

1. 一种用于宽电压电源的过功率补偿电路,其特征在于,所述过功率补偿电路输出与所述宽电压电源的输入电压具有正相关关系的补偿电压;

所述过功率补偿电路包括,

电流产生电路,用于根据外部信号的控制产生大小不同的电流,所述电流产生电路产生的电流大小与所述宽电压电源的输入电压反相相关;

呈匹配镜像的第四MOS管、第五MOS管,其中,所述第四MOS管与所述电流产生电路串接,所述第五MOS管用于产生跟所述第四MOS管中电流大小相同的电流;

固定下拉电流源,与所述第五MOS管串接,用于产生大小固定的下拉电流,所述下拉电流的大小大于所述电流产生电路产生的最大电流;

呈匹配镜像的第六MOS管、第七MOS管,其中,所述第六MOS管与所述第五MOS管并接后与所述固定下拉电流源连接,其用于根据所述下拉电流的大小以及所述第五MOS管中电流的大小产生电流;所述第七MOS管用于产生跟所述第六MOS管中电流大小相同的电流;

调压电阻,用于将所述第七MOS管中产生的电流转换为补偿电压并输出。

2. 如权利要求1所述的用于宽电压电源的过功率补偿电路,其特征在于,所述电流产生电路包括,

充电电流源,用于给充电电容充电;

第一MOS管,用于接收外部信号以控制所述充电电容的充电时间;

第二MOS管,用于根据所述充电电容的电压产生电流;

调流电阻,与所述第二MOS管串接,用于调整所述第二MOS管产生电流的大小。

3. 如权利要求2所述的用于宽电压电源的过功率补偿电路,其特征在于,所述外部信号为PWM信号,所述PWM信号的占空比与宽电压电源的输入电压相关。

4. 如权利要求3所述的用于宽电压电源的过功率补偿电路,其特征在于,所述第一MOS管的栅极通过一个反相器接收所述PWM信号。

5. 如权利要求1所述的用于宽电压电源的过功率补偿电路,其特征在于,所述固定下拉电流源包括第三MOS管以及与第三MOS管栅极相连的固定下拉电源。

6. 如权利要求1至5任一项所述的用于宽电压电源的过功率补偿电路,其特征在于,还包括第八MOS管,串接在所述第七MOS管与所述调压电阻之间,用于控制所述过功率补偿电路输出的通断。

7. 如权利要求6所述的用于宽电压电源的过功率补偿电路,其特征在于,所述第一MOS管、第二MOS管、第三MOS管为N型MOS管;所述呈匹配镜像的第四MOS管、第五MOS管为P型MOS管,且所述第四MOS管与所述第五MOS管的宽长比一致;

所述第八MOS管为N型MOS管;所述呈匹配镜像的第六MOS管、第七MOS管为P型MOS管,且所述第六MOS管与所述第七MOS管的宽长比一致。

8. 一种用于宽电压电源的过功率控制系统,其特征在于,包含如权利要求1至7任一项所述的过功率补偿电路;

还包括,

PWM控制器,用于根据所述宽电压电源的实际输入电压控制所述过功率补偿电路输出的补偿电压 V_{BU} 大小;

减法电路,包含预设的固定电压值 V_D ,用于根据所述过功率补偿电路输出的补偿电压

V_{BU} 计算输出过功率阈值电压 V_{CS_VCP} ;

CS电阻检测电路,用于得到宽电压电源的采样电压 V_{CS} ;

比较器,用于将所述采样电压 V_{CS} 与所述过功率阈值电压 V_{CS_VCP} 比较,并根据比较结果对所述宽电压电源进行过功率控制。

9.一种宽电压电源,其特征在于,包含如权利要求8所述的用于宽电压电源过功率控制系统。

用于宽电压电源的过功率补偿电路、控制系统及电源

技术领域

[0001] 本发明涉及电源控制领域,特别是一种用于宽电压电源的过功率补偿电路、控制系统及电源。

背景技术

[0002] 在节能降耗成功主流共识的今天,AC/DC开关电源成为很多便携式电源的不二之选。大多数电子设备通常由市电直接输入,输入电压通常采用85V~264V宽电源方式设计(此种电源又称宽电压电源),客户不仅对电子设备的功能和性能要求比较高,特别对设备的安全性和可靠性特别关注。为了确保输出过载或短路时,电源零件不受损坏或不产生安全隐患问题,通常会设计有过功率保护功能。

[0003] 在以电流模式工作的开关电源中,正常工作状态时一般都是通过电流环路不断的检测流经电感或者变压器初级线圈的峰值电流,来控制功率MOSFET的导通或者关闭。如果在短路或者输出负载过载时,电源内部的电压和电流环路都失去调节作用,此时常常通过限制变压器最大峰值电流来实现对电源最大输出功率的限制。传统的AC/DC开关电源一般都是设置有检测电阻(CS电阻),通过对CS电阻采样得到采样电压,将采样电压与内部设置的具有固定值的过流阈值电压VCS_OCP(又称过功率阈值电压)做比较,当采样电压达到过流阈值电压VCS_OCP时,我们称之为过流点,此时系统通过关闭功率MOSFET会对电源的输出功率进行限制。

[0004] 但对检测系统(指对检测电阻的检测、采样电压与过流阈值电压VCS_OCP的比较,对功率MOSFET的关闭控制)来说,从检测到最大峰值电流点(即采样电压达到过流阈值电压VCS_OCP值时),检测系统电路内部逻辑需要耗费一些时间来做出反应(实际上,根据控制器的类型及技术的不同,比较器信号要耗费大约100ns的时间来通过不同逻辑门传播,同时在检测到需要关闭功率MOSFET的逻辑信号时,MOSFET上固有的栅源电容使功率MOSFET也存在关断延迟),因此在检测系统检测到最大峰值电流后,功率MOSFET并非立即关闭而是存在着一个延时(这个延时的长短跟检测系统的元器件及控制电源功率MOSFET本身参数相关)。但对于不同输入电压的电源来说,在相同的延时时间内,其产生的过流随着输入电压的变大而增高,这就造成以宽电压电源方式设计的AC/DC开关电源,在其过流阈值电压VCS_OCP恒定的情况下,其实际的最高功率随着输入电压的变大而增高,这显然对负载是不利的。

发明内容

[0005] 本发明的发明目的在于针对现有宽电压电源不能提供稳定的过功率保护功能的问题,提供一种结构简单,根据宽电压电源输入电压的不同而输出不同补偿电压的过功率补偿电路,所述过功率补偿电路输出与所述宽电压电源的输入电压具有正相关系的补偿电压。

[0006] 进一步的,过功率补偿电路所述包括电流产生电路,用于根据外部信号的控制产生大小不同的电流,所述外部信号与宽电压电源的输入电压具体大小相关,从而所述电流

产生电路产生的电流大小与所述宽电压电源的输入电压反相相关,即当所述宽电压电源的输入电压高时,所述电流产生电路产生较小的电流;所述宽电压电源输入电压低时,所述电流产生电路产生较大的电流。

[0007] 呈匹配镜像的第四MOS管、第五MOS管,其中,所述第四MOS管与所述电流产生电路串接,所述第五MOS管用于产生跟所述第四MOS管中电流大小相同的电流。

[0008] 固定下拉电流源,用于产生大小固定的下拉电流,并与所述第五MOS管串接,所述固定下拉电流源产生的固定大小的下拉电流大于所述电流产生电路可以产生的最大电流。

[0009] 呈匹配镜像的第六MOS管、第七MOS管,其中,所述第六MOS管与所述第五MOS管并接后与所述固定下拉电流源连接,其用于根据所述下拉电流的大小以及所述第五MOS管中电流的大小产生电流;所述第七MOS管用于产生跟所述第六MOS管中电流大小相同的电流;

[0010] 调压电阻,用于将所述第七MOS管中产生的电流转换为补偿电压并输出;

[0011] 进一步的,所述电流产生电路包括,

[0012] 充电电流源,用于给充电电容充电。

[0013] 第一MOS管,用于接收外部信号以控制所述充电电容的充电时间;

[0014] 第二MOS管,用于根据所述充电电容的电压产生电流;

[0015] 进一步的,所述第二MOS管串接有一个调流电阻,用于调整所述第二MOS管产生电流的大小。

[0016] 进一步的,所述外部信号为PWM信号。

[0017] 进一步的,所述第一MOS管的栅极通过一个反相器接收所述PWM信号。

[0018] 进一步的,所述固定下拉电流源包括第三MOS管以及与第三MOS管栅极相连的固定下拉电源。

[0019] 进一步的,还包括第八MOS管,串接在所述第七MOS管与所述调压电阻之间,用于控制所述过功率补偿电路输出的通断。

[0020] 进一步的,所述第一MOS管、第二MOS管、第三MOS管为N型MOS管;所述呈匹配镜像的第四MOS管、第五MOS管为P型MOS管,且所述第四MOS管与所述第五MOS管的宽长比一致。

[0021] 所述第八MOS管为N型MOS管;所述呈匹配镜像的第六MOS管、第七MOS管为P型MOS管,且所述第六MOS管与所述第七MOS管的宽长比一致。

[0022] 其具体连接关系如下所述,所述第一MOS管的栅极通过所述反相器接收PWM控制信号;所述充电电流源同时与所述第一MOS管的漏极、所述充电电容的一端以及所述第二MOS管的栅极连接;所述第二MOS管的源极通过所述第一电阻与所述第一MOS管的源极、所述充电电容的另一端以及所述第三MOS管的源极连接;所述呈匹配镜像的第四MOS管、第五MOS管的源极同时与所述充电电流源连接;所述呈匹配镜像的第四MOS管、第五MOS管的栅极同时与第四MOS管的漏极及第二MOS管的漏极连接;所述第五MOS管的漏极与第三MOS管的漏极连接;所述第三MOS管的栅极与固定下拉电源连接。

[0023] 所述呈匹配镜像的第六MOS管、第七MOS管的源极同时与所述充电电流源连接;所述呈匹配镜像的第六MOS管、第七MOS管的栅极同时与所述第六MOS管的漏极、所述第五MOS管的漏极及所述第三MOS管的漏极连接;所述第七MOS管的漏极与所述第八MOS管的漏极连接;所述第八MOS管的栅极用于接收PWM控制信号;所述第八MOS管的源极与所述调压电阻的一端连接,所述调压电阻的另一端为输出端。

[0024] 本发明同时提供一种根据宽电压电源的不同输入电压而输出不同过功率阈值电压的过功率控制系统,包含如上所述的过功率补偿电路;

[0025] 还包括,

[0026] PWM控制器,用于根据所述宽电压电源的实际输入电压控制所述过功率补偿电路输出的补偿电压 V_{BU} 大小。

[0027] 减法电路,包含预设的固定电压值 V_D ,用于根据所述过功率补偿电路输出的补偿电压 V_{BU} 计算输出过功率阈值电压 V_{CS_VCP} ,其计算公式为: $V_{CS_VCP}=V_D-V_{BU}$ 。

[0028] CS电阻检测电路,用于得到宽电压电源的采样电压 V_{CS} ;

[0029] 比较器,用于将所述采样电压 V_{CS} 与所述过功率阈值电压 V_{CS_VCP} 比较,并根据比较结果对所述宽电压电源进行过功率控制。

[0030] 本发明同时提供一种宽电压电源,包含如上所述的用于宽电压电源过功率控制系统。

[0031] 综上所述,由于采用了上述技术方案,本发明的有益效果是:

[0032] 本发明提供的过功率补偿电路通过简单的电路结构,根据宽电压电源的不同输入电压输出不同大小的补偿电压,在电源输入高电压时输出较高的补偿电压,在电源输入低电压时输出较低的补偿电压。

[0033] 而包含上述过功率补偿点录了的过功率控制系统使得电源在输入电压低时过功率阈值电压高,输入高电压时过功率阈值电压低,从而使得电源在不同的输入电压时过功率点基本一致,消除了宽电压电源在实际应用中因输入电压不同造成的过功率点不同而造成的器件、负载损伤的隐患。

附图说明

[0034] 图1是本发明提供的过功率补偿电路结构示意图。

[0035] 图2为所述第七MOS管M7源漏极间电流大小随开启时间变化趋势图。

[0036] 图3为本发明提供的过功率控制系统框架图。

[0037] 图4过功率控制系统中提供的过功率阈值电压趋势图。

具体实施方式

[0038] 下面结合附图,对本发明作详细的说明。

[0039] 为了使本发明的目的、技术方案及优点更加清楚明白,以下结合附图及实施例,对本发明进行进一步详细说明。应当理解,此处所描述的具体实施例仅用以解释本发明,并不用于限定本发明。

[0040] 实施例1:如图1所示,本发明的发明目的在于针对现有宽电压电源不能提供稳定的过功率保护功能的问题,提供一种结构简单,根据宽电压电源输入电压的不同输出不同补偿电压 V_{BU} 的过功率补偿电路,包括电流产生电路101,用于根据外部信号的控制产生大小不同的电流,所述外部信号与宽电压电源的输入电压具体大小相关。

[0041] 所述电流产生电路101包括充电电流源 V_0 ,用于给充电电容 C_1 充电;

[0042] 第一MOS管M1,用于接收外部信号以控制所述充电电容 C_1 的充电时间;

[0043] 第二MOS管M2,用于根据所述充电电容 C_1 的电压 V_{out} 产生电流。

[0044] 呈匹配镜像的第四MOS管M4、第五MOS管M5,其中,所述第四MOS管M4与所述第二MOS管M2串接,所述第五MOS管M5用于产生跟所述第四MOS管中电流I4大小相同的电流I5。

[0045] 固定下拉电流源102,用于产生大小固定的下拉电流I3,并与所述第五MOS管M5串接。

[0046] 呈匹配镜像的第六MOS管M6、第七MOS管M7,其中,所述第六MOS管M6与所述第五MOS管M5并接后与所述固定下拉电流源连接,其用于根据所述下拉电流I3的大小以及所述第五MOS管M5中电流I5的大小产生电流I6;所述第七MOS管M7用于产生跟所述第六MOS管M6中电流I6大小相同的电流I7。

[0047] 调压电阻R2,用于将所述第七MOS管中产生的电流转换为补偿电压V_CS_VCP并输出。

[0048] 本实施例中,所述过功率补偿电路还包括第八MOS管M8,串接在所述第七MOS管M7与所述调压电阻R2之间,用于控制整个所述过功率补偿电路的输出通断。

[0049] 优选的,所述固定下拉电流源102包括第三MOS管M3以及与第三MOS管M3栅极相连的固定下拉电源V1。

[0050] 本实施例中,所述第二MOS管M2串接有一个调流电阻R1,用于控制所述第二MOS管M2产生电流的大小。

[0051] 优选的,所述外部信号为PWM信号(本文中,PWM逻辑信号、PWM信号表示同一技术含义)。

[0052] 本实施例中,所述第一MOS管M1的栅极通过一个反相器INV接收所述PWM信号。

[0053] 所述过功率补偿电路的具体连接关系如下:所述充电电流源V0产生恒定的固定大小的电流,所述第一MOS管M1的栅极通过所述反相器INV接收PWM控制信号;所述充电电流源V0同时与所述第一MOS管M1的漏极、所述充电电容C1的一端以及所述第二MOS管M2的栅极连接;所述第二MOS管M2的源极通过所述第一电阻R1与所述第一MOS管M1的源极、所述充电电容C1的另一端以及所述第三MOS管M3的源极连接;所述呈匹配镜像的第四MOS管M4、第五MOS管M5的源极同时与所述充电电流源V0连接;所述呈匹配镜像的第四MOS管M4、第五MOS管的栅极M4同时与第四MOS管M4的漏极及第二MOS管M2的漏极连接;所述第五MOS管M5的漏极与第三MOS管M3的漏极连接;所述第三MOS管M3的栅极与固定下拉电源V1连接。

[0054] 所述呈匹配镜像的第六MOS管M6、第七MOS管M7的源极同时与所述充电电流源V0连接;所述呈匹配镜像的第六MOS管M6、第七MOS管M7的栅极同时与所述第六MOS管M6的漏极、所述第五MOS管M5的漏极及所述第三MOS管M3的漏极连接;所述第七MOS管M7的漏极与所述第八MOS管M8的漏极连接;所述第八MOS管M8的栅极用于接收PWM控制信号;所述第八MOS管M8的源极与所述调压电阻R2的一端连接,所述调压电阻R2的另一端为输出端CS。

[0055] 进一步的,所述第一MOS管M1、第二MOS管M2、第三MOS管M3为N型MOS管;所述呈匹配镜像的第四MOS管M4、第五MOS管M5为P型MOS管,且所述第四MOS管M4与所述第五MOS管M5的宽长比一致。

[0056] 进一步的,所述第八MOS管M8为N型MOS管;所述呈匹配镜像的第六MOS管M6、第七MOS管M7为P型MOS管,且所述第六MOS管M6与所述第七MOS管M7的宽长比一致。

[0057] 工作时,PWM逻辑信号由电源内部固定的振动器的下降沿开启,PWM逻辑信号高电平时驱动电源中功率MOSFET的开启时间表示为TON时间段(此TON时间长短与电源的具体输

入电压有关,当电源的输入电压高,则本实施例提供的过功率补偿电路接收到的PWM逻辑信号的TON时间短;反之,当电源的输入电压低,则本实施例提供的过功率补偿电路接收到的PWM逻辑信号的TON时间长),PWM逻辑信号低电平时驱动电源中功率MOSFET的关断时间表示TOFF时间段。当PWM逻辑信号为高电平时(TON时间段内),所述第一MOS管M1的栅极通过反相器INV接收到的为低电平信号,此时M1关闭,充电电流源V0向所述充电电容C1充电,此时,随着时间的增加,充电电容与充电电流源V0连接一端电压Vout不断上升,当Vout上升超过预设值后,所述第二MOS管M2开启(这个开启时间点我们称之为t1,需要注意的是,合理设置所述充电电容C1,第一电阻R1和第二MOS管M2的大小,可以控制、调整t1时间点),然后呈匹配镜像的所述第四MOS管M4中产生电流I4,由于所述第五MOS管M5与所述第四MOS管M4镜像匹配,此时所述第五MOS管M5中产生与M4中相同大小的电流I5;而随着TON时间的继续增加,Vout电压继续上升,此时通过所述第二MOS管M2及第一电阻R1的电流I4同样线性增加,TON开启时间越长,I4越大。

[0058] 同时,通过所述固定下拉电源V1控制的第三MOS管M3的源漏极之间具有固定的下拉电流I3(其大小固定不变,具体值由设计时固定下拉电源V1和第三MOS管M3的参数决定),此时通过第六MOS管M6源漏极之间的电流 $I_6=I_3-I_5$;即 $I_3=I_5+I_6$,因此在设计时,应控制固定下拉电流I3的值大于通过所述第五MOS管源漏极之间的电流I5,由于 $I_5=I_4$ =所述第四MOS管M4源漏极间电流=所述第二MOS管M2源漏极间电流=通过第一电阻R1的电流,即固定下拉电流I3的值应大于通过所述第一电阻R1的最大电流。

[0059] 又由于所述第七MOS管M7为与所述第六MOS管M6为镜像匹配关系,且M7与M6的宽长比相同,因此通过所述第七MOS管M7源漏极间电流 $I_7=I_6=I_3-I_5=I_3-I_4$ 。由于I3为大小固定不变(其具体大小由设计时确定的V1及第三MOS管M3的相关参数确定),而I4的大小由Vout的大小控制(Vout在第二MOS管M2的开启电压跟设计阈值Vmax之间时,I4随Vout的增大而增大),所以I7的大小随Vout的增大而减小(Vout的值在第二MOS管M2的开启电压跟设计阈值Vmax之间时),在TON时间内,流过R2的电流变化趋势如图2所示。

[0060] TON时间内,PWM为高电平,因此所述第八MOS管M8导通,所述调压电阻R2将I7转换为电压输出。

[0061] 如上所述,电源的输入电压越大,本电路输出的V_{BU}越大;电源的输入电压越小,本电路输出的V_{BU}越小。

[0062] 实施例2:如图3所示,本发明同时提供一种根据宽电压电源的不同输入电压而输出不同过功率阈值电压的过功率控制系统,包含如实施例1所述的过功率补偿电路1;还包括,

[0063] PWM控制器2,PWM逻辑信号由电源内部固定的振动器的下降沿开启,用于根据所述宽电压电源的实际输入电压控制所述过功率补偿电路输出的补偿电压V_{BU}大小;如实施例1所述,PWM逻辑信号高电平时驱动功率MOSFET的开启时间表示为TON时间段(此TON时间长短与电源的具体输入电压有关,当电源的输入电压高,则本实施例提供的过功率补偿电路接收到的PWM逻辑信号的TON时间短;反之,当电源的输入电压低,则本实施例提供的过功率补偿电路接收到的PWM逻辑信号的TON时间长),由实施例1及图2我们也可以得知,TON时间越长,所述过功率补偿电路1输出的补偿电压V_{BU}越小,即,当宽电压电源的输入电压低时,所述过功率补偿电路1输出的补偿电压V_{BU}越小,反之,当宽电压电源输入高电压时,所述过功率

补偿电路1输出的补偿电压 V_{BU} 越大。

[0064] 减法电路3,包含预设的固定电压值 V_D ,用于根据所述过功率补偿电路输出的补偿电压 V_{BU} 计算输出过功率阈值电压 V_{CS_VCP} ,其计算公式为: $V_{CS_VCP}=V_D-V_{BU}$;由于过功率补偿电路1输出的补偿电压 V_{BU} 大小跟所述宽电压电源的输入电压大小有关(如上所述,电源的输入电压越大, V_{BU} 越大;电源的输入电压越小, V_{BU} 越小),如图4所示,因此本实施例提供的过功率控制系统中的过功率阈值电压 V_{CS_VCP} 同样跟所述宽电压电源的实际输入电压大小有关,电源的输入电压越大,则TON时间越短,此时 V_{CS_VCP} 越小;电压的输入电压越小,则TON时间越长,此时 V_{CS_VCP} 越大。

[0065] CS电阻检测电路4,用于得到宽电压电源的采样电压 V_{CS} 。

[0066] 比较器5,用于将所述采样电压 V_{CS} 与所述过功率阈值电压 V_{CS_VCP} 比较,并根据比较结果对所述宽电压电源进行过功率控制。也就是说对于宽电压电源来说,当实际输入电压较大时,我们会提供一个较小的过功率阈值电压 V_{CS_VCP} ;此时,当所述CS电阻检测电路4得到的所述宽电压电源的采样电压 V_{CS} 达到这个较小的过功率阈值电压 V_{CS_VCP} 值时,本实施例提供的过功率控制系统会控制关闭所述宽电压电源中的功率MOSFET,从而限制所述宽电压电源的输出功率过载;而当所述宽电压电源的实际输入电压较小时,本过功率控制系统会提供一个较大的过功率阈值电压 V_{CS_VCP} ;也就是说当电源的实际输入电压较高时,我们通过提供较小的过功率阈值电压 V_{CS_VCP} 使得电源中的功率MOSFET能够更早的被关断,而当电源的实际输入电压较低时,我们通过提供较大的过功率阈值电压 V_{CS_VCP} 使得电源中的功率MOSFET能够更晚的被关断,从而使得不管电源的实际输入电压是多少,其真实的过载功率保持接近。

[0067] 实施例3:本实施例提供一种过功率阈值电压可调的宽电压电源,包含如实施例2提供的过功率控制系统。

[0068] 以上所述仅为本发明的较佳实施例而已,并不用以限制本发明,凡在本发明的精神和原则之内所作的任何修改、等同替换和改进等,均应包含在本发明的保护范围之内。

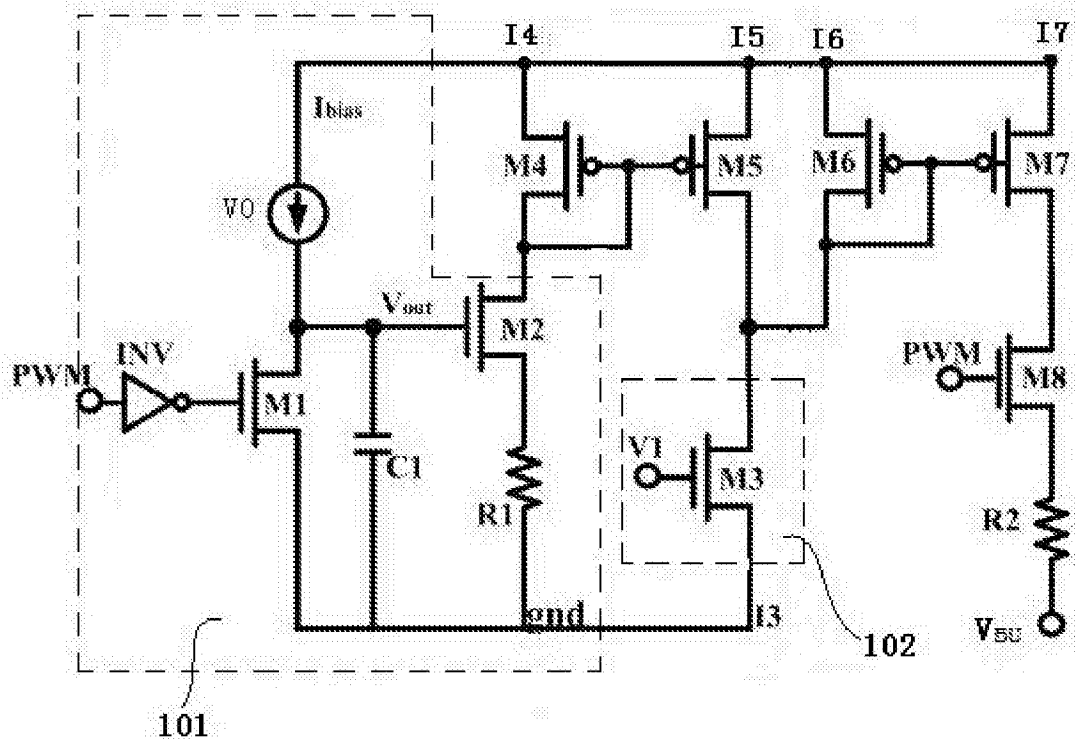


图1

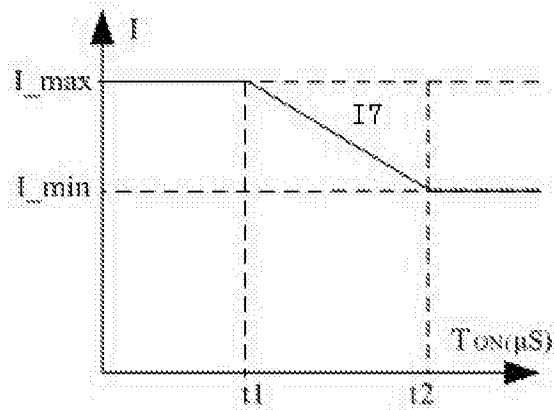


图2

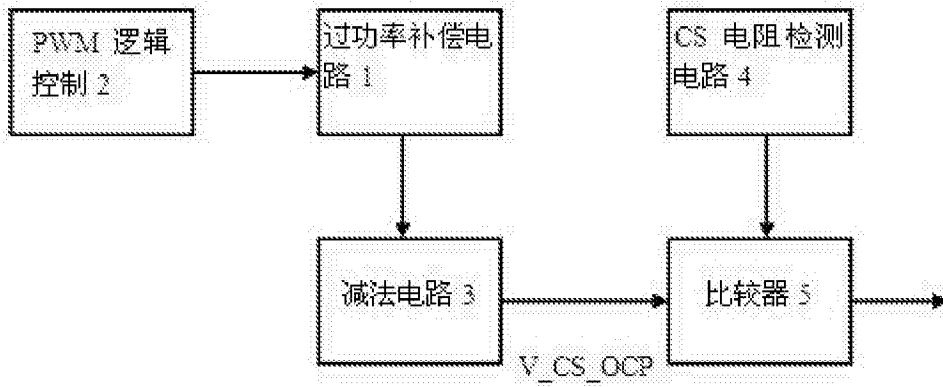


图3

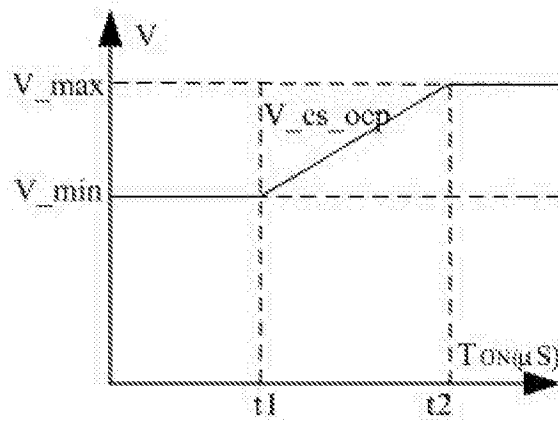


图4