



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102355136 B

(45) 授权公告日 2013. 10. 02

(21) 申请号 201110295481. X

CN 101777770 A, 2010. 07. 14,

(22) 申请日 2011. 09. 30

CN 201805600 U, 2011. 04. 20,

(73) 专利权人 浙江大学

审查员 伍春燕

地址 310027 浙江省杭州市西湖区浙大路
38 号

(72) 发明人 张军明 曾鹤龙

(74) 专利代理机构 杭州天勤知识产权代理有限
公司 33224

代理人 胡红娟

(51) Int. Cl.

H02M 3/335(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 101925237 A, 2010. 12. 22,

CN 102186292 A, 2011. 09. 14,

US 7352595 B2, 2008. 04. 01,

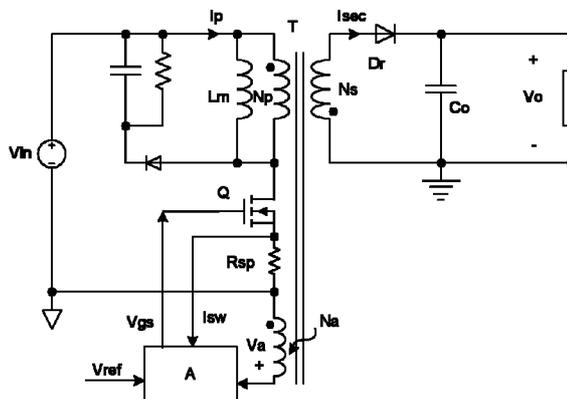
权利要求书1页 说明书11页 附图10页

(54) 发明名称

一种控制变流器输出电流的控制方法

(57) 摘要

本发明公开了一种控制变流器输出电流的控制电路及方法,适用于各类隔离型或非隔离型变流器;通过采集可控开关的电流信号、变流器中的电压信号和可控开关上一时刻的控制信号,并获取基准电压信号,经计算、比较、检测和调制等处理,得出平均电流信号、二极管导通时间信号和可控开关导通时间信号,产生控制可控开关导通或关断的控制信号,以达到控制变流器输出电流的效果,能够应用于各种控制方式;并且,本发明基于可控开关输出端的信号和变流器中的电压信号即可得到输出电流的信息,实现输出电流的间接控制,减少对变流器的电流采样,不但简化了电路结构、降低了电路损耗,也节约了电路组成的成本费用。



1. 一种控制变流器输出电流的控制方法,包括以下步骤:

(1) 获取基准电压信号,并采集变流器中可控开关的电流信号和上一时刻的控制信号,以及变流器中的一电压信号;

(2) 滤除所述的可控开关电流信号中的开关频率分量,得到平均电流信号;

(3) 对所述的电压信号进行转换,得到电压指示信号,然后对所述的电压指示信号进行检测,得到二极管导通时间信号;

(4) 基于可控开关上一时刻的控制信号,得到可控开关导通时间信号;

(5) 基于所述的平均电流信号、二极管导通时间信号和可控开关导通时间信号,计算得到输出电流信号;将所述的输出电流信号与所述的基准电压信号进行比较,得到误差信号;

计算输出电流信号的公式为:

在反激式变流器中为:

$$I_o = I_{avg} * T_{on_s} / T_{on_p};$$

在 BUCK 类变流器中为:

$$I_o = I_{avg} * (T_{on_s} + T_{on_p}) / T_{on_p};$$

其中, I_o 为输出电流信号, I_{avg} 为平均电流信号, T_{on_s} 为二极管导通时间信号, T_{on_p} 为可控开关导通时间信号;

(6) 将所述的误差信号进行调制得到可控开关当前时刻的控制信号,以控制变流器中可控开关的导通或关断。

2. 根据权利要求 1 所述的控制变流器输出电流的控制方法,其特征在于:所述的步骤(3)中,对所述的电压指示信号进行检测的过程为:先对所述的电压指示信号进行过零检测,得到零电流检测信号;然后对所述的零电流检测信号进行脉宽检测,得到二极管导通时间信号。

3. 根据权利要求 1 所述的控制变流器输出电流的控制方法,其特征在于:所述的步骤(6)中,将所述的误差信号进行 PWM 调制得到可控开关当前时刻的控制信号。

一种控制变流器输出电流的控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉电源电路,特别涉及一种控制变流器输出电流的控制方法及其控制电路。

背景技术

[0002] 在传统的在传统的小功率电源设备中,尤其是小功率开关电源,用于便携式设备的充电器,如手机充电器、笔记本电脑适配器、移动式设备的充电器,以及小功率LED照明的驱动电源,包括LED驱动器或者LED,其电源电路通常需要控制输出电流为恒定或者可调;传统的控制方式为对输出电流进行采样,然后用反馈电路控制电源电路中可控开关的导通时间或者频率进行调节。

[0003] 在隔离型变流器中,通常使用变压器实现电气隔离;由于输出电流检测电路在主电路的输出端,但可控开关位于变压器的原边使得控制电路通常在主电路的输入端,这造成输出电流的反馈回路相应需要电气隔离;现有技术中一般选用的光耦隔离为:将输出电流反馈的误差信号经光耦输入原边上的控制电路,以控制原边上可控开关的工作状态。

[0004] 如图1所示的传统隔离型反激式变流器及其输出电流的控制电路,包括反馈电路W和集成电路A,反馈电路W位于反激电路的输出端,集成电路A位于反激电路的输入端;所述的反馈电路W采集电流输出端的电流信号 I_{load} ,将电流信号 I_{load} 与基准电压源U提供的基准电压信号 V_{ref} 进行比较,产生一误差信号 V_{ea} ,误差信号 V_{ea} 经过光耦隔离传输到集成电路A,用来控制原边上可控开关Q的工作状态,实现反激电路输出电流的闭环控制。这种方法不仅线路复杂,因采集输出端的电流信号 I_{load} 导致增加电路损耗,而且光耦的存在对电气绝缘不利,容易产生漏电流,降低了电源电路的可靠性。

[0005] 在非隔离型变流器中,尽管输入输出不需要电气隔离,但是由于采集输出端的电流信号与控制电路不共地,导致二者的电压参考点不一样,同样存在信号隔离的问题。如图2所示的BUCK-BOOST变流器及其输出电流的控制电路,BUCK-BOOST变流器即为非隔离型反激式变流器,为了方便驱动可控开关Q,一般将可控开关Q串联在输入端的地线上,这导致控制电路采集的输出端的电流信号 I_{load} 与控制电路的参考电位不一致。为了克服这种缺陷,实际操作中往往使用差分电路或者隔离的采样电路,如霍尔元件、电流互感器等,将电流信号 I_{load} 经过上述电路输入控制电路。但上述差分电路或采样电路通常价格较高,有不能适用高频场合等缺点,并且使用后存在与隔离型变流器相同的问题,如输出电流信号采样较困难、需要进行隔离等。

[0006] 同样,如图3所示的一种非隔离型BUCK类变流器及其输出电流的控制电路,为了方便驱动可控开关Q,通常也将可控开关Q串联在输入端的地线上。显然,采集的输出端电流信号与控制电路的参考电位不一致,与BUCK-BOOST变流器输出电流的控制电路存在类似的问题。

[0007] 除了上述输出电流的反馈控制电路外,不直接采样输出电流的控制电路也得到一定程度的使用,在隔离型变流器中,基于变压器输入端的电流信号进行输出电流的反馈控

制,但这种控制电路一般仅适用于电流断续工作模式(DCM)和电流临界断续模式(CRM),不适用于电流连续模式(CCM),电路结构也非常复杂。

[0008] 公开号为 CN101242143 的中国专利于 2008 年 8 月 13 日公开了一种开关电路的自适应输出电流控制,该开关电路具有彼此电气绝缘的输入电路和输出电路;输出电流值可以基于输出电压,输出电路和表示相应于输出电压的输入电路中的电压的反射输出电压来确定;输入电路中的开关元件被控制来产生输出电流的确定值;存在下述问题:在 CCM 和 DCM 工作模式下的输出电流计算公式不一致,使得不同电流工作模式下的电路无法统一;DCM 工作模式下的计算公式用到了开方计算,使得实现较为复杂。

发明内容

[0009] 为解决如上所述的,在隔离型变流器中存在的输出电流控制电路复杂、损耗较大、绝缘性差和易产生漏电流等问题,在非隔离型变流器如 BUCK-BOOST 变流器和 BUCK 类变流器中存在的因输出电流控制电路与可控开关的输出电流参考电位不一致导致的技术难题,本发明提供了一种能够控制变流器输出电流的控制方法及其控制电路,在适用于 DCM 工作模式和 CRM 工作模式的同时也适用于 CCM 工作模式。

[0010] 一种控制变流器输出电流的控制方法,包括以下步骤:

[0011] (1) 获取基准电压信号,并采集变流器中可控开关的电流信号和上一时刻的控制信号,以及变流器中的一电压信号;

[0012] (2) 滤除所述的可控开关电流信号中的开关频率分量,得到平均电流信号;

[0013] (3) 对所述的电压信号进行转换,得到电压指示信号,然后对所述的电压指示信号进行检测,得到二极管导通时间信号;

[0014] (4) 基于可控开关上一时刻的控制信号,得到可控开关导通时间信号;

[0015] (5) 基于所述的平均电流信号、二极管导通时间信号和可控开关导通时间信号,计算得到输出电流信号;将所述的输出电流信号与所述的基准电压信号进行比较,得到误差信号;

[0016] 计算输出电流信号的公式为:

[0017] 在反激式变流器中为:

[0018] $I_o = I_{avg} * T_{on_s} / T_{on_p}$;

[0019] 在 BUCK 类变流器中为:

[0020] $I_o = I_{avg} * (T_{on_s} + T_{on_p}) / T_{on_p}$;

[0021] 其中, I_o 为输出电流信号, I_{avg} 为平均电流信号, T_{on_s} 为二极管导通时间信号, T_{on_p} 为可控开关导通时间信号。

[0022] (6) 将所述的误差信号进行调制得到可控开关当前时刻的控制信号,以控制变流器中可控开关的导通或关断;所述的调制以 PWM 调制为最佳。

[0023] 所述的步骤(1)中,可以对变流器的交流信号进行切相角控制,并经调制获取基准电压信号。

[0024] 所述的步骤(3)中,对电压指示信号进行检测的过程为:先对所述的电压指示信号进行过零检测,得到零电流检测信号;然后对所述的零电流检测信号进行脉宽检测,得到二极管导通时间信号。

[0025] 所述的步骤(4)中,对可控开关上一时刻的控制信号进行脉宽检测,得到可控开关导通时间信号。

[0026] 一种控制变流器输出电流的控制电路,包括:

[0027] 低通滤波器,用于接收变流器中可控开关的电流信号,并输出平均电流信号;所述的低通滤波器可以为 RC 滤波器;

[0028] 电压采样电路,用于采集变流器中的电压信号,并输出电压指示信号;所述的电压采样电路:在隔离型变流器,如隔离型反激式变流器中,为变流器中反激变压器的辅助绕组或微分电路;在非隔离型变流器,如 BUCK-BOOST 变流器和非隔离型 BUCK 类变流器中,为变流器中电感的耦合绕组;

[0029] 二极管导通时间检测电路,用于接收所述的电压指示信号,并输出二极管导通时间信号;所述的二极管导通时间检测电路,包括:

[0030] 过零检测电路,用于接收所述的电压指示信号,输出零电流检测信号;

[0031] 脉宽检测电路,用于接收所述的零电流检测信号,输出二极管导通时间信号;

[0032] 可控开关导通时间检测电路,用于接收可控开关上一时刻的控制信号,并输出可控开关导通时间信号;

[0033] 运算电路,用于接收所述的平均电流信号、二极管导通时间信号和可控开关导通时间信号,并产生输出电流信号;所述的运算电路可以为乘法器;

[0034] 基准电压源,用于提供基准电压信号;

[0035] 误差补偿电路,用于接收所述的基准电压信号以及所述的输出电流信号,并输出误差信号;

[0036] 调制电路,用于接收所述的误差信号,并输出可控开关当前时刻的控制信号至可控开关的控制端;所述的调制电路可以为 PWM 调制电路。

[0037] 本发明通过采集可控开关的电流信号、变流器中的电压信号和可控开关上一时刻的控制信号,并获取基准电压源提供的基准电压信号,经计算、比较、检测和调制等处理,得出平均电流信号、二极管导通时间信号和可控开关导通时间信号,产生控制可控开关导通或关断的可控开关当前时刻的控制信号,以达到控制变流器输出电流的效果,能够应用于各种控制方式,如变频率控制(VF, variable frequency)、定频控制方式(CF, constant frequency);并且,本发明基于可控开关输出端的信号和变流器中的电压信号即可得到输出电流的信息,实现输出电流的间接控制,减少对变流器的电流采样,不但简化了电路结构、降低了电路损耗,也节约了电路组成的成本费用。

附图说明

[0038] 图 1 为一种隔离型反激式变流器及现有技术中一种控制其输出电流的控制电路的结构示意图。

[0039] 图 2 为一种 BUCK-BOOST 变流器及现有技术中一种控制其输出电流的控制电路的结构示意图。

[0040] 图 3 为一种非隔离型 BUCK 类变流器及现有技术中一种控制其输出电流的控制电路的结构示意图。

[0041] 图 4 为本发明一种控制变流器输出电流的方法的流程示意图。

[0042] 图 5 为图 1 所示的隔离型反激式变流器及本发明控制其输出电流的一种控制电路的结构示意图。

[0043] 图 6 为图 5 中控制电路 A 的内部结构方框图。

[0044] 图 7 为图 6 中 RC 滤波器 A1 的电路结构示意图。

[0045] 图 8 为图 5 电路的工作波形图。

[0046] 图 9 为图 6 中二极管导通时间检测电路 A2 的一种结构示意图。

[0047] 图 10 为图 9 中二极管导通时间检测电路 A2 去掉 RS 触发器 F 的结构示意图。

[0048] 图 11 为图 6 中可控开关导通时间检测电路 A3 的一种结构示意图。

[0049] 图 12 为图 6 中误差补偿电路 A5 的一种结构示意图。

[0050] 图 13 为图 6 中脉宽调制电路 A6 的一种结构示意图。

[0051] 图 14 为图 6 中以数字化方式实现二极管导通时间检测电路 A2 的一种结构示意图。

[0052] 图 15 为图 14 中二极管导通时间检测电路 A2 去掉 RS 触发器 F 的结构示意图。

[0053] 图 16 为图 6 中以数字化方式实现可控开关导通时间检测电路 A3 的一种结构示意图。

[0054] 图 17 为图 1 所示的隔离型反激式变流器及本发明控制其输出电流的一种带微分电路的控制电路的结构示意图。

[0055] 图 18 为图 17 所示电路的工作波形图。

[0056] 图 19 为图 2 所示的 BUCK-BOOST 变流器及本发明控制其输出电流的一种控制电路的结构示意图。

[0057] 图 20 为图 3 所示的非隔离型 BUCK 类变流器及本发明控制其输出电流的一种控制电路的结构示意图。

[0058] 图 21 为图 20 中控制电路 A 的内部结构方框图。

[0059] 图 22 为图 20 所示电路的工作波形图。

[0060] 图 23 为一种含 TRIAC 调光电路的隔离型变流器及本发明控制其输出电流的一种控制电路的结构示意图。

[0061] 图 24 为基准电压源 U 的一种结构示意图。

[0062] 图 25 为 TRIAC 调光电路的输入电压波形图。

[0063] 图 26 为 PWM 调制的一种电路实施示意图。

具体实施方式

[0064] 下面结合附图详细介绍本发明的具体实施方式,然而,应当清楚,本发明的原理对任何可控开关电流与输出电流有对应关系的电源电路均适用。

[0065] 如图 4 所示的一种控制变流器输出电流的控制方法,包括以下步骤:

[0066] S1 采集变流器中可控开关的电流信号、变流器中的电压信号、可控开关上一时刻的控制信号,并获取基准电压信号;

[0067] S2 滤除可控开关电流信号中的开关频率分量,得到平均电流信号;

[0068] S3 对电压信号进行转换,得到电压指示信号;对电压指示信号进行检测,得到二极管导通时间信号;

- [0069] S3 中,对电压指示信号进行检测包括如下步骤:
- [0070] S31 对电压指示信号进行过零检测,得到零电流检测信号;
- [0071] S32 对零电流检测信号进行脉宽检测,得到二极管导通时间信号;
- [0072] S4 对可控开关上一时刻的控制信号进行脉宽检测,得到可控开关导通时间信号;
- [0073] S5 中, S51 基于平均电流信号、二极管导通时间信号和可控开关导通时间信号,计算得到输出电流信号;
- [0074] 其中,计算输出电流信号的公式为:
- [0075] S511 在反激式变流器中为:
- [0076] $I_o = I_{avg} * T_{on_s} / T_{on_p}$;
- [0077] S512 在 BUCK 类变流器中为:
- [0078] $I_o = I_{avg} * (T_{on_s} + T_{on_p}) / T_{on_p}$;
- [0079] 其中, I_o 为输出电流信号, I_{avg} 为平均电流信号, T_{on_s} 为二极管导通时间信号, T_{on_p} 为可控开关导通时间信号;
- [0080] S52 将输出电流信号与基准电压信号进行比较,得到误差信号;
- [0081] S6 对误差信号进行 PWM 调制,得到可控开关当前时刻的控制信号,以可控开关当前时刻的控制信号控制变流器中可控开关的导通或关断,从而控制产生变流器输出电流为一确定值。
- [0082] 实施例 1:
- [0083] 如图 5 所示的一种控制隔离型反激式变流器输出电流的控制电路,包括:集成电路 A、基准电压源 U、反激式变流器中的反激变压器 T、接入反激变压器 T 原边的可控开关 Q 和反激变压器 T 的辅助绕组 Na;
- [0084] 辅助绕组 Na 采集反激式变流器中变压器上的电压信号,输出电压指示信号 Va;
- [0085] 集成电路 A 的第一输入端与可控开关 Q 的输出端相连,并接收可控开关 Q 的电流信号 I_{sw} ;
- [0086] 集成电路 A 的第二输入端与辅助绕组 Na 的正端相连,并接收电压指示信号 Va;
- [0087] 集成电路 A 的第三输入端接收基准电压源 U 提供的基准电压信号 V_{ref} ;基准电压信号 V_{ref} 也可以选择集成电路 A 的内部实现;
- [0088] 集成电路 A 的输出端与可控开关 Q 的控制端相连,输出可控开关当前时刻的控制信号 V_{gs} 。
- [0089] 如图 6 所示,集成电路 A 包括:
- [0090] RC 滤波器 A1、二极管导通时间检测电路 A2、可控开关导通时间检测电路 A3、乘法器 A4、误差补偿电路 A5 和脉宽调制电路 A6:
- [0091] RC 滤波器 A1 的输入端 11 为集成电路 A 的第一输入端,接收可控开关的电流信号 I_{sw} ;RC 滤波器 A1 的输出端 1 与乘法器 A4 的第一输入端 41 相连并输出平均电流信号 I_{avg} ;
- [0092] 二极管导通时间检测电路 A2 输入端 21 为集成电路 A 的第二输入端,接收电压指示信号 Va;二极管导通时间检测电路 A2 的输出端 2 与乘法器 A4 的第二输入端 42 相连并输出二极管导通时间信号 T_{on_s} ;
- [0093] 可控开关导通时间检测电路 A3 的输入端 31 接收可控开关上一时刻的控制信号 V_{gs} ,可控开关导通时间检测电路 A3 的输出端 3 与乘法器 A4 的第三输入端 43 相连并输出

可控开关导通时间信号 Ton_p ;

[0094] 乘法器 A4 的第一输入端 41 接收平均电流信号 I_{avg} , 第二输入端 42 接收二极管导通时间信号 Ton_s , 第三输入端 43 接收输出端可控开关导通时间信号 Ton_p ; 乘法器 A4 的输出端 4 与误差补偿电路 A5 的第一输入端 51 相连并输出输出电流信号 I_o ; 乘法器 A4 内部实现的计算公式为: $I_o = I_{avg} * Ton_s / Ton_p$;

[0095] 误差补偿电路 A5 的第一输入端 51 接收输出电流信号 I_o , 第二输入端 52 为集成电路 A 的第三输入端, 并接收基准电压信号 V_{ref} ; 误差补偿电路 A5 的输出端 5 与脉宽调制电路 A6 的输入端 61 相连并输出误差信号 V_{ea} ;

[0096] 脉宽调制电路 A6 的输入端 61 接收误差信号 V_{ea} , 输出端 6 为集成电路 A 的输出端, 输出可控开关当前时刻控制信号 V_{gs} 。

[0097] 如图 7 所示的 RC 滤波器 A1, 电阻 R 与电容 C 的串联端为 RC 滤波器 A1 的输出端 1, 电阻 R 的另一端为 RC 滤波器 A1 的输入端 11。

[0098] 如图 9 所示的二极管导通时间检测电路 A2, 包括过零检测电路 A21 和脉宽检测电路 A22; 过零检测电路 A21 中的比较器 B 的正端为二极管导通时间检测电路 A2 的输入端 21, 接收电压指示信号 V_a , 比较器 B 的输出端输出零电流信号 ZCD1, 零电流信号 ZCD1 经过 RS 触发器 F, 在与门 G 的输出端输出零电流检测信号 ZCD; 脉宽检测电路 A22 的输出端为二极管导通时间检测电路 A2 的输出端 2, 脉宽检测电路 A22 的输入端接收零电流检测信号 ZCD, 在输出端输出二极管导通时间信号 Ton_s ;

[0099] 结合图 8 可知, 在电流工作模式为 DCM 模式下, 如果电流断续时间比较长, 比较器 B 的输出端输出的零电流信号 ZCD1 在二极管电流为零期间会输出一个窄脉冲 I_t , 这可能影响二极管导通时间检测电路 A2 正常检测二极管导通时间信号 Ton_s ; 在本实施例中, 如图 9 所示, 二极管导通时间检测电路 A2 中的过零检测电路 A21 包括的 RS 触发器 F 实现了本控制电路可以同时适用于 CRM、DCM 和 CCM 三种电流工作模式; 在 DCM 模式下, RS 触发器 F 的 S 端接收可控开关内部提供的可控开关上一时刻的控制信号 V_{gs} , 实现在可控开关 Q 关断时, 可控开关控制信号 V_{gs} 为下降沿, 只有第一个下降沿触发有效, 以屏蔽后面的脉冲; 而在 CRM 和 CCM 模式下, 不存在上述问题, 可以选择去掉 RS 触发器 F, 如图 10 所示的去掉 RS 触发器 F 的二极管导通时间检测电路 A2, 过零检测电路 A21 中的比较器 B 的正端为二极管导通时间检测电路 A2 的输入端 21, 接收电压指示信号 V_a , 比较器 B 的输出端输出的为零电流检测信号 ZCD; 脉宽检测电路 A22 的输出端为二极管导通时间检测电路 A2 的输出端 2, 脉宽检测电路 A22 的输入端接收零电流检测信号 ZCD, 并在输出端输出二极管导通时间信号 Ton_s 。

[0100] 如图 11 所示的一种可控开关导通时间检测电路 A3, 为一种脉宽检测电路, 脉宽检测电路的输入端为可控开关导通时间检测电路 A3 的输入端 31, 脉宽调制电路的输出端为可控开关导通时间检测电路 A3 的输出端 3。

[0101] 如图 12 所示的一种误差补偿电路 A5, 包括比较器 B1, 其中比较器 B1 的负端为误差补偿电路 A5 的第一输入端 51, 比较器 B1 的正端为误差补偿电路 A5 的第二输入端 52, 比较器 B1 的输出端为为误差补偿电路 A5 的输出端 5。

[0102] 如图 13 所示的一种脉宽调制电路 A6, 包括比较器 B2 和 RS 触发器 F1, 比较器 B2 的负端为脉宽调制电路 A6 的输入端 61; RS 触发器 F1 的 R 端连接比较器 B2 的输出端, RS 触发器 F1 的 Q 端为脉宽调制电路 A6 的输出端 6。

[0103] 本实施例控制变流器输出电流的控制方法,包括以下步骤:

[0104] (1) 采集变流器中可控开关 Q 的电流信号 I_{sw} 、变流器中变压器的电压信号、可控开关上一时刻的控制信号 V_{gs} , 并获取基准电压信号 V_{ref} ;

[0105] (2) 滤除可控开关电流信号 I_{sw} 中的开关频率分量, 得到平均电流信号 I_{avg} ;

[0106] (3) 对电压信号进行转换, 得到电压指示信号 V_a ; 对电压指示信号 V_a 进行检测, 得到二极管导通时间信号 T_{on_s} ;

[0107] 对电压指示信号 V_a 进行检测包括如下步骤:

[0108] (a) 对电压指示信号 V_a 进行过零检测, 得到零电流检测信号 ZCD ;

[0109] (b) 对零电流检测信号 ZCD 进行脉宽检测, 得到二极管导通时间信号 T_{on_s} ;

[0110] 在二极管导通时间检测中, 可采用模拟的方法实现, 在本实施例中, 利用零电流检测信号 ZCD 控制一恒流源, 恒流源在零电流检测信号 ZCD 有效期间持续对一电容充电, 电容的电压与脉冲宽度成正比, 利用此电压值, 得到二极管导通时间信号 T_{on_s} ;

[0111] 更为简单的方式是将 ZCD 信号经过一个低通滤波器(可以采用同图 7 所述的 RC 滤波器的电路结构形式), 得到其平均值, 该平均值与 ZCD 信号的脉宽成正比, 也体现了二极管的导通时间。

[0112] (4) 对可控开关上一时刻的控制信号 V_{gs} 进行脉宽检测, 得到可控开关导通时间信号 T_{on_p} ;

[0113] 在可控开关导通时间检测中, 可采用模拟的方法实现, 在本实施例中, 利用可控开关上一时刻的控制信号 V_{gs} 控制一恒流源, 恒流源在可控开关上一时刻的控制信号 V_{gs} 有效期间持续对一电容充电, 电容的电压与脉冲宽度成正比, 利用此电压值, 得到可控开关导通时间信号 T_{on_p} ;

[0114] 更为简单的方式是将 V_{gs} 信号经过一个低通滤波器(可以采用同图 7 所述的 RC 滤波器的电路结构形式), 得到其平均值, 该平均值与 V_{gs} 信号的脉宽成正比, 也体现了开关管的导通时间。

[0115] (5) 基于平均电流信号 I_{avg} 、二极管导通时间信号 T_{on_s} 和可控开关导通时间信号 T_{on_p} , 计算得到输出电流信号 I_o ;

[0116] 其中, 计算公式为:

[0117] $I_o = I_{avg} * T_{on_s} / T_{on_p}$;

[0118] 将输出电流信号 I_o 与基准电压信号 V_{ref} 进行比较, 得到误差信号 V_{ea} ;

[0119] (6) 将误差信号 V_{ea} 进行 PWM 调制得到可控开关 Q 当前时刻的控制信号 V_{gs} , 以控制变流器中可控开关 Q 的导通或关断, 从而控制产生变流器输出电流的确定值。

[0120] 实施例 2:

[0121] 本实施例中的一种控制隔离型反激式变流器输出电流的控制电路的其他结构与实施例 1 相同, 与实施例 1 不同的是, 实现脉宽检测采用了数字化的方式:

[0122] 集成电路 A 中的二极管导通时间检测电路 A2 包括过零检测电路 A21 与计数器 A22, 如图 14 所示的一种二极管导通时间检测电路 A2, 过零检测电路 A21 中的比较器 B 的正端为二极管导通时间检测电路 A2 的输入端 21, 接收电压指示信号 V_a , 比较器 B 的输出端输出零电流信号 $ZCD1$, 零电流信号 $ZCD1$ 经过 RS 触发器 F, 在与门 G 的输出端输出零电流检测信号 ZCD ; 计数器 A22 的输出端为二极管导通时间检测电路 A2 的输出端 2, 计数器 A22 的输

入端接收零电流检测信号 ZCD, 在输出端输出二极管导通时间信号 Ton_s ;

[0123] 与实施例 1 相同, 二极管导通时间检测电路 A2 中的过零检测电路 A21 包括的 RS 触发器 F 实现了本控制电路可以同时适用于 CRM、DCM 和 CCM 三种电流工作模式 ; 而在 CRM 和 CCM 的工作模式下, 过零检测电路 A21 可以选择去掉 RS 触发器 F, 二极管导通时间检测电路 A2 此时的电路结构则如图 15 所示 ;

[0124] 集成电路 A 中的可控开关导通时间检测电路 A3, 如图 16 所示, 为一计数器, 计数器的输入端为可控开关导通时间检测电路 A3 的输入端 31, 接收可控开关上一时刻的控制信号 Vgs ; 计数器的输出端为可控开关导通时间检测电路 A3 的输出端 3, 输出可控开关导通时间信号 Ton_p。

[0125] 本实施例控制变流器输出电流的控制方法, 包括以下步骤 :

[0126] (1) 获取基准电压信号 Vref, 并采集变流器中可控开关 Q 的电流信号 Isw、变流器中变压器的电压信号、可控开关上一时刻的控制信号 Vgs ;

[0127] (2) 滤除可控开关电流信号 Isw 中的开关频率分量, 得到平均电流信号 Iavg ;

[0128] (3) 对电压信号进行转换, 得到电压指示信号 Va ; 对电压指示信号 Va 进行检测, 得到二极管导通时间信号 Ton_s ;

[0129] 对电压指示信号 Va 进行检测包括如下步骤 :

[0130] (a) 对电压指示信号 Va 进行过零检测, 得到零电流检测信号 ZCD ;

[0131] (b) 对零电流检测信号 ZCD 进行脉宽检测, 得到二极管导通时间信号 Ton_s ; 在本实施例中, 利用计数测试零电流检测信号 ZCD 的脉冲宽度, 得到二极管导通时间信号 Ton_s。

[0132] (4) 对可控开关上一时刻的控制信号 Vgs 进行脉宽检测, 得到可控开关导通时间信号 Ton_p ; 在本实施例中, 利用计数测试可控开关上一时刻的控制信号 Vgs 的脉冲宽度, 得到可控开关导通时间信号 Ton_p ;

[0133] (5) 基于平均电流信号 Iavg、二极管导通时间信号 Ton_s 和可控开关导通时间信号 Ton_p, 计算得到输出电流信号 Io,

[0134] 其中, 计算公式为 :

[0135] $I_o = I_{avg} * T_{on_s} / T_{on_p}$;

[0136] 将输出电流信号 Io 与基准电压信号 Vref 进行比较, 得到误差信号 Vea ;

[0137] (6) 将误差信号 Vea 进行 PWM 调制得到可控开关 Q 当前时刻的控制信号 Vgs, 以控制变流器中可控开关 Q 的导通或关断, 从而控制产生变流器输出电流的确定值。

[0138] 实施例 3 :

[0139] 如图 17 所示的一种带微分电路的控制隔离型反激式变流器输出电流的控制电路, 包括与实施例 1 结构相同的主电路、集成电路 A 和基准电压源 U, 本实施例还包括一微分电路 Lco ; 所述的微分电路 Lco 的输入端采集反激式变流器中变压器原边绕组一端上的电压信号, 输出端输出电压指示信号 Va ;

[0140] 如图 18 所示为本实施例中电路在 CRM、DCM 和 CCM 三种工作模式下的工作波形, 同样, 采用微分电路 Lco 作为电压采样电路, 在 DCM 工作模式下, 如果电流断续时间比较长, 集成电路 A 中的二极管导通时间检测电路 A2 中的比较器 B 的输出端输出的零电流信号 ZCD1 在二极管电流为零期间也会输出一个窄脉冲 It, 这同样会影响二极管导通时间检测电路

A2 正常检测二极管导通时间信号 T_{on_s} ; 据此, 本实施例中二极管导通时间检测电路 A2 的实施方式与实施例 1 中所述一致。

[0141] 本实施例控制变流器输出电流的方法同实施例 1。

[0142] 实施例 4 :

[0143] 如图 19 所示的一种控制 BUCK-BOOST 变流器输出电流的控制电路, 包括 : 集成电路 A、基准电压源 U、BUCK-BOOST 变流器中的激磁电感 L_o 、可控开关 Q 和激磁电感 L_o 的耦合绕组 N_a ;

[0144] 耦合绕组 N_a 采集反激式变流器中激磁电感 L_o 上的电压信号, 输出电压指示信号 V_a ;

[0145] 集成电路 A 的第一输入端与可控开关 Q 的输出端相连, 并接收可控开关 Q 的电流信号 I_{sw} ;

[0146] 集成电路 A 的第二输入端接入激磁电感 L_o 的端电压, 接收所述的电压指示信号 V_a ;

[0147] 集成电路 A 的第三输入端接收基准电压源 U 提供的基准电压信号 V_{ref} ;

[0148] 集成电路 A 的输出端与可控开关 Q 的控制端相连, 输出可控开关当前时刻的控制信号 V_{gs} 。

[0149] 实施例 4 中的集成电路 A 结构及相关原理同实施例 1。

[0150] 本实施例控制变流器输出电流的方法同实施例 1。

[0151] 实施例 5 :

[0152] 如图 20 所示的一种控制非隔离型 BUCK 类变流器输出电流的控制电路, 包括 : 集成电路 A、基准电压源 U、变流器的输出电感 L_o 、可控开关 Q 和输出电感 L_o 的耦合绕组 N_a ;

[0153] 耦合绕组 N_a 采集 BUCK 类变流器中激磁电感 L_o 上的电压信号, 输出电压指示信号 V_a ;

[0154] 集成电路 A 的第一输入端与可控开关 Q 的输出端相连, 并接收可控开关 Q 的电流信号 I_{sw} ;

[0155] 集成电路 A 的第二输入端接入输出激磁电感 L_o 的耦合绕组的一端电压, 接收所述的电压指示信号 V_a ;

[0156] 集成电路 A 的第三输入端接收基准电压源 U 提供的基准电压信号 V_{ref} ; 基准电压信号 V_{ref} 也可以选择地在集成电路 A 的内部实现 ;

[0157] 集成电路 A 的输出端与可控开关 Q 的控制端相连, 输出可控开关当前时刻的控制信号 V_{gs} 。

[0158] 如图 21 所示, 集成电路 A 包括 :

[0159] RC 滤波器 A1、二极管导通时间检测电路 A2、可控开关导通时间检测电路 A3、乘法器 A4、误差补偿电路 A5 和脉宽调制电路 A6 :

[0160] RC 滤波器 A1 的输入端 11 为集成电路 A 的第一输入端, 接收可控开关的电流信号 I_{sw} ; RC 滤波器 A2 的输出端 1 与乘法器 A4 的第一输入端 41 相连并输出平均电流信号 I_{avg} ;

[0161] 二极管导通时间检测电路 A2 输入端 21 为集成电路 A 的第二输入端, 接收电压指示信号 V_a ; 二极管导通时间检测电路 A2 的输出端 2 与乘法器 A4 的第二输入端 42 相连并输出二极管导通时间信号 T_{on_s} ;

[0162] 可控开关导通时间检测电路 A3 的输入端 31 接收可控开关上一时刻的控制信号 V_{gs} , 可控开关导通时间检测电路 A3 的输出端 3 与乘法器 A4 的第三输入端 43 相连并输出可控开关导通时间信号 Ton_p ;

[0163] 乘法器 A4 的第一输入端 41 接收平均电流信号 I_{avg} , 第二输入端 42 接收二极管导通时间信号 Ton_s , 第三输入端 43 接收输出端可控开关导通时间信号 Ton_p , 乘法器 A4 的输出端 4 与误差补偿电路 A5 的第一输入端 51 相连并输出输出电流信号 I_o ; 乘法器 A4 内部实现的计算公式为: $I_o = I_{avg} * (Ton_s + Ton_p) / Ton_p$;

[0164] 误差补偿电路 A5 的第一输入端 51 接收输出电流信号 I_o , 第二输入端 52 为集成电路 A 的第三输入端并接收一基准电压信号 V_{ref} ; 误差补偿电路 A5 的输出端 5 与脉宽调制电路 A6 的输入端 61 相连并输出误差信号 V_{ea} ;

[0165] 脉宽调制电路 A6 的输出端 61 接收误差信号 V_{ea} , 输出端 6 为集成电路 A 的输出端, 输出可控开关当前时刻控制信号 V_{gs} 。

[0166] 如图 22 所示为本实施例电路的在 CRM、DCM 和 CCM 三种工作模式下的工作波形, 其波形特征同实施例 1。在本实施例中, 所述的 RC 滤波器 A1、二极管导通时间检测电路 A2、可控开关导通时间检测电路 A3、误差补偿电路 A5 和脉宽调制电路 A6 的具体电路结构与实施例 1 相同。

[0167] 本实施例控制变流器输出电流的控制方法, 包括以下步骤:

[0168] (1) 采集变流器中可控开关 Q 的电流信号 I_{sw} 、变流器中与输出电感 L_o 相耦合的耦合绕组 Na 的电压信号、可控开关上一时刻的控制信号 V_{gs} , 并获取基准电压信号 V_{ref} ;

[0169] (2) 滤除可控开关电流信号 I_{sw} 中的开关频率分量, 得到平均电流信号 I_{avg} ;

[0170] (3) 对电压信号进行转换, 得到电压指示信号 V_a ; 对电压指示信号 V_a 进行检测, 得到二极管导通时间信号 Ton_s ;

[0171] 对电压指示信号 V_a 进行检测包括如下步骤:

[0172] (a) 对电压指示信号 V_a 进行过零检测, 得到零电流检测信号 ZCD;

[0173] (b) 对零电流检测信号 ZCD 进行脉宽检测, 得到二极管导通时间信号 Ton_s ;

[0174] (4) 对可控开关上一时刻的控制信号 V_{gs} 进行脉宽检测, 得到可控开关导通时间信号 Ton_p ;

[0175] (5) 基于平均电流信号 I_{avg} 、二极管导通时间信号 Ton_s 和可控开关导通时间信号 Ton_p , 计算得到输出电流信号 I_o ,

[0176] 其中, 计算公式为:

[0177] $I_o = I_{avg} * (Ton_s + Ton_p) / Ton_p$;

[0178] 将输出电流信号 I_o 与基准电压信号 V_{ref} 进行比较, 得到误差信号 V_{ea} ;

[0179] (6) 将误差信号 V_{ea} 进行调制得到可控开关 Q 当前时刻的控制信号 V_{gs} , 以控制变流器中可控开关 Q 的导通或关断, 从而控制产生变流器输出电流值。

[0180] 实施例 6:

[0181] 如图 23 所示是本发明应用于一种基于 Triac 调节输出电流的隔离型反激式电源的一个具体实施例; Triac 调光电路用于实现输出电流的可调。

[0182] Triac 调光电路 U1 包括: 依次串联的相控调光器 Tr、EMI 滤波器 Em 和整流桥 z; Triac 调光电路 U1 用于接收变流器交流输入信号, 并输出一具有切相角的交流信号; 基准

电压调制电路 U2, 用于藕接至所述具有切相角的交流信号, 基于所述切相角信号, 输出所述的基准电压信号 V_{ref} ;

[0183] 在本实施例中, 以交流输入电源(如通常的市电)经过 Triac 调光电路 U1, 利用整流桥, 输出一直流电压, 施加到所述反激式变流器。图 23 所示实施例中, EMI 滤波器等是为防止电源对电网的干扰而施加, 对本发明的具体实施没有影响。

[0184] Triac 调光电路通过对交流信号的导通角进行控制, 控制施加到电源的输入电压, 如图 25 所示。切相角越大, 希望输出电流越小。由于输入电压为直流脉动电压, 通常, 反激变流器的输入电流也跟踪输入电压的波形信号(实现所谓的 PFC 控制), 在一个工频 (line frequency) 周期内实现输出电流的平均值与基准电压相等。因此, 为了调节输出电流的大小, 可以通过改变基准电压信号 V_{ref} 来实现。图 24 所示, 其输出电流基准 V_{ref} 与导通角成正比, 最大值是全导通时的设定值 V_{ref0} , 这对本领域技术人员而言是显而易见的。

[0185] 其余实现方式, 与实施例 1 等相同, 这里不再详细描述。其 PWM 调制方式, 为实现 PFC 功能, 因此, 其 PWM 调制可基于图 26 所示 CRM PFC 控制方式(带输入电压前馈)或者恒导通时间控制等方法。

[0186] 以上虽然结合附图描述了本发明的实施方式, 但是本领域普通技术人员可以在所附权利要求的范围内作出各种变更或修改。

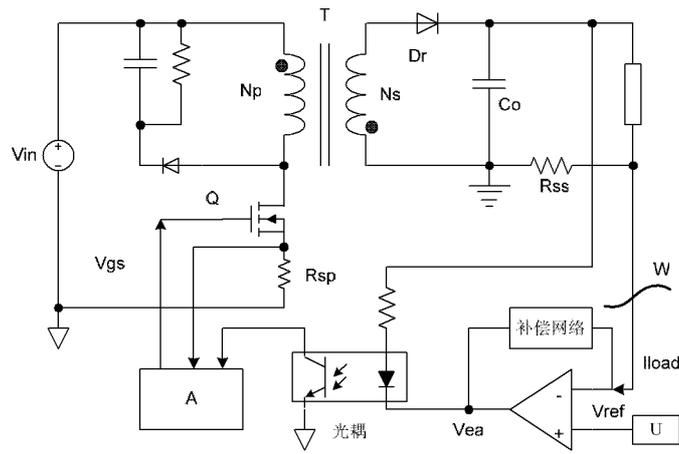


图 1

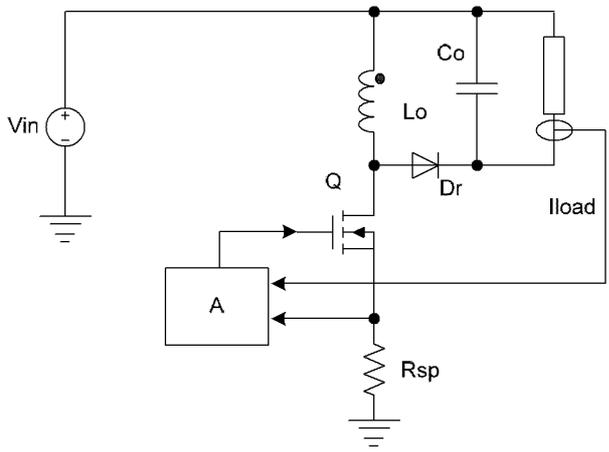


图 2

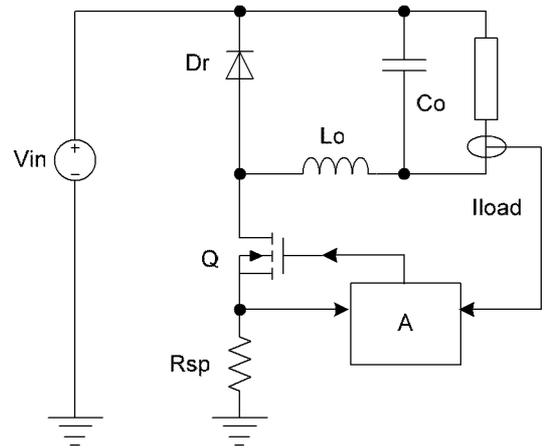


图 3

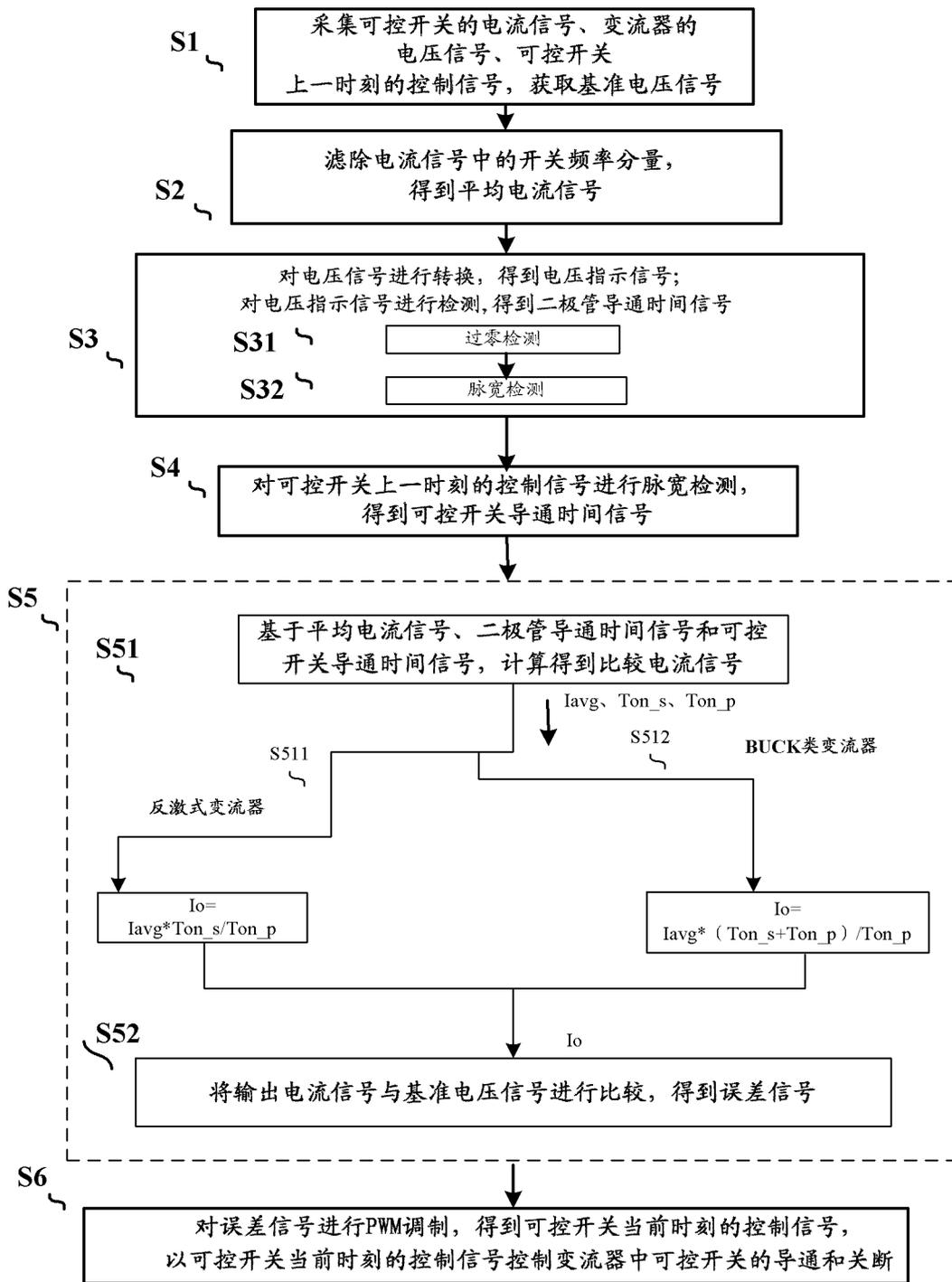


图 4

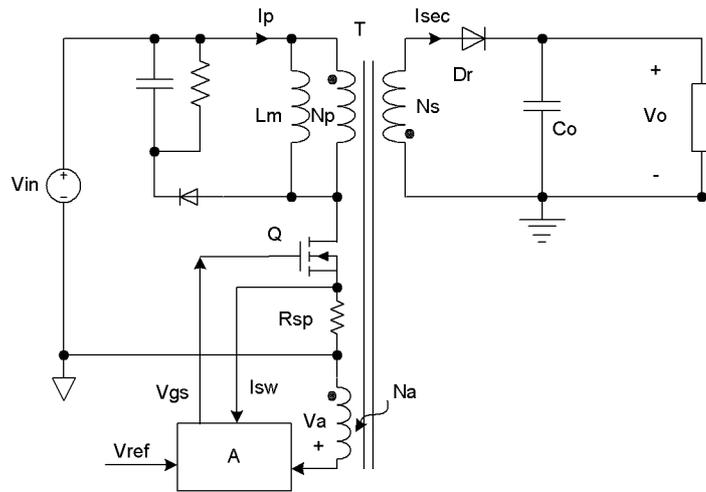


图 5

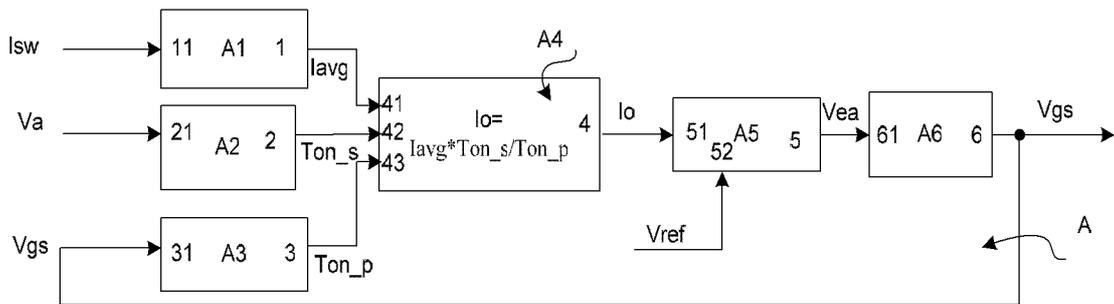


图 6

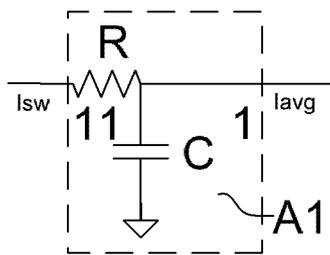


图 7

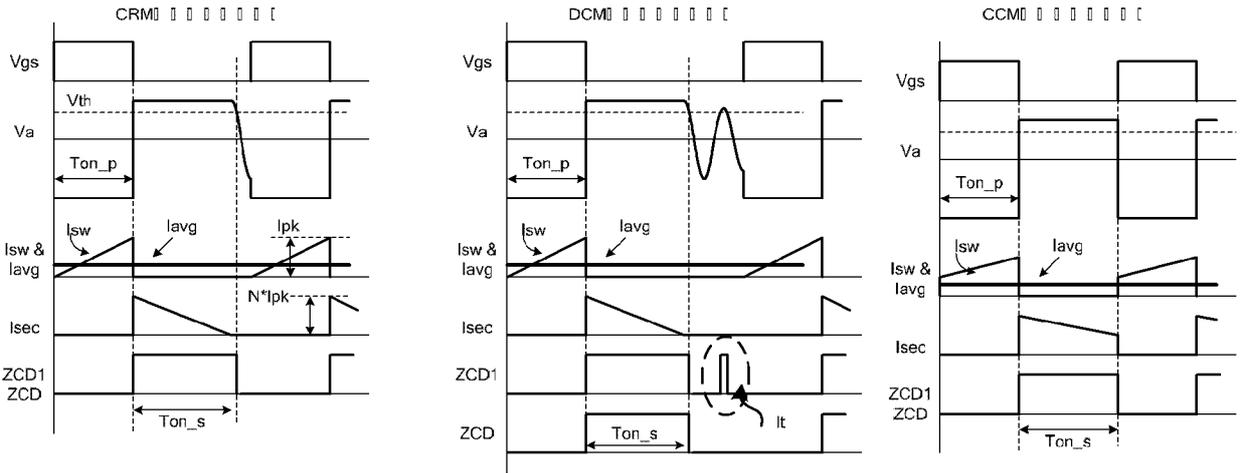


图 8

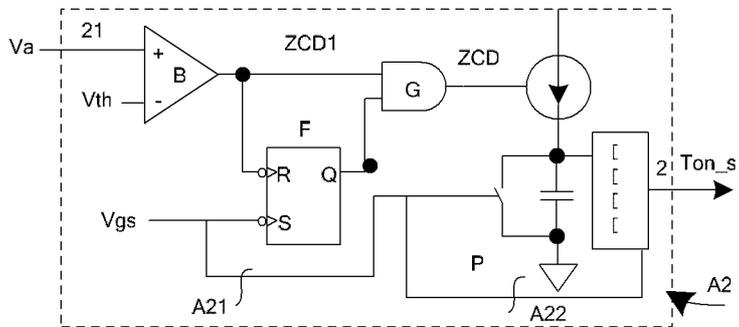


图 9

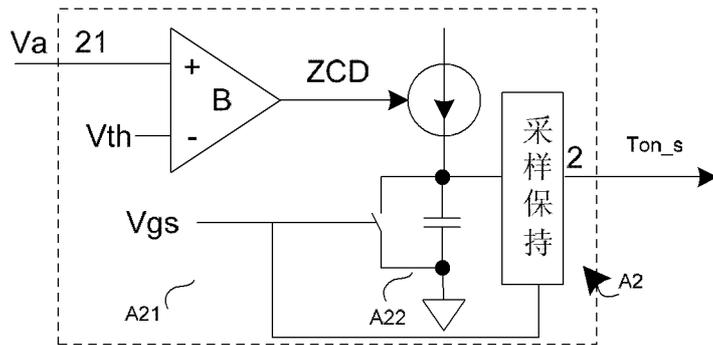


图 10

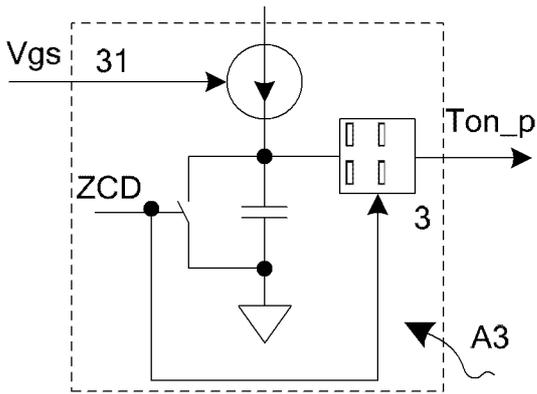


图 11

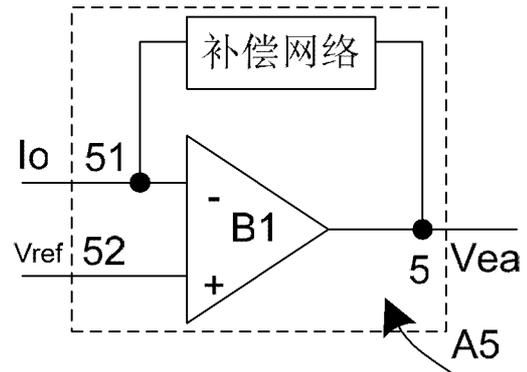


图 12

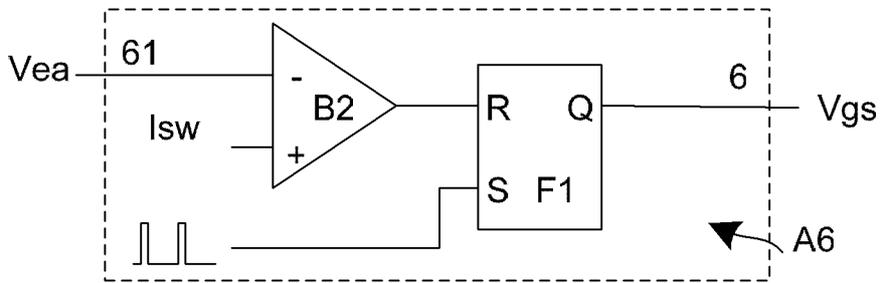


图 13

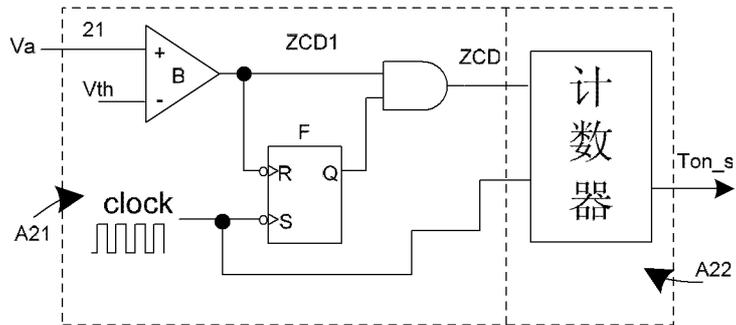


图 14

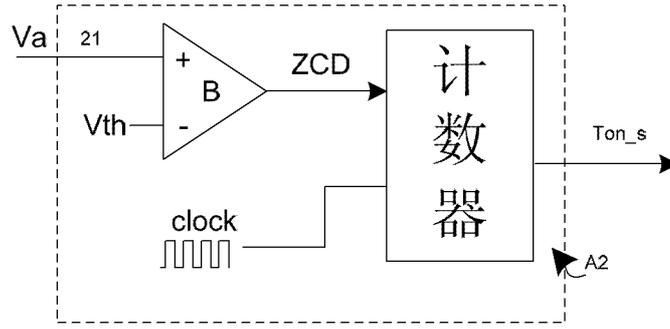


图 15

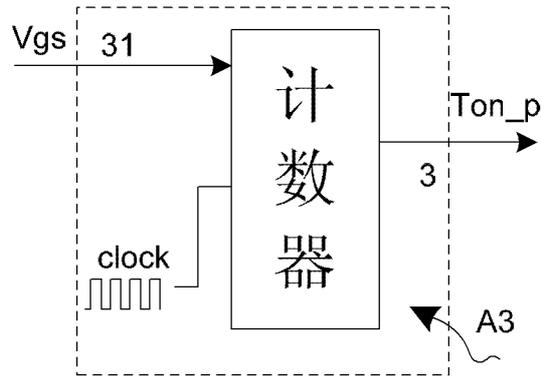


图 16

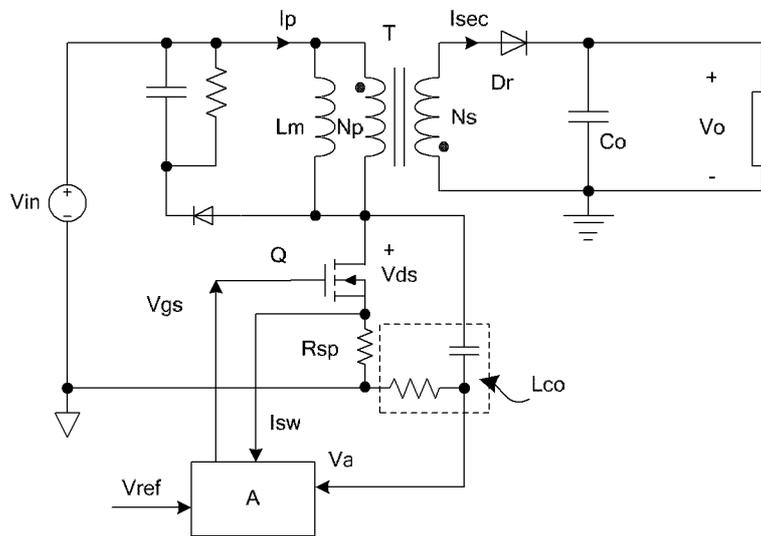


图 17

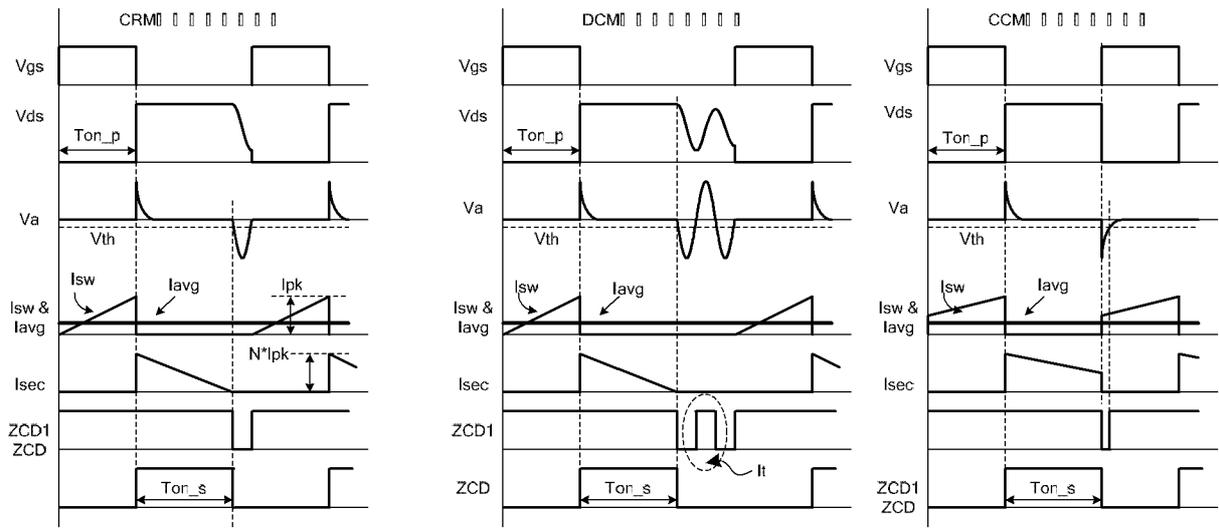


图 18

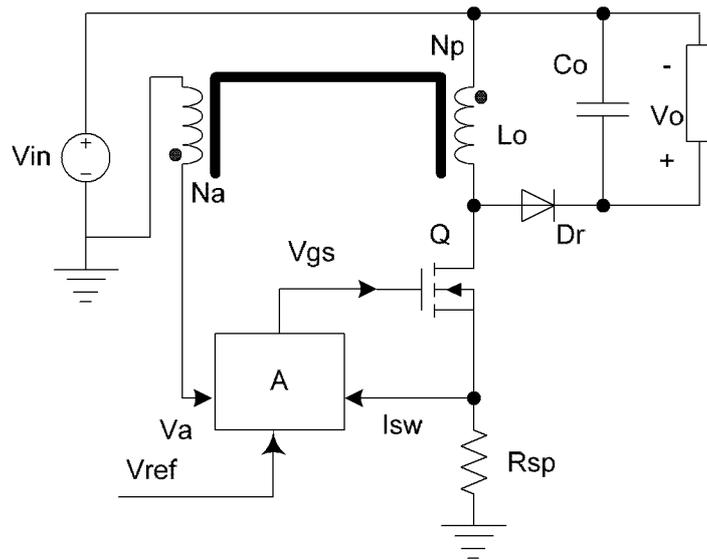


图 19

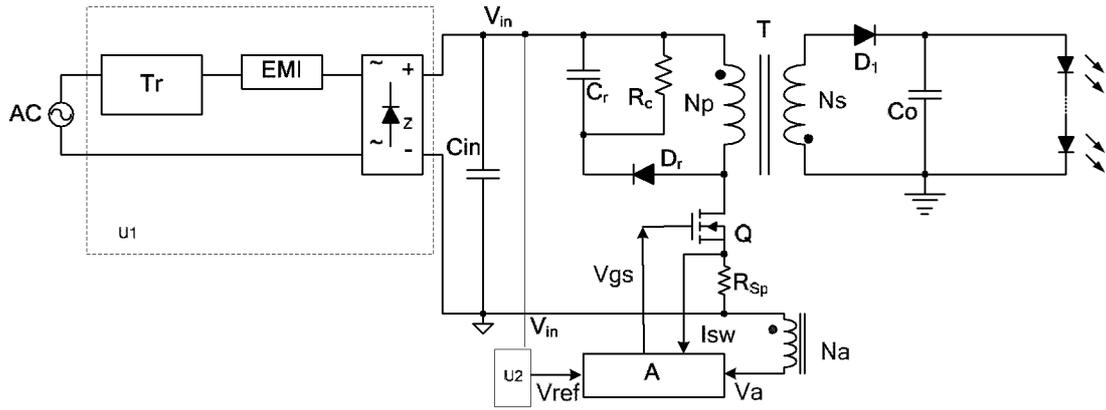


图 23

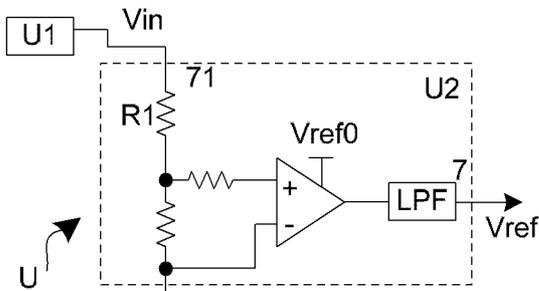


图 24

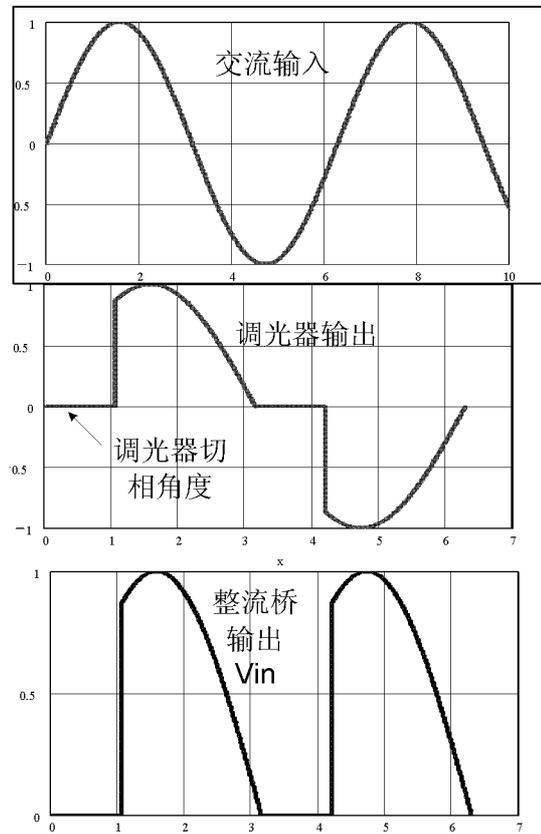


图 25

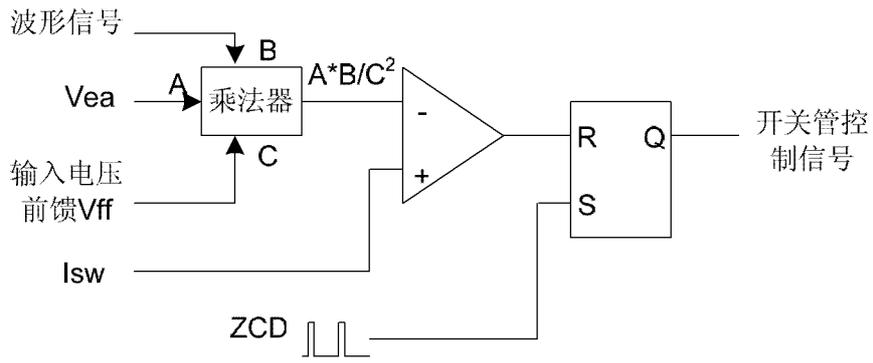


图 26