

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02M 3/145 (2007.01)

H02M 3/06 (2006.01)

H02M 1/36 (2007.01)



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200910097233.7

[43] 公开日 2009年8月19日

[11] 公开号 CN 101510729A

[22] 申请日 2009.3.30

[21] 申请号 200910097233.7

[71] 申请人 浙江大学

地址 310027 浙江省杭州市西湖区浙大路38号

[72] 发明人 何乐年 叶益迭 张鲁 陈琛
邱建平 宁志华

[74] 专利代理机构 杭州天勤知识产权代理有限公司
代理人 胡红娟

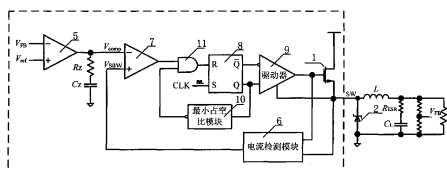
权利要求书2页 说明书6页 附图1页

[54] 发明名称

一种双模式的直流开关电源变换器

[57] 摘要

本发明公开了一种双模式的直流开关电源变换器，包括开关晶体管，用于控制开关晶体管的PWM控制电路，连接开关晶体管输出端的电感和输出支路，所述的PWM控制电路为峰值电流模式控制电路，PWM控制电路中设置有一个最小占空比模块，最小占空比模块发送的信号占空比与直流开关电源变换器的输出电压 V_{OUT} 和输入电压 V_{IN} 的比值成正比；当PWM控制电路的控制信号占空比小于最小占空比模块的信号占空比时，开关晶体管的驱动信号占空比为最小占空比模块的信号占空比。本发明在PWM控制环路上实现了PWM和PFM双模式控制方式，并能根据负载情况，自动选择控制模式，可用于高效率、降压型的直流开关电源。



1、一种双模式的直流开关电源变换器，包括开关晶体管，用于控制开关晶体管的PWM控制电路，连接开关晶体管输出端的电感和输出支路，所述的PWM控制电路为带有第一RS触发器的峰值电流模式控制电路，其特征在于：PWM控制电路设置有一个最小占空比模块，所述的最小占空比模块接收直流开关电源变换器的输出电压 V_{OUT} 、输入电压 V_{IN} 和第一RS触发器Q端的信号，当PWM模式下的控制信号占空比小于最小占空比模块的信号占空比时，最小占空比模块向第一RS触发器的R端发送输出信号，使开关晶体管的驱动信号占空比与输出电压 V_{OUT} 和输入电压 V_{IN} 的比值成正比。

2、根据权利要求1所述的直流开关电源变换器，其特征在于：所述的PWM控制电路，包括一个接收输出反馈电压和基准电压信号的误差放大器；

一个接收所述误差放大器输出信号和电流检测模块输出信号的第一比较器；

一个接收第一比较器输出信号和最小占空比模块输出信号的与门，与门输出端连接第一RS触发器的R端；

第一RS触发器的S端接收时钟信号，Q端和Q反端连接驱动器；

所述的驱动器接收第一RS触发器的Q端和Q反端的输出信号，并放大信号，控制开关晶体管的开关。

3、根据权利要求2所述的直流开关电源变换器，其特征在于：所述电流检测模块对检测到的输出电流信号进行斜波补偿。

4、根据权利要求1-3任一所述的直流开关电源变换器，其特征在于：所述的最小占空比模块包括：

一个由第一PMOS晶体管和电阻R组成的反馈环路，第一PMOS晶体管的源极连接电源，漏极通过电阻R接地；

一接收输入电压 V_{IN} 和第一PMOS晶体管漏极的反馈电压，并向第一PMOS晶体管的栅极发送信号的运算放大器；

一个第二 PMOS 晶体管，源极连接电源，栅极接收运算放大器的输出信号，漏极通过电容接地；

一个第二比较器，接收第二 PMOS 晶体管的漏极信号和输出电压 V_{OUT} ；

一个第二 RS 触发器，其 R 端接收第二比较器的输出信号，S 端接收第一 RS 触发器的 Q 端信号；

一个 NMOS 晶体管，其栅极接收第二 RS 触发器的 Q 反端信号，漏极连接第二 PMOS 晶体管的漏极，源极接地。

一种双模式的直流开关电源变换器

技术领域

本发明涉及一种直流开关电源变换器，具体地说是一种降压型的PWM模式控制的直流开关电源变换器。

背景技术

随着半导体器件的发明，伴随而生的电力电子学科从此形成并有了将近 50 年的迅速发展。各种基于分离功率器件为核心的各种开关电源如 DC-DC 转换器被研制出来，并运用于各种场合进行电源变换，以得到我们需要的各种性能的电源。进入 90 年代，便携式电子设备的广泛使用，对电源管理集成电路的发展起到了巨大的推动作用。DC-DC 转换控制器由于其高转换效率被广泛应用到各种便携式设备中，成为电源管理集成电路中最重要的品种之一。

目前，市场上的直流电压变换控制器主要有 PWM 模式、PFM 模式控制。PWM 模式和 PFM 模式的控制方式和具体电路各不相同，在对应负载范围内，都能保证有较高的电源转换效率。由于 PWM 模式和 PFM 模式的控制方法不同，因此一般分别需要设计两个控制环路控制。

发明内容

本发明提供一种双模式的直流开关电源变换器，在 PWM 控制环路上增加一个最小占空比模块，实现了直流开关电源变换器的 PWM 和 PFM 两种模式控制，并可根据负载电流、输入输出电压的大小自动选择控制模式，在负载宽范围变化时，也能保证较高的电源转换效率。

本发明的直流开关电源变换器，包括开关晶体管，用于控制开关晶体管的 PWM 控制电路，连接开关晶体管输出端的电感和输出支路，所述的 PWM 控制电路为带有第一 RS 触发器的峰值电流模式控制电路。PWM 控

制电路设置有一个最小占空比模块,所述的最小占空比模块接收直流开关电源变换器的输出电压 V_{OUT} 、输入电压 V_{IN} 和第一 RS 触发器 Q 端的信号,当 PWM 控制模式下的控制信号占空比小于最小占空比模块的信号占空比时,最小占空比模块向第一 RS 触发器的 R 端发送输出信号,使开关晶体管的驱动信号占空比与输出电压 V_{OUT} 和输入电压 V_{IN} 的比值成正比。

所述的最小占空比模块决定了开关晶体管的驱动信号的最小长度,其占空比小于 PWM 模式下控制信号的占空比。当由 PWM 模式下的控制信号占空比比最小占空比模块规定的要小时,开关晶体管的驱动信号由最小占空比模块控制,系统即进入 PFM 控制。为保证宽范围的高效率,最小占空比模块规定的最小占空比,与输出输入电压比成正比,随输出电压 V_{out} 和输入电压 V_{in} 变化。

所述的 PWM 控制电路,包括一个接收输出反馈电压和基准电压信号的误差放大器;

一个接收所述误差放大器输出信号和电流检测模块输出信号的第一比较器;

一个接收第一比较器输出信号和最小占空比模块输出信号的与门,与门输出端连接第一 RS 触发器的 R 端;

第一 RS 触发器的 S 端接收时钟信号, Q 端和 Q 反端连接驱动器;

所述的驱动器接收第一 RS 触发器的 Q 端和 Q 反端的输出信号,并放大信号,控制开关晶体管的开关。

所述电流检测模块对检测到的输出电流信号进行斜波补偿。

所述的最小占空比模块包括:

一个由第一 PMOS 晶体管和电阻 R 组成的反馈环路,第一 PMOS 晶体管的源极连接电源,漏极通过电阻 R 接地;

一接收输入电压 V_{IN} 和第一 PMOS 晶体管漏极的反馈电压,并向第一 PMOS 晶体管的栅极发送信号的运算放大器;

一个第二 PMOS 晶体管,源极连接电源,栅极接收运算放大器的输出信号,漏极通过电容接地;

一个第二比较器,接收第二 PMOS 晶体管的漏极信号和输出电压

V_{OUT} ;

一个第二 RS 触发器，其 R 端接收第二比较器的输出信号，S 端接收第一 RS 触发器的 Q 端信号；

一个 NMOS 晶体管，其栅极接收第二 RS 触发器的 Q 反端信号，漏极连接第二 PMOS 晶体管的漏极，源极接地。

本发明的优点是：

1、在 PWM 模式控制环路上增加一个简单的最小占空比脉冲发生模块，实现了 PWM 模式和 PFM 模式，以及两种控制模式之间的切换，电路简单，并且模式之间的过渡自然平滑。

2、能保证在较大的负载电流范围内电能转换效率高；

3、由于最小占空比脉冲发生模块的最小占空比是随输入输出电压变化的，因此能适用于宽范围的输入输出电压的直流电压转换控制电路。

附图说明

图 1 是本发明的直流开关电源变换器的电路结构示意图；

图 2 是本发明的最小占空比模块的电路结构示意图。

具体实施方式

如图 1 所示，本发明的双模式直流开关电源变换器包括开关晶体管 1、电感 L，PWM 控制电路、最小占空比模块 10、肖特基二极管 2、由电容 C_L 和寄生电阻 R_{ESR} 组成的滤波整流电路，由电阻 3 和电阻 4 组成的分压电路。 V_{ref} 是从片外输入的基准电压信号、CLK 是片外输入的时钟信号， V_{FB} 是通过分压电路取得输出电压 V_{out} 的反馈电压。

PWM 控制电路采用峰值电流反馈模式，包括一个接收输出反馈电压和基准电压信号的误差放大器 5；

一个接收所述误差放大器 5 输出信号和电流检测模块 6 输出信号的第一比较器 7；

最小占空比模块 10 接收输出电压 V_{OUT} 、输入电压 V_{IN} 和第一 RS 触发器 8Q 端的信号，并发送占空比与输出电压 V_{OUT} 和输入电压 V_{IN} 的比值成正比的输出信号；

一与门 11 接收最小占空比模块 10 的输出信号和第一比较器 7 的输出信号；

一个第一 RS 触发器 8，R 端接收与门 11 的输出信号，S 端接收时钟信号 CLK，Q 端和 Q 反端连接驱动器 9；

所述的驱动器 9 接收第一 RS 触发器 8 的 Q 端和 Q 反端的输出信号，并放大信号，控制开关晶体管 1 的开关。

电流检测模块 6 检测电感 L 的电流，并加上斜波补偿的斜波信号，作为电流检测模块 6 的输出。第一比较器 7 将该输出信号与误差放大器 5 的输出信号比较，产生 PWM 模式脉冲。为保证宽范围的稳定性，电流检测模块 6 中的斜波信号，其斜率是与输出电压 V_{out} 成正比，随之变化。

如图 2 所示，最小占空比模块 10 包括：

一个由第一 PMOS 晶体管 13 和电阻 14 组成的反馈环路，第一 PMOS 晶体管 13 的源极连接电源，漏极通过电阻 14 接地；

一接收输入电压 V_{IN} 和第一 PMOS 晶体管 13 漏极的反馈电压，并向第一 PMOS 晶体管 13 的栅极发送信号的运算放大器 12；

一个第二 PMOS 晶体管 15，源极连接电源，栅极接收运算放大器 12 的输出信号，漏极通过电容 16 接地；

一个第二比较器 17，接收第二 PMOS 晶体管 15 的漏极信号和输出电压 V_{OUT} ；

一个第二 RS 触发器 18，其 R 端接收第二比较器 17 的输出信号，S 端接收第一 RS 触发器 8 的 Q 端信号；

一个 NMOS 晶体管 N1，其栅极接收第二 RS 触发器 18 的 Q 反端信号，漏极连接第二 PMOS 晶体管 15 的漏极，源极接地。

在一个时钟周期的开始，第一 RS 触发器 8 被置“1”。这个逻辑“1”由驱动器 9 放大，使开关晶体管 1 开启，给电感 L 充电。最小占空比模块 10 在第一 RS 触发器 8 置“1”后，即输出“0”。 t_{on} 时间后，再将最小占

空比模块 10 的输出变为“1”，直到新周期开始，第一 RS 触发器 8 再被置“1”。所述的最小占空比模块 10 输出脉冲的占空比 t_{on} 定义为输出脉冲周期中低电平的持续时间在一个周期中所占的比例。同样，PWM 模式下的占空比定义为第一 RS 触发器 8 的 Q 输出为低电平的持续时间在一个周期中所占的比例。

在电路完成上电后，由于输出电压 V_{out} 较低，电路进入 PWM 模式工作。输出电压 V_{out} 的反馈电压 V_{FB} 作为误差放大器 5 的负端电压输入。误差放大器 5 的输出信号作为第一比较器 7 的负端输入电压，而第一比较器 7 的正端输入电压是电流检测模块 6 输出的电压信号 V_{saw} 。第一比较器 7 的输出信号与最小占空比模块 10 的输出信号分别作为二输入与门 11 的两个输入信号，而与门 11 的输出端与第一 RS 触发器 8 的 R 端连接。

最小占空比模块 10 的输出信号的占空比设为略小于输出与输入电压的比值。与门 11 取第一比较器 7 输出和最小占空比模块 10 的输出中占空比较大的那个。在与门 11 的输出信号变为“1”的时候，第一 RS 触发器 8 被清“0”。这个逻辑“0”由驱动器 9 放大，使开关晶体管 1 截止，而片外的肖特基二极管 2 导通，使电感 L 放电。

第一比较器 7 的输出代表了 PWM 模式下，电感 L 应处于充电状态的占空比。在电感电流连续时，第一比较器 7 输出的占空比将等于输出与输入电压比值，因此最小占空比模块 10 在控制环路中并没有起作用。控制环路只是普通的峰值电流反馈型 PWM 控制。误差放大器 5 输出端通过一电阻 R_Z 和一电容 C_Z 接地，电阻 R_Z 和一电容 C_Z 作频率补偿用。

当负载电流减小到使电感电流不连续时，第一比较器 7 的输出信号的占空比也将小于输出与输入电压的比值。负载电流越小，第一比较器 7 输出信号的占空比也随之减少。当第一比较器 7 输出信号的占空比小于最小占空比模块 10 输出信号的占空比时，第一 RS 触发器 8 的清零端实际上就由最小占空比模块 10 控制，系统进入 PFM 控制模式。

进入 PFM 控制模式后，一个周期中，电感 L 的充电时间长于 PWM 模式下，输出电压 V_{OUT} 也随之抬升。 V_{OUT} 电压的升高会导致在一个周期结束时，第一比较器 7 的输出仍为逻辑“1”。而此时，最小占空比模块 10

的输出也是“1”。因为第一RS触发器8清零端R的优先级比置位端S的高，因此，在新周期的开始，第一RS触发器8无法被置“1”，即在这个新周期中，开关晶体管1一直截止，电感L也一直处于放电状态。这将导致输出电压 V_{OUT} 的下降。这样的状况一直持续，直到在某个周期结束前，第一比较器7的输出变为了逻辑“0”，那么在接下来的新周期，第一RS触发器8就能被置“1”，开关晶体管1被再次开启，一个新的PFM循环开始。

最小占空比模块10中，PMOS管13和电阻14组成反馈环路，其目的是得到一个与输入电压 V_{IN} 成正比的电流。流过PMOS管13的电流即为 V_{IN}/R 。PMOS管15拷贝PMOS管13的电流，因此流过PMOS管15的电流也为 V_{IN}/R 。电容16上的初始电压为0。输入端口IN连接到图1中第一RS触发器8的输出Q端。第二RS触发器18的Q反端作为最小占空比模块10的输出，连接到图1中与门11的输入端。当图1中第一RS触发器8的输出Q端被置“1”后，最小占空比模块10里第二RS触发器18的Q端也被置“1”，也即Q反端被清零。因此在图1中第一RS触发器8的输出Q端被置“1”后，最小占空比模块10输出“0”。同时，图2中与电容16并联的NMOS管N1截止，电容16开始充电，充电电流为 V_{IN}/R 。第二比较器17比较电容16上的电压和直流开关电源变换器的输出电压 V_{OUT} 。当电容16上的电压超过 V_{OUT} 时，最小占空比模块10里第二RS触发器18被清零，即最小占空比模块10输出“1”。经过简单计算可知，电容16上的电压从0增大至 V_{OUT} 需要 $RC \cdot V_{OUT}/V_{IN}$ 长的时间，即时间 t_{on} 为 $RC \cdot V_{OUT}/V_{IN}$ ，实现了最小占空比模块10输出信号的占空比与 V_{OUT}/V_{IN} 成正比。

在本发明中，取CLK信号的周期为1MHz，即 $t_s=1$ 微秒，取 $RC=0.8t_s$ ，以保证模式之间的转换。

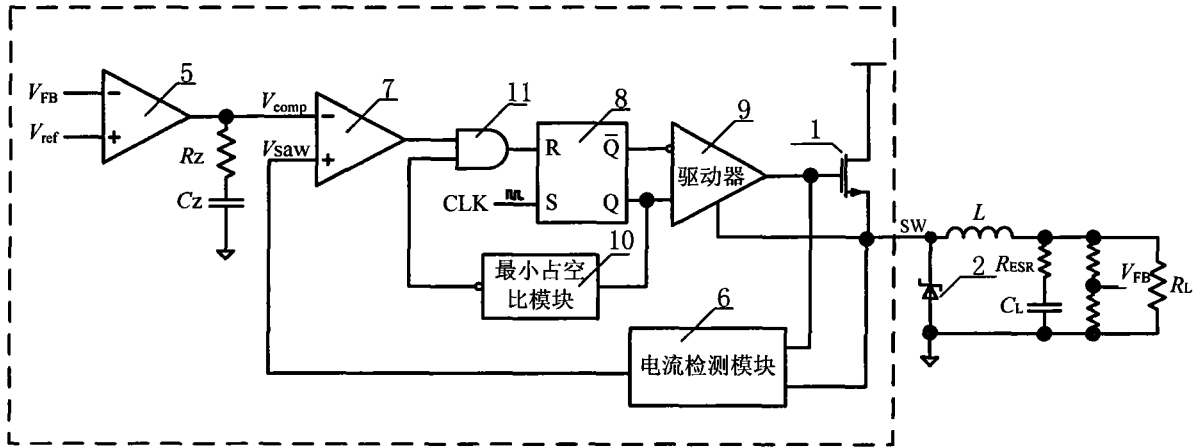


图 1

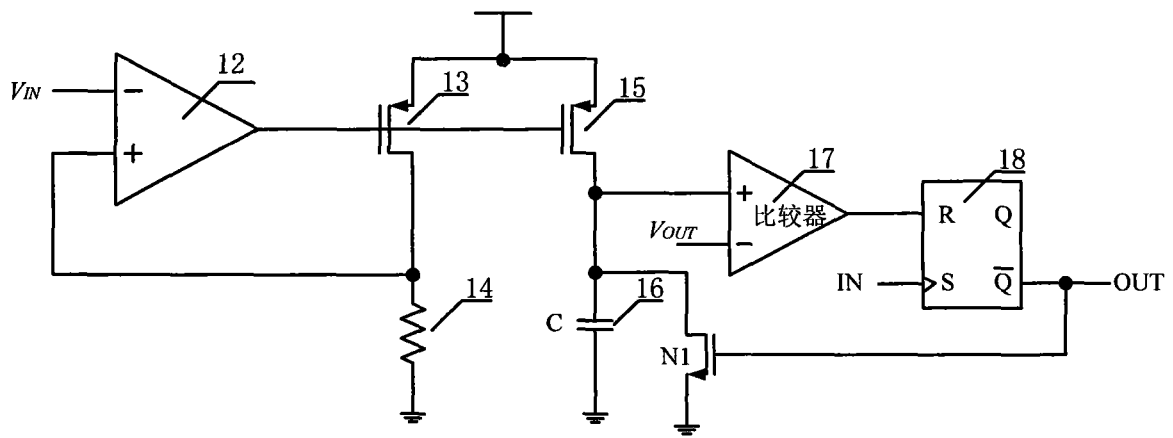


图 2