



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 113489341 B

(45) 授权公告日 2022. 07. 26

(21) 申请号 202110865505.4

CN 105375783 A, 2016.03.02

(22) 申请日 2021.07.29

US 2008259655 A1, 2008.10.23

(65) 同一申请的已公布的文献号

CN 105099203 A, 2015.11.25

申请公布号 CN 113489341 A

CN 112491281 A, 2021.03.12

CN 105610306 A, 2016.05.25

(43) 申请公布日 2021.10.08

审查员 冯昊

(73) 专利权人 成都芯源系统有限公司

地址 611731 四川省成都市成都高新综合
保税区科新路8号成都芯源系统有限
公司

(72) 发明人 李晖 王斯然

(51) Int. Cl.

H02M 3/335 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 106655777 A, 2017.05.10

CN 105811780 A, 2016.07.27

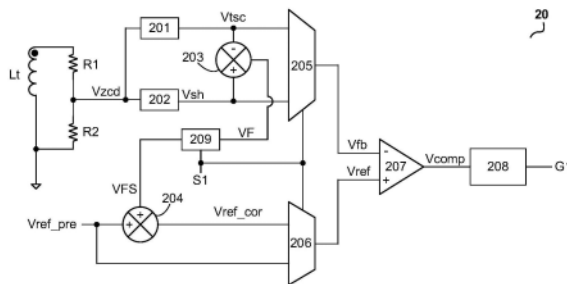
权利要求书3页 说明书8页 附图5页

(54) 发明名称

一种开关电源的控制电路及其控制方法

(57) 摘要

公开了开关电源的控制电路及其控制方法。本发明的控制电路检测开关电源工作在非连续电流模式时的辅助绕组反馈电压由高转低的拐点的电压,并将开关电源工作在非连续电流模式下检测到的辅助绕组反馈电压减去该拐点电压,从而得到开关电源副边整流器的正向导通电压降,并在开关电源工作在连续电流模式时,利用得到的副边整流器的正向导通电压降,消除连续电流模式辅助绕组采样保持电压中的副边整流器的正向导通电压降的误差,以得到精确的输出电压反馈。本发明开关电源在各种电流模式下均能准确地得到输出电压的反馈信息,从而更加精确地控制开关电源的工作。



1. 一种开关电源的控制电路,包括:

拐点采样保持电路,在开关电源工作在断续电流模式及临界电流模式时,采样辅助绕组反馈电压的拐点时刻的电压并保持为辅助绕组拐点电压;

第一采样保持电路,采样辅助绕组反馈电压,并基于采样结果,输出辅助绕组采样保持电压;

副边整流器正向导通压降差值电路,接收辅助绕组采样保持电压和辅助绕组拐点电压,基于辅助绕组采样保持电压和辅助绕组拐点电压,输出副边整流器正向导通压降信号;

第二采样保持电路,接收模式选择信号,在模式选择信号表征开关电源进入连续电流模式前,采样保持副边整流器正向导通压降信号,输出正向导通压降保持信号;

基准校正电路,接收预设基准电压和副边整流器正向导通压降保持信号,并基于预设基准电压和副边整流器正向导通压降保持信号,输出基准校正电压;

当开关电源工作于连续电流模式时,所述控制电路基于基准校正电压和辅助绕组采样保持电压输出开关控制信号用于控制开关电源的控制开关;

其中,所述模式选择信号表征开关电源工作于电流连续模式或非电流连续模式,所述非电流连续模式包括断续电流模式和临界电流模式。

2. 如权利要求1所述的控制电路,还包括:

当开关电源工作于断续电流模式及临界电流模式时,所述控制电路基于预设基准电压和辅助绕组拐点电压输出开关控制信号用于控制开关电源的控制开关。

3. 如权利要求1所述的控制电路,还包括:

第一选择电路,接收辅助绕组采样保持电压、辅助绕组拐点电压及模式选择信号,并基于模式选择信号,选择输出辅助绕组采样保持电压或辅助绕组拐点电压作为反馈电压;

第二选择电路,接收基准校正电压、预设基准电压和模式选择信号,并基于模式选择信号,选择输出基准校正电压或预设基准电压作为基准电压;

差分放大电路,接收反馈电压和基准电压,并基于反馈电压和基准电压,输出误差放大信号;以及

开关控制电路,接收误差放大信号,并基于误差放大信号,输出开关控制信号。

4. 如权利要求3所述的控制电路,还包括第三选择电路,所述第三选择电路接收辅助绕组供电电压、反馈电压和防振荡选择信号,基于所述防振荡选择信号,所述第三选择电路选择辅助绕组供电电压或反馈电压作为防振荡反馈电压,所述防振荡反馈电压替代反馈电压提供给差分放大电路。

5. 如权利要求1所述的控制电路,其中所述拐点采样保持电路包括:

滤波电路,接收辅助绕组反馈电压,对其进行滤波后,输出辅助绕组反馈滤波电压;

比较电路,接收辅助绕组反馈电压和辅助绕组反馈滤波电压,并基于两者的比较结果,输出比较信号;

逻辑电路,接收所述开关控制信号和比较信号,并基于所述开关控制信号和比较信号的逻辑运算结果,输出拐点时长信号;以及

采样保持电路,接收拐点时长信号和辅助绕组反馈电压,并且在拐点时长信号表征辅助绕组反馈电压出现拐点时采样保持辅助绕组反馈电压,并输出辅助绕组拐点电压。

6. 一种开关电源的控制电路,包括:

拐点采样保持电路,在开关电源工作在断续电流模式或临界电流模式时,采样辅助绕组反馈电压的拐点时刻的电压并保持为辅助绕组拐点电压;

第一采样保持电路,采样辅助绕组反馈电压,并基于采样结果,输出辅助绕组采样保持电压;

副边整流器正向导通压降差值电路,接收辅助绕组采样保持电压和辅助绕组拐点电压,基于辅助绕组采样保持电压和辅助绕组拐点电压,输出副边整流器正向导通压降信号;

第二采样保持电路,接收模式选择信号,在模式选择信号表征开关电源进入连续电流模式前,采样保持副边整流器正向导通压降信号,输出正向导通压降保持信号;

反馈校正电路,接收辅助绕组采样保持电压和正向导通压降保持信号,并基于辅助绕组采样保持电压和正向导通压降保持信号,输出辅助绕组校正电压;

当开关电源工作于连续电流模式时,所述控制电路基于基准电压和辅助绕组校正电压输出开关控制信号用于控制开关电源的控制开关;

其中,所述模式选择信号表征开关电源工作于电流连续模式或非电流连续模式,所述非电流连续模式包括断续电流模式和临界电流模式。

7.如权利要求6所述的控制电路,还包括:

当开关电源工作于断续电流模式及临界电流模式时,所述控制电路基于基准电压和辅助绕组拐点电压输出开关控制信号用于控制开关电源的控制开关。

8.如权利要求6所述的控制电路,还包括:

第一选择电路,接收辅助绕组拐点电压、辅助绕组校正电压及模式选择信号,并基于模式选择信号,选择输出辅助绕组拐点电压或辅助绕组校正电压作为反馈电压;

差分放大电路,接收反馈电压和基准电压,并基于反馈电压和基准电压,输出误差放大信号;以及

开关控制电路,接收误差放大信号,并基于误差放大信号,输出开关控制信号。

9.如权利要求8所述的控制电路,还包括第三选择电路,所述第三选择电路接收辅助绕组供电电压、反馈电压和防振荡选择信号,基于所述防振荡选择信号,所述第三选择电路选择辅助绕组供电电压或反馈电压作为防振荡反馈电压,所述防振荡反馈电压替代反馈电压提供给差分放大电路。

10.如权利要求6所述的控制电路,其中所述拐点采样保持电路包括:

滤波电路,接收辅助绕组反馈电压,对其进行滤波后,输出辅助绕组反馈滤波电压;

比较电路,接收辅助绕组反馈电压和辅助绕组反馈滤波电压,并基于两者的比较结果,输出比较信号;

逻辑电路,接收所述开关控制信号和比较信号,并基于所述开关控制信号和比较信号的逻辑运算结果,输出拐点时长信号;以及

采样保持电路,接收拐点时长信号和辅助绕组反馈电压,并且在拐点时长信号表征辅助绕组反馈电压出现拐点时采样保持辅助绕组反馈电压,并输出辅助绕组拐点电压。

11.一种开关电源,包括如权利要求1-10任一项所述的控制电路,还包括:

控制开关,接收控制电路输出的开关控制信号,并在开关控制信号控制下工作。

12.如权利要求11所述的开关电源,还包括变压器,所述变压器包括:

原边绕组,耦接控制开关;

副边绕组,耦接开关电源的副边整流器;以及
辅助绕组,提供辅助绕组反馈电压。

13. 一种开关电源的控制方法,包括:

采样保持开关电源的辅助绕组反馈电压,生成辅助绕组采样保持电压;

当开关电源工作在断续电流模式或临界电流模式时,采样保持开关电源的辅助绕组上的电压由高到低的拐点时刻的电压,生成辅助绕组拐点电压;

在开关电源进入连续电流模式前,基于辅助绕组采样保持电压与辅助绕组拐点电压,生成表征开关电源的副边整流器正向导通压降的副边整流器正向导通压降信号;

当开关电源工作在连续电流模式时,基于副边整流器正向导通压降信号,校正基准电压,并基于校正后的基准电压与辅助绕组采样保持电压生成误差放大信号,或者,基于副边整流器正向导通压降信号,校正辅助绕组采样保持电压,并基于校正后的辅助绕组采样保持电压与基准电压生成误差放大信号;以及

基于误差放大信号调节开关电源的输出功率。

14. 如权利要求13所述的控制方法,还包括

当开关电源工作在断续电流模式及临界电流模式时,基于辅助绕组拐点电压与基准电压,生成误差放大信号。

15. 如权利要求13所述的控制方法,其中采样保持开关电源的辅助绕组上的电压由高到低的拐点时刻的电压,生成辅助绕组拐点电压包括:

当开关电源工作在断续电流模式或临界电流模式时,对辅助绕组反馈电压滤波,生成辅助绕组反馈滤波电压;

基于辅助绕组反馈电压与辅助绕组反馈滤波电压的比较结果,确定辅助绕组反馈电压由高到低的拐点时刻;以及

采样并保持辅助绕组反馈电压由高到低的拐点时刻的电压,形成辅助绕组拐点电压。

一种开关电源的控制电路及其控制方法

技术领域

[0001] 本发明的实施例涉及一种电子电路,更具体地说,尤其涉及一种隔离式开关电源电路的电压检测电路及其控制方法。

背景技术

[0002] 隔离式开关电源电路具有隔离的原副边电路,例如图1所示的典型的隔离式开关电源电路,即Flyback电路10,包括变压器T1,以及被变压器T1隔离的原副边电路。如图1所示,变压器T1具有原边绕组Lp和副边绕组Ls,所述原边绕组Lp接收输入电压Vi,并耦接控制开关PM1,所述副边绕组Ls提供输出电压Vo。所谓Flyback电路10的原边,即是指变压器T1的原边绕组Lp及与其耦接的其他器件和电路,而所谓Flyback电路10的副边,即是指变压器T1的副边绕组Ls及与其耦接的其他器件和电路。由于原副边相隔离,两者之间需通过光耦等隔离器件传递信号。而目前很多应用中,为了节省电路成本,往往采用原边控制的方法,即隔离器件被省去了。在这种情况下,如何得到副边的负载反馈信息,从而控制原边电路的工作成了一个技术问题。

[0003] 在原边控制的隔离式开关电源电路中,现有的检测反馈信号的常用方式如图1所示,即在副边二极管Ds导通期间,通过辅助绕组Lt感应副边绕组Ls上的电压,间接地得到表征副边输出电压Vo的反馈信号Vzcd。然而在这种方式中,辅助绕组Lt感应到的电压实际上是输出电压Vo与副边二极管Ds的正向导通压降之和。因此,该反馈电压Vzcd中包含了副边二极管Ds的正向导通压降VF。而副边二极管Ds的正向导通压降VF会随着流过副边二极管Ds的电流的变化而变化。所以反馈电压Vzcd无法准确反馈输出电压Vo。

发明内容

[0004] 为解决上述技术问题,本发明提供了一种隔离式开关电源的控制电路及其控制方法,通过在不同时间段采样开关电源的辅助绕组上的电压信号,来得到副边整流器的正向导通压降,并在检测到的辅助绕组的电压信号中减去副边整流器的正向导通压降,以消除其带来的影响,从而得到精确的输出电压反馈。采用该方法的隔离式开关电源在任何工作模式下,例如连续电流模式(CCM)、临界电流模式(CRM)和断续电流模式(DCM),均能有效工作。

[0005] 根据本发明的实施例,提出了一种开关电源的控制电路,包括:拐点采样保持电路,在开关电源工作在断续电流模式及临界电流模式时,采样辅助绕组反馈电压的拐点时刻的电压并保持为辅助绕组拐点电压;第一采样保持电路,采样辅助绕组反馈电压,并基于采样结果,输出辅助绕组采样保持电压;副边整流器正向导通压降差值电路,接收辅助绕组采样保持电压和辅助绕组拐点电压,基于辅助绕组采样保持电压和辅助绕组拐点电压,输出副边整流器正向导通压降信号;第二采样保持电路,接收模式选择信号,在模式选择信号表征开关电源进入连续电流模式前,采样保持副边整流器正向导通压降信号,输出正向导通压降保持信号;基准校正电路,接收预设基准电压和副边整流器正向导通压降保持信号,

并基于预设基准电压和副边整流器正向导通压降保持信号,输出基准校正电压;当开关电源工作于连续电流模式时,所述控制电路基于基准校正电压和辅助绕组采样保持电压输出开关控制信号用于控制开关电源的控制开关;其中,所述模式选择信号表征开关电源工作于电流连续模式或非电流连续模式,所述非电流连续模式包括断续电流模式和临界电流模式。

[0006] 根据本发明的实施例,还提出了一种开关电源的控制电路,包括:拐点采样保持电路,在开关电源工作在断续电流模式或临界电流模式时,采样辅助绕组反馈电压的拐点时刻的电压并保持为辅助绕组拐点电压;第一采样保持电路,采样辅助绕组反馈电压,并基于采样结果,输出辅助绕组采样保持电压;副边整流器正向导通压降差值电路,接收辅助绕组采样保持电压和辅助绕组拐点电压,基于辅助绕组采样保持电压和辅助绕组拐点电压,输出副边整流器正向导通压降信号;第二采样保持电路,接收模式选择信号,在模式选择信号表征开关电源进入连续电流模式前,采样保持副边整流器正向导通压降信号,输出正向导通压降保持信号;反馈校正电路,接收辅助绕组采样保持电压和正向导通压降保持信号,并基于辅助绕组采样保持电压和正向导通压降保持信号,输出辅助绕组校正电压;当开关电源工作于连续电流模式时,所述控制电路基于基准电压和辅助绕组校正电压输出开关控制信号用于控制开关电源的控制开关;其中,所述模式选择信号表征开关电源工作于电流连续模式或非电流连续模式,所述非电流连续模式包括断续电流模式和临界电流模式。

[0007] 根据本发明的实施例,还提出了一种开关电源的控制电路,包括:采样保持开关电源的辅助绕组反馈电压,生成辅助绕组采样保持电压;当开关电源工作在断续电流模式或临界电流模式时,采样保持开关电源的辅助绕组上的电压由高到低的拐点时刻的电压,生成辅助绕组拐点电压;在开关电源进入连续电流模式前,基于辅助绕组采样保持电压与辅助绕组拐点电压,生成表征开关电源的副边整流器正向导通压降的副边整流器正向导通压降信号;当开关电源工作在连续电流模式时,基于副边整流器正向导通压降信号,校正基准电压,并基于校正后的基准电压与辅助绕组采样保持电压生成误差放大信号,或者,基于副边整流器正向导通压降信号,校正辅助绕组采样保持电压,并基于校正后的辅助绕组采样保持电压与基准电压生成误差放大信号;以及基于误差放大信号调节开关电源的输出功率。

附图说明

[0008] 为了更好的理解本发明,将根据以下附图对本发明进行详细描述:

[0009] 图1示出了现有的Flyback电路10的电路结构示意图;

[0010] 图2示出了根据本发明一实施例的开关电源控制电路20的电路结构示意图;

[0011] 图3示出了根据本发明一实施例的开关电源控制电路30的电路结构示意图;

[0012] 图4示出了根据本发明一实施例的开关电源控制电路40的电路结构示意图;

[0013] 图5示出了根据本发明一实施例的开关电源控制电路50的电路结构示意图;

[0014] 图6示出了根据本发明一实施例的拐点采样保持电路201的电路结构示意图;

[0015] 图7示出了根据本发明一实施例的拐点采样保持电路201的各信号的波形示意图;

[0016] 图8示出了根据本发明一实施例的开关电源的控制方法80。

具体实施方式

[0017] 下面将详细描述本发明的具体实施例,应当注意,这里描述的实施例只用于举例说明,并不用于限制本发明。在以下描述中,为了提供对本发明的透彻理解,阐述了大量特定细节。然而,对于本领域普通技术人员显而易见的是:不必采用这些特定细节来实行本发明。在其他实例中,为了避免混淆本发明,未具体描述公知的电路、材料或方法。

[0018] 在整个说明书中,对“一个实施例”、“实施例”、“一个示例”或“示例”的提及意味着:结合该实施例或示例描述的特定特征、结构或特性被包含在本发明至少一个实施例中。因此,在整个说明书的各个地方出现的短语“在一个实施例中”、“在实施例中”、“一个示例”或“示例”不一定都指同一实施例或示例。此外,可以以任何适当的组合和/或子组合将特定的特征、结构或特性组合在一个或多个实施例或示例中。此外,本领域普通技术人员应当理解,在此提供的附图都是为了说明的目的,并且附图不一定是按比例绘制的。相同的附图标记指示相同的元件。这里使用的术语“和/或”包括一个或多个相关列出的项目的任何和所有组合。

[0019] 图2示出了根据本发明一实施例的开关电源控制电路20的电路结构示意图。如图2所示,所述控制电路20包括:拐点采样保持电路201,在开关电源工作在DCM或CRM时,采样辅助绕组反馈电压 V_{zcd} 的拐点时刻的电压并保持为辅助绕组拐点电压 V_{tsc} ;第一采样保持电路202,采样辅助绕组反馈电压 V_{zcd} ,并保持为辅助绕组采样保持电压 V_{sh} ;副边整流器正向导通压降差值电路203,接收辅助绕组采样保持电压 V_{sh} 和辅助绕组拐点电压 V_{tsc} ,并将两者相减,输出差值电压,即副边整流器正向导通压降信号VF;第二采样保持电路209,接收模式选择信号S1,在模式选择信号S1表征开关电源进入连续电流模式前,采样保持副边整流器正向导通压降信号VF,输出正向导通压降保持信号VFS;基准校正电路204,接收预设基准电压 V_{ref_pre} 和副边整流器正向导通压降保持信号VFS,并将两者相加,输出和电压,即基准校正电压 V_{ref_cor} ;第一选择电路205,接收辅助绕组采样保持电压 V_{sh} 、辅助绕组拐点电压 V_{tsc} 及模式选择信号S1,并基于模式选择信号S1,选择输出辅助绕组采样保持电压 V_{shc} 或辅助绕组拐点电压 V_{tsc} 作为反馈电压Vfb;第二选择电路206,接收基准校正电压 V_{ref_cor} 、预设基准电压 V_{ref_pre} 和模式选择信号S1,并基于模式选择信号S1,选择输出基准校正电压 V_{ref_cor} 或预设基准电压 V_{ref_pre} 作为基准电压Vref;差分放大电路207,接收反馈电压Vfb和基准电压Vref,并基于反馈电压Vfb和基准电压Vref,输出误差放大信号Vcomp;以及开关控制电路208,接收误差放大信号Vcomp,并基于误差放大信号Vcomp,输出开关控制信号G1。所述开关控制信号G1用于控制如图1所示的开关电源10的控制开关PM1。其中,所述辅助绕组反馈电压 V_{zcd} 表征辅助绕组 L_t 上的电压,或者表征辅助绕组 L_t 的电压经过分压后的电压。所述分压功能可用例如图2所示的包括电阻R1和R2的分压电路完成。本领域普通技术人员应当了解,分压电路有很多种,任何可以实现电压分压的电路均可以用于本发明的分压电路。

[0020] 当开关电源工作在DCM或CRM时,在开关电源的副边整流器关断时刻,辅助绕组反馈电压 V_{zcd} 开始下降,在下降的拐点采样辅助绕组反馈电压 V_{zcd} 得到的电压即为所述辅助绕组拐点电压 V_{tsc} 。而当开关电源工作在CCM时,则不会产生该拐点。在图2实施例中,采样辅助绕组反馈电压 V_{zcd} 的拐点时刻电压由拐点采样保持电路201实现。

[0021] 在图2实施例中,如前所述,在副边整流器 D_s 导通时,所述辅助绕组反馈电压 V_{zcd}

实际上反馈的是开关电源输出电压 V_o 和副边整流器 D_s 正向导通压降 V_F 之和。而当开关电源工作在DCM或CRM时,在辅助绕组反馈电压 V_{zcd} 的拐点时刻,即副边整流器 D_s 的关断时刻,副边整流器 D_s 中流过的电流为零,其两端电压为零,即 $V_F=0$,辅助绕组反馈电压 V_{zcd} 反馈的则是开关电源的输出电压 V_o 。也就是说,当开关电源工作在DCM或CRM时,在辅助绕组反馈电压 V_{zcd} 的拐点时刻采样辅助绕组反馈电压 V_{zcd} ,得到的辅助绕组拐点电压 V_{tsc} 精准反馈了开关电源的输出电压 V_o 。然而,当开关电源工作在CCM时,副边整流器 D_s 关断时刻,流过副边整流器 D_s 的电流并不为零,因此,副边整流器 D_s 的正向导通压降 V_F 也不为零,也就是说,当开关电源工作在连续电流模式时,无法采集到辅助绕组拐点电压 V_{tsc} 。因此,为了使开关电源在DCM、CRM和CCM时均能得到准确的输出电压 V_o 的反馈信息,利用在DCM或CRM时得到的辅助绕组拐点电压 V_{tsc} ,来得到副边整流器 D_s 的正向导通压降,并在后续电路中消除这一误差,从而得到准确的输出电压反馈,是必要的。在图1中,副边整流器 D_s 采用二极管来表征。本领域普通技术人员应当理解,对于副边整流器为二极管或其他可控开关管,例如MOSFET的应用,本发明实施例均适用。

[0022] 在图2实施例中,所述模式选择信号 S_1 可以是逻辑信号,以不同的电平状态表示开关电源的不同工作模式。例如在开关电源工作在DCM或CRM时,模式选择信号 S_1 为低电平,第一选择电路205选择输出辅助绕组拐点电压 V_{tsc} 作为反馈电压 V_{fb} 。在开关电源工作在CCM时,模式选择信号 S_1 为高电平,第一选择电路205选择输出辅助绕组采样保持电压 V_{sh} 作为反馈电压 V_{fb} 。应当理解模式选择信号 S_1 用于表征开关电源的不同工作模式,其信号形式可以根据开关电源的实际应用电路而变化,本发明对此不作限制。在开关电源中,表征电路不同工作状态的模式选择信号 S_1 往往是电路中现有的。而产生模式选择信号 S_1 也可有多种方法,例如检测开关电源的输出电流、检测开关电源的控制开关的开通关断时长、或比较开关电源的控制开关的开通时刻与辅助绕组反馈电压的拐点时刻(即副边整流器的关断时刻)的时序等。

[0023] 在图2实施例中,当选择信号 S_1 表征开关电源工作于DCM或CRM时,辅助绕组拐点电压 V_{tsc} 不包含副边整流器 D_s 的正向导通压降 V_F ,可以准确地反馈输出电压 V_o ,因此,第一选择电路205选择输出辅助绕组拐点电压 V_{tsc} 作为反馈电压 V_{fb} ,第二选择电路206选择输出预设基准电压 V_{ref_pre} 作为基准电压 V_{ref} 。两者经过误差放大器207后得到误差放大信号 V_{comp} 。当选择信号 S_1 表征开关电源工作于CCM时,第一选择电路205选择输出辅助绕组采样保持电压 V_{sh} 作为反馈电压 V_{fb} ,第二选择电路206选择输出基准校正电压 V_{ref_cor} 作为基准电压 V_{ref} 。也就是说,当开关电源工作在CCM时,通过在预设基准电压 V_{ref_pre} 上增加副边整流器 D_s 的正向导通压降 V_F ,从而消除了其带来的误差。为了稳定正向导通压降 V_F 的值,图2实施例中加入了第二采样保持电路209。所述第二采样保持电路209在模式选择信号 S_1 表征开关电源即将进入连续电流模式前,采样并保持正向导通压降 V_F 的值,得到正向导通压降保持信号 V_{FS} 。在开关电源进入连续电流模式后,该正向导通压降保持信号 V_{FS} 用于校正预设基准电压 V_{ref_pre} 的值,得到基准校正电压 V_{ref_cor} ,该基准校正电压 V_{ref_cor} 与被选作反馈电压 V_{fb} 的辅助绕组采样保持电压 V_{sh} 经过误差放大器后得到误差放大信号 V_{comp} 。

[0024] 在图2实施例中,所述开关控制电路208接收误差放大信号 V_{comp} ,并基于误差放大信号 V_{comp} 生成开关控制信号 G_1 用于控制开关电源的控制开关 PM_1 。所述开关控制电路208

包括任何适用的根据反馈信号调节开关控制信号G1的频率、占空比或同时调节频率和占空比的控制电路,例如峰值电流控制电路、电压控制电路、平均电流控制电路、固定导通/关断时长控制电路等。

[0025] 为了更加简明地阐述本发明的原理,本发明的所有实施例均不考虑开关电源储能元件各绕组的匝数比,即假设开关电源储能元件的原边绕组、副边绕组和辅助绕组的匝数比为1:1:1。在实际应用中,若原边绕组、副边绕组和辅助绕组的匝数比为 $N_p:N_s:N_t$,则在相应的信号上乘以相应的比例系数即可,例如在图2实施例中,
$$V_{zcd} = \frac{R_2}{R_1+R_2} \times \frac{N_t}{N_s} \times V_o。$$

并且,在本发明实施例中,部分电压电流信号,例如辅助绕组反馈电压 V_{zcd} 、副边整流器正向导通压降信号VF等,可以表示实际的信号,也可以表示实际信号经过分压后的信号。本领域普通技术人员应当理解,为适应前后级电路的输入输出幅度等原因,分压网络是常见且容易理解的。为叙述简明,本发明实施例中未示出用于信号分压的分压网络。

[0026] 图3示出了根据本发明一实施例的开关电源控制电路30的电路结构示意图。如图3所示,所述控制电路30包括:拐点采样保持电路201,在开关电源工作在DCM或CRM时,采样辅助绕组反馈电压 V_{zcd} 的拐点时刻的电压并保持为辅助绕组拐点电压 V_{tsc} ;第一采样保持电路202,采样辅助绕组反馈电压 V_{zcd} ,并基于采样结果,输出辅助绕组采样保持电压 V_{sh} ;副边整流器正向导通压降差值电路203,接收辅助绕组采样保持电压 V_{sh} 和辅助绕组拐点电压 V_{tsc} ,并将两者相减,输出差值电压,即副边整流器正向导通压降信号VF;第二采样保持电路209,接收模式选择信号S1,在模式选择信号S1表征开关电源进入连续电流模式前,采样保持副边整流器正向导通压降信号VF,输出正向导通压降保持信号VFS;反馈校正电路210,接收辅助绕组采样保持电压 V_{sh} 和正向导通压降保持信号VFS,并将两者相减,输出差值电压,即辅助绕组校正电压 V_{zcd_cor} ;第一选择电路205,接收辅助绕组拐点电压 V_{tsc} 、辅助绕组校正电压 V_{zcd_cor} 及模式选择信号S1,并基于模式选择信号S1,选择输出辅助绕组拐点电压 V_{tsc} 或辅助绕组校正电压 V_{zcd_cor} 作为反馈电压Vfb;差分放大电路207,接收反馈电压Vfb和基准电压Vref,并基于反馈电压Vfb和基准电压Vref,输出误差放大信号Vcomp;以及开关控制电路208,接收误差放大信号Vcomp,并基于误差放大信号Vcomp,输出开关控制信号G1。

[0027] 在图3实施例中,副边整流器 D_s 的正向导通压降VF施加于辅助绕组采样保持电压 V_{sh} ,也就是说,当开关电源工作在CCM时,通过在辅助绕组采样保持电压 V_{sh} 上减少副边整流器 D_s 的正向导通压降VF,从而消除了其带来的误差。

[0028] 图4示出了根据本发明一实施例的开关电源控制电路40的电路结构示意图。所述控制电路40与图2所示的控制电路20类似。不同之处在于,控制电路40还包括第三选择电路401,接收反馈电压Vfb、辅助绕组供电电压Vcc和防振荡选择信号S2,并且基于防振荡选择信号S2,输出反馈电压Vfb或辅助绕组供电电压Vcc作为防振荡反馈电压Vfbr。在图4实施例中,所述差分放大电路207接收防振荡反馈电压Vfbr和基准电压Vref,并基于防振荡反馈电压Vfbr和基准电压Vref,输出误差放大信号Vcomp。

[0029] 所述辅助绕组供电电压Vcc是现有的辅助绕组供电方案中对开关电源的控制电路进行供电的电压。如图1所示,辅助绕组 L_t 通过辅助二极管 D_t 对电源电容 C_t 充电,在电源电容 C_t 上形成辅助绕组供电电压Vcc。在部分工作条件下,例如当开关电源工作在强磁环境下

时,副边整流器续流时间较短,对辅助绕组电压采样时,可能处于辅助绕组电压振荡期间,或者无法进行采样。在这种情况下,辅助绕组反馈电压 V_{zcd} 的值无法反映负载状态,因此,控制电路40将通过第三选择电路401来选择输出辅助绕组供电电压 V_{cc} 作为防振荡反馈电压 V_{fbr} 来参与控制环路。应当理解,辅助绕组供电电压 V_{cc} 是辅助绕组 L_t 的电压通过辅助二极管 D_t 和电源电容 C_t 滤波后的电压,其值较稳定。因此,在辅助绕组反馈电压 V_{zcd} 的值由于振荡而无法反馈负载状态时,辅助绕组供电电压 V_{cc} 可用作反馈电压。

[0030] 在图4实施例中,所述防振荡选择信号 S_2 可通过多种方法获得。例如可检测辅助绕组反馈电压 V_{zcd} 的值,当其值超过一定范围,例如 $V_{cc} \times 80\% \sim V_{cc} \times 120\%$ 时,则判定辅助绕组反馈电压 V_{zcd} 处于振荡,防振荡选择信号 S_2 选择辅助绕组供电电压 V_{cc} 作为防振荡反馈电压 V_{fbr} ,否则,防振荡选择信号 S_2 选择反馈电压 V_{fb} 来参与控制环路。在部分实施例中,还可以通过检测辅助绕组 L_t 的电压在副边整流器 D_s 开通时刻起到出现拐点时的时长来得到防振荡选择信号 S_2 。例如当该时长小于一定值时,判断辅助绕组反馈电压 V_{zcd} 处于振荡,防振荡选择信号 S_2 选择辅助绕组供电电压 V_{cc} 作为防振荡反馈电压 V_{fbr} ,否则,防振荡选择信号 S_2 选择反馈电压 V_{fb} 来参与控制环路。

[0031] 图5示出了根据本发明一实施例的开关电源控制电路50的电路结构示意图。所述控制电路50与图3所示的控制电路30类似。不同之处在于,控制电路50还包括第三选择电路401,接收反馈电压 V_{fb} 、辅助绕组供电电压 V_{cc} 和防振荡选择信号 S_2 ,并且基于防振荡选择信号 S_2 ,输出反馈电压 V_{fb} 或辅助绕组供电电压 V_{cc} 作为防振荡反馈电压 V_{fbr} 。在图5实施例中,所述差分放大电路207接收防振荡反馈电压 V_{fbr} 和基准电压 V_{ref} ,并基于防振荡反馈电压 V_{fbr} 和基准电压 V_{ref} ,输出误差放大信号 V_{comp} 。

[0032] 图6示出了根据本发明一实施例的拐点采样保持电路201的电路结构示意图。如图6所示,所述拐点采样保持电路201包括:滤波电路601,接收辅助绕组反馈电压 V_{zcd} ,对其进行滤波后,输出辅助绕组反馈滤波电压 V_{zcd_F} ;比较电路602,接收辅助绕组反馈电压 V_{zcd} 和辅助绕组反馈滤波电压 V_{zcd_F} ,并基于两者的比较结果,输出比较信号 K_p ;逻辑电路603,接收开关控制信号 G_1 和比较信号 K_p ,并基于开关控制信号 G_1 和比较信号 K_p 的逻辑运算结果,输出拐点时长信号 T_{sc} ;以及采样保持电路604,接收拐点时长信号 T_{sc} 和辅助绕组反馈电压 V_{zcd} ,并且在拐点时长信号 T_{sc} 表征辅助绕组反馈电压 V_{zcd} 出现拐点时采样保持辅助绕组反馈电压 V_{zcd} ,并输出辅助绕组拐点电压 V_{tsc} 。

[0033] 在图6实施例中,所述逻辑电路603包括:反相电路6031、消隐电路6032、门电路6041和RS触发电路6042。所述反相电路接收开关控制信号 G_1 ,输出开关控制信号 G_1 的反相信号 G_{1_R} 。所述消隐电路6032接收反相信号 G_{1_R} ,并输出消隐信号 G_{1_B} 。所述门电路6033接收消隐信号 G_{1_B} 和比较信号 K_p ,并基于两者的逻辑运算结果,输出复位信号 RT 。所述RS触发电路6034的置位端 S 接收反相信号 G_{1_R} ,复位端 R 接收门电路6033输出的复位信号 RT ,输出端 Q 输出拐点时长信号 T_{sc} 。

[0034] 所述拐点采样保持电路201在开关电源工作于DCM时,采样副边整流器 D_s 关断,即流过副边整流器 D_s 的电流为零时刻的辅助绕组 L_t 的电压,即辅助绕组拐点电压 V_{tsc} 。

[0035] 图7示出了根据本发明一实施例的拐点采样保持电路201的各信号的波形示意图。以下结合图6和图7来说明拐点采样保持电路201的工作原理。

[0036] 假设图7所示的时刻 t_1 为开关电源的一个开关周期的起始时刻。如图7所示,在 t_1

时刻,开关控制信号G1由高变低,控制开关PM1关断,副边整流器Ds和辅助二极管Dt开通,辅助绕组反馈电压Vzcd变高,并出现可能如图7所示的振荡。辅助绕组反馈滤波电压Vzcd_F开始平缓上升,并在不久后达到稳定值。此时,反相信号G1_R由低变高,并置位RS触发电路6034,使其输出的拐点时长信号Tsc由低变高。在t2时刻,消隐信号G1_B由低变高,也就是说,消隐信号G1_B相对于反相信号G1_R延后动作,这段延后时间一般控制在大于辅助绕组反馈电压Vzcd的振荡时长。应当明白,在开关电源的一个开关周期中,消隐信号G1_B仅仅在控制开关PM1关断时刻延后于反相信号G1_R的动作,即消隐信号G1_B消隐了辅助绕组反馈电压Vzcd的振荡时长。在t3时刻,副边整流器Ds关断,辅助绕组反馈电压Vzcd出现拐点,此时辅助绕组反馈滤波电压Vzcd_F大于辅助绕组反馈电压Vzcd,比较信号Kp由低变高。由于此时消隐信号G1_B为高,经过门电路6033的逻辑运算,复位信号RT变高,复位RS触发电路6034,使其输出的拐点时长信号Tsc由高变低。在t4时刻,辅助绕组反馈滤波电压Vzcd_F小于辅助绕组反馈电压Vzcd,比较信号Kp变低,使得复位信号RT也同时变低。在t5时刻,开关控制信号G1由低变高,控制开关PM1开通,辅助绕组反馈电压Vzcd出现振荡,并且反相信号G1_R和消隐信号G1_B同时由高变低。在t6时刻,开关控制信号G1再次由高变低,控制开关PM1关断,又一个开关周期开始。

[0037] 所述采样保持电路604接收拐点时长信号Tsc,在拐点时长信号Tsc的下降沿采样保持辅助绕组反馈电压Vzcd,并输出辅助绕组拐点电压Vtsc。

[0038] 应当理解,图6所示的拐点采样保持电路201是示例性的,而非限制性的。当信号形式发生变化时,相应的电路也会有调整。例如,当开关控制信号G1的低电平形式表征控制开关PM1导通,高电平形式表征控制开关PM1关断时,反相电路6031可省略。或者若RS触发电路6034的置位端S和复位端R为下降沿触发时,反相电路6031也可省略,同时门电路6033将由与门调整为或非门,并且相应的比较电路的输入端信号可能互换。再者,若采样保持电路604在拐点时长信号Tsc的上升沿采样保持辅助绕组反馈电压Vzcd,则相应的产生拐点时长信号Tsc的电路都将作出相应的调整。本领域普通技术人员在了解本发明后,应当理解,拐点采样保持电路201的本质在于当开关电源工作在DCM或CRM时,在辅助绕组反馈电压Vzcd的拐点时刻,也就是副边整流器Ds关断时刻,采样保持辅助绕组反馈电压Vzcd,以得到辅助绕组拐点电压Vtsc。

[0039] 在图6实施例中,消隐电路6032并不是必需的。反相信号G1_B可以直接输入至门电路6033。

[0040] 图8示出了根据本发明一实施例的开关电源的控制方法80。所述控制方法80可用于控制如图1所示的隔离式开关电源。所述控制方法包括:

[0041] 步骤801,采样保持开关电源的辅助绕组反馈电压,生成辅助绕组采样保持电压;

[0042] 步骤802,当开关电源工作在DCM或CRM时,采样保持开关电源的辅助绕组上的电压由高到低的拐点时刻的电压,生成辅助绕组拐点电压;

[0043] 步骤803,在开关电源进入CCM前,基于辅助绕组采样保持电压与辅助绕组拐点电压,生成表征开关电源的副边整流器正向导通压降的副边整流器正向导通压降信号;

[0044] 步骤804,当开关电源工作在CCM时,基于副边整流器正向导通压降信号,校正基准电压,并基于校正后的基准电压与辅助绕组采样保持电压生成误差放大信号,或者,基于副边整流器正向导通压降信号,校正辅助绕组采样保持电压,并基于校正后的辅助绕组采样

保持电压与基准电压生成误差放大信号；

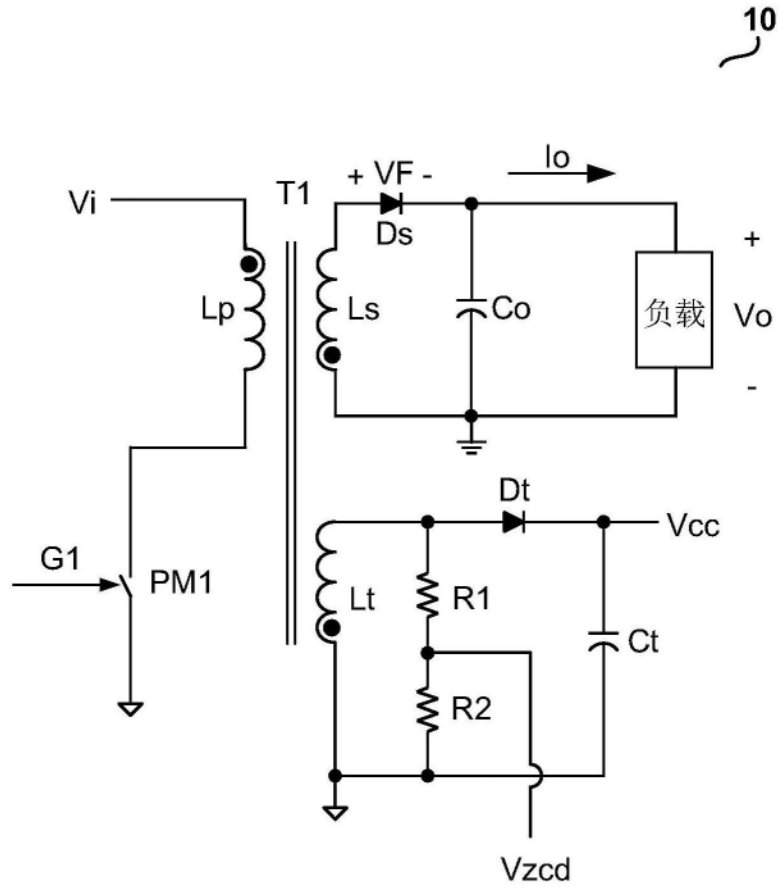
[0045] 步骤805,当开关电源工作在DCM及CRM时,基于辅助绕组拐点电压与基准电压,生成误差放大信号;以及

[0046] 步骤806,基于误差放大信号调节开关电源的输出功率。

[0047] 在一个实施例中,所述步骤802包括:当开关电源工作在DCM或RCM时,对辅助绕组反馈电压滤波,生成辅助绕组反馈滤波电压;基于辅助绕组反馈电压与辅助绕组反馈滤波电压的比较结果,确定辅助绕组反馈电压由高到低的拐点时刻,其中,所述拐点时刻即为辅助绕组反馈滤波电压大于辅助绕组反馈电压的时刻;以及采样并保持辅助绕组反馈电压由高到低的拐点时刻的电压,形成辅助绕组拐点电压。

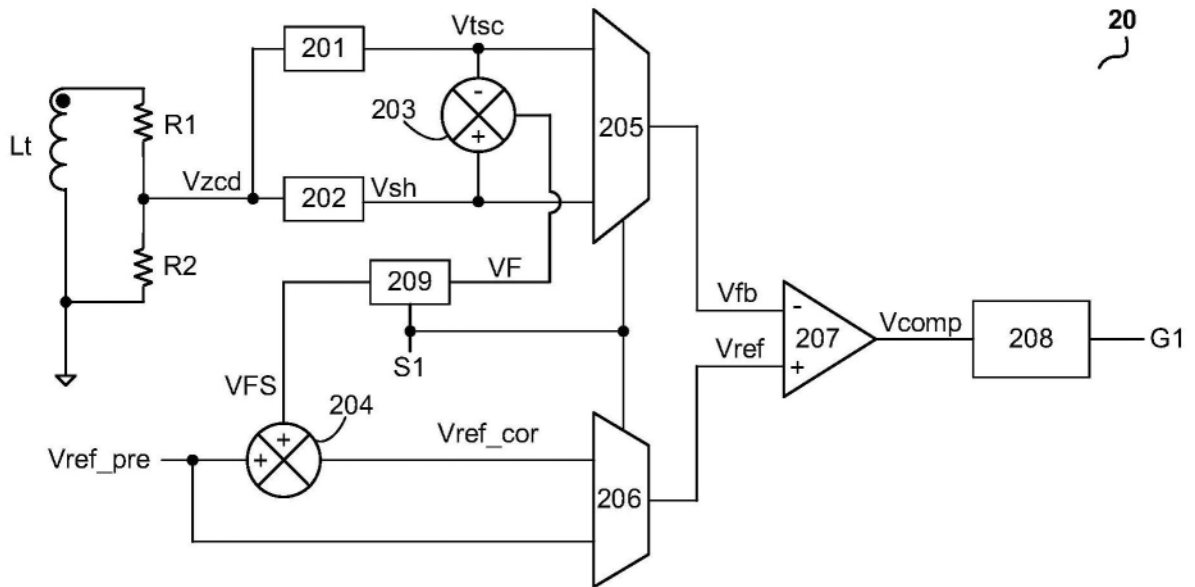
[0048] 应当理解,本发明控制方法80中的以上步骤之间并无顺序关系。

[0049] 虽然已参照几个典型实施例描述了本发明,但应当理解,所用的术语是说明和示例性、而非限制性的术语。由于本发明能够以多种形式具体实施而不脱离发明的精神或实质,所以应当理解,上述实施例不限于任何前述的细节,而应在随附权利要求所限定的精神和范围内广泛地解释,因此落入权利要求或其等效范围内的全部变化和改型都应为随附权利要求所涵盖。



10

图1



20

图2

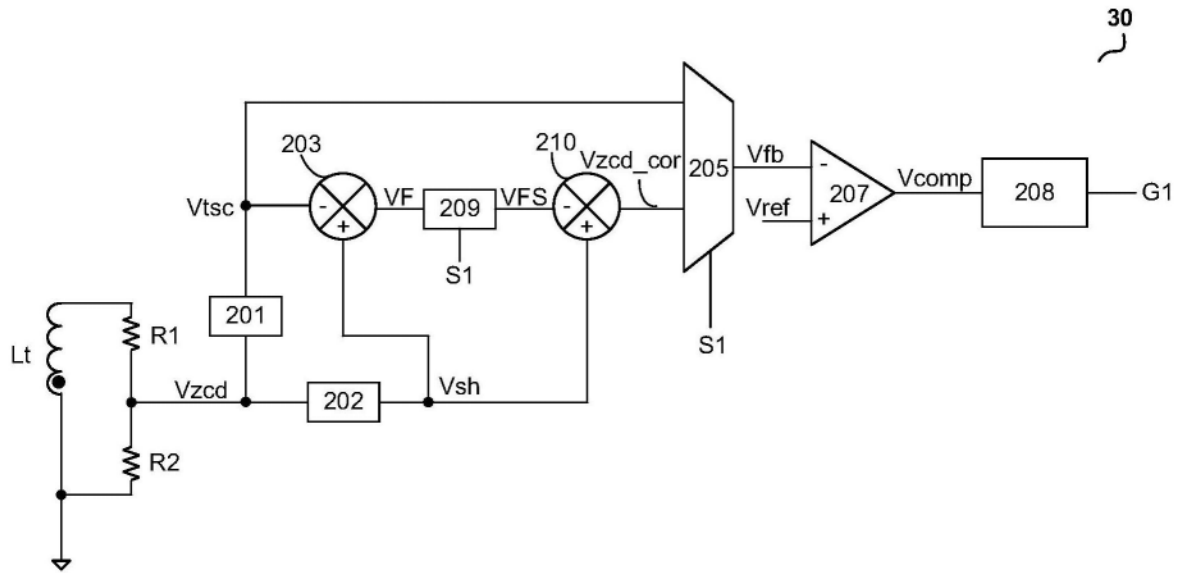


图3

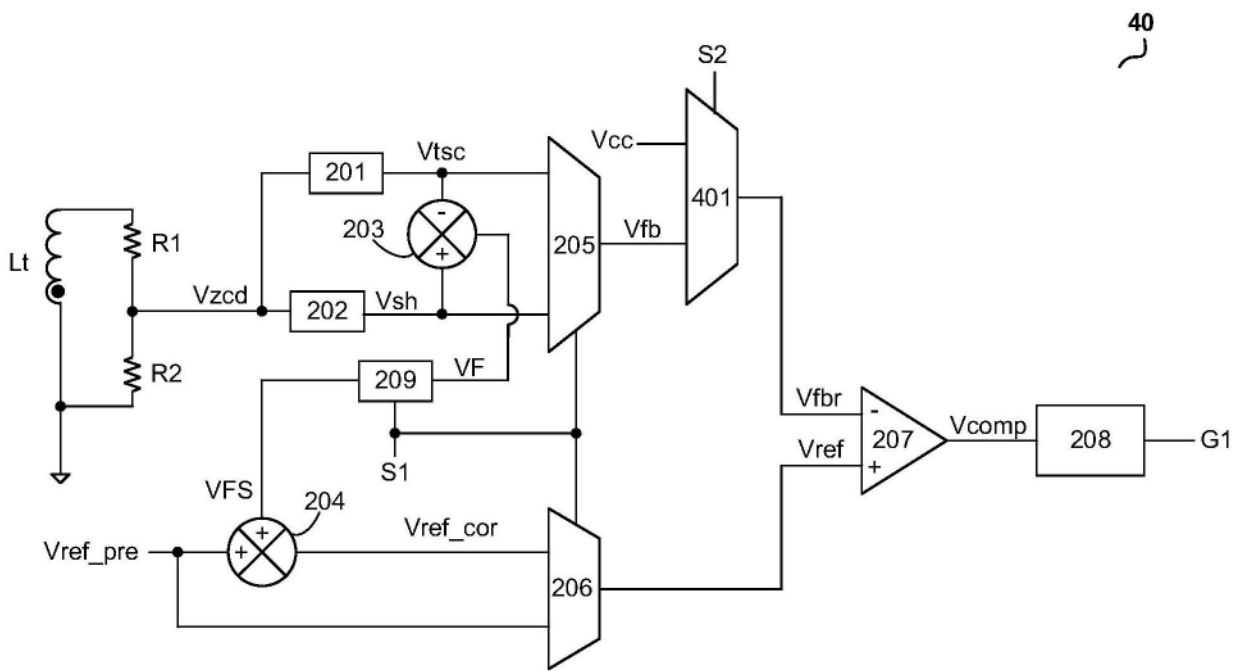


图4

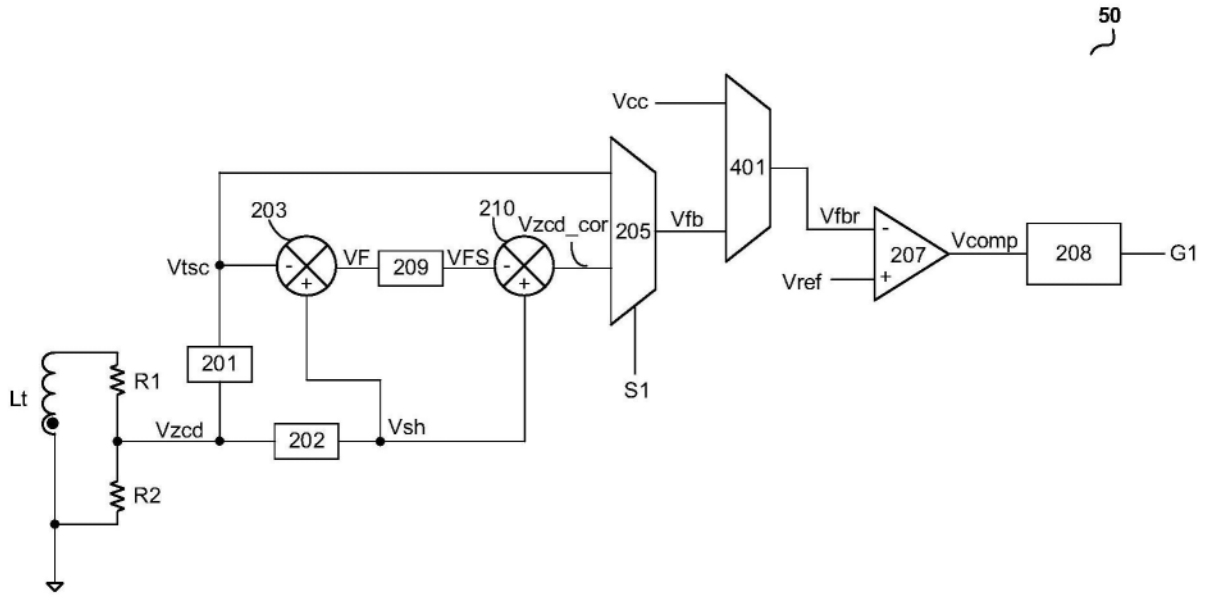


图5

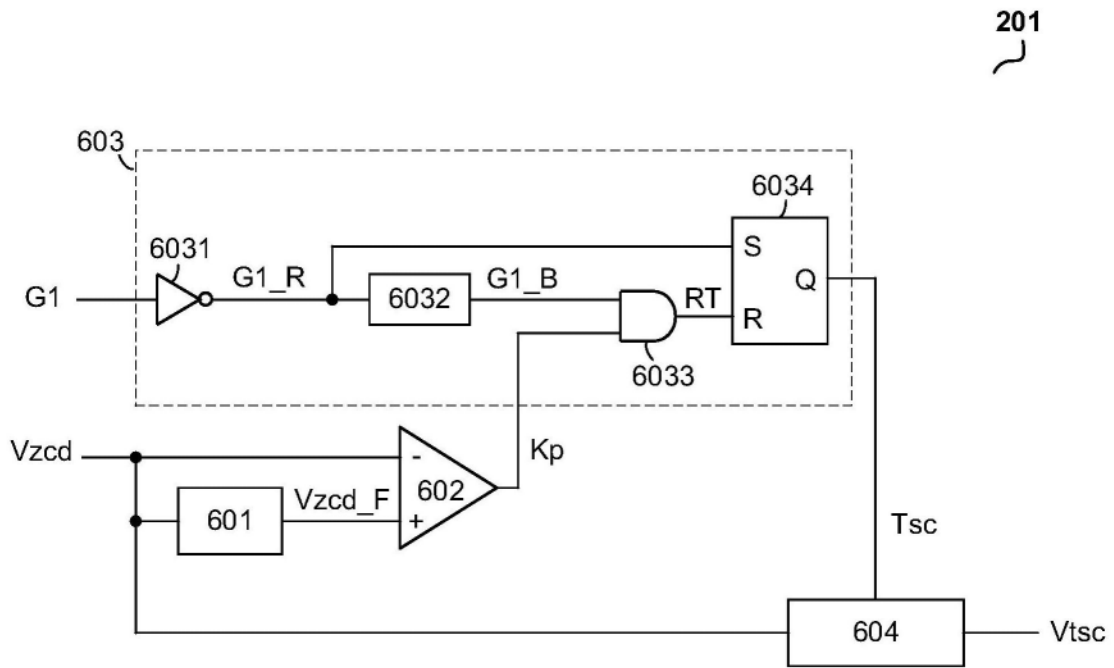


图6

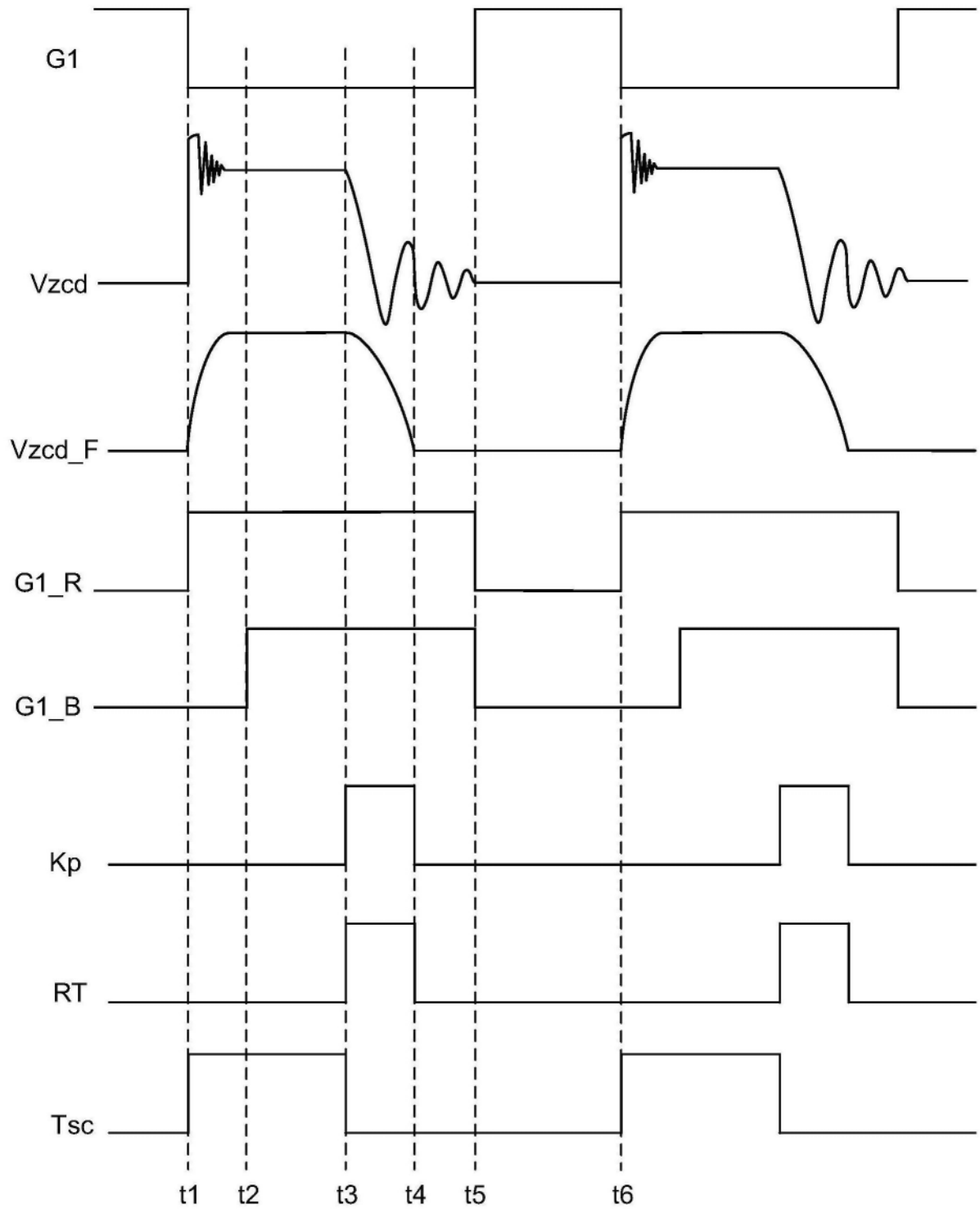


图7

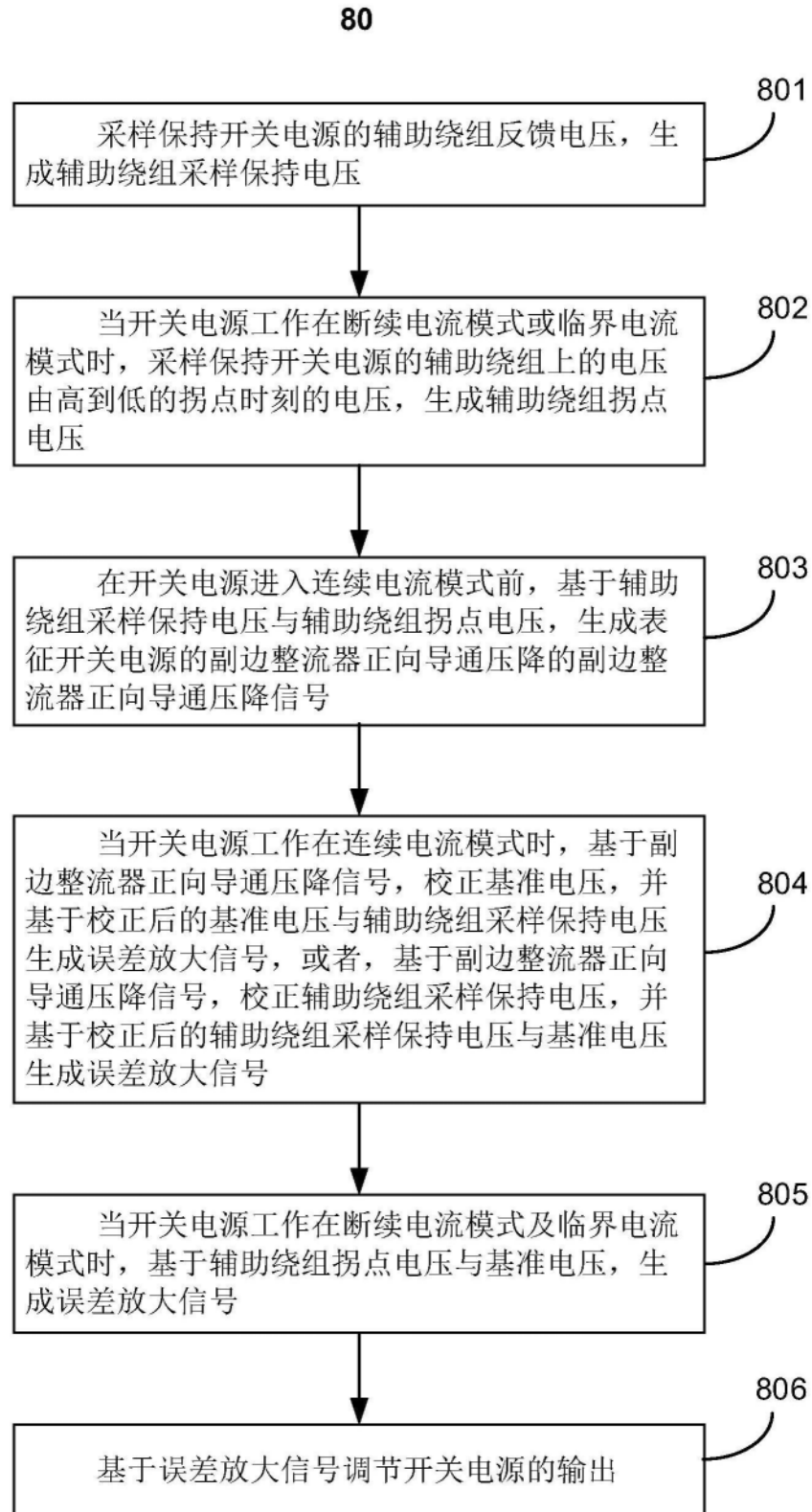


图8