



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 109995228 A

(43)申请公布日 2019.07.09

(21)申请号 201711474037.8

(22)申请日 2017.12.29

(71)申请人 东南大学

地址 210096 江苏省南京市玄武区四牌楼2号

申请人 无锡华润上华科技有限公司

(72)发明人 徐申 陈明刚 王浩 肖金玉

苏巍 孙伟锋 时龙兴

(74)专利代理机构 南京经纬专利商标代理有限公司

公司 32200

代理人 奚幼坚

(51)Int.Cl.

H02M 1/38(2007.01)

H02M 3/335(2006.01)

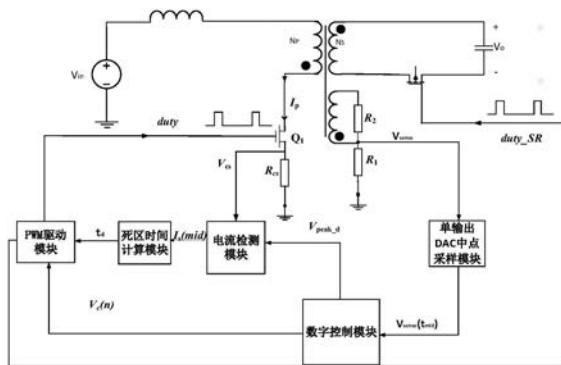
权利要求书3页 说明书12页 附图6页

(54)发明名称

原边反馈反激式电源CCM模式下的死区时间自动优化系统

(57)摘要

一种原边反馈反激电源CCM模式下的死区时间自动优化系统,包括单输出DAC中点采样模块、数字控制模块、电流检测模块、死区时间计算模块和PWM驱动模块构成的控制系统与受控的同步整流原边反馈反激式变换器形成闭环,通过DAC采样机制,采样原边电流推算副边平均电流,得到CCM情况下原边平均电流I_{mid_p}和副边平均电流I_s(t_{mid}),将副边电流输入到死区时间计算模块,得到合理的死区时间t_d,最后通过原边反馈回路和得到的死区时间t_d共同控制PWM驱动模块,产生原边开关管驱动信号duty以及副边整流管驱动信号duty_SR,使得在CCM模式下副边整流管关闭与原边开关管开启之间的死区时间能够的合理的优化。



1. 一种原边反馈反激电源CCM模式下的死区时间自动优化系统,其特征在于:包括单输出DAC中点采样模块、数字控制模块、电流检测模块、死区时间计算模块和PWM驱动模块构成的控制系统与受控的同步整流原边反馈反激式变换器主拓扑形成闭环;单输出DAC中点采样模块在副边电流复位时间 T_r 的中点时刻,即 $T_r/2$ 时刻采样辅助绕组上的电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$ 输出给数字控制模块,数字控制模块计算电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$ 与系统预设的固定值 V_{REF} 的误差 $e(n)$ 并利用比例和积分计算出PWM驱动模块的输入电压控制量 $V_c(n)$,输出给PWM驱动模块同时,数字控制模块根据误差 $e(n)$ 大小给出原边电流采样电阻 R_{cs} 上的峰值电压的数字值 V_{peak_d} ,该数字值 V_{peak_d} 与原边电流采样电阻 R_{cs} 两端的电压 V_{cs} 一起输出给电流检测模块,电流检测模块使用纯数字的方式,通过DAC间接采样并推算得到CCM情况下原边平均电流 I_{mid_p} 和副边平均电流 $I_s(t_{mid})$ 并将副边平均电流 $I_s(t_{mid})$ 作为输出信号输出给死区时间计算模块计算出副边整流管SR关断到原边开关管SW开启之间合理的死区时间 t_d ,PWM驱动模块在死区时间计算模块输出的死区时间 t_d 和数字控制模块输出的控制量 $V_c(n)$ 的共同控制下,产生占空比控制信号 $duty_SR$ 和 $duty_SR$,分别控制原边开关管SW和副边同步整流管SR的开关,实现对同步整流原边反馈反激式电源CCM模式下死区时间的自动优化。

2. 根据权利要求1所述的原边反馈反激电源CCM模式下的死区时间自动优化系统,其特征在于:所述单输出DAC中点采样模块用于在副边电流复位时间中点 t_{mid} ,采样得到辅助绕组上的电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$,包括数模转换器DAC、三角波发生器、比较器CMP1、比较器CMP2、计数器和反馈量计算模块;辅助绕组上的电压信号 V_{sense} 作为输入信号分别连接比较器CMP1和CMP2的正端,比较器CMP1的负端连接三角波发生器输出的数字单斜坡与DAC输出的模拟参考电压两者叠加后得到的单斜坡数字波的电压信号 V_{ref_slope} ,比较器CMP2的负端连接零电压,比较器CMP1和CMP2分别输出反馈比较信号 V_{ref_comp} 和零比较信号 V_{zvs_comp} 均连接至计数器,计数器根据反馈比较信号 V_{ref_comp} 和过零比较信号 V_{zvs_comp} 的高低电平变化,计数得到 Δt_{r_half} 与 T_r 的大小, Δt_{r_half} 为单斜坡数字波 V_{ref_slope} 从起始电压 $V_{initial}$ 位置上升到与辅助绕组上电压信号 V_{sense} 相交所需要的总时间, T_r 为副边电流从峰值降低到最低点所需要的复位时间,反馈量计算模块输出反馈信号 $V_{ref_initial}$ 连接三角波发生器和DAC的输入端,根据 Δt_{r_half} 与 T_r 之间大小关系的不同,调整下一周期的单斜坡数字波起始电压 $V_{initial}$ 的数字值,当辅助绕组上的电压信号 V_{sense} 与单斜坡数字波的电压信号 V_{ref_slope} 相等时,将此刻单斜坡数字波的电压信号 V_{ref_slope} 的值赋值给中点电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$,作为本次开关周期内单输出DAC中点采样模块的输出信号输出。

3. 根据权利要求1所述的原边反馈反激电源CCM模式下的死区时间自动优化系统,其特征在于:所述数字控制模块与现有技术的数字PI控制模块结构相同,其核心是PI控制,即比例积分控制,包括加法器、减法器、乘法器、寄存器以及运算放大器 K_p 和 K_i 和模式判断模块,数字控制模块的输入信号为单输出DAC的中点采样电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$,数字控制模块的输出信号是原边电流采样电阻 R_{cs} 上峰值电压的数字值 V_{peak_d} 和控制量 $V_c(n)$;单输出DAC的中点采样电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$ 与系统预设的固定值 V_{REF} 的误差 $e(n)$ 大小,比例和积分计算出控制量 $V_c(n)$ 输出,同时模式判断模块也会根据误差 $e(n)$ 大小给出原边电流采样电阻 R_{cs} 上峰值电压的数字值 V_{peak_d} 作为输出信号。

4. 根据权利要求1所述的原边反馈反激电源CCM模式下的死区时间自动优化系统,其特征在于:所述电流检测模块包括一个单输入双输出的DAC和两个比较器CMP3和CMP4以及原

边电流时间计数模块和副边平均电流计算模块,数字控制模块输出的原边电流采样电阻 R_{cs} 上的峰值电压的数字值 V_{peak_d} 分别连接DAC和副边平均电流计算模块,比较器CMP3的正端连接原边电流采样电阻 R_{cs} 两端的电压 V_{cs} ,负端连接DAC输出的原边峰值电流对应于原边电流采样电阻上的电压模拟值 V_{peak} ,比较器CMP4的正端连接原边电流采样电阻 R_{cs} 两端的电压 V_{cs} ,负端连接原边峰值电流的 k 倍对应于原边电流采样电阻上的电压模拟值 V_{peak_half} , $V_{peak_half}=k \cdot V_{peak}$, $0 < k < 1$,比较器CMP3和比较器CMP4分别输出比较信号 V_{cmp3} 和 V_{cmp4} 均连接至原边电流时间计数模块,原边电流时间计数模块包括两个计数器,该两个计数器的输入信号分别为比较器CMP3和CMP4的输出信号 V_{cmp3} 和 V_{cmp4} ,根据 V_{cmp3} 和 V_{cmp4} 高低电平的变化,得出DCM情况下原边电流从零安培或者初始电流线性增加到峰值电流所需时间 t_a ,CCM情况下原边电流从零安培或初始电流线性增加到峰值电流的时间 t_b ,输出给副边平均电流计算模块,副边平均电流计算模块根据输入的时间信号 t_a 和 t_b ,以及数字控制模块输出的原边电流采样电阻 R_{cs} 上的峰值电压的数字值 V_{peak_d} ,将 V_{peak_d} 除以原边电流采样电阻 R_{cs} 的阻值,推出原边绕组电感峰值电流 I_{peak_p} 对应的数字量,并代入 $I_s(t_{mid})$ 的表达式:

$$I_s(t_{mid}) = \frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{(1+k)t_b - (1-k)t_a}{2t_b} \cdot I_{peak_p}$$

其中 N_p 和 N_s 分别为变压器原副边匝数,即得CCM情况下的副边平均电流 $I_s(t_{mid})$ 并将其输出。

5. 根据权利要求1所述的原边反馈反激电源CCM模式下的死区时间自动优化系统,其特征在于:所述死区时间计算模块用于根据电流检测模块输出的副边平均电流 $I_s(t_{mid})$ 运用包括加法器、乘法器、除法器构成的计算链计算出副边整流管SR关断到原边开关管SW开启之间合理的死区时间 t_d :

$$t_d = K_1 + K_2 + K_3 + f(I_s);$$

$$K_1 = R_g \frac{Q_g - Q_{gd} - Q_{gs}}{U_{GS} - U_P} \ln\left(\frac{U_g}{U_P}\right);$$

$$K_2 = \frac{R_g}{U_P} Q_{gd};$$

$$K_3 = -\frac{2R_g}{U_P} \sqrt{U_{dg}(t) C_{rss}(t)} \sqrt{U_{DS} - I_L R_{ds} - U_T};$$

$$f(I_s) = m - \frac{n}{m} I_s - \frac{n^2}{2m^3} I_s^2;$$

$$m = \sqrt{U_X - U_T}, \quad n = R_{ds};$$

上式中, U_P 为密勒平台电压, U_g 为副边整流管的栅极电压, R_g 为副边整流管的栅极电阻, Q_g 为副边整流管关断过程中栅极总耗散电荷量, Q_{gd} 为副边整流管关断过程中密勒效应阶段的栅极耗散电荷量, Q_{gs} 为副边整流管关断过程中 U_{GS} 由密勒平台电压 U_P 降至0阶段的门极耗散电荷量, I_L 为负载电流, U_{DS} 副边整流管的输入电压, C_{rss} 为副边整流管的反相传输电容, I_s 为副边电流, U_X 为实验测取量, U_T 为副边整流管的阈值电压, R_{ds} 为副边整流管的源漏电阻。

6. 根据权利要求1所述的原边反馈反激电源CCM模式下的死区时间自动优化系统,其特征在于:所述PWM驱动模块包括一个与现有技术结构相同、含有RS触发器,比较器,数模转换器DAC和驱动电路的PWM驱动单元和一个包括比较器、反相器、D触发器和或门构成的逻辑电路,PWM驱动单元的输入信号为数字控制模块输出的控制量 $V_c(n)$,PWM驱动单元的输出为原

边开关管占空比控制信号duty和副边同步整流管占空比控制信号duty_SR1,其中,原边开关管控制信号duty作为输出信号直接控制原边开关管,而产生的副边整流管控制信号duty_SR1连接D触发器的时钟控制端,D触发器的D输入端连接反相器的输出端,反相器的输入端连接比较器的输出端,比较器的正输入端连接死区时间计算模块输出的死区时间 t_d ,比较器的负输入端连接零电压,D触发器的Q输出端和PWM驱动单元输出的副边同步整流管占空比控制信号duty_SR1分别连接或门的两个输入端,或门输出副边同步整流管占空比控制信号duty_SR控制副边同步整流管。

原边反馈反激式电源CCM模式下的死区时间自动优化系统

技术领域

[0001] 本发明涉及采用同步整流原边反馈的反激式开关电源,特别涉及一种同步整流原边反馈反激式电源CCM模式下的死区时间自动优化系统,属于隔离式开关电源变换器技术领域。

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以及其能否安全可靠的工作,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来使输出电压恒定的一种电源。

[0003] 由于反激变压器有着变压器和电感的双重功能,因此反激变换器不需要输出滤波电感,这对减小体积和降低成本尤为重要,因此反激变换器拓扑得到广泛应用。在传统的反激式开关变换器中,采用二极管整流方式,如图1所示。对于大功率的电源系统应用上,整流二极管的损耗已成为提高系统效率的瓶颈,为此提出了效率更高的同步整流结构。

[0004] 同步整流是用通态电阻极低的MOSFET来取代整流二极管的一项新技术,主要应用在低压、大电流的场合。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。同步整流管导通电阻低、正向压降小,因而整流损耗低,符合目前的设计需求。

[0005] 同步整流结构如图2。原边开关管SW和副边整流管SR的栅极由两个时序相反的电位驱动,即当开关管SW开启时,整流管SR关闭,当开关管SW关闭时,整流管SR开启。当开关管SW开启,整流管SR关闭时,输入电压 V_{in} 使电感L上的电流线性上升,电感储存能量。当整流管SR开启,开关管SW关闭时,原边电感储存的能量通过变压器耦合到副边,给负载和输出电容供电。

[0006] 为了避免反激变换器原副边开关切换过程中出现原边开关管与副边开关管同时导通造成的击穿现象,必须保证原副边管才开关管之间存在死区时间,即原边开关管关断后,副边开关管才能打开;副边开关管关断后,原边开关才能打开。根据在下一次原边开关管开启时,副边电流 I_s 是否下降到0,可以将反激变换器的工作状态分为连续模式(CCM)和断续模式(DCM)。在原边开关管关闭,副边整流管开启之前,CCM模式和DCM模式均存在寄生二极管的导通损耗。在副边整流管关闭,原边开关管开启之前,CCM模式由于寄生二极管和二极管的反向恢复,使得此时的损耗较大。DCM模式下,副边整流管关闭之前,副边电流 I_s 已经下降到0,所以此时就不存在寄生二极管损耗和二极管反向恢复损耗。因此,在相同的条件下,CCM模式比DCM模式的效率更低。

[0007] 在同等功率等级的情况下,DCM模式峰值电流是CCM模式的2-3倍。而且,DCM模式将在输出同步整流管关断的瞬间产生较大的输出电压尖峰,从而需要较大的LC滤波器,并且这可能造成严重的RFI问题。此外,当DCM进入CCM模式下的时候有可能会出现震荡,从而使电路不稳定。因此,在某些特定场合下(如较小的峰值电流),CCM模式能够更好地工作。

[0008] 本文主要讨论优化CCM模式下原边关断与副边开启之间的死区时间的优化。图3给出了同步整流反激变换器在CCM模式下的主要信号波形,为了便于分析,下面将一个工作周期划分为若干个不同的阶段。

[0009] t_0 时刻,原边开关管SW打开,原边电流 I_p 流过原边电感 L_m 和原边开关管SW,原边电流 I_p 线性增加, t_0-t_1 期间,原边开关管SW导通,两端的电压 V_{ds}^{SW} 为零。

[0010] t_1 时刻,原边开关管SW关闭,开关管两端的等效寄生电容 C_{eqp} 被励磁电流 I_p 充电,直到 t_2 时刻原边开关管SW两端的电压 V_{ds}^{SW} 大小达到 $V_{in}+NV_o$ 。

[0011] t_1-t_3 期间,副边开关管SR尚未开启, t_2 时刻,原边电流 I_p 下降到零,原边能量通过变压器传递到副边,此时副边开关管SR依然处于关断状态,寄生二极管 D_R 导通,副边电流 I_s 迅速增大。由于寄生二极管 D_R 的导通电阻远大于副边开关管SR的MOSFET导通电阻,流过寄生二极管 D_R 的副边电流 I_s 会造成较大的二极管导通损耗,导致反激变换器效率降低,因此死区 t_1-t_3 的时间应当尽可能小。

[0012] t_3-t_4 期间,副边开关管SR导通,副边电流 I_s 从MOSFET流过,而不是从寄生二极管 D_R 流过,副边开关管SR的MOSFET导通电阻极低,因此导通损耗大大降低。

[0013] t_4 时刻,副边开关管SR关断, t_4-t_5 期间,副边开关管SR的MOSFET不导通,电流从MOSFET的寄生二极管 D_R 流过,当 t_5 时刻原边开关管SW开启时,寄生二极管 D_R 两端压降由正向突然变为反向,在理想情况下,寄生二极管 D_R 应当立刻变为截止状态,但实际上,寄生二极管 D_R 并不会立刻截止,如图4所示,当正向导通 t_f 期间,流过寄生二极管 D_R 的电流大小为 I_F ,当寄生二极管 D_R 两端压降由正向 V_F 变为反向 V_R ,电流由正向的 I_F 变为反向的 I_R ,在存储时间 t_s 内保持不变,然后在渡越时间 t_t 内才逐渐下降至 $0.1I_R$,此时反向电流的大小可以忽略不计,即经过存储时间 t_s 和渡越时间 t_t 后,寄生二极管 D_R 才会进入反向截止状态。这是由于寄生二极管 D_R 的PN结的电荷存储效应引起的:正向导通期间,寄生二极管 D_R 的PN结内积累了一定数量的非平衡少数载流子,当两端压降由正向变为反向时,存储的非平衡少数载流子不会立刻消失,而是形成反向漂移电流以及和多数载流子复合逐渐消耗掉,这个时间就是寄生二极管 D_R 的反向恢复时间,在这个过程中会产生反向恢复电流,引起寄生二极管 D_R 的反向恢复损耗。因此,为了减小CCM模式下寄生二极管 D_R 的反向恢复损耗,死区 t_4-t_5 的时间也应当尽可能小。

[0014] 以下具体考虑 t_4-t_6 这段时间内副边开关管SR的关断过程,这个过程具体可分为两个阶段,关断延时阶段和密勒效应阶段。

[0015] 工作状态如图5所示。在 t_4 时刻,副边开关管SR的门极方波驱动信号由高电平降低至0,SR管开始进入关断过程,以下讨论各量均为副边整流管的参数。栅极电流 i_g 给栅源电容 C_{gs} 放电、栅漏电容 C_{dg} 充电,栅源电压 U_{gs} 开始下降。此期间内, U_{gs} 的衰减时间常数 $\tau=R_g(C_{dg}+C_{gs})$,SR管此时保持导通, I_s 在SR管内分为流过沟道的 i_{ch} 、流过 C_{ds} 的 i_{ds} 和流过 C_{dg} 的 i_{dg} 。 i_{ds} 、 i_{dg} 在本阶段远小于 I_s ,故可认为 $i_{ch}\approx I_s$ 、 $U_{ds}\approx I_s R_{ds}$,其中 R_{ds} 为SR管的漏源导通电阻。在 t_5 时刻, $U_{gs}=I_s R_{ds}+U_T$,其中 U_T 为MOSFET的阈值电压,SR管将由非饱和区(线性电阻区)转入饱和区工作,密勒效应出现,此过程结束,如图7所示。本阶段是MOSFET关断过程中的关断延时阶段。

[0016] 工作状态如图6所示。鉴于密勒效应的存在,在本阶段内栅源电压 U_{gs} 脱离原有的轨迹而基本不变,其值称作密勒平台电压并由 U_P 表示,由前一阶段分析易知 $U_P\approx I_s R_{ds}+U_T$ 。此

外, C_{gs} 不再放电, i_g 全部流过 C_{dg} 并使 U_{dg} 上升。鉴于 i_g 较小且 $U_{ds} = U_p + U_{dg}$, U_{ds} 缓慢上升并在 t_6 时刻升至 U_X , 此时 SR 管的 N⁻ 外延层由耗尽转变为累积, 沟道关断且 $i_{ch} = 0$, 故 I_s 仅流过 C_{ds} 、 C_{dg} 。 U_X 是分析 MOSFET 开关过程的重要参数, 虽然大部分 MOSFET 手册未能给出 U_X , 但其可经简单的测试实验测取。本阶段是 MOSFET 关断过程中的密勒效应阶段, 且其持续时间与关断延时阶段持续时间的和值即为 MOSFET 的关断时间。

[0017] 由以上分析可知, 目前同步整流反激开关电源工作在 CCM 模式下的主要问题在于: 在副边整流管关闭与原边开关管开启的死区时间内, 存在严重的寄生二极管导通损耗和二极管反向恢复损耗。针对此问题, 本发明给出了相应的优化方案。

发明内容

[0018] 针对现有的同步整流原边反馈反激变换器在 CCM 模式下存在寄生二极管正向导通损耗以及反相恢复损耗, 本发明提出了 CCM 模式下死区时间自动优化系统, 能够合理优化死区时间, 从而尽量减小寄生二极管正向导通损耗和反向恢复损耗。本发明通过 DAC 采样机制, 采样原边电流推算副边平均电流, 得到 CCM 情况下原边平均电流 I_{mid_p} 和副边平均电流 $I_s(t_{mid})$, 然后将副边电流输入到死区时间计算模块, 即可得合理的死区时间 t_d , 最后通过原边反馈回路和得到的死区时间 t_d 共同控制 PWM 驱动模块, 产生原边开关管驱动信号 $duty$ 以及副边整流管驱动信号 $duty_SR$, 使得在 CCM 模式下副边整流管关闭与原边开关管开启之间的死区时间能够的合理的优化。

[0019] 为了实现上述目的, 本发明采用如下的技术方案: 一种原边反馈反激电源 CCM 模式下的死区时间自动优化系统, 其特征在于: 包括单输出 DAC 中点采样模块、数字控制模块、电流检测模块、死区时间计算模块和 PWM 驱动模块构成的控制系统与受控的同步整流原边反馈反激式变换器主拓扑形成闭环; 单输出 DAC 中点采样模块在副边电流复位时间 T_r 的中点时刻, 即 $T_r/2$ 时刻采样辅助绕组上的电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$ 输出给数字控制模块, 数字控制模块计算电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$ 与系统预设的固定值 V_{REF} 的误差 $e(n)$ 并利用比例和积分计算出 PWM 驱动模块的输入电压控制量 $V_c(n)$ 输出给 PWM 驱动模块, 同时, 数字控制模块根据误差 $e(n)$ 大小给出原边电流采样电阻 R_{cs} 上的峰值电压的数字值 V_{peak_d} , 该数字值 V_{peak_d} 与原边电流采样电阻 R_{cs} 两端的电压 V_{cs} 一起输出给电流检测模块, 电流检测模块使用纯数字的方式, 通过 DAC 间接采样并推算得到 CCM 情况下原边平均电流 I_{mid_p} 和副边平均电流 $I_s(t_{mid})$ 并将副边平均电流 $I_s(t_{mid})$ 作为输出信号输出给死区时间计算模块计算出副边整流管 SR 关断到原边开关管 SW 开启之间合理的死区时间 t_d , PWM 驱动模块在死区时间计算模块输出的死区时间 t_d 和数字控制模块输出的控制量 $V_c(n)$ 的共同控制下, 产生占空比控制信号 $duty$ 和 $duty_SR$, 分别控制原边开关管 SW 和副边同步整流管 SR 的开关, 实现对同步整流原边反馈反激式电源 CCM 模式下死区时间的自动优化。

[0020] 所述单输出 DAC 中点采样模块用于在副边电流复位时间中点 t_{mid} , 采样得到辅助绕组上的电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$, 包括数模转换器 DAC、三角波发生器、比较器 CMP1、比较器 CMP2、计数器和反馈量计算模块; 辅助绕组上的电压信号 V_{sense} 作为输入信号分别连接比较器 CMP1 和 CMP2 的正端, 比较器 CMP1 的负端连接三角波发生器输出的数字单斜波与 DAC 输出的模拟参考电压两者叠加后得到的单斜坡数字波的电压信号 V_{ref_slope} , 比较器 CMP2 的负端连接零电压, 比较器 CMP1 和 CMP2 分别输出反馈比较信号 V_{ref_comp} 和零比较信号 V_{zvs_comp} 均连接至计

数器,计数器根据反馈比较信号 V_{ref_comp} 和过零比较信号 V_{zvs_comp} 的高低电平变化,计数得到 Δt_{r_half} 与 T_r 的大小, Δt_{r_half} 为单斜坡数字波 V_{ref_slope} 从起始电压 $V_{initial}$ 位置上升到与辅助绕组上电压信号 V_{sense} 相交所需要的总时间, T_r 为副边电流从峰值降低到最低点所需要的复位时间,反馈量计算模块输出反馈信号 $V_{ref_initial}$ 连接三角波发生器和DAC的输入端,根据 Δt_{r_half} 与 T_r 之间大小关系的不同,调整下一周期的单斜坡数字波起始电压 $V_{initial}$ 的数字值,当辅助绕组上的电压信号 V_{sense} 与单斜坡数字波的电压信号 V_{ref_slope} 相等时,将此刻单斜坡数字波的电压信号 V_{ref_slope} 的值赋值给中点电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$,作为本次开关周期内单输出DAC中点采样模块的输出信号输出。

[0021] 所述数字控制模块与现有技术的数字PI控制模块结构相同,其核心是PI控制,即比例积分控制,包括加法器、减法器、乘法器、寄存器以及运算放大器 K_p 和 K_i 和模式判断模块,数字控制模块的输入信号为单输出DAC的中点采样电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$,数字控制模块的输出信号是原边电流采样电阻 R_{cs} 上峰值电压的数字值 V_{peak_d} 和控制量 $V_c(n)$;单输出DAC的中点采样电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$ 与系统预设的固定值 V_{REF} 的误差 $e(n)$ 大小,比例和积分计算出控制量 $V_c(n)$ 输出,同时模式判断模块也会根据误差 $e(n)$ 大小给出原边电流采样电阻 R_{cs} 上峰值电压的数字值 V_{peak_d} 作为输出信号。

[0022] 所述电流检测模块包括一个单输入双输出的DAC和两个比较器CMP3和CMP4以及原边电流时间计数模块和副边平均电流计算模块,数字控制模块输出的原边电流采样电阻 R_{cs} 上的峰值电压的数字值 V_{peak_d} 分别连接DAC和副边平均电流计算模块,比较器CMP3的正端连接原边电流采样电阻 R_{cs} 两端的电压 V_{cs} ,负端连接DAC输出的原边峰值电流对应于原边电流采样电阻上的电压模拟值 V_{peak} ,比较器CMP4的正端连接原边电流采样电阻 R_{cs} 两端的电压 V_{cs} ,负端连接原边峰值电流的 k 倍对应于原边电流采样电阻上的电压模拟值 V_{peak_half} , $V_{peak_half}=k \cdot V_{peak}$, $0 < k < 1$,比较器CMP3和比较器CMP4分别输出比较信号 V_{cmp3} 和 V_{cmp4} 均连接至原边电流时间计数模块,原边电流时间计数模块包括两个计数器,该两个计数器的输入信号分别为比较器CMP3和CMP4的输出信号 V_{cmp3} 和 V_{cmp4} ,根据 V_{cmp3} 和 V_{cmp4} 高低电平的变化,得出DCM情况下原边电流从零安培或者初始电流线性增加到峰值电流所需时间 t_a ,CCM情况下原边电流从零安培或初始电流线性增加到峰值电流的时间 t_b ,输出给副边平均电流计算模块,副边平均电流计算模块根据输入的时间信号 t_a 和 t_b ,以及数字控制模块输出的原边电流采样电阻 R_{cs} 上的峰值电压的数字值 V_{peak_d} ,将 V_{peak_d} 除以原边电流采样电阻 R_{cs} 的阻值,推出原边绕组电感峰值电流 I_{peak_p} 对应的数字量,并代入 $I_s(t_{mid})$ 的表达式:

$$[0023] \quad I_s(t_{mid}) = \frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{(1+k)t_b - (1-k)t_a}{2t_b} \cdot I_{peak_p}$$

[0024] 其中 N_p 和 N_s 分别为变压器原副边匝数,即得CCM情况下的副边平均电流 $I_s(t_{mid})$ 并将其输出。

[0025] 所述死区时间计算模块用于根据电流检测模块输出的副边平均电流 $I_s(t_{mid})$ 运用包括加法器、乘法器、除法器构成的计算链计算出副边整流管SR关断到原边开关管SW开启之间合理的死区时间 t_d :

$$[0026] \quad t_d = K_1 + K_2 + K_3 + f(I_s)$$

$$[0027] \quad K_1 = R_g \frac{Q_g - Q_{gd} - Q_{gs}}{U_{GS} - U_P} \ln\left(\frac{U_g}{U_P}\right);$$

$$[0028] \quad K_2 = \frac{R_g}{U_P} Q_{gd} ;$$

$$[0029] \quad K_3 = -\frac{2R_g}{U_P} \sqrt{U_{dg}(t)} C_{r_{ss}}(t) \sqrt{U_{DS} - I_L R_{ds} - U_T};$$

$$[0030] \quad f(I_s) = m - \frac{n}{m} I_s - \frac{n^2}{2m^3} I_s^2;$$

$$[0031] \quad m = \sqrt{U_X - U_T}, \quad n = R_{ds};$$

[0032] 上式中, U_P 为密勒平台电压, U_g 为副边整流管的栅极电压, R_g 为副边整流管的栅极电阻, Q_g 为副边整流管关断过程中栅极总耗散电荷量, Q_{gd} 为副边整流管关断过程中密勒效应阶段的栅极耗散电荷量, Q_{gs} 为副边整流管关断过程中 U_{GS} 由密勒平台电压 U_P 降至0阶段的门极耗散电荷量, I_L 为负载电流, U_{DS} 副边整流管的输入电压, $C_{r_{ss}}$ 为副边整流管的反相传输电容, I_s 为副边电流, U_X 为实验测取量, U_T 为副边整流管的阈值电压, R_{ds} 为副边整流管的源漏电阻。

[0033] 所述PWM驱动模块包括一个与现有技术结构相同、含有RS触发器, 比较器, 数模转换器DAC和驱动电路的PWM驱动单元和一个包括比较器、反相器、D触发器和或门构成的逻辑电路, PWM驱动单元的输入信号为数字控制模块输出的控制量 $V_c(n)$, PWM驱动单元的输出为原边开关管占空比控制信号duty和副边同步整流管占空比控制信号duty_SR1, 其中, 原边开关管控制信号duty作为输出信号直接控制原边开关管, 而产生的副边整流管控制信号duty_SR1连接D触发器的时钟控制端, D触发器的D输入端连接反相器的输出端, 反相器的输入端连接比较器的输出端, 比较器的正输入端连接死区时间计算模块输出的死区时间 t_d , 比较器的负输入端连接零电压, D触发器的Q输出端和PWM驱动单元输出的副边同步整流管占空比控制信号duty_SR1分别连接或门的两个输入端, 或门输出副边同步整流管占空比控制信号duty_SR控制副边同步整流管。

[0034] 本发明的优点及显著效果: 本发明通过DAC采样机制, 采样原边电流推算副边平均电流, 得到CCM情况下原边平均电流 I_{mid_p} 和副边平均电流 $I_s(t_{mid})$, 然后将副边电流输入到死区时间计算模块, 即可得合理的死区时间 t_d , 最后通过原边反馈回路和得到的死区时间 t_d 共同控制PWM驱动模块, 产生原边开关管驱动信号duty以及副边整流管驱动信号duty_SR, 使得在CCM模式下副边整流管关闭与原边开关管开启之间的死区时间能够的合理的优化。

附图说明

[0035] 图1为传统的采用二极管整流方式的原边反馈反激式开关变换器电路图;

[0036] 图2为采用低导通电阻的MOSFET开关管整流方式的原边反馈反激式开关变换器电路图;

[0037] 图3同步整流原边反馈反激变换器在CCM模式下的主要信号波形;

[0038] 图4为寄生二极管反向恢复过程电流随时间变化曲线;

[0039] 图5为关断延时阶段工作电路图;

[0040] 图6为密勒效应阶段工作电路图;

[0041] 图7副边整流管关断期间主要信号波形图;

[0042] 图8为本发明采用同步整流方式的原边反馈反激式开关变换器CCM模式下死区时间自动优化系统整体实现电路图;

- [0043] 图9为图8中电流检测模块的内部结构图；
[0044] 图10为图8中死区时间计算模块内部结构图；
[0045] 图11是图8中PWM驱动模块内部结构图；
[0046] 图12是图8中的单输出DAC中点采样模块内部结构图；
[0047] 图13为图8中数字控制模块的内部结构图；

具体实施方式

[0048] 为了更清楚地说明本发明，下面将结合附图及实施例，对本发明的技术方案进行清楚、完整的描述。

[0049] 图1为传统的采用二极管整流方式的原边反馈反激式开关变换器电路图。在传统的反激式开关变换器中，采用二极管整流方式，如图1所示。对于大功率的电源系统应用上，整流二极管的损耗已成为提高系统效率的瓶颈，为此提出了效率更高的同步整流结构。

[0050] 同步整流是用通态电阻极低的MOSFET来取代整流二极管的一项新技术，主要应用在低压、大电流的场合。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。同步整流管导通电阻低、正向压降小，因而整流损耗低，符合目前的设计需求。

[0051] 图2是采用低导通电阻的MOSFET开关管整流方式的原边反馈反激式开关变换器电路图。原边开关管SW和副边整流管SR的栅极由两个时序相反的电压驱动，即当开关管SW开启时，整流管SR关闭，当开关管SW关闭时，整流管SR开启。当开关管SW开启，整流管SR关闭时，输入电压 V_{in} 使电感L上的电流线性上升，电感储存能量。当整流管SR开启，开关管SW关闭时，原边电感储存的能量通过变压器耦合到副边，给负载和输出电容供电。

[0052] 为了避免反激变换器原副边开关切换过程中出现原边开关管与副边开关管同时导通造成的击穿现象，必须保证原副边管才开关管之间存在死区时间，即原边开关管关断后，副边开关管才能打开；副边开关管关断后，原边开关才能打开。图3是同步整流原边反馈反激变换器在CCM模式下的主要信号波形。图3给出了同步整流反激变换器在CCM模式下的主要信号波形，为了便于分析，下面将一个工作周期划分为若干个不同的阶段。

[0053] t_0 时刻，原边开关管SW打开，原边电流 I_p 流过原边电感 L_m 和原边开关管SW，原边电流 I_p 线性增加， t_0-t_1 期间，原边开关管SW导通，两端的电压 V_{ds}^{SW} 为零。

[0054] t_1 时刻，原边开关管SW关闭，开关管两端的等效寄生电容 C_{eqp} 被励磁电流 I_p 充电，直到 t_2 时刻原边开关管SW两端的电压 V_{ds}^{SW} 大小达到 $V_{in}+NV_o$ 。

[0055] t_1-t_3 期间，副边开关管SR尚未开启， t_2 时刻，原边电流 I_p 下降到零，原边能量通过变压器传递到副边，此时副边开关管SR依然处于关断状态，寄生二极管 D_R 导通，副边电流 I_s 迅速增大。由于寄生二极管 D_R 的导通电阻远大于副边开关管SR的MOSFET导通电阻，流过寄生二极管 D_R 的副边电流 I_s 会造成较大的二极管导通损耗，导致反激变换器效率降低，因此死区 t_1-t_3 的时间应当尽可能小。

[0056] t_3-t_4 期间，副边开关管SR导通，副边电流 I_s 从MOSFET流过，而不是从寄生二极管 D_R 流过，副边开关管SR的MOSFET导通电阻极低，因此导通损耗大大降低。

[0057] t_4 时刻，副边开关管SR关断， t_4-t_5 期间，副边开关管SR的MOSFET不导通，电流从MOSFET的寄生二极管 D_R 流过，当 t_5 时刻原边开关管SW开启时，寄生二极管 D_R 两端压降由正向

突然变为反向,在这个过程中会产生反向恢复电流,引起寄生二极管 D_R 的反向恢复损耗。因此,为了减小CCM模式下寄生二极管 D_R 的反向恢复损耗,死区 t_4-t_5 的时间也应当尽可能小。

[0058] 图4为寄生二极管反向恢复过程电流随时间变化曲线。如图4所示,当正向导通 t_f 期间,流过寄生二极管 D_R 的电流大小为 I_F ,当寄生二极管 D_R 两端压降由正向 V_F 变为反向 V_R ,电流由正向的 I_F 变为反向的 I_R ,在存储时间 t_s 内保持不变,然后在渡越时间 t_t 内才逐渐下降至 $0.1I_R$,此时反向电流的大小可以忽略不计,即经过存储时间 t_s 和渡越时间 t_t 后,寄生二极管 D_R 才会进入反向截止状态。这是由于寄生二极管 D_R 的PN结的电荷存储效应引起的:正向导通期间,寄生二极管 D_R 的PN结内积累了一定数量的非平衡少数载流子,当两端压降由正向变为反向时,存储的非平衡少数载流子不会立刻消失,而是形成反向漂移电流以及和多数载流子复合逐渐消耗掉,这个时间就是寄生二极管 D_R 的反向恢复时间,在这个过程中会产生反向恢复电流,引起寄生二极管 D_R 的反向恢复损耗。

[0059] 图5为关断延时阶段工作电路图,虚线框内的部分在本阶段不考虑。在 t_4 时刻,副边开关管SR的门极方波驱动信号由高电平降低至0,SR管开始进入关断过程,栅极电流 i_g 给 C_{gs} 放电、 C_{dg} 充电, U_{gs} 开始下降。此期间内, U_{gs} 的衰减时间常数 $\tau=R_g(C_{dg}+C_{gs})$,SR管此时保持导通, I_s 在SR管内分为流过沟道的 i_{ch} 、流过 C_{ds} 的 i_{ds} 和流过 C_{dg} 的 i_{dg} 。 i_{ds} 、 i_{dg} 在本阶段远小于 I_s ,故可认为 $i_{ch}\approx I_s$ 、 $U_{ds}\approx I_s R_{ds}$,其中 R_{ds} 为SR管的漏源导通电阻。在 t_5 时刻, $U_{gs}=I_s R_{ds}+U_T$,其中 U_T 为MOSFET的阈值电压,SR管将由非饱和区(线性电阻区)转入饱和区工作,密勒效应出现,此过程结束。本阶段是MOSFET关断过程中的关断延时阶段。

[0060] 图6为密勒效应阶段工作电路图,虚线框内的部分在本阶段不考虑。鉴于密勒效应的存在,在本阶段内 U_{gs} 脱离原有的轨迹而基本不变,其值称作密勒平台电压并由 U_P 表示,由前一阶段分析易知 $U_P\approx I_s R_{ds}+U_T$ 。此外, C_{gs} 不再放电, i_g 全部流过 C_{dg} 并使 U_{dg} 上升。鉴于 i_g 较小且 $U_{ds}=U_P+U_{dg}$, U_{ds} 缓慢上升并在 t_6 时刻升至 U_X ,此时SR管的 N^- 外延层由耗尽转变为累积,沟道关断且 $i_{ch}=0$,故 I_s 仅流过 C_{ds} 、 C_{dg} 。 U_X 是分析MOSFET开关过程的重要参数,虽然大部分MOSFET手册未能给出 U_X ,但其可经简单的测试实验测取。本阶段是MOSFET关断过程中的密勒效应阶段。

[0061] 图7副边整流管关断期间主要信号波形图。在 t_4 时刻,副边开关管SR的门极方波驱动信号由高电平降低至0,SR管开始进入关断过程,栅极电流 i_g 给栅源电容 C_{gs} 放电、栅漏电容 C_{dg} 充电, U_{gs} 开始下降。此期间内, U_{gs} 的衰减时间常数 $\tau=R_g(C_{dg}+C_{gs})$,SR管此时保持导通, I_s 在SR管内分为流过沟道的 i_{ch} 、流过 C_{ds} 的 i_{ds} 和流过 C_{dg} 的 i_{dg} 。 i_{ds} 、 i_{dg} 在本阶段远小于 I_s ,故可认为 $i_{ch}\approx I_s$ 、 $U_{ds}\approx I_s R_{ds}$,其中 R_{ds} 为SR管的漏源导通电阻。在 t_5 时刻, $U_{gs}=I_s R_{ds}+U_T$,其中 U_T 为MOSFET的阈值电压,SR管将由非饱和区(线性电阻区)转入饱和区工作,密勒效应出现,此过程结束。本阶段是MOSFET关断过程中的关断延时阶段。

[0062] 鉴于密勒效应的存在,在本阶段内 U_{gs} 脱离原有的轨迹而基本不变,其值称作密勒平台电压并由 U_P 表示,由前一阶段分析易知 $U_P\approx I_s R_{ds}+U_T$ 。此外, C_{gs} 不再放电, i_g 全部流过 C_{dg} 并使 U_{dg} 上升。鉴于 i_g 较小且 $U_{ds}=U_P+U_{dg}$, U_{ds} 缓慢上升并在 t_6 时刻升至 U_X ,此时SR管的 N^- 外延层由耗尽转变为累积,沟道关断且 $i_{ch}=0$,故 I_s 仅流过 C_{ds} 、 C_{dg} 。 U_X 是分析MOSFET开关过程的重要参数,虽然大部分MOSFET手册未能给出 U_X ,但其可经简单的测试实验测取。本阶段是MOSFET关断过程中的密勒效应阶段,且其持续时间与关断延时阶段持续时间的和值即为MOSFET的关断时间。

[0063] 图8是本发明采用同步整流方式的原边反馈反激式开关变换器CCM模式下死区时间自动优化方案框图。与传统二极管整流方式相比,本发明基于采用同步整流方式的反激式变换器主拓扑结构,该拓扑结构包括原边开关管、副边整流管和变压器,CCM模式下死区时间优化系统包括电流检测模块、死区时间计算模块、PWM驱动模块、单输出DAC中点采样模块和数字控制模块。本发明提供了一种全数字控制方式、根据不同的工作条件下自动优化死区时间的方案。如图所示,在原边反馈主拓扑结构下,本控制系统的单输出DAC中点采样模块通过内部的反馈量计算模块,根据每个开关周期不断的比较 Δt_{r_half} 和 $T_r/2$ 的大小关系,精确周密地产生单斜坡数字波起始电压 $V_{initial}$ 的数字值,用于三角波发生器产生数字单斜坡,再和DAC产生的模拟参考电压相叠加,形成用于单斜坡数字波 V_{ref_slope} 。最后利用比较器将采样的斜坡电压与辅助绕组采得的 V_{sense} 电压进行比较,可以准确在辅助绕组上采样电压信号 V_{sense} 。通过每个开关周期不断的比较 Δt_{r_half} 和 $T_r/2$ 的大小关系,反馈量计算模块精确周密地调整单斜坡数字波起始电压 $V_{initial}$ 的数字值,可以保证单斜坡数字波电压信号 V_{ref_slope} 的起始位置,在不同负载条件下,始终能够跟随辅助绕组上的电压信号 V_{sense} 的变化而变化,准确输出采样得到的中点采样电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$,从而在稳态和动态条件下获得较好的中点跟随效果。此外,通过电流检测模块,在不采用传统大面积的模数转换器情况下,完全使用纯数字的方式,通过DAC采样机制,间接采样并推算得到CCM情况下原边平均电流 I_{mid_p} 和副边平均电流 $I_s(t_{mid})$ 的大小,将输出的副边平均电流 $I_s(t_{mid})$ 输入到死区计算模块,通过死区时间计算模块的运算得到当前的合理死区时间 t_d 。数字控制模块根据单输出DAC采样得到的中点电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$ 与系统预设值 V_{REF} 的误差 $e(n)$,利用比例和积分计算出控制量 $V_c(n)$,经过负反馈调节消除稳态误差,使输出电压 V_o 趋于稳定。通过死区时间 t_d 和数字控制模块输出控制量 $V_c(n)$ 来调整PWM模块的工作。PWM驱动模块与现有技术所采用的PWM驱动模块相同,内部包括RS触发器,比较器,数模转换器DAC和驱动电路。此处略有不同的是:本发明利用死区时间计算模块的输出 t_d 来控制PWM驱动模块产生的副边同步整流管占空比控制信号 $duty_SR$,使其在下降沿的时候,低电平的宽度跟随死区时间 t_d 的变化。在整体上,PWM驱动模块通过 $duty$ 信号和 $duty_SR$ 信号控制原边开关管和副边同步整流管的开关,实现从数字信号到时间信号的转换,从而形成了数字控制开关电源的闭环系统。

[0064] 图9是电流检测模块内部结构图,在不采用传统大面积的模数转换器情况下,完全使用纯数字的方式,通过DAC采样机制,采样原边电流推算副边平均电流,得到CCM情况下原边平均电流 I_{mid_p} 和副边平均电流 $I_s(t_{mid})$,并将副边平均电流 $I_s(t_{mid})$ 作为输出信号输入到死区时间计算模块,计算合理的死区时间 t_d 。电流检测模块包括一个单输入双输出的DAC和两个比较器CMP3和CMP3以及原边电流时间计数模块和副边平均电流计算模块。DAC的输入是由控制模块的输出信号原边峰值电流对应于原边电流采样电阻上的电压数字值 V_{peak_d} 给出,输出为 V_{peak_d} 对应的模拟值 V_{peak} 和 V_{peak_half} ,其中 V_{peak_half} 取值为 $k \cdot I_{peak_p}$ ($0 < k < 1$)。比较器CMP3的正端接原边电流采样电阻 R_{cs} 两端的电压 V_{cs} ,负端接原边峰值电流对应于原边电流采样电阻上的电压模拟值 V_{peak} ,输出信号 V_{cmp3} 作为输入信号输入至原边电流时间计数模块,比较器CMP4的正端接原边电流采样电阻 R_{cs} 两端的电压 V_{cs} ,负端接原边峰值电流的 k 倍 ($0 < k < 1$) 对应于原边电流采样电阻上的电压模拟值 V_{peak_half} ,为便于计算,此处 k 取值为 0.5,则 $V_{peak_half} = k \cdot V_{peak} = 0.5 \cdot V_{peak}$,输出信号 V_{cmp4} 作为输入信号输入至原边电流时间计数模块;原边电流时间计数模块由两个计数器构成,输入信号分别为两个比较器的输出

信号 V_{cmp3} 与 V_{cmp4} , 根据 V_{cmp3} 和 V_{cmp4} 高低电平的变化, 得出CCM情况下原边电流从零安培或初始电流线性增加到峰值电流的时间, 从而分别计算出所需要的时间 t_a 和 t_b , 并作为输出信号输入到副边平均电流计算模块。副边平均电流计算模块的输入信号为 t_a 和 t_b , 以及原边峰值电流对应于原边电流采样电阻上的电压数字值 $V_{\text{peak_d}}$, 利用 $V_{\text{peak_d}}$ 除以原边电流采样电阻 R_{cs} 的阻值, 可以推出原边绕组电感峰值电流 $I_{\text{peak_p}}$ 对应的数字量, 并代入 $I_s(t_{\text{mid}})$ 的表达式即可得CCM情况下的副边平均电流 $I_s(t_{\text{mid}})$, 从而得到合理的死区时间 t_d , 实现下一工作周期死区时间的合理优化。

[0065] 图10是死区时间计算模块的内部结构图, 由上述的分析可知死区时间由 MOSFET 的关断延时阶段和密勒效应阶段组成, 要计算死区时间的大小, 需要推导上述关断延时阶段和密勒效应阶段的时间分别应满足的关系式, 下面分别进行推导。

[0066] 关断延时阶段: 本阶段的电路如图5所示。由前面的分析表明, 此阶段内 I_s 主要经 SR 管沟道流通, 故有 $U_{\text{ds}} \approx I_s R_{\text{ds}}$, $U_{\text{dg}} \approx I_s R_{\text{ds}} - U_{\text{gs}}$; 同时 C_{gs} 、 C_{dg} 经电阻 R_g 放电, U_{gs} 由 U_g 降至 U_p 。由此分析 SR 管的门极可得:

$$[0067] \quad R_{g1}(C_{gs} + C_{dg}) \frac{dU_{gs}(t)}{dt} + U_{gs}(t) = 0 \quad (1)$$

[0068] 将 $C_{\text{iss}} = C_{\text{gs}} + C_{\text{dg}}$ 代入上式, 可解得关断延时阶段的持续时间 ΔT_1 如下:

$$[0069] \quad \Delta T_1 = R_g C_{\text{iss}} \ln\left(\frac{U_g}{U_p}\right) \quad (2)$$

[0070] 因 $U_{\text{gs}} \geq U_p$, 故 $C_{\text{iss}} \approx C_{\text{ISS}} = \frac{Q_g - Q_{gd} - Q_{gs}}{U_{\text{GS}} - U_p}$, 所以上式可以写成:

$$[0071] \quad \Delta T_1 = R_g \frac{Q_g - Q_{gd} - Q_{gs}}{U_{\text{GS}} - U_p} \ln\left(\frac{U_g}{U_p}\right) \quad (3)$$

[0072] 密勒效应阶段: 本阶段的电路如图6所示。由前面的分析可知, 此时 U_{gs} 、 i_g 基本不变, $U_{\text{gs}}(t) \approx U_p$, $i_g(t) \approx \frac{U_p}{R_g}$, 且 i_g 仅流过 C_{dg} 并使 U_{dg} 由 $I_s R_{\text{ds}} - U_p$ 上升至 $U_x - U_p$ 。此过程 SR 管栅极耗散的电荷 Q_p 可计算如下:

$$[0073] \quad Q_p = \int_{I_s R_{\text{ds}} - U_p}^{U_x - U_p} C_{\text{dg}}(U_{\text{dg}}) dU_{\text{dg}} \quad (4)$$

[0074] 由前述分析知 $U_p \approx I_s R_{\text{ds}} + U_T$ 且 $C_{\text{dg}} = C_{\text{rss1}}$, 则上式可化为:

[0075]

$$Q_p = \int_{-U_T}^{U_x - I_s R_{\text{ds}} - U_T} C_{\text{rss1}}(U_{\text{dg}}) dU_{\text{dg}} = \int_{-U_T}^{U_{\text{DS}} - I_L R_{\text{ds}} - U_T} C_{\text{rss1}}(U_{\text{dg}}) dU_{\text{dg}} - \int_{U_x - I_s R_{\text{ds}} - U_T}^{U_{\text{DS}} - I_L R_{\text{ds}} - U_T} C_{\text{rss1}}(U_{\text{dg}}) dU_{\text{dg}} = Q_{P1} - Q_{P2} \quad (5)$$

[0076] 考虑到 $Q_{gd} = \int_{-U_T}^{U_{\text{DS}} - I_L R_{\text{ds}} - U_T} C_{\text{rss1}}(U_{\text{dg}}) dU_{\text{dg}}$, 所以 $Q_{P1} = Q_{gd}$ 。

[0077] 根据 MOSFET 的数据手册可知

$$[0078] \quad C_{\text{rss}} = \frac{C_{\text{rss}}(t) \sqrt{U_{\text{dg}}(t)}}{\sqrt{U_{\text{dg}}}} \quad (6)$$

[0079] 其中, $C_{\text{rss}}(t)$ 为 $U_{\text{dg}} = U_{\text{dg}}(t)$ 时 C_{rss} 的实测数据。 $C_{\text{rss}}(t)$ 和 $U_{\text{dg}}(t)$ 是 MOSFET 手册中的常规参数, 且 $U_{\text{dg}}(t)$ 通常取 25V。

[0080] 将 $Q_{P1} = Q_{gd}$ 及式 (6) 带入式 (5) 可推得:

[0081] $Q_P = Q_{gd} - 2\sqrt{U_{dg}(t)}C_{rSS}(t)(\sqrt{U_{DS} - I_L R_{ds} - U_T} - \sqrt{U_X - I_S R_{ds} - U_T})$ (7)

[0082] 由式(7)以及 $i_g(t) \approx \frac{U_P}{R_g}$,则本阶段即密勒效应阶段的持续时间 ΔT_2 可计算如下:

$$\Delta T_2 = \frac{R_g Q_P}{U_P} = \frac{R_g}{U_P} [Q_{gd} - 2\sqrt{U_{dg}(t)}C_{rSS}(t)(\sqrt{U_{DS} - I_L R_{ds} - U_T} - \sqrt{U_X - I_S R_{ds} - U_T})]$$
 (8)

[0083]

[0084] 综上所述,在副边整流管SR关断到原边开关管SW开启之间最优的死区时间 t_d 为:

$$t_d = \Delta T_1 + \Delta T_2 = R_g \frac{Q_g - Q_{gd} - Q_{gs}}{U_{GS} - U_P} \ln\left(\frac{U_g}{U_P}\right) + \frac{R_g}{U_P} [Q_{gd} - 2\sqrt{U_{dg}(t)}C_{rSS}(t)(\sqrt{U_{DS} - I_L R_{ds} - U_T} - \sqrt{U_X - I_S R_{ds} - U_T})]$$
 (9)

[0085]

[0086]

[0087] 由以上分析可知,对于一个给定的电路,在上式中除了 I_S ,其余均为常量,故可设以下常量:

[0088] $K_1 = R_g \frac{Q_g - Q_{gd} - Q_{gs}}{U_{GS} - U_P} \ln\left(\frac{U_g}{U_P}\right)$

[0089] $K_2 = \frac{R_g}{U_P} Q_{gd}$

[0090] $K_3 = -\frac{2R_g}{U_P} \sqrt{U_{dg}(t)}C_{rSS}(t)\sqrt{U_{DS} - I_L R_{ds} - U_T}$

[0091] 对于式(9)中的第四项,此处采用泰勒级数展开并忽略高次项:

[0092] $f(I_S) = m - \frac{n}{m} I_S - \frac{n^2}{2m^3} I_S^2$

[0093] 其中 $m = \sqrt{U_X - U_T}$, $n = R_{ds}$ 。所以死区时间 t_d 可以表示为:

[0094] $t_d = K_1 + K_2 + K_3 + f(I_S)$ (10)

[0095] 对于图10死区时间计算模块的内部框图,由分析可知,除了副边电流 I_S 是变量,其余均为常量。对于死区时间的四个组成部分, K_1 、 K_2 、 K_3 为常量,最后一项 $f(I_S)$ 为副边电流 I_S 的幂函数。所以,将输入常量 K_1 、 K_2 、 K_3 输入加法器 A_1 ,用除法器 D_1 、乘法器 M_1 实现 I_S 的系数,用除法器 D_2 、乘法器 M_2 、 M_3 、 M_4 实现 I_S^2 的系数。最后通过加法器 A_2 、 A_3 实现死区时间 t_d 。

[0096] 图11是PWM驱动模块。其内部包含一个传统的PWM驱动模块,这个PWM驱动模块与现有技术所采用的PWM驱动单元相同,内部包括RS触发器,比较器,数模转换器DAC和驱动电路。PWM驱动模块产生原边开关管占空比控制信号 $duty$ 和副边同步整流管占空比控制信号 $duty_SR$,复位RS触发器,去产生占空比不同的PWM波形,控制原边开关管和副边同步整流管的开关,实现从数字信号到时间信号的转换,从而形成了数字控制开关电源的闭环系统。其中内部传统的PWM驱动单元产生的原边开关管控制信号 $duty$ 将作为输出信号直接控制原边开关管,而产生的副边整流管控制信号 $duty_SR1$ 需要经过一个简单的逻辑电路,才能用于优化死区时间。此处将死区时间计算模块的输出 t_d 经过一个过零比较器,产生一个正向脉冲,才将正向脉冲通过一个反相器得到一个负向脉冲,D触发器在信号 $duty_SR$ 下降沿的

触发下,使负向脉冲与duty_SR进行与逻辑运算,使此时的死区时间跟随负向脉冲的宽度变化,从而实现了死区时间的优化。

[0097] 图12是单输出DAC中点采样模块的内部结构图。单输出DAC中点采样模块包括数模转换器DAC、三角波发生器、比较器CMP1、比较器CMP2、计数器和反馈量计算模块;其功能是在副边电流复位时间中点 t_{mid} ,采样得到辅助绕组上的电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$ 。信号流向为:辅助绕组上的电压信号 V_{sense} 作为输入信号流入,输入到两个比较器的正端,分别与单斜坡数字波的电压信号 V_{ref_slope} 和零电压进行比较,并分别得到反馈比较信号 V_{ref_comp} 和零比较信号 V_{zvs_comp} 。计数器根据反馈比较信号 V_{ref_comp} 和过零比较信号 V_{zvs_comp} 的高低电平变化,计数得到 Δt_{r_half} 与 T_r 的大小, Δt_{r_half} 为单斜坡数字波 V_{ref_slope} 从起始电压 $V_{initial}$ 位置上升到与辅助绕组上电压信号 V_{sense} 相交所需要的总时间, T_r 为副边电流从峰值降低到最低点所需要的复位时间。最后反馈量计算模块根据 Δt_{r_half} 与 T_r 之间大小关系的不同,调整下一周期的单斜坡数字波起始电压 $V_{initial}$ 的数字值,当辅助绕组上的电压信号 V_{sense} 与单斜坡数字波的电压信号 V_{ref_slope} 相等时,将此刻单斜坡数字波的电压信号 V_{ref_slope} 的值赋值给中点电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$,作为本次开关周期内单输出DAC中点采样模块的输出信号输出。需要说明的是,每一周期都会输出中点电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$,虽然当负载变化、辅助绕组上的电压信号 V_{sense} 发生变化的动态阶段,单输出DAC中点采样模块的输出信号中点电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$ 并不是严格意义上的 $T_r/2$ 时刻的辅助绕组上的电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$,只是一个逐渐逼近的近似量,但是通过每个周期不断的比较 Δt_{r_half} 和 $T_r/2$ 的大小关系,随着逐渐逼近,在多个开关周期后,单输出DAC中点采样模块输出的中点电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$,就会是数值上严格等于 $T_r/2$ 时刻辅助绕组上电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$ 的精确量)。因为单输出DAC中点采样模块调整的速率很快,动态调整的周期跟稳态周期相比所占比例非常小,所以每个开关周期,辅助绕组上的电压信号 V_{sense} 与单斜坡数字波的电压信号 V_{ref_slope} 相等时,被赋值的单输出DAC中点采样模块输出信号都被称为中点电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$ 。

[0098] 图13是数字控制模块的内部结构图。数字控制模块与现有技术的数字控制模块相同,现有技术又称为数字PI控制模块,其核心是PI控制,即比例积分控制。数字控制模块包括加法器,减法器,乘法器,寄存器,运算放大器 K_p 和 K_i ,和模式判断模块,具体连接关系为:DAC的中点采样电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$ 与系统预设的固定值 V_{REF} 经过减法器得到误差 $e(n)$, $e(n)$ 一方面给寄存器做输入,另一方面控制模式判断模块。模式判断模块输出两个信号 V_{peak_d} 和状态 $state$ 。状态信号 $state$ 一分为二经过运算放大器,然后经过加法器求和。寄存器的输出 $e(n-1)$ 与状态 $state$ 的一路信号相乘并将结果给之后的减法器。求和之后的状态信号与误差 $e(n)$ 相乘,然后依次经过减法器、加法器,最终得到控制信号 $V_c(n)$,此处控制信号 $V_c(n)$ 经过寄存器反馈给上一级加法器。输入信号为单输出DAC的中点采样电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$ 输出信号是原边电流采样电阻 R_{cs} 上峰值电压的数字值 V_{peak_d} ,和控制信号 $V_c(n)$ 。比例控制的输出与输入误差信号成比例关系,积分控制的输出与输入误差信号的积分成比例关系。当系统仅有比例控制时,输出存在稳态误差。为了消除稳态误差,需要加入积分控制。PI控制器可以使系统在进入稳态后无稳态误差。根据输入信号单输出DAC的中点采样电压信号 $V_{sense}(t_{mid})$ 与系统预设的固定值 V_{REF} 的误差系统预设的固定值 V_{REF} ,比例和积分计算出控制量 $V_c(n)$,从而消除稳态误差,同时模式判断模块也会根据误差 $e(n)$ 大小直接给出原边电流采样电阻 R_{cs} 上峰值电压的数字值 V_{peak_d} 作为输出信号,表达式如下式(11)、(12):

$$[0099] \quad V_c(n) = V_c(n-1) + K_p \cdot (e(n) - e(n-1)) + K_i \cdot e(n) \quad (11)$$

$$[0100] \quad e(n) = V_{\text{sense}}(t_{\text{mid}}) - V_{\text{REF}} \quad (12)$$

[0101] $V_c(n)$ 代表本周期控制量, $V_c(n-1)$ 代表前一周控制量, $e(n)$ 代表本周期误差, $e(n-1)$ 代表前一周误差, K_p 和 K_i 分别为积分参数和微分参数, 在全负载范围内是不唯一的, 需要根据不同的模式设置不同的值。

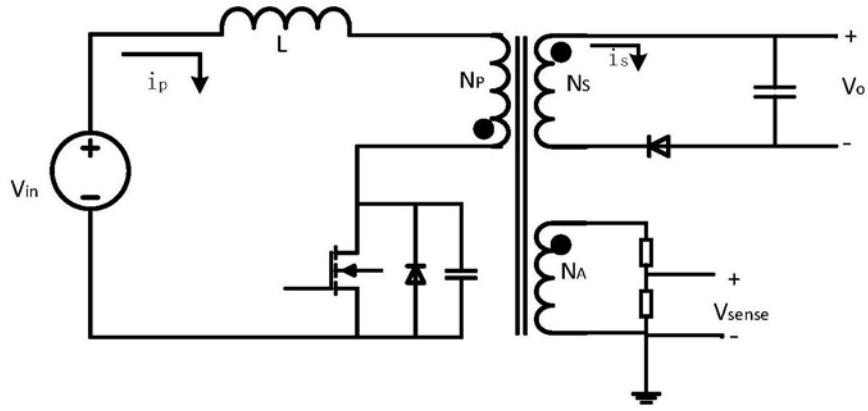


图1

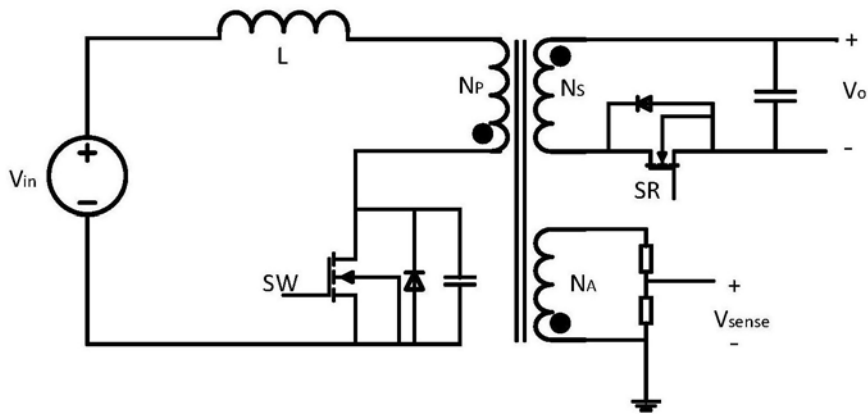


图2

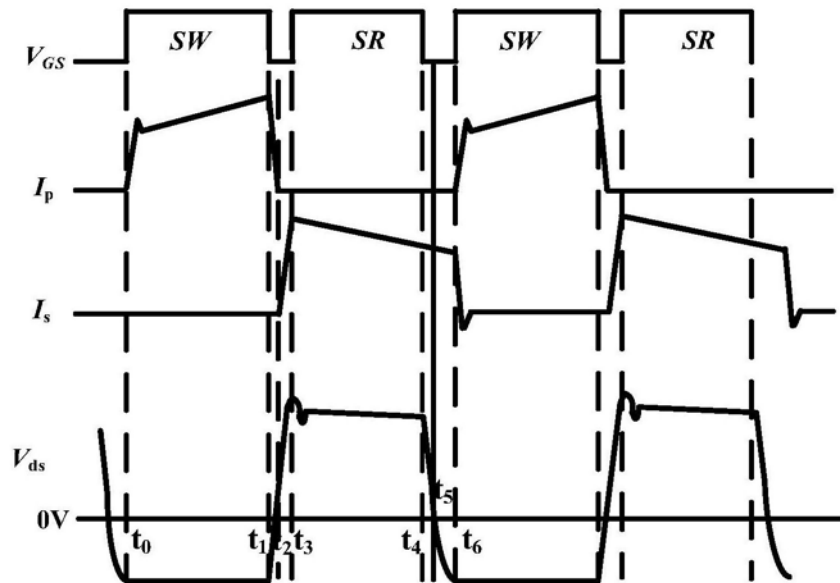


图3

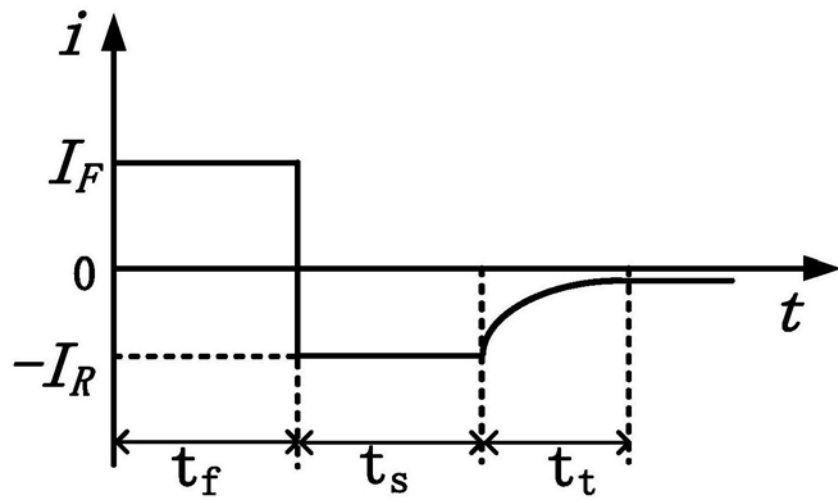


图4

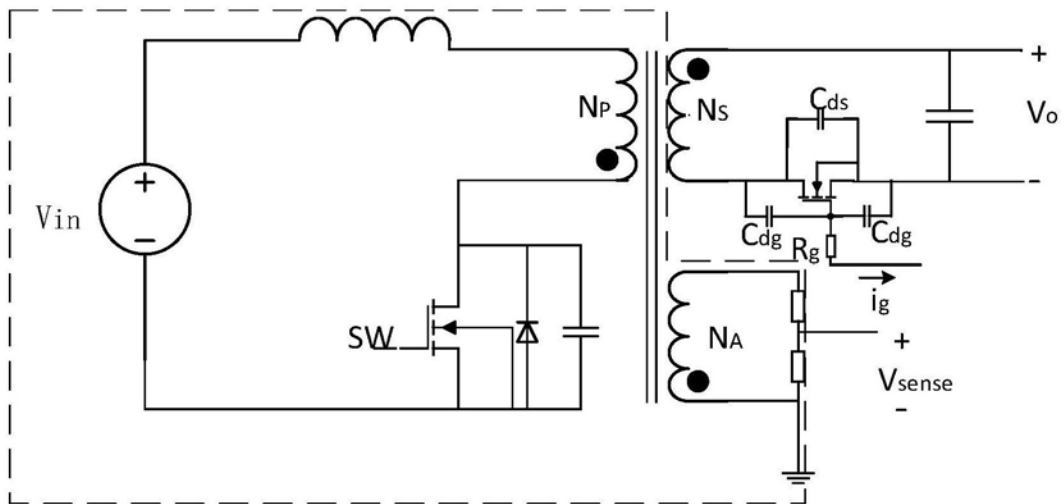


图5

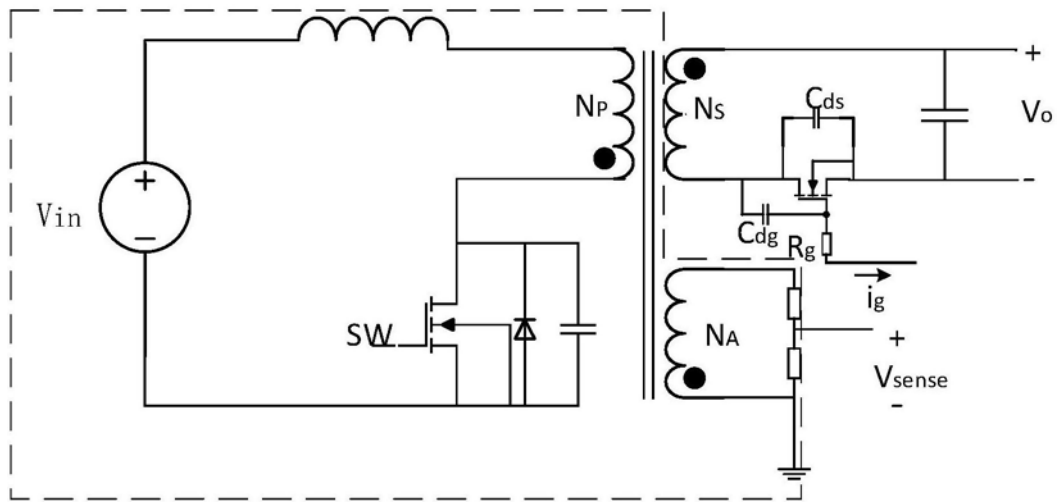


图6

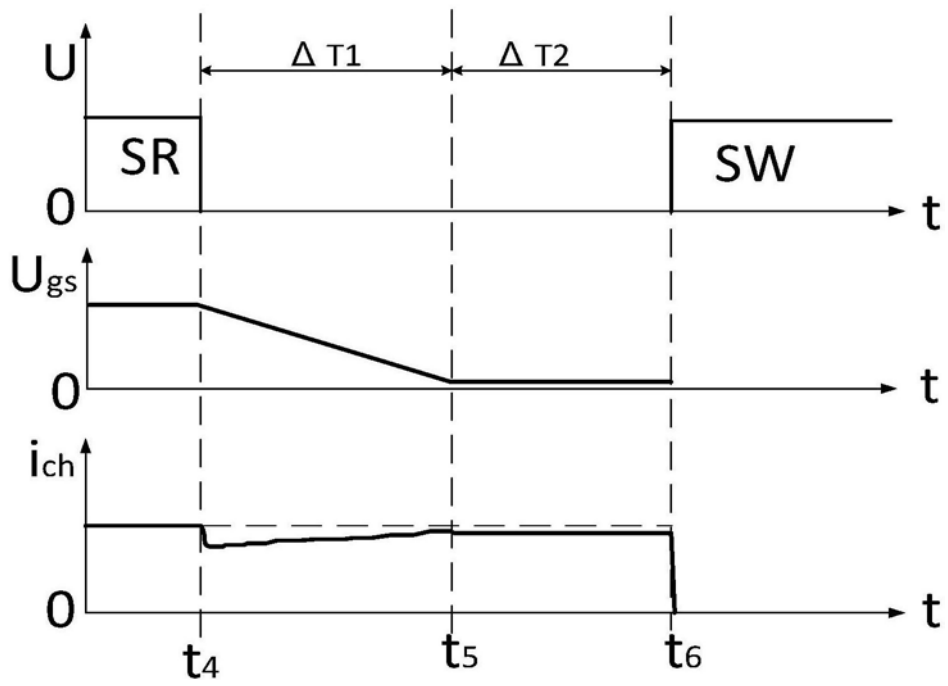


图7

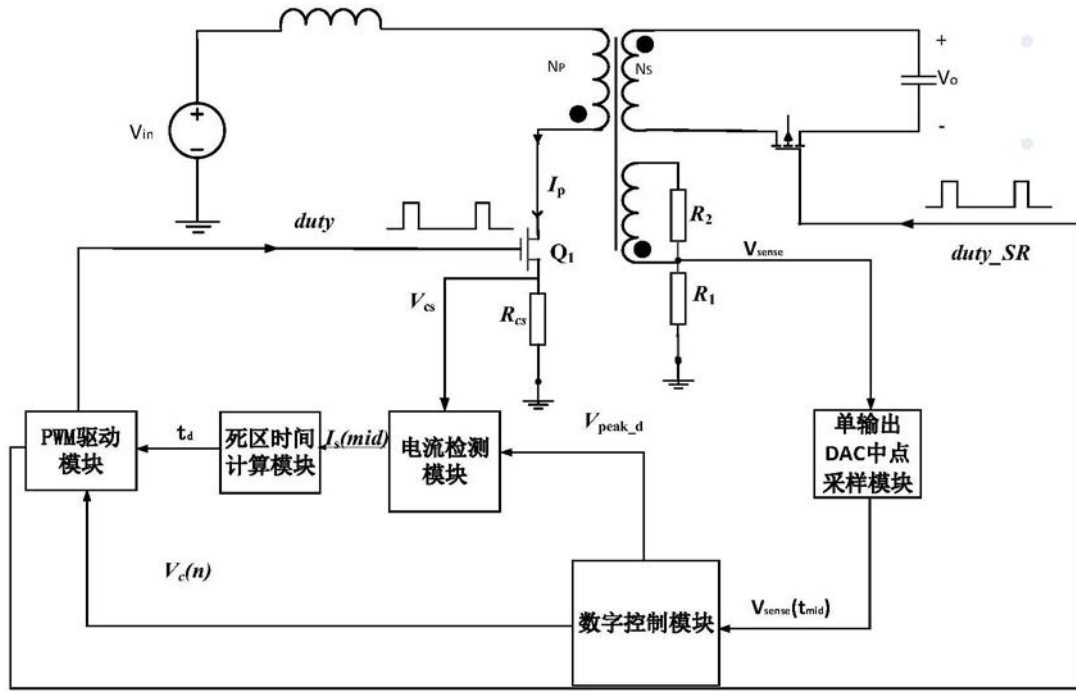


图8

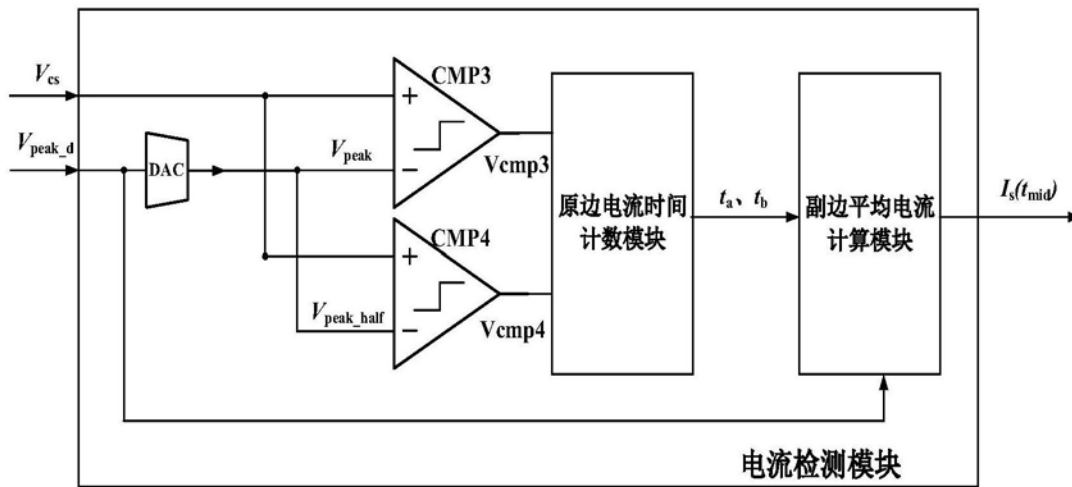


图9

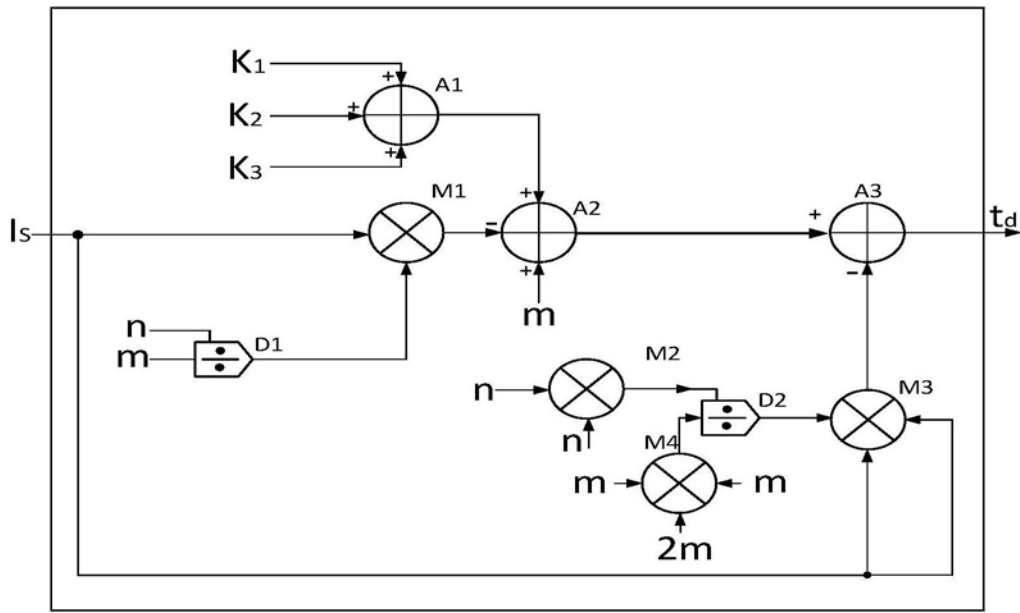


图10

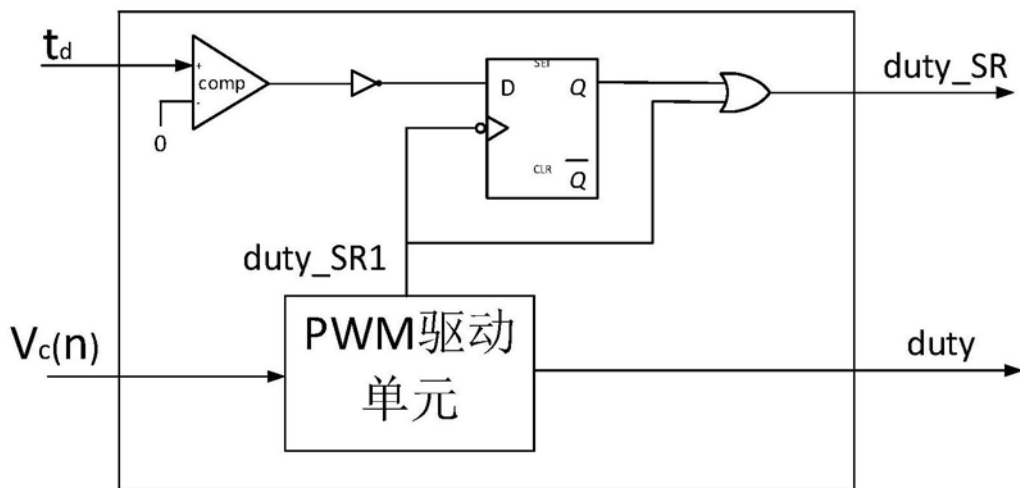


图11

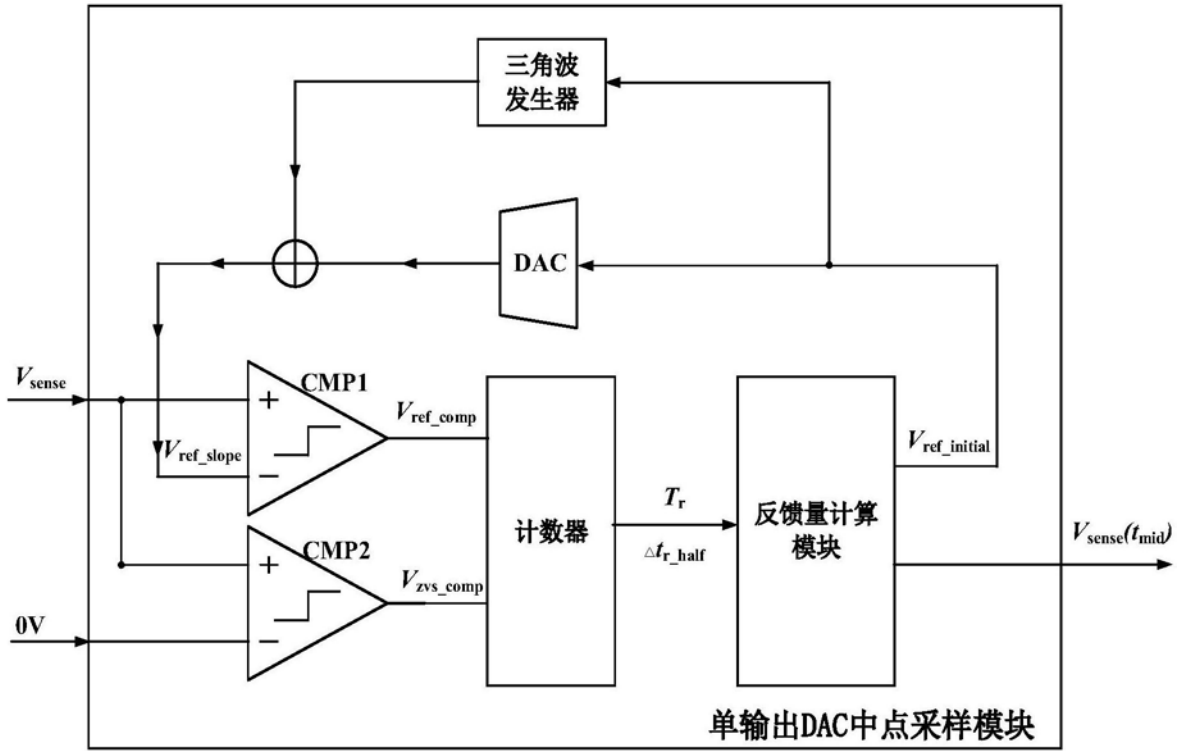


图12

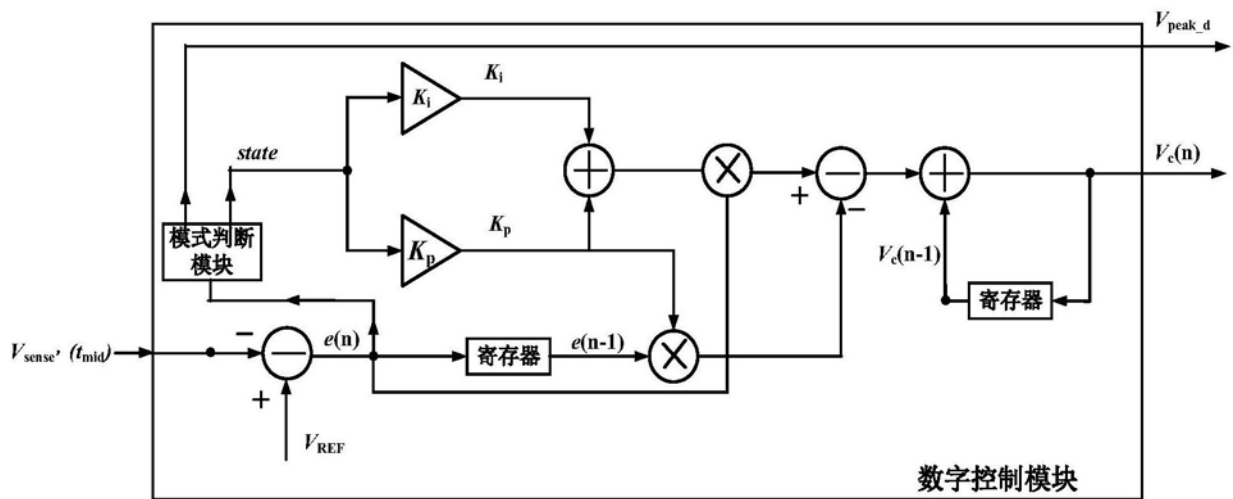


图13