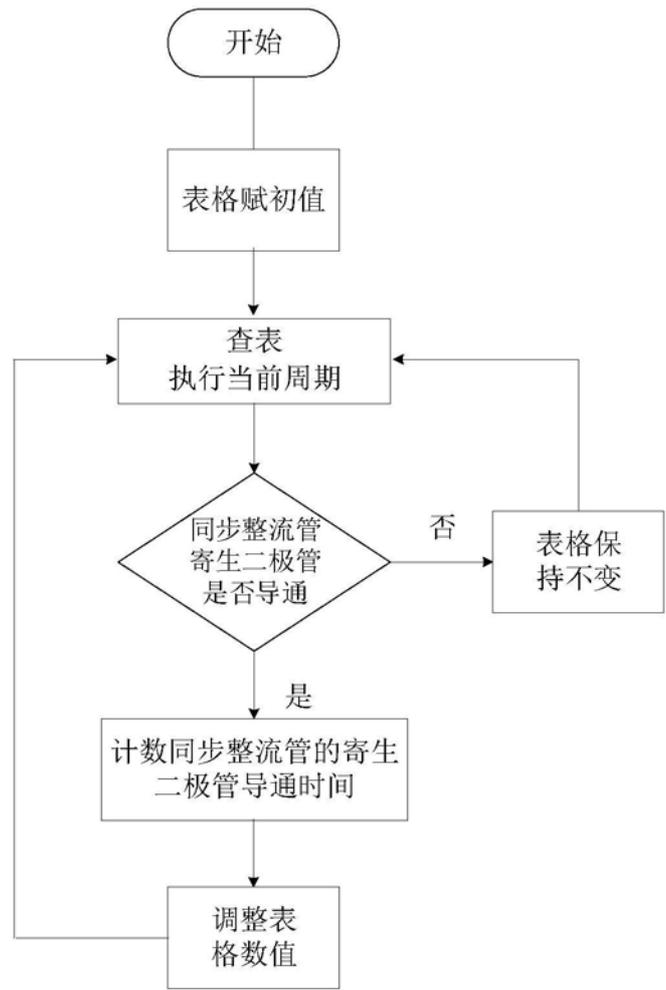


图5

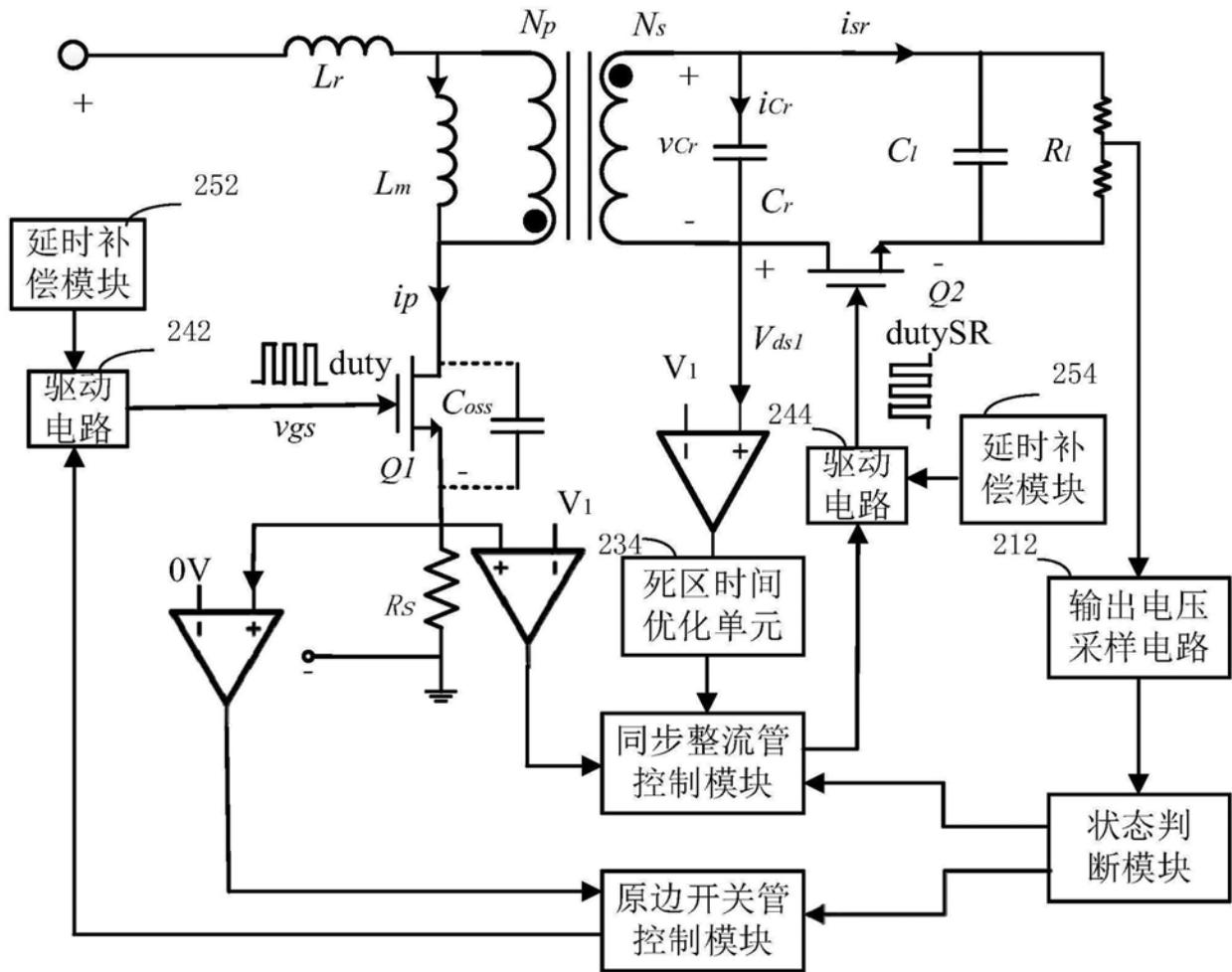


图6