

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02M 3/28 (2006.01)

H02M 3/335 (2006.01)



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200710087528.7

[43] 公开日 2007年10月24日

[11] 公开号 CN 101060285A

[22] 申请日 2007.3.16

[21] 申请号 200710087528.7

[71] 申请人 华为技术有限公司

地址 518129 广东省深圳市龙岗区坂田华为
总部办公楼

[72] 发明人 李成勇

[74] 专利代理机构 北京德琦知识产权代理有限公司
代理人 项京 宋志强

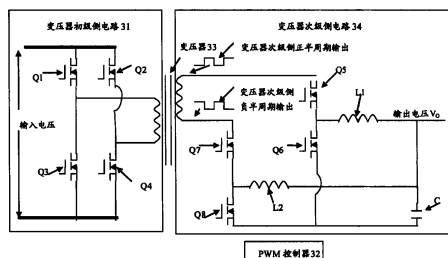
权利要求书 7 页 说明书 21 页 附图 10 页

[54] 发明名称

一种实现隔离高频开关 DC - DC 变换的系统及方法

[57] 摘要

本发明实施例中公开了一种实现隔离高频开关 DC - DC 变换的系统及方法。包括：变压器初级侧电路、变压器，变压器初级侧电路将要变换的方波电压输出给变压器，该系统还包括脉宽调制 PWM 控制器及变压器次级侧电路，变压器次级侧电路，包含 BUCK 变换电路，用于接收 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号，按照该 PWM 控制信号将变压器输出的方波电压进行降压 BUCK 变换，向负载输出，同时将负载的输出信号反馈到 PWM 控制器；PWM 控制器，用于输出 PWM 控制信号，驱动变压器初级侧和次级侧电路，接收变压器次级侧电路负载输出信号，对输出给变压器次级侧电路的 PWM 控制信号进行调整。应用本发明能够通过非隔离 BUCK 变换电路很高的动态调节响应速度，提高整个电路输出电压的动态调节响应速度。



1、一种实现隔离高频开关 DC-DC 变换的系统，该系统包括：变压器初级侧电路、变压器，所述变压器初级侧电路将要变换的方波电压输出给变压器，其特征在于，该系统还包括脉宽调制 PWM 控制器及变压器次级侧电路，其中，

变压器次级侧电路，包含 BUCK 变换电路，用于接收 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号，按照该 PWM 控制信号将变压器输出的方波电压进行降压 BUCK 变换，向负载输出，同时将负载的输出信号反馈到 PWM 控制器；

PWM 控制器，用于输出 PWM 控制信号，驱动变压器初级侧和次级侧电路，接收变压器次级侧电路负载的输出信号，对输出给变压器次级侧电路的 PWM 控制信号进行调整。

2、根据权利要求 1 所述的系统，其特征在于，所述的 BUCK 变换电路包含：上半周期 BUCK 变换电路和下半周期 BUCK 变换电路；

所述上半周期 BUCK 变换电路，用于接收 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号，按照该 PWM 控制信号对变压器输出的上半周期的方波电压进行 BUCK 变换，向负载输出，同时将负载的输出信号反馈到 PWM 控制器；

所述下半周期 BUCK 变换电路，用于接收 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号，按照该 PWM 控制信号对变压器输出的下半周期的方波电压进行 BUCK 变换，向负载输出，同时将负载的输出信号反馈到 PWM 控制器；

所述的 PWM 控制器，输出 PWM 控制信号给上半周期 BUCK 变换电路及下半周期 BUCK 变换电路，驱动上半周期 BUCK 变换电路及下半周期 BUCK 变换电路，接收上半周期 BUCK 变换电路及下半周期 BUCK 变换电路负载的输出信号，对输出的 PWM 控制信号进行调整。

3、根据权利要求 2 所述的系统，其特征在于，所述上半周期 BUCK 变换电路包含：第一 MOS 管（Q5）、第二 MOS 管（Q6）、第一电感（L1）、第一电容（C）；所述下半周期 BUCK 变换电路包含：第三 MOS 管（Q7）、第四 MOS 管（Q8）、第二电感（L2）、第一电容（C）；

其中，

第一 MOS 管 (Q5) 与第二 MOS 管 (Q6) 串联，第一 MOS 管 (Q5) 的漏极与变压器的第一输出端相连，源极与第二 MOS 管 (Q6) 的漏极及第一电感 (L1) 的第一端相连，栅极接收 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号；第一电感 (L1) 的第二端与第二电感 (L2) 的第二端、第一电容 (C) 的第一端及负载输出端相连；第二 MOS 管 (Q6) 的栅极接收 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号；

第一电容 (C) 的第二端与第二 MOS 管 (Q6) 的源极及和第四 MOS 管 (Q8) 的源极相连；

第三 MOS 管 (Q7) 与第四 MOS 管 (Q8) 串联，第三 MOS 管 (Q7) 的漏极与变压器的第二输出端相连，源极与第四 MOS 管 (Q8) 的漏极及第二电感 (L2) 的第一端相连，栅极接收 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号；

第四 MOS 管 (Q8) 的栅极接收 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号。

4、根据权利要求 3 所述的系统，其特征在于：

上半周期，当第一 MOS 管 (Q5)、第三 MOS 管 (Q7)、第四 MOS 管 (Q8) 导通，第二 MOS 管 (Q6) 截止时，变压器次级侧电路第三 MOS 管 (Q7)、第四 MOS 管 (Q8)、第一 MOS 管 (Q5)、第一电感 (L1)、第一电容 (C) 及负载构成一条电流环路，同时，第四 MOS 管 (Q8)、第二电感 (L2)、第一电容 (C) 及负载构成一条续流电流环路；

电流流过第一电感 (L1)，电流线性增加，负载流过电流，向负载输出电压；与负载相连的第一电感 (L1) 的第二端电压为输出电压，与第一 MOS 管 (Q5) 的源极相连的第一端，电压为变压器输出电压；

同时，第四 MOS 管 (Q8)、第二电感 (L2)、第一电容 (C) 及负载构成的续流电流环路，当流过第一电感 (L1) 和第二电感 (L2) 的电流小于负载电流时，第一电容 (C) 处于放电状态；否则，第一电容 (C) 处于充电状态，维持输出电压、电流不变，将负载的输出信号反馈到 PWM 控制器；

当第二 MOS 管 (Q6)、第三 MOS 管 (Q7)、第四 MOS 管 (Q8) 导通, 第一 MOS 管 (Q5) 截止时, 变压器次级侧电路第二 MOS 管 (Q6)、第一电感 (L1)、第一电容 (C) 及负载构成一条续流电流环路, 同时, 第四 MOS 管 (Q8)、第二电感 (L2)、第一电容 (C) 及负载构成另一条续流电流环路;

第一 MOS 管 (Q5) 截止, 第一电感 (L1) 中的磁场将改变第一电感 (L1) 两端的电压极性, 以维持流过第一电感 (L1) 的电流连续, 第一电感 (L1) 与负载相连的第二端, 电压为输出电压, 与第一 MOS 管 (Q5) 的源极相连的第一端, 电压为零;

同时, 第四 MOS 管 (Q8)、第二电感 (L2)、第一电容 (C) 及负载仍然构成续流电流环路, 当流过第一电感 (L1) 和第二电感 (L2) 的电流小于负载电流时, 第一电容 (C) 处于放电状态; 否则, 第一电容 (C) 处于充电状态, 维持输出电压、电流不变, 将负载的输出信号反馈到 PWM 控制器;

下半周期, 当第一 MOS 管 (Q5)、第二 MOS 管 (Q6)、第三 MOS 管 (Q7) 导通, 第四 MOS 管 (Q8) 截止时, 变压器次级侧电路第一 MOS 管 (Q5)、第二 MOS 管 (Q6)、第一电容 (C)、第二电感 (L2)、第三 MOS 管 (Q7) 及负载构成一条电流环路, 同时, 第二 MOS 管 (Q6)、第一电感 (L1)、第一电容 (C) 及负载构成一条续流电流环路;

电流流过第二电感 (L2), 电流线性增加, 负载流过电流, 向负载输出电压; 与负载相连的第二电感 (L2) 的第二端电压为输出电压, 与第三 MOS 管 (Q7) 的源极相连的第一端, 电压为变压器输出电压;

同时, 第二 MOS 管 (Q6)、第一电感 (L1)、第一电容 (C) 及负载构成的续流电流环路, 当流过第一电感 (L1) 和第二电感 (L2) 的电流小于负载电流时, 第一电容 (C) 处于放电状态; 否则, 第一电容 (C) 处于充电状态, 维持输出电压、电流不变, 将负载的输出信号反馈到 PWM 控制器;

当第一 MOS 管 (Q5)、第二 MOS 管 (Q6)、第四 MOS 管 (Q8) 导通, 第三 MOS 管 (Q7) 截止时, 变压器次级侧电路第四 MOS 管 (Q8)、第二电感 (L2)、第一电容 (C) 及负载构成一条续流电流环路, 同时, 第二 MOS 管 (Q6)、第一电感 (L1)、第一电容 (C) 及负载构成另一条续流电流环路;

第三 MOS 管 (Q7) 截止, 第二电感 (L2) 中的磁场将改变第二电感 (L2) 两端的电压极性, 以维持流过第二电感 (L2) 的电流连续, 第二电感 (L2) 与负载相连的第二端, 电压为输出电压, 与第三 MOS 管 (Q7) 的源极相连的第一端, 电压为零;

同时, 第二 MOS 管 (Q6)、第一电感 (L1)、第一电容 (C) 及负载仍然构成续流电流环路, 当流过第一电感 (L1) 和第二电感 (L2) 的电流小于负载电流时, 第一电容 (C) 处于放电状态; 否则, 第一电容 (C) 处于充电状态, 维持输出电压、电流不变, 将负载的输出信号反馈到 PWM 控制器, 并循环往复。

5、根据权利要求 3 所述的系统, 其特征在于, 所述下半周期 BUCK 变换电路进一步包含: 第二电容 (C2),

第二电容 (C2) 第一端与第二电感 (L2) 的第二端相连, 第二电容 (C2) 的第二端分别与第一电容 (C) 的第二端、第二 MOS 管 (Q6) 及第四 MOS 管 (Q8) 的源极相连, 用于输出电压。

6、根据权利要求 1 所述的系统, 其特征在于, 所述的 BUCK 变换电路包含: 中间电压变换电路及后级非隔离 DC-DC 变换电路; 其中,

中间电压变换电路, 用于接收变压器输出的方波电压, 进行倍流整流或倍压整流, 转换成中间电压, 输出给后级非隔离 DC-DC 变换电路;

后级非隔离 DC-DC 变换电路, 用于接收 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号, 按照该 PWM 控制信号对中间电压进行降压 BUCK 变换, 向负载输出, 同时将负载的输出信号反馈到 PWM 控制器;

所述的 PWM 控制器, 输出 PWM 控制信号给后级非隔离 DC-DC 变换

电路，驱动后级非隔离 DC-DC 变换电路，接收后级非隔离 DC-DC 变换电路负载的输出信号，对输出的 PWM 控制信号进行调整。

7、根据权利要求 6 所述的系统，其特征在于，所述变压器为带中心抽头的隔离主变压器，中心抽头作为变压器的第三输出端；所述中间电压变换电路包括：变压器次级侧第三电感、中间电压输出电容、整流管（D1）及整流管（D2）；其中，

整流管（D1）的正极与变压器的第一输出端相连，整流管（D2）的正极与变压器的第二输出端相连，整流管（D1）和整流管（D2）的负极与第三电感的第一端相连，第三电感的第二端与中间电压输出电容的第一端相连，中间电压输出电容的第二端与变压器的第三输出端相连，用于输出中间电压。

8、根据权利要求 6 所述的系统，其特征在于，所述中间电压变换电路包括：变压器次级侧第三电感、中间电压输出电容、整流管（D1）、整流管（D2）及第四电感；

整流管（D1）的负极与变压器的第一输出端及第三电感的第一端相连，整流管（D2）的负极与变压器的第二输出端及第四电感的第一端相连，中间电压输出电容的第二端与整流管（D1）和整流管（D2）的正极相连，中间电压输出电容的第一端与第四电感的第二端及第三电感的第二端相连，用于输出中间电压。

9、根据权利要求 6 所述的系统，其特征在于，所述中间电压变换电路包括：变压器次级侧第三电感、中间电压输出电容、第四电感、整流管（D1）、整流管（D2）、整流管（D3）及整流管（D4）；其中，

整流管（D1）的正极与变压器的第一输出端及整流管（D2）的负极相连，整流管（D1）的负极与整流管（D3）的负极及第三电感的第一端相连，整流管（D3）的正极与变压器的第二输出端及整流管（D4）的负极相连，中间电压输出电容的第一端与第三电感的第二端相连，中间电压输出电容的第二端与整流管（D2）和整流管（D4）的正极相连，用于输出中间电压。

10、根据权利要求 7 或 8 或 9 所述的系统，其特征在于，所述整流管为整流二极管或 MOS 管。

11、根据权利要求 7 或 8 或 9 所述的系统，其特征在于，所述后级非隔离 DC-DC 变换电路包括：第五 MOS 管、第六 MOS 管、第五电感及第三电容；

第五 MOS 管的漏极与中间电压输出电容的第一端相连，第五 MOS 管的源极与第六 MOS 管的漏极及第五电感的第一端相连，第五 MOS 管和第六 MOS 管的栅极接收 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号，第三电容的第一端与第五电感的第二端相连，第三电容的第二端与第六 MOS 管的源极及中间电压输出电容的第二端相连，用于输出负载电压。

12、根据权利要求 1 所述的系统，其特征在于，所述 PWM 控制器输出两路 PWM 控制信号，一路为占空比固定或变化可调的 PWM 控制信号，用于控制变压器初级侧电路；另一路为根据负载的输出信号输出变化可调的 PWM 控制信号，用于控制变压器次级侧电路。

13、一种实现隔离高频开关 DC-DC 变换的方法，其特征在于：该方法包括：

变压器初级侧电路在 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号控制下，对输入电压进行全桥变换，经变压器输出方波电压给变压器次级侧电路；

变压器次级侧电路按照 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号，对变压器输出的方波电压进行 BUCK 变换，向负载输出，同时将负载的输出信号反馈至 PWM 控制器。

14、根据权利要求 13 所述的方法，其特征在于，所述变压器初级侧电路的 PWM 控制信号包括：占空比固定或变化可调的 PWM 控制信号。

15、根据权利要求 13 所述的方法，其特征在于，所述变压器次级侧电路根据 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号，对变压器输出的方波电压进行 BUCK 变换包括：

PWM 控制器输出占空比变化可调的 PWM 控制信号，控制变压器次级

侧电路的通断时间，对变压器输出的方波电压进行上半周期和下半周期二相BUCK变换。

16、根据权利要求13所述的方法，其特征在于，所述变压器次级侧电路根据PWM控制器输出的PWM控制信号，对变压器输出的方波电压进行BUCK变换包括：

所述变压器次级侧电路，先对接收的方波电压进行倍压整流或倍流整流变换，输出中间电压；

再根据PWM控制器输出占空比变化可调的PWM控制信号，对中间电压进行单相BUCK非隔离变换输出。

一种实现隔离高频开关 DC-DC 变换的系统及方法

技术领域

本发明涉及直流电压变换电路技术，特别涉及一种实现隔离高频开关 DC-DC 变换的系统及方法。

背景技术

直流（DC，Direct current）电压变换电路也称为直流斩波器，它是将直流电压变换为另一固定电压或大小可调的直流电压的电路，广泛地应用于可控直流开关稳压电源、直流电动机调速控制和焊接电源等领域。在高频开关领域中，采用高频 DC-DC 变换器，将输入电压经以半导体功率器件作为开关的主电路转变成另一形态输出，转换时采用自动控制闭环稳定输出并具有保护环节，从而获得用户所需的各种电压电流输出。

图 1 为现有隔离高频开关系统全桥隔离变换拓扑结构示意图，如图 1 所示，该系统包括：变压器初级侧电路 11、变压器 13、变压器次级侧电路 14 及脉宽调制（PWM，Pulse Width Modulation）控制器 12。

变压器初级侧电路 11，用于对输入电压进行全桥变换；

变压器 13，用于隔离变压器初级侧电路 11 和变压器次级侧电路 14 及将变压器输入电压变换为变压器输出电压；

变压器次级侧电路 14，用于将变压器输出电压转换成输出电压；

PWM 控制器 12，用于控制变压器初级侧电路 11，接收反馈的电压电流等信号，根据反馈的电压电流等信号输出 PWM 控制信号控制变压器初级侧电路 11，对输出电压进行调节。

图 2 为基于图 1 的系统一个具体实施例的结构示意图，如图 2 所示，该系统包括：变压器初级侧电路 11、PWM 控制器 12、变压器 13 及变压器次

级侧电路 14。其中，

变压器初级侧电路 11，包括金属互补氧化物半导体管（MOS，Metal-Oxide Semiconductor）Q1、Q2、Q3 及 Q4；

PWM 控制器 12，用于接收反馈的电压电流等信号，根据反馈的电压电流等信号输出占空比可调的 PWM 控制信号驱动 MOS 管 Q1、Q2、Q3、Q4 栅极，控制其导通截止，对输出电压进行调节；

变压器 13，为隔离主变压器，用于隔离变压器初级侧电路 11 和变压器次级侧电路 14；

变压器次级侧电路 14，包括 MOS 管 Q5 和 Q6、输出储能滤波电感 L1 和 L2 以及输出储能滤波电容 C；

MOS 管 Q1、Q2、Q3、Q4 组成全桥变换变压器初级侧电路 11 的两个桥臂，对输入电压进行全桥变换，PWM 控制器 12 输出 PWM 控制信号驱动 MOS 管 Q1、Q2、Q3、Q4 栅极，控制其导通截止。变压器 13 为隔离主变压器；MOS 管 Q5、Q6 为变压器次级侧电路装置 14 的同步整流 MOS 管，MOS 管 Q5、Q6 可以通过 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号控制，也可以通过其他电路产生的驱动信号控制。MOS 管 Q5、Q6、电感 L1、L2、电容 C 构成变压器次级侧电路装置 14 的倍流整流电路，其工作原理简述如下：

当变压器 13 与电感 L1 相连端为高电平时，MOS 管 Q5 导通，变压器 13 输出的交流电压经电感 L1 和电容 C 储能滤波。当 MOS 管 Q5 导通时，电流 $i_s = i_{11}$ ，电流流过电感 L1，电流线性增加，负载流过电流 I_o ，负载两端输出电压 V_o 。当 $i_s > I_o$ 时，电容 C 处于充电状态。

在 MOS 管 Q5 导通时，MOS 管 Q6 截止，由于电感 L2 中的磁场将改变电感 L2 两端的电压极性，以维持其电流 i_{12} 连续，这时，MOS 管 Q5、电容 C 及电感 L2 构成续流环路，当 $i_{11} < I_o$ 时，电容 C 处于放电状态，维持负载电流 I_o 、电压 V_o 不变。

反之，当变压器 13 与电感 L2 两相连端为高电平时，MOS 管 Q6 导通，其工作原理与 MOS 管 Q5 导通时相类似，这里不再赘述。

由上可见，负载输出电压 V_o 调节是通过 PWM 控制器输出的占空比可调的 PWM 控制信号控制 MOS 管 Q1、Q2、Q3、Q4 的导通和截止时间来进行调整。在现有技术中，PWM 控制器控制变压器初级侧电路的 MOS 管，输出电压电流等信号往往需要通过隔离光藕等隔离器件反馈至 PWM 控制器，再由 PWM 控制器输出变压器初级侧的 PWM 控制信号对输出电压进行调节。

但当前有些隔离高频开关 DC-DC 变换电源，由于用户特殊需求，需要输出的电压调节范围宽（如有些功放电源要求输出电压调节范围为 16.8V~30.8V），而且要求调节响应很快。依照现有技术方案，负载输出电压的调整是通过 PWM 控制器输出的占空比可调 PWM 控制信号控制隔离变压器初级侧 MOS 管的导通和截止时间来调整，当输出电压动态调节范围较宽时，PWM 控制器输出的占空比可调 PWM 控制信号的占空比变化将很大，这样容易使变压器工作磁感应强度超过变压器饱和磁感应强度而导致变压器磁饱和风险，以及在实际应用中造成隔离变压器啸叫等问题，同时由于连接到变压器初级侧的电压反馈隔离光藕等隔离器件反馈电压信号引起的延时，因此实际应用中，进行电路输出宽范围电压调节时，动态调节响应很低。

发明内容

有鉴于此，本发明实施例的主要目的在于提供一种实现隔离高频开关 DC-DC 变换的系统，提高输出电压宽范围调节时动态响应的速度。

本发明实施例的另一个目的在于提供一种实现隔离高频开关 DC-DC 变换的方法，改善输出电压宽范围调节时动态响应速度低的现象。

为达到上述目的，本发明实施例的技术方案具体是这样实现的：

一种实现隔离高频开关 DC-DC 变换的系统，该系统包括：变压器初级侧电路、变压器，所述变压器初级侧电路将要变换的方波电压输出给变压器，其特征在于，该系统还包括脉宽调制 PWM 控制器及变压器次级侧电路，其中，

变压器次级侧电路，包含 BUCK 变换电路，用于接收 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号，按照该 PWM 控制信号将变压器输出的方波电压进行降压 BUCK 变换，向负载输出，同时将负载的输出信号反馈到 PWM 控制器；

PWM 控制器，用于输出 PWM 控制信号，驱动变压器初级侧和次级侧电路，接收变压器次级侧电路负载的输出信号，对输出给变压器次级侧电路的 PWM 控制信号进行调整。

一种实现隔离高频开关 DC-DC 变换的方法，该方法包括：

变压器初级侧电路在 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号控制下，对输入电压进行全桥变换，经变压器输出方波电压给变压器次级侧电路；

变压器次级侧电路按照 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号，对变压器输出的方波电压进行 BUCK 变换，向负载输出，同时将负载的输出信号反馈至 PWM 控制器。

由上述技术方案可见，本发明实施例的实现隔离高频开关 DC-DC 变换的方法及系统，通过 PWM 控制器对变压器次级侧 MOS 管栅极输出 PWM 控制信号进行控制，从而避免了从变压器次级侧与变压器初级侧之间的电压反馈隔离光藕等隔离器件反馈电压信号引起的延时，利用非隔离 BUCK 变换电路自身具有的高动态调节响应能力，从而提高了整个电路输出电压的动态调节响应速度。同时，通过与变压器次级侧直接相耦合的具有 BUCK 变换与同步整流复合功能的 BUCK 变换电路调整，直接对变压器输出方波电压斩波，获得负载需要的宽范围输出电压，避免了变压器工作磁感应强度可能超过变压器饱和磁感应强度而导致的变压器磁饱和风险，以及在实际应用中可能造成的隔离变压器啸叫等问题。

附图说明

图 1 为现有隔离高频开关系统全桥隔离变换拓扑结构示意图。

图 2 为基于图 1 的系统一个具体实施例的结构示意图。

图 3 为本发明实施例实现隔离高频开关 DC-DC 变换的系统结构示意图。

图 4 为本发明实施例一实现隔离高频开关 DC-DC 变换的系统结构示意图。

图 5 为本发明实施例一变压器次级侧 MOS 管工作时序示意图。

图 6 为本发明实施例一在 T1 时段内的等效电路结构示意图。

图 7 为本发明实施例一在 T2 时段内的等效电路结构示意图。

图 8 为本发明实施例一在 T3 时段内的等效电路结构示意图。

图 9 为本发明实施例一在 T4 时段内的等效电路结构示意图。

图 10 为本发明实施例一在 T5 时段内的等效电路结构示意图。

图 11 为本发明实施例一在 T6 时段内的等效电路结构示意图。

图 12 为本发明实施例二实现隔离高频开关 DC-DC 变换的系统结构示意图。

图 13 为本发明实施例二在 T2 时段内的等效电路结构示意图。

图 14 为本发明实施例实现隔离高频开关 DC-DC 变换的系统另一结构示意图。

图 15 为本发明实施例三实现隔离高频开关 DC-DC 变换的系统结构示意图。

图 16 为本发明实施例四实现隔离高频开关 DC-DC 变换的系统结构示意图。

图 17 为本发明实施例五实现隔离高频开关 DC-DC 变换的系统结构示意图。

图 18 为本发明实施例实现隔离高频开关 DC-DC 变换的方法流程示意图。

图 19 为本发明实施例六实现隔离高频开关 DC-DC 变换的方法流程示意图。

图 20 为本发明实施例七实现隔离高频开关 DC-DC 变换的方法流程示意图。

具体实施方式

为使本发明的目的、技术方案及优点更加清楚明白，以下参照附图并举实施例，对本发明作进一步详细说明。

本发明是通过 PWM 控制器控制变压器次级侧电路，根据接收的负载的输出信号对输出电压进行调节，利用非隔离降压（BUCK）变换电路自身具有的高动态调节响应能力，提高了整个电路输出电压的动态调节响应速度。同时，PWM 控制器输出占空比固定或变化可调的 PWM 控制信号，控制变压器初级侧电路的通断时间，对输入电压进行全桥变换，避免了变压器工作磁感应强度可能超过变压器饱和磁感应强度而导致的变压器磁饱和风险，以及在实际应用中可能造成的隔离变压器啸叫等问题。

为了实现上述目的，本发明提出了一种实现隔离高频开关 DC-DC 变换的系统。

图 3 为本发明实施例实现隔离高频开关 DC-DC 变换的系统结构示意图。参见图 3，包括变压器初级侧电路 31、变压器 33、变压器次级侧电路 34 及 PWM 控制器 32。

变压器初级侧电路 31，用于接收 PWM 控制器 32 输出的 PWM 控制信号，根据该 PWM 控制信号对输入电压进行全桥变换；

变压器 33，用于隔离变压器初级侧电路 31 和变压器次级侧电路 34 及将变压器输入电压变换为变压器输出电压；

变压器次级侧电路 34，包含 BUCK 变换电路，用于接收 PWM 控制器 32 输出的 PWM 控制信号，按照该 PWM 控制信号将变压器输出的方波电压进行降压 BUCK 变换，向负载输出，同时将负载的输出信号反馈到 PWM 控制器 32；

PWM 控制器 32，用于输出 PWM 控制信号，驱动变压器初级侧电路 31 和次级侧电路 34，接收变压器次级侧电路 34 负载的输出信号，对输出给变压器次级侧电路的 PWM 控制信号进行调整。

基于图 3，下面举两个实施例，对在实现隔离高频开关 DC-DC 变换的系统中使用本发明的具体实施方式进行详细说明。

实施例一：

图 4 为本发明实施例一实现隔离高频开关 DC-DC 变换的系统结构示意图。参见图 4，该系统包含：变压器初级侧电路 31、PWM 控制器 32、变压器 33 及变压器次级侧电路 34。其中，

变压器初级侧电路 31，包括 MOS 管 Q1、Q2、Q3 及 Q4，MOS 管 Q1 源极与 MOS 管 Q3 漏极及变压器输入电压一端相连，MOS 管 Q2 源极与 MOS 管 Q4 漏极及变压器输入电压另一端相连；MOS 管 Q1、Q2 的漏极接输入电压一端，MOS 管 Q3、Q4 的源极接输入电压另一端，MOS 管 Q1、Q3 及 Q2、Q4 分别组成隔离 DC-DC 变换变压器初级侧全桥的两个桥臂，用于对输入电压进行全桥变换；

实际应用中，变压器初级侧电路 31 的 MOS 管也可以是三极管，还可以是双极型晶体管（BJT，Bipolar Junction Transistor）。

变压器次级侧电路 34，包括 MOS 管 Q5、OS 管 Q6、MOS 管 Q7、第四 MOS 管 Q8、电感 L1 和电感 L2 以及电容 C，MOS 管 Q5、MOS 管 Q6、电感 L1、电容 C 构成变压器次级侧具有两相 BUCK 变换与同步整流复合功能的变换电路拓扑中的一相 BUCK 变换电路，即上半周期 BUCK 变换电路，MOS 管 Q7、MOS 管 Q8、电感 L2、电容 C 构成变压器次级侧具有两相 BUCK 变换与同步整流复合功能的变换电路拓扑中另一相 BUCK 变换电路，即下半周期 BUCK 变换电路，将变压器输出的方波电压进行 BUCK 变换，向负载输出，同时将负载的输出信号反馈到 PWM 控制器 32，可以直接将输出的电压信号反馈给 PWM 控制器 32，也可以将负载输出的电流信号反馈给 PWM 控制器 32；

变压器次级侧电路 34 电路结构连接关系如下：

MOS 管（Q5）与 Q6 串联，MOS 管 Q5 的漏极与变压器的输出端相连，源极与 MOS 管 Q6 的漏极及电感 L1 的第一端相连，栅极接收 PWM 控制器

输出的 PWM 控制信号；电感 L1 的第二端与电感 L2 的第二端、电容 C 的第一端及负载输出端相连；MOS 管 Q6 的栅极接收 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号；

电容 C 的第二端与 MOS 管 Q6 的源极及和 MOS 管 Q8 的源极相连；

MOS 管 Q7 与 MOS 管 Q8 串联，MOS 管 Q7 的漏极与变压器的第二输出端相连，源极与 MOS 管 Q8 的漏极及电感 L2 的第一端相连，栅极接收 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号；

MOS 管 Q8 的栅极接收 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号。

MOS 管 Q5 ~ MOS 管 Q8 的栅极由 PWM 控制器 32 输出的占空比变化可调的 PWM 控制信号控制，控制其导通和截止时间。

PWM 控制器 32，用于输出占空比固定约为 50% 或变化可调的一路 PWM 控制信号，驱动 MOS 管 Q1、Q2、Q3 及 Q4 栅极，控制 MOS 管 Q1、Q2、Q3 及 Q4 的导通和截止；同时，根据接收的负载输出信号输出占空比变化可调的另一路 PWM 控制信号，对输出的 PWM 控制信号进行调整，驱动 MOS 管 Q5、MOS 管 Q6、MOS 管 Q7 及 MOS 管 Q8 的栅极，控制 MOS 管 Q5、MOS 管 Q6、MOS 管 Q7 及 MOS 管 Q8 的导通和截止；

变压器 33，为隔离主变压器，用于隔离变压器初级侧电路 31 和变压器次级侧电路 34 及将变压器输入电压变换为变压器输出电压输出。

图 5 为本发明实施例一变压器次级侧 MOS 管工作时序示意图。参见图 5，该时序示意图由变压器次级侧正半周期输出时序和变压器次级侧负半周期输出时序组成，正负半周期输出时序信号相反。在 T1 时段，系统工作在正半周期，MOS 管 Q5、MOS 管 Q6、电感 L1、电容 C 工作在 BUCK 变换状态，MOS 管 Q7、MOS 管 Q8 同时导通；而在 T4 时段，系统工作在负半周期，MOS 管 Q7、MOS 管 Q8、电感 L2、电容 C 工作在 BUCK 变换状态，MOS 管 Q5、MOS 管 Q6 同时导通。

下面分别对实施例一工作的各个时序进行详细说明。

图 6 为本发明实施例一在 T1 时段内的等效电路结构示意图。如图 6 所

示, 在 T1 时段, 系统工作在正半周期, 即上半周期, MOS 管 Q5、MOS 管 Q6、电感 L1 工作在 BUCK 变换状态, MOS 管 Q7、MOS 管 Q8 由于栅极驱动信号都是高电平信号而同时导通, MOS 管 Q5、MOS 管 Q6、电感 L1 构成传统的 BUCK 变换电路, 此 BUCK 变换电路直接对变压器输出的方波电平斩波获得输出电压 V_o 。

图 7 为本发明实施例一在 T2 时段内的等效电路结构示意图。如图 7 所示, T2 时间段内, MOS 管 Q5 的栅极驱动输出为高电平, 与 MOS 管 Q5 相连的变压器的第一输出端输出为高电平, 与 MOS 管 Q6 相连的变压器的第二输出端输出为低电平, MOS 管 Q5 导通, MOS 管 Q6 截止; 变压器 33 输出的方波电压经电感 L1 和电容 C 储能滤波, 变压器 33 次级侧绕组 MOS 管 Q7、MOS 管 Q8、MOS 管 Q5、电感 L1、电容 C 及负载构成一条电流环路 1, 同时, 变压器 33 次级侧绕组 MOS 管 Q8、电感 L2、电容 C 及负载构成一条续流电流环路 2。

当 MOS 管 Q5 导通时, 电流 $i_s = i_{l1}$, 电流流过电感 L1, 电流线性增加, 负载流过电流 I_o , 负载两端输出电压 V_o 。与负载相连的电感 L1 的第二端, 电压为输出电压 V_o , 与 MOS 管 Q5 的源极相连的第一端, 电压为 V_s , 电感 L1 两端电压差为 $(V_s - V_o)$ 。

在 MOS 管 Q5 导通的同时, MOS 管 Q6 截止, 由于 MOS 管 Q8、电感 L2、电容 C 及负载构成的续流电流环路 2, 在 $i_{l1} + i_{l2} < I_o$ 时, 电容 C 处于放电状态, 反之, 电容 C 处于充电状态, 维持负载电压 V_o 、电流 I_o 不变, 将负载的输出信号反馈到 PWM 控制器 32。

图 8 为本发明实施例一在 T3 时段内的等效电路结构示意图。如图 8 所示, 在 T3 时段内, 与 MOS 管 Q5 相连的变压器的第一输出端输出为低电平, MOS 管 Q5 截止, 与 MOS 管 Q6 相连的变压器的第二输出端输出为高电平, MOS 管 Q6 导通; MOS 管 Q7、MOS 管 Q8 由于栅极驱动信号还是高电平信号而导通, 变压器 33 次级侧绕组 MOS 管 Q6、电感 L1、电容 C 及负载构成一条续流电流环路 1, 同时, 变压器 33 次级侧绕组 MOS 管 Q8、电感 L2、

电容 C 及负载构成一条续流电流环路 2。

由于电感 L1 中的磁场将改变电感 L1 两端的电压极性，以维持其电流 i_{L1} 连续，此时，电感 L1 的第二端，电压为输出电压 V_o ，与 MOS 管 Q5 源极相连的第一端，电压为零，MOS 管 Q6、电容 C 及电感 L1 构成续流环路。

同时，MOS 管 Q8、电感 L2、电容 C 及负载仍然构成续流电流环路 2，在 $i_{L1} + i_{L2} < I_o$ 时，电容 C 处于放电状态，反之，电容 C 处于充电状态，维持负载输出电压 V_o 、电流 I_o 不变，将负载的输出信号反馈到 PWM 控制器 32。

图 9 为本发明实施例一在 T4 时段内的等效电路结构示意图。如图 9 所示，在 T4 时段，系统工作在负半周期，即下半周期，MOS 管 Q7、MOS 管 Q8、电感 L2 工作在 BUCK 变换状态，MOS 管 Q5、MOS 管 Q6 由于栅极驱动信号都是高电平信号而同时导通，MOS 管 Q7、MOS 管 Q8、电感 L2 构成传统的 BUCK 变换电路，该 BUCK 变换电路直接对变压器输出的方波电平斩波获得输出电压 V_o 。

在 T4 时段内，又可以进一步分为 T5 时段和 T6 时段。

图 10 为本发明实施例一在 T5 时段内的等效电路结构示意图。如图 10 所示，与 MOS 管 Q7 的漏极相连的变压器的第一输出端输出为高电平，MOS 管 Q7 导通，MOS 管 Q8 截止。变压器 33 次级侧绕组 MOS 管 Q5、MOS 管 Q6、电容 C、电感 L2、MOS 管 Q7 及负载构成一条电流环路 1，同时，变压器 33 次级侧绕组 MOS 管 Q6、电感 L1、电容 C 及负载构成一条续流电流环路 2。其工作原理与 T2 时段内相类似，在此不再赘述。

图 11 为本发明实施例一在 T6 时段内的等效电路结构示意图。如图 11 所示，与 MOS 管 Q7 的漏极相连的变压器的第一输出端输出为低电平，MOS 管 Q7 截止，与 MOS 管 Q8 的源极相连的变压器的第二输出端输出为高电平，MOS 管 Q8 导通；MOS 管 Q5、MOS 管 Q6 由于栅极驱动信号还是高电平信号而导通，变压器 33 次级侧绕组 MOS 管 Q8、电感 L2、电容 C 及负载构成一条续流电流环路 1，同时，变压器 33 次级侧绕组 MOS 管 Q6、电感 L1、电容 C 及负载构成一条续流电流环路 2。其工作原理与 T3 时段内相类似。

实际应用中，PWM 控制器输出两路 PWM 控制信号，一路为占空比固定或变化可调的 PWM 控制信号，用于控制变压器初级侧电路的 MOS 管 Q1 ~ Q4 栅极，控制 MOS 管 Q1、Q2、Q3 及 Q4 的导通和截止；另一路为根据负载的输出信号输出变化可调的 PWM 控制信号，用于控制变压器次级侧电路的 MOS 管 Q5 ~ MOS 管 Q8 的栅极，控制 MOS 管 Q5 ~ MOS 管 Q8 的导通和截止，PWM 控制器根据接收的负载的输出信号，对控制变压器次级侧电路的变化可调的 PWM 控制信号进行调整。所述的两路 PWM 控制信号可以由 PWM 控制器内部同一硬件电路产生或内部硬件电路结合软件产生，也可以分别由内部独立的硬件电路产生或内部硬件电路结合软件产生。

PWM 控制器输出的占空比固定的 PWM 控制信号可以由内部硬件电路产生或内部硬件电路结合软件产生。

PWM 控制器输出的 PWM 控制信号，可以直接与 MOS 管相连驱动 MOS 管，也可以通过隔离驱动变压器转换后驱动 MOS 管，还可以经驱动集成芯片进行转换后驱动 MOS 管。

实际应用中，也可能在电感 L1、电感 L2 与电容 C 之间串接电阻进行电流检测。

由上述实施例可见，本发明负载输出的反馈电压不再需要通过电压反馈隔离光藕等隔离器件，直接输出至 PWM 控制器，由 PWM 控制器控制变压器次级侧 MOS 管的占空比来对输出电压进行宽范围调节；利用非隔离 BUCK 变换电路自身具有的高动态调节响应能力，提高了输出电压宽范围调节时动态响应的速度。同时，PWM 控制器通过输出占空比固定的 PWM 控制信号控制变压器初级侧 MOS 管的固定的通断时间，可以保证输出电压动态调节范围较宽时，变压器工作磁感应强度不会超过变压器饱和磁感应强度，从而避免变压器磁饱和风险，以及隔离变压器啸叫等问题。

实施例二：

在实施例一中，具有两相 BUCK 变换与同步整流复合功能的变换电路拓扑电路中，两相 BUCK 变换电路构成单输出电压变换电路。也可以将两

相 BUCK 变换电路中的每一相 BUCK 变换电路独立输出，构成双输出电压变换电路。

图 12 为本发明实施例二实现隔离高频开关 DC-DC 变换的系统结构示意图。参见图 12，该系统包含：变压器初级侧电路 31、PWM 控制器 32、变压器 33 及变压器次级侧电路 34。其中，

变压器初级侧电路 31，包括 MOS 管 Q1、Q2、Q3 及 Q4，组成隔离 DC-DC 变换变压器初级侧全桥的两个桥臂，用于对输入电压进行全桥变换；

变压器次级侧电路 34，包括 MOS 管 Q5、MOS 管 Q6、MOS 管 Q7、MOS 管 Q8、电感 L1 和电感 L2 以及电容 C 和电容 C2，MOS 管 Q5、MOS 管 Q6、电感 L1、电容 C 构成变压器次级侧具有 BUCK 变换与同步整流复合功能的一相 BUCK 变换电路，MOS 管 Q7、MOS 管 Q8、电感 L2、电容 C2 构成变压器次级侧具有 BUCK 变换与同步整流复合功能的另一相独立的 BUCK 变换电路，将变压器输出电压进行 BUCK 变换，向负载输出，同时将负载的输出信号反馈到 PWM 控制器 32；

PWM 控制器 32，用于输出占空比固定约为 50% 或变化可调的 PWM 控制信号，驱动 MOS 管 Q1、Q2、Q3 及 Q4 栅极，控制 MOS 管 Q1、Q2、Q3 及 Q4 的导通和截止；同时，根据负载的输出信号输出占空比变化可调的 PWM 控制信号，驱动 MOS 管 Q5、MOS 管 Q6、MOS 管 Q7 及 MOS 管 Q8 的栅极，控制 MOS 管 Q5、MOS 管 Q6、MOS 管 Q7 及 MOS 管 Q8 的导通和截止，接收负载的输出信号，对输出的 PWM 控制信号进行调整；

变压器 33，为隔离主变压器，用于隔离变压器初级侧电路 31 和变压器次级侧电路 34 及将变压器输入电压变换为变压器输出电压输出。

参见图 5，在 T1 时段，系统工作在上半周期，MOS 管 Q7、MOS 管 Q8 同时导通，MOS 管 Q5、MOS 管 Q6、电感 L1、电容 C 构成上半周期 BUCK 变换电路，直接对变压器输出的方波电平斩波获得输出电压 V_{o1} ；MOS 管 Q8、电感 L2、电容 C2 构成续流电流环路，维持输出电压 V_{o2} 不变；而在 T4 时段，系统工作在下半周期，MOS 管 Q5、MOS 管 Q6 同时导通，MOS

管 Q7、MOS 管 Q8、电感 L2、电容 C2 构成下半周期 BUCK 变换电路，直接对变压器输出的方波电平斩波获得输出电压 V_{o2} ；MOS 管 Q6、电感 L1、电容 C 构成续流电流环路，维持输出电压 V_{o1} 不变。

在 T1 时段内，又可以进一步分为 T2 时段和 T3 时段；在 T4 时段内，又可以进一步分为 T5 时段和 T6 时段。

图 13 为本发明实施例二在 T2 时段内的等效电路结构示意图。如图 13 所示，T2 时段内，MOS 管 Q5、MOS 管 Q7、MOS 管 Q8 导通，电流 $i_s = i_{l1}$ ，电流流过电感 L1，电流线性增加，负载流过电流 I_{o1} ，负载两端输出电压 V_{o1} 。与负载相连的电感 L1 的第二端，电压为输出电压 V_o ，与 MOS 管 Q5 源极相连的第一端，电压为变压器输出电压 V_s ，电感 L1 两端电压差为 $(V_s - V_o)$ ，在 $i_{l1} < I_o$ 时，电容 C 处于放电状态，反之，电容 C 处于充电状态，维持负载电压 V_{o1} 、电流 I_{o1} 不变，将负载的输出信号反馈到 PWM 控制器 32。

MOS 管 Q8、电感 L2、电容 C2 及负载构成续流电流环路 2，在 $i_{l2} < I_{o2}$ 时，电容 C2 处于放电状态，反之，电容 C2 处于充电状态，维持负载电压 V_{o2} 、电流 I_{o2} 不变，将负载的输出信号反馈到 PWM 控制器 32。

在 T3、T5、T6 时段内，图 12 所示的等效电路结构示意图分别与图 8、图 10、图 11 相似，其工作原理与上述 T2 时段内相类似，在此不再赘述。

实际应用中，控制 MOS 管 Q1 ~ Q4 栅极的 PWM 控制信号及控制 MOS 管 Q5 ~ MOS 管 Q8 的栅极的 PWM 控制信号可以由同一 PWM 控制器控制输出，也可以由两个 PWM 控制器控制输出，当为两个 PWM 控制器时，驱动变压器初级侧电路的 PWM 控制器控制变压器初级侧电路，输出占空比固定或变化可调的 PWM 控制信号，驱动 MOS 管 Q1、Q2、Q3 及 Q4 栅极，控制 MOS 管 Q1、Q2、Q3 及 Q4 的导通和截止；驱动变压器次级侧电路的 PWM 控制器控制变压器次级侧电路，根据反馈信号输出占空比变化可调的 PWM 控制信号，驱动 MOS 管 Q5 ~ MOS 管 Q8 的栅极，控制 MOS 管 Q5 ~ MOS 管 Q8 的导通和截止，接收负载的输出信号，对输出的 PWM 控制信号进行调整。

实际应用中,图3所示的变压器次级侧电路还可以包括中间电压变换电路及后级非隔离DC-DC变换电路,中间电压变换电路将变压器输出电压转换成合适的中间电压,利用后级非隔离DC-DC变换电路的高动态响应特性,改善电路的输出电压电流动态调节响应。

图14为本发明实施例实现隔离高频开关DC-DC变换的系统另一结构示意图。参见图14,包括变压器初级侧电路31、变压器33、中间电压变换电路、PWM控制器32及后级非隔离DC-DC变换电路。

变压器初级侧电路31,用于对输入电压进行全桥变换;

变压器33,用于隔离变压器初级侧电路31和中间电压变换电路及将变压器输入电压变换为变压器输出电压输出;

中间电压变换电路,用于接收变压器33输出的方波电压,进行倍流整流或倍压整流,转换成合适的中间电压,输出给后级非隔离DC-DC变换电路;

PWM控制器32,输出PWM控制信号给后级非隔离DC-DC变换电路,驱动后级非隔离DC-DC变换电路,接收后级非隔离DC-DC变换电路负载的输出信号,对输出的PWM控制信号进行调整;

后级非隔离DC-DC变换电路,具有高动态响应,用于接收PWM控制器32输出的PWM控制信号,按照该PWM控制信号对中间电压进行降压BUCK变换,向负载输出,同时将输出信号反馈到PWM控制器32,改善电路的输出电压动态调节响应。

基于图14,下面再举三个实施例,对在实现隔离高频开关DC-DC变换的系统中使用本发明的具体实施方式进行详细说明。

实施例三:

图15为本发明实施例三实现隔离高频开关DC-DC变换的系统结构示意图。参见图15,包括变压器初级侧电路31、变压器33、中间电压变换电路、PWM控制器32及后级非隔离DC-DC变换电路。

变压器初级侧电路31,包括MOS管Q1、Q2、Q3及Q4,组成隔离DC-DC

变换变压器初级侧全桥的两个桥臂，用于对输入电压进行全桥变换；

变压器 33，为带中心抽头的隔离主变压器，中心抽头作为变压器的第三输出端；用于隔离变压器初级侧电路和中间电压变换电路及将变压器输入电压变换为变压器输出电压输出；

PWM 控制器 32，用于控制变压器初级侧电路 31MOS 管 Q1、Q2、Q3 及 Q4 的通断时间，接收输出反馈电压，根据反馈电压输出 PWM 控制信号控制后级非隔离 DC-DC 变换电路 MOS 管 Q5、MOS 管 Q6 的栅极，进而控制其通断时间，对输出给变压器次级侧电路的 PWM 控制信号进行调整；

中间电压变换电路，包括：变压器次级侧电感 L1、中间电压输出电容 C1、整流二极管 D1、D2；

后级非隔离 DC-DC 变换电路，用于将中间电压转换成用户所需的输出电压，同时将输出电压反馈到 PWM 控制器 32，改善电路的输出电压动态调节响应，包括 MOS 管 Q5、MOS 管 Q6、电感 L2 及电容 C2。

整流二极管 D1 正极与变压器的第一输出端相连，整流二极管 D2 正极与变压器的第二输出端相连，整流二极管 D1、D2 的负极与电感 L1 的第一端相连，电感 L1 的第二端与中间电压输出电容 C1 的第一端相连，中间电压输出电容 C1 的第二端与变压器的第三输出端相连，用于输出中间电压。

由整流二极管 D1、D2、电感 L1、中间电压输出电容 C1 构成变压器次级侧倍压整流电路，将变压器输出电压变换成一合适的中间电压，再通过后级非隔离 DC-DC 变换电路把中间电压变换成负载需要的输出电压，并通过将输出电压反馈至 PWM 控制器 32 进行反馈控制。

实际应用中，变压器次级侧整流二极管 D1、D2 也可以为同步整流 MOS 管，栅极上的驱动电压信号可以通过 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号控制，也可以通过其他电路产生的控制信号控制栅极驱动电压；后级非隔离 DC-DC 变换电路也可以是多相 BUCK 变换电路。

实施例四：

图 16 为本发明实施例三实现隔离高频开关 DC-DC 变换的系统结构示意图

图。参见图 16，包括变压器初级侧电路 31、变压器 33、中间电压变换电路、PWM 控制器 32 及后级非隔离 DC-DC 变换电路。

变压器初级侧电路 31，包括 MOS 管 Q1、Q2、Q3 及 Q4，组成隔离 DC-DC 变换变压器初级侧全桥的两个桥臂，用于对输入电压进行全桥变换；

变压器 33，用于隔离变压器初级侧电路和中间电压变换电路及将变压器输入电压变换为变压器输出电压输出；

中间电压变换电路，包括：变压器次级侧电感 L1 和电感 L2 及中间电压输出电容 C1、整流二极管 D1、D2；

整流管 D1 的负极与变压器的第一输出端及电感 L1 的第一端相连，整流管 D2 的负极与变压器的第二输出端及电感 L2 的第一端相连，中间电压输出电容 C1 的第二端与整流管 D1 和整流管 D2 的正极相连，中间电压输出电容 C1 的第一端与电感 L2 的第二端及电感 L1 的第二端相连，用于输出中间电压。

整流二极管 D1、D2、电感 L1、电感 L2、中间电压输出电容 C1 构成变压器次级侧倍流整流电路，用于将变压器输出电压转换成合适的中间电压；

PWM 控制器 32，用于控制变压器初级侧电路 31 MOS 管 Q1、Q2、Q3 及 Q4 的通断时间，接收输出反馈电压，根据反馈电压输出 PWM 控制信号控制后级非隔离 DC-DC 变换电路 MOS 管 Q5、MOS 管 Q6 的栅极，进而控制其通断时间，对输出给变压器次级侧电路的 PWM 控制信号进行调整；

后级非隔离 DC-DC 变换电路，用于将中间电压转换成用户所需的输出电压，同时将输出电压反馈到 PWM 控制器 32，改善电路的输出电压动态调节响应，包括 MOS 管 Q5、MOS 管 Q6、电感 L3 及电容 C2。

压器初级侧电路 31 的 MOS 管 Q1、Q2、Q3、Q4 组成全桥变换变压器初级侧两个桥臂，对输入电压进行全桥变换，PWM 控制器 32 输出 PWM 控制信号驱动 MOS 管 Q1、Q2、Q3、Q4 栅极，控制其导通截止，输出另一路 PWM 控制信号，驱动后级非隔离 DC-DC 变换电路 MOS 管 Q5、MOS 管 Q6 的栅极，控制其导通截止。整流二极管 D1、D2、电感 L1、电感 L2、中间

电压输出电容 C1 构成变压器次级侧倍流整流电路，将输入电压变换成合适的中间电压，其工作原理与前述相似，MOS 管 Q5、MOS 管 Q6、电感 L3、电容 C2 构成后级 BUCK 非隔离 DC-DC 变换电路，将中间电压变换成负载需要的输出电压，并通过将输出电压输出至 PWM 控制器 32 进行反馈控制，具有高动态响应，改善了电路的输出电压动态调节响应。

实际应用中，变压器次级侧整流二极管 D1、D2 也可以为同步整流 MOS 管，后级非隔离 DC-DC 变换电路也可以是多相 BUCK 变换电路。

实施例五：

图 17 为本发明实施例五实现隔离高频开关 DC-DC 变换的系统结构示意图。参见图 17，整流管 D1 的正极与变压器的第一输出端及整流管 D2 的负极相连，整流管 D1 的负极与整流管 D3 的负极及电感 L1 的第一端相连，整流管 D3 的正极与变压器的第二输出端及整流管 D4 的负极相连，中间电压输出电容 C1 的第一端与电感 L1 的第二端相连，中间电压输出电容 C1 的第二端与整流管 D2 和整流管 D4 的正极相连，用于输出中间电压。与图 16 不同的是，整流二极管 D1、D2、D3、D4、电感 L1、中间电压输出电容 C1 构成变压器次级侧全桥变换电路，将变压器输出电压变换成一合适的中间电压，再通过后级非隔离 DC-DC 变换电路把中间电压变换成用户需要的输出电压。

实际应用中，后级非隔离 DC-DC 变换电路也可以是多相 BUCK 变换电路。

由上述实施例可见，本发明通过 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号控制变压器次级侧电路，在隔离 DC/DC 变换输出后级增加一级非隔离 DC-DC 变换，通过后级非隔离 DC-DC 变换电路的高动态响应来提高整个电路的输出电压动态调节响应，提高了输出电压动态响应的速度。

图 18 为本发明实施例实现隔离高频开关 DC-DC 变换的方法流程示意图。参见图 18，该流程包括：

步骤 181，变压器初级侧电路在 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号控

制下，对输入电压进行全桥变换，经变压器输出方波电压给变压器次级侧电路；

本步骤中，PWM 控制器输出占空比固定或变化可调的 PWM 控制信号，控制变压器初级侧电路的通断时间，对输入电压进行全桥变换，经变压器转换成变压器输出方波电压。

步骤 182，变压器次级侧电路根据 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号，对变压器输出的方波电压直接进行 BUCK 变换，向负载输出，同时将负载的输出信号反馈至 PWM 控制器。

本步骤中，PWM 控制器输出占空比变化可调的 PWM 控制信号，控制变压器次级侧电路的通断时间，对变压器输出的方波电压直接进行上半周期和下半周期二相 BUCK 变换，并将输出电压反馈至 PWM 控制器；

或者，PWM 控制器输出占空比变化可调的 PWM 控制信号，控制变压器次级侧电路的通断时间，中间电压变换电路将变压器输出的方波电压直接变换为中间电压；后级单相 BUCK 非隔离变换或多相 BUCK 非隔离变换再将中间电压变换成负载需要的输出电压，并将输出电压反馈至 PWM 控制器，PWM 控制器接收反馈电压信号，对输出的 PWM 控制信号进行调整。

基于图 18，下面举两个实施例，对在实现隔离高频开关 DC-DC 变换的系统中使用本发明的具体实施方式进行详细说明。

实施例六：

图 19 为本发明实施例六实现隔离高频开关 DC-DC 变换的方法流程示意图。参见图 19，该流程包括：

步骤 191，MOS 管 Q5、MOS 管 Q7、MOS 管 Q8 在 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号控制下导通，变压器输出正半周期电压信号，经电感与电容滤波及整流，向负载输出电压；

本步骤中，MOS 管 Q5、MOS 管 Q7、MOS 管 Q8 在 PWM 控制器输出的 PWM 控制信号控制下导通，变压器输出正半周期电压信号，MOS 管 Q7、MOS 管 Q8、MOS 管 Q5、电感 L1、电容 C 及负载构成一条电流环路，MOS

管 Q8、电感 L2、电容 C 及负载构成一条续流电流环路，MOS 管 Q5 输出高电平，流过电感 L1 的电流为变压器次级侧输入电流，电流线性增加，续流电流环路中电感 L2 流过电流，当电感 L1 与电感 L2 电流和大于负载电流时，电容 C 处于充电状态，维持输出电压不变，输出电压信号反馈至 PWM 控制器，PWM 控制器根据反馈电压信号调节 PWM 控制信号。

步骤 192，MOS 管 Q6、MOS 管 Q7、MOS 管 Q8 的栅极驱动 PWM 控制信号为高电平，MOS 管 Q5 为低电平，形成两条续流环路，经电感与电容滤波及整流，向负载输出电压；

本步骤中，MOS 管 Q5 的栅极驱动 PWM 控制信号变为低电平，截止，MOS 管 Q6 的栅极驱动 PWM 控制信号从低电平变为高电平，导通。MOS 管 Q6、电感 L1、电容 C 及负载构成一条续流电流环路，同时，MOS 管 Q8、电感 L2、电容 C 及负载构成另一条续流电流环路，当流经电感 L1 与电感 L2 的电流和小于负载电流时，电容 C 处于放电状态，维持输出电压不变，输出电压信号反馈至 PWM 控制器，PWM 控制器根据反馈电压信号调节 PWM 控制信号。

步骤 193，MOS 管 Q5、MOS 管 Q6、MOS 管 Q7 的栅极驱动 PWM 控制信号为高电平，MOS 管 Q8 为低电平，形成一条电流环路及一条续流环路，经电感与电容滤波及整流，向负载输出电压；

本步骤中，MOS 管 Q5 的栅极驱动 PWM 控制信号变为高电平，导通，MOS 管 Q8 的栅极驱动 PWM 控制信号从高电平变为低电平，截止。MOS 管 Q5、MOS 管 Q6、电容 C、电感 L2、MOS 管 Q7 及负载构成一条电流环路，MOS 管 Q6、电感 L1、电容 C 及负载构成一条续流电流环路，当流经电感 L1 与电感 L2 的电流和大于负载电流时，电容 C 处于充电状态，维持输出电压不变，输出电压信号反馈至 PWM 控制器，PWM 控制器根据反馈电压信号调节 PWM 控制信号。

步骤 194，MOS 管 Q5、MOS 管 Q6、MOS 管 Q8 的栅极驱动 PWM 控制信号为高电平，MOS 管 Q7 为低电平，形成两条续流环路，经电感与电容

滤波及整流，向负载输出电压；

本步骤中，MOS管 Q7 的栅极驱动 PWM 控制信号变为低电平，截止，MOS管 Q8 的栅极驱动 PWM 控制信号从低电平变为高电平，导通。MOS管 Q6、电感 L1、电容 C 及负载构成一条续流电流环路，同时，MOS管 Q8、电感 L2、电容 C 及负载构成另一条续流电流环路，当流经电感 L1 与电感 L2 的电流和小于负载电流时，电容 C 处于放电状态，维持输出电压不变，输出电压信号反馈至 PWM 控制器，PWM 控制器根据反馈电压信号调节 PWM 控制信号。

实际应用中，续流电流环路和电流环路也可以进行独立输出电压，当进行独立输出时，需要在电感 L2 用于输出电压的一端与 MOS管 Q8 的源极端接入电容 C2 用于输出另一相电压；也可以在电感 L1、电感 L2 与电容 C 之间串接电阻进行进一步的电流检测。

还可以将变压器输出电压先转换成中间电压，再利用后级非隔离 DC-DC 变换电路将中间电压变换成用户需要的输出电压。

实施例七：

图 20 为本发明实施例七实现隔离高频开关 DC-DC 变换的方法流程示意图。参见图 20，该流程包括：

步骤 201，中间电压变换电路将变压器输出电压变换为中间电压；

本步骤中，变压器初级侧电路的输入电压经全桥变换及变压器变换后，再经变压器次级侧电路的整流滤波，将变压器输出电压变换为中间电压。将变压器输出电压变换为中间电压的方法，可以通过两个整流二极管（或者 MOS 管），两个电感，一个电容构成变压器次级侧倍流整流电路实现；也可以是由两个整流二极管（或者 MOS 管），一个电感，一个电容构成变压器次级侧倍压整流电路实现；还可以是由四个整流二极管（或者 MOS 管），一个电感，一个电容构成变压器次级侧全桥变换电路实现。

步骤 202，后级非隔离 DC-DC 变换电路将中间电压变换成负载需要的输出电压。

本步骤中，后级非隔离 DC - DC 变换电路，可以是单相 BUCK 变换电路，也可以是多相 BUCK 变换电路，输出电压再向 PWM 控制器反馈，PWM 控制器根据反馈电压信号调节 PWM 控制信号，用以控制输出电压。

由上述实施例可见，本发明通过中间电压变换电路输出中间电压，对中间电压信号增加后级非隔离 DC-DC 变换电路，通过后级非隔离 DC-DC 变换电路的高动态响应来提高整个电路的输出电压动态调节响应。

上述实施例中，MOS 管栅极的高电平信号是指 MOS 管导通时所需的电平信号，变压器次级侧输出的高低电平信号是指变压器初级侧电平信号经变压器变换获得的高低电平信号。

以上举较佳实施例，对本发明的目的、技术方案和优点进行了进一步详细说明，所应理解的是，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、改进等，均应包含在本发明的保护范围之内。

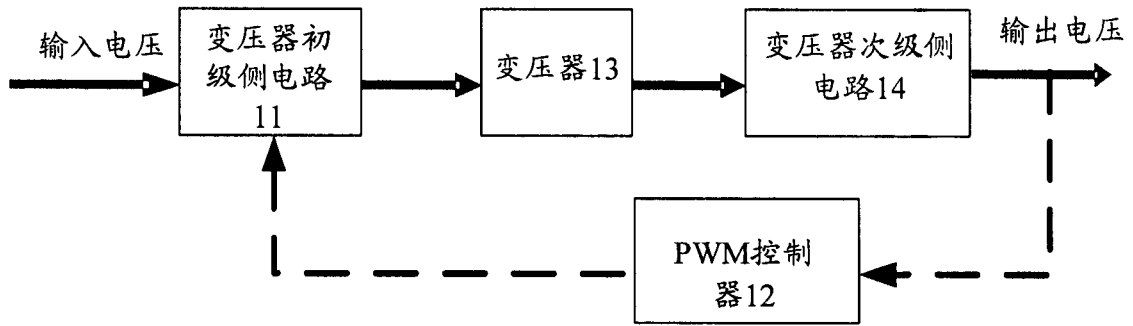


图 1

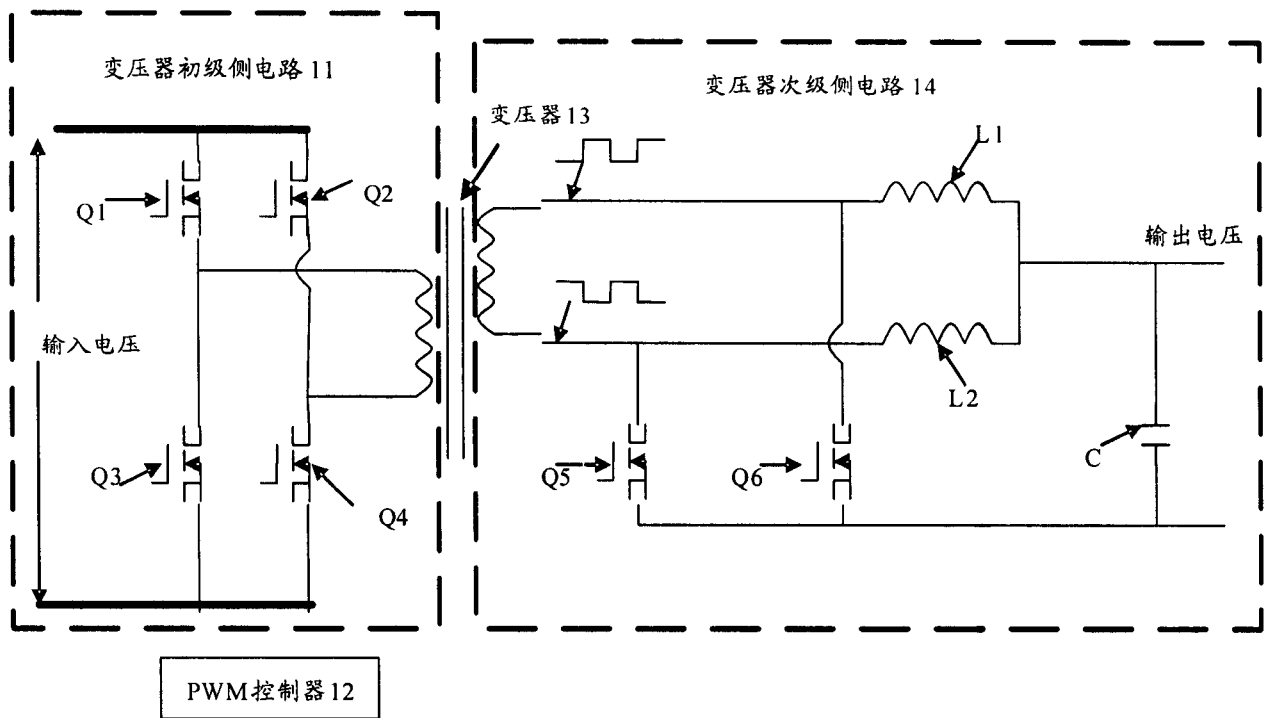


图 2

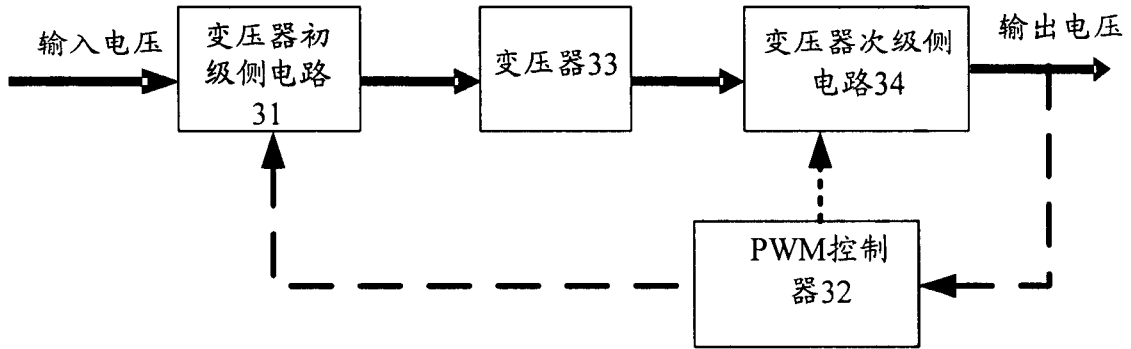


图 3

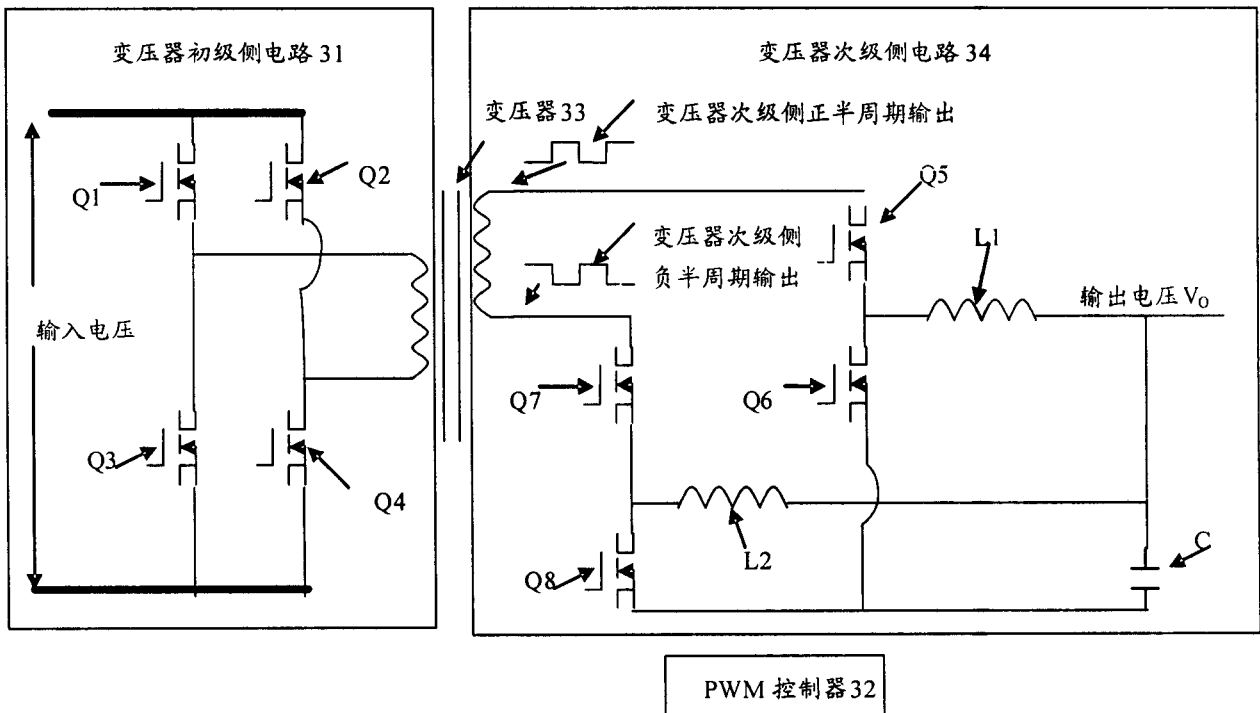


图 4

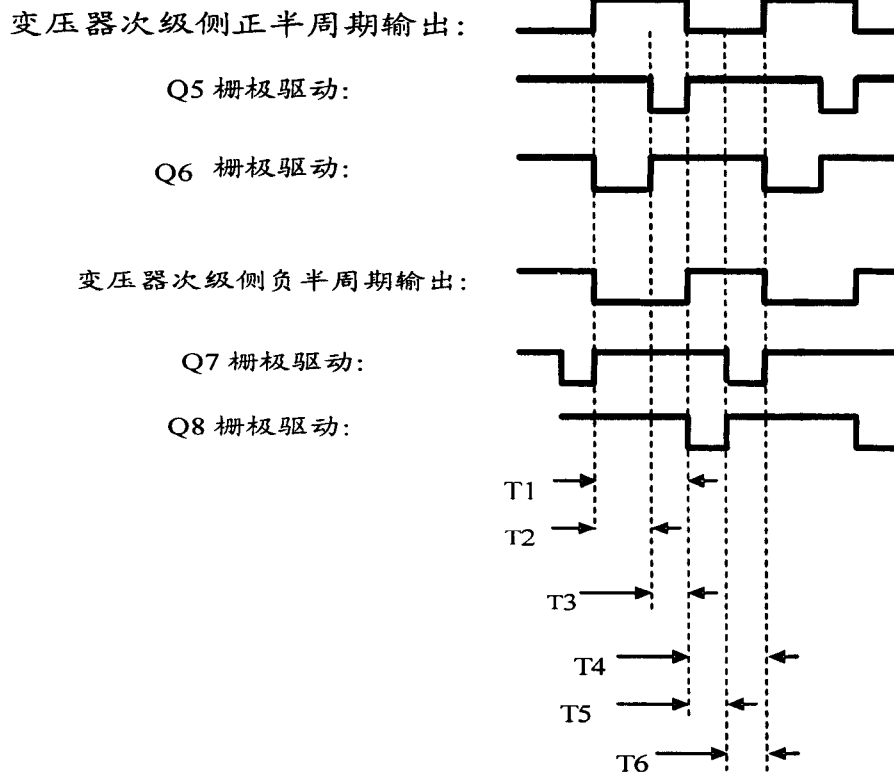


图 5

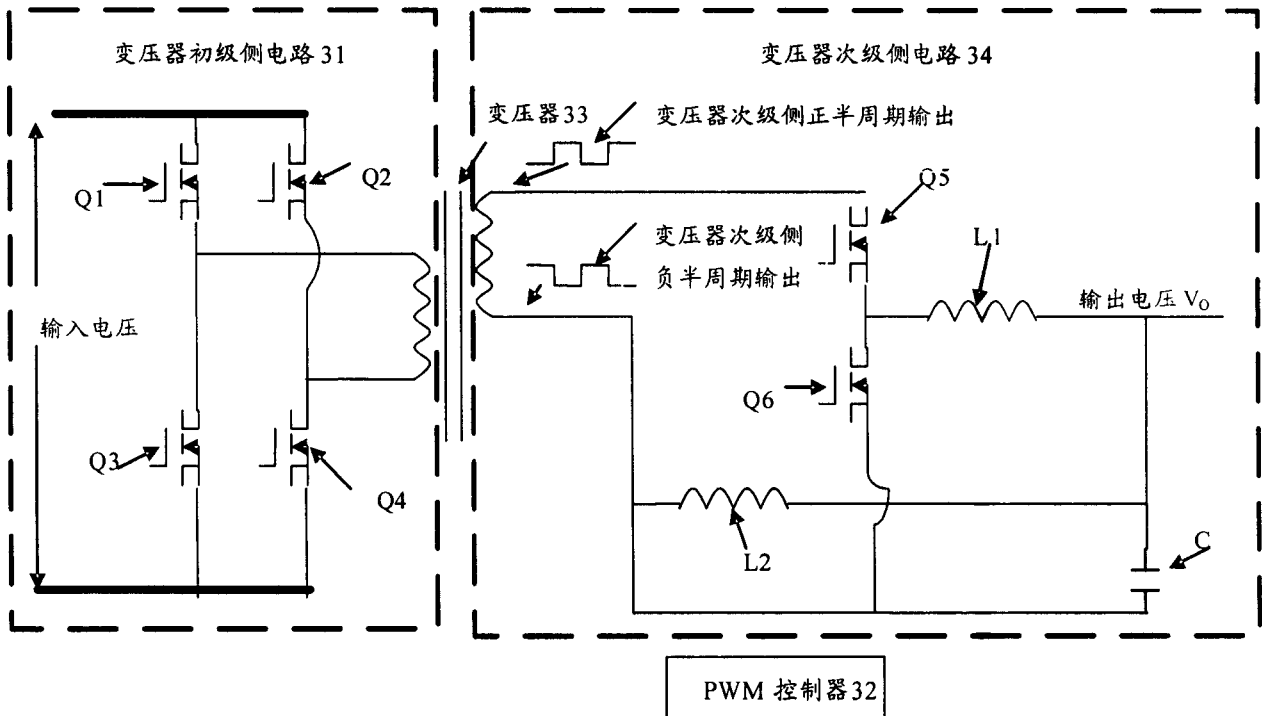


图 6

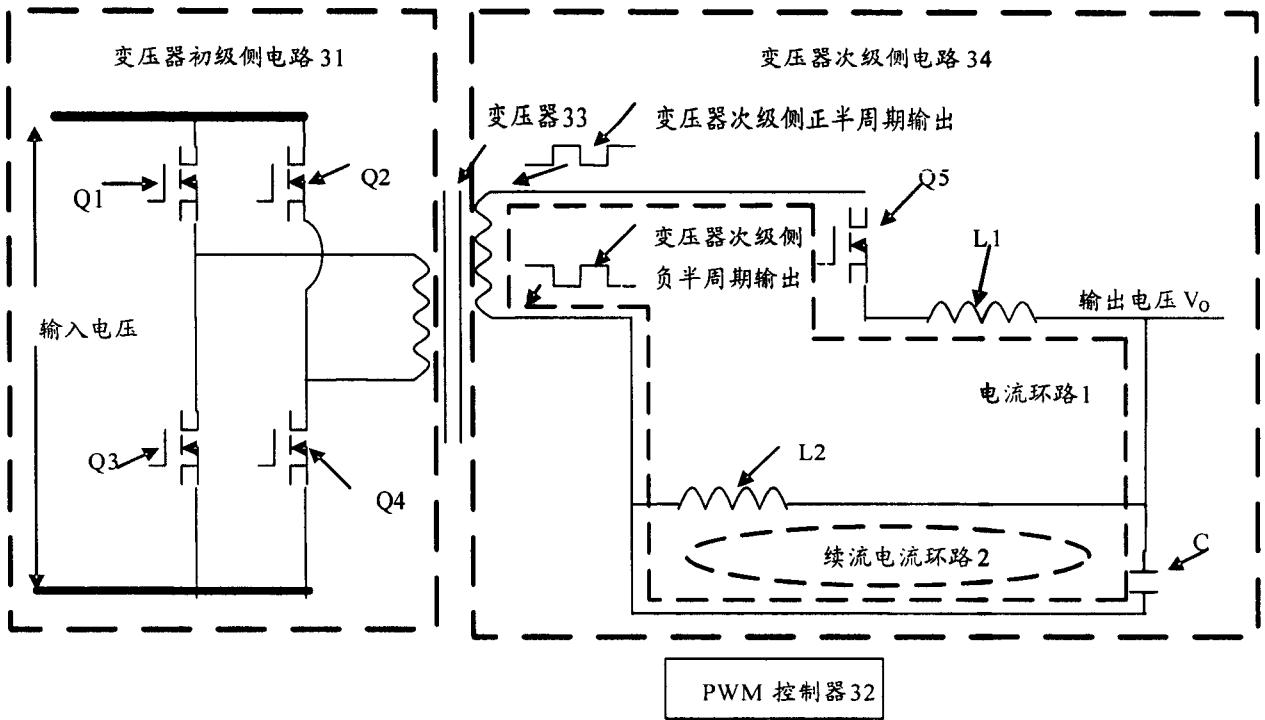


图 7

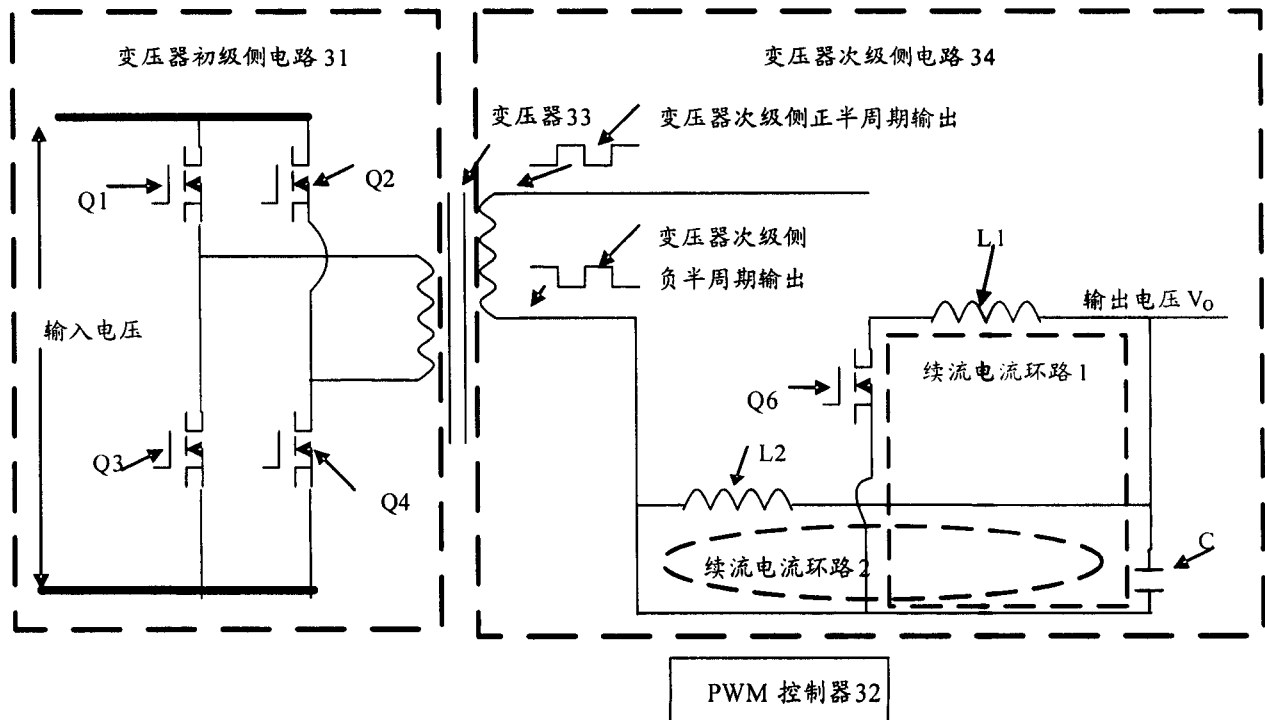


图 8

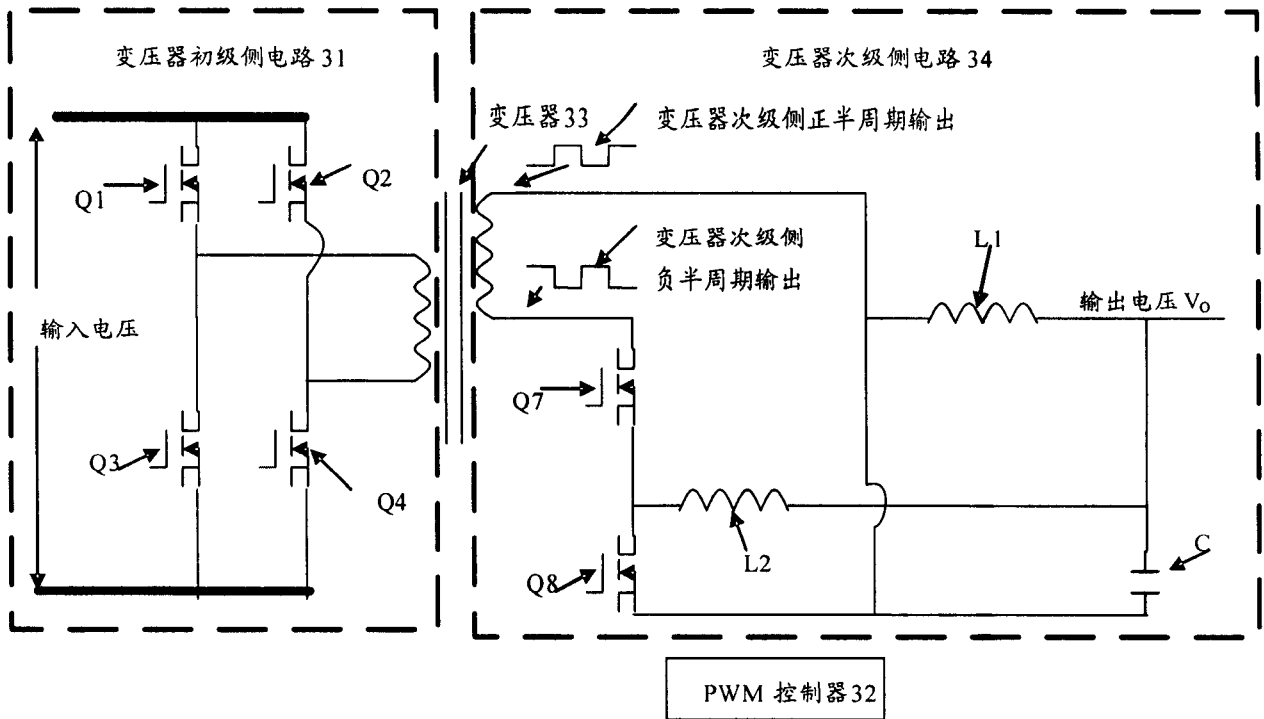


图 9

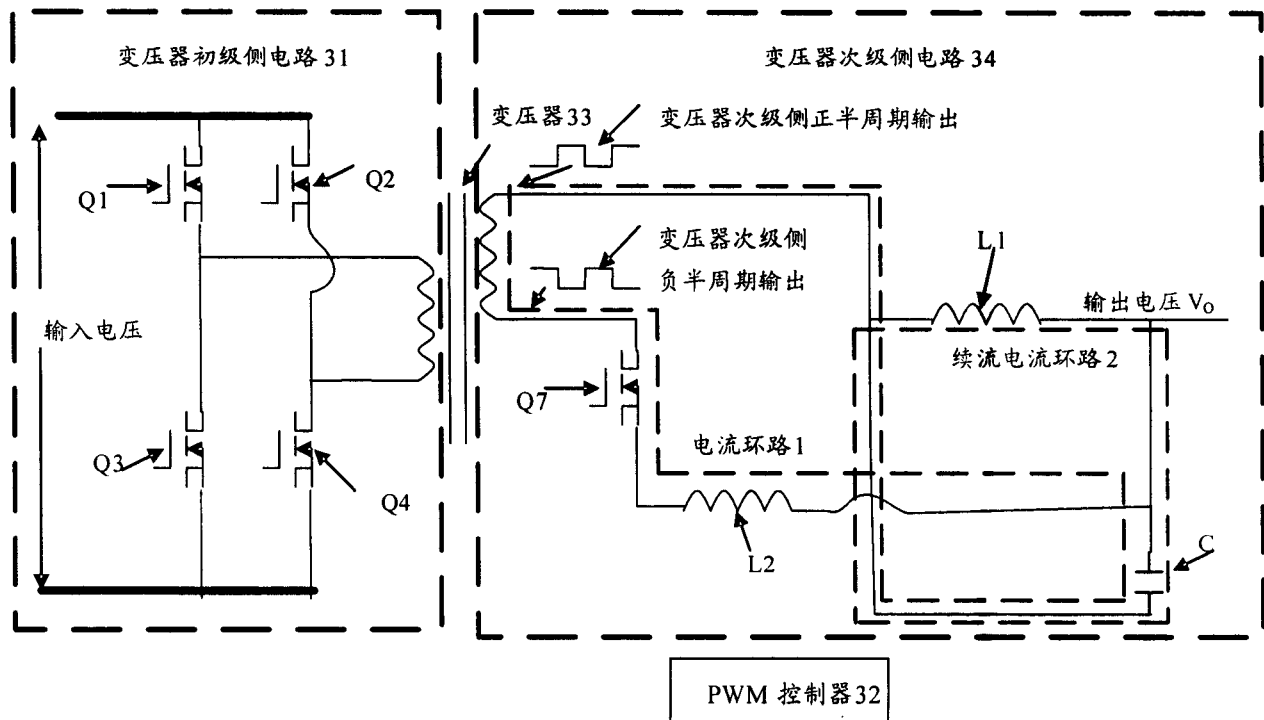


图 10

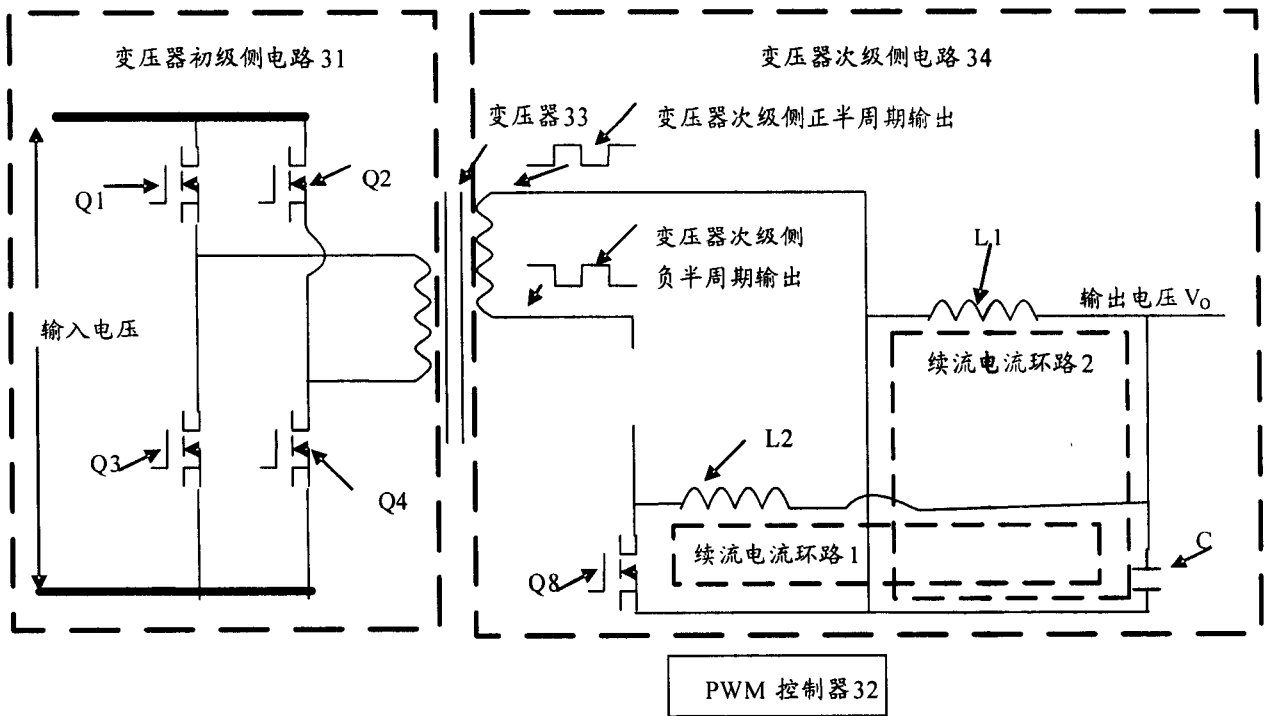


图 11

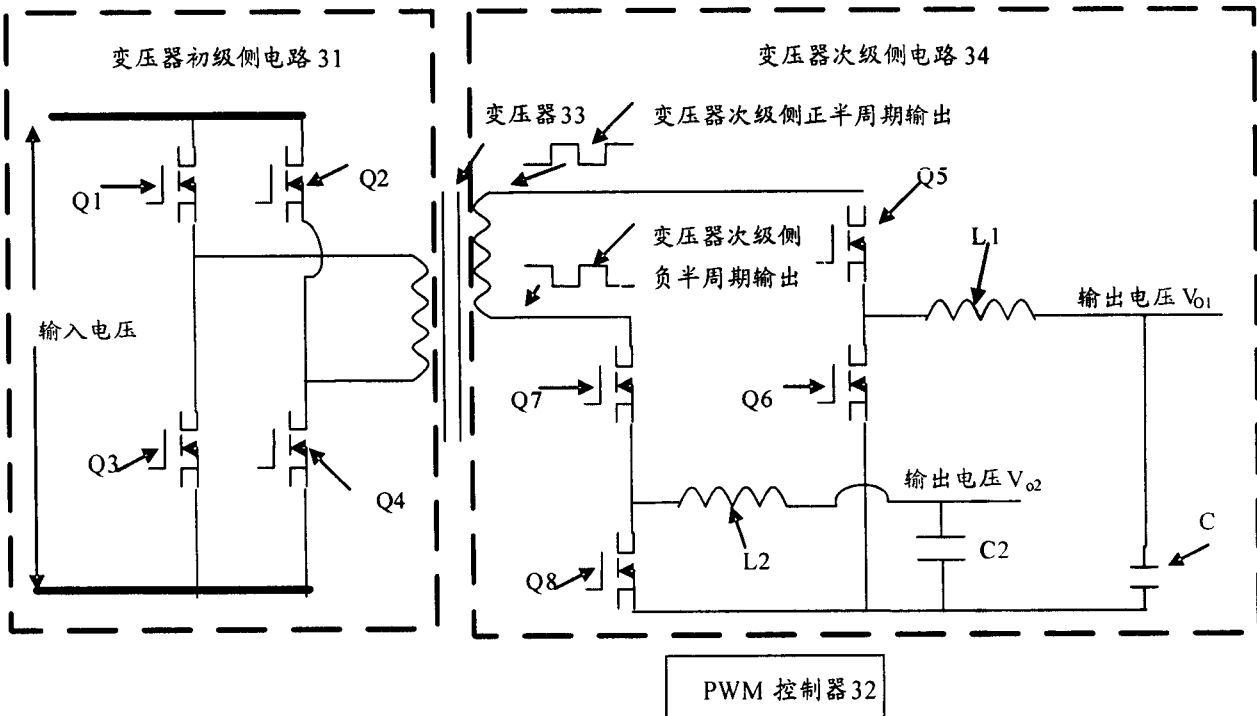


图 12

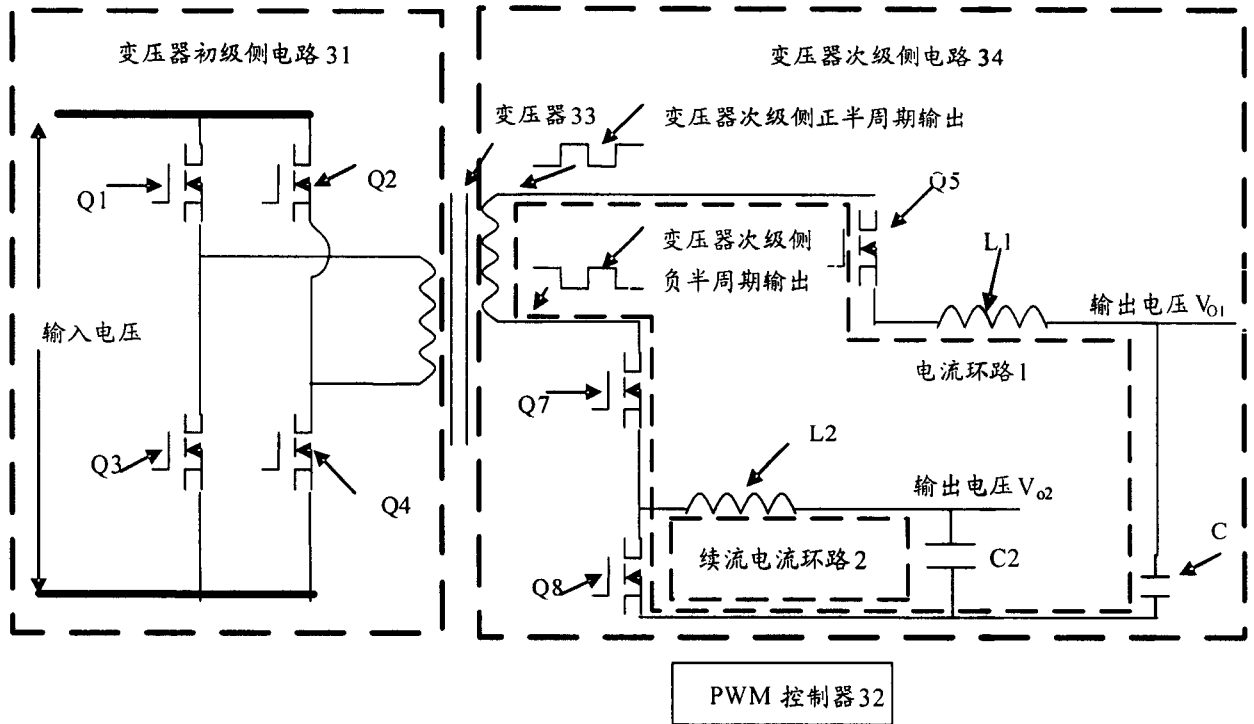


图 13

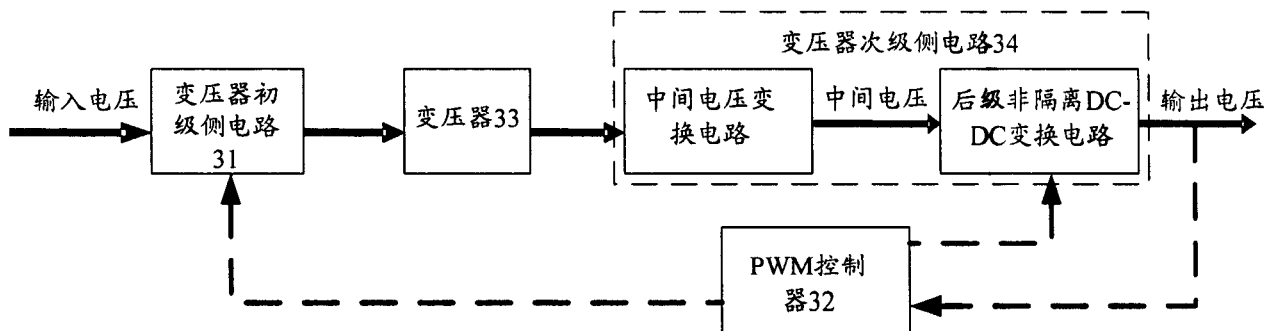


图 14

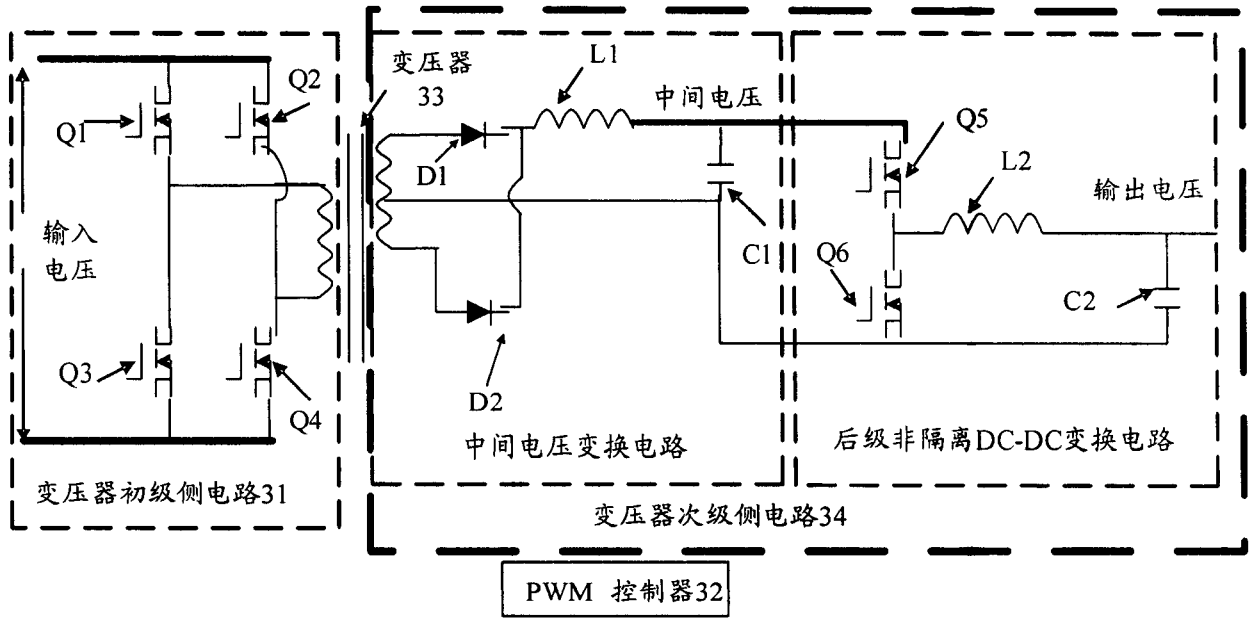


图 15

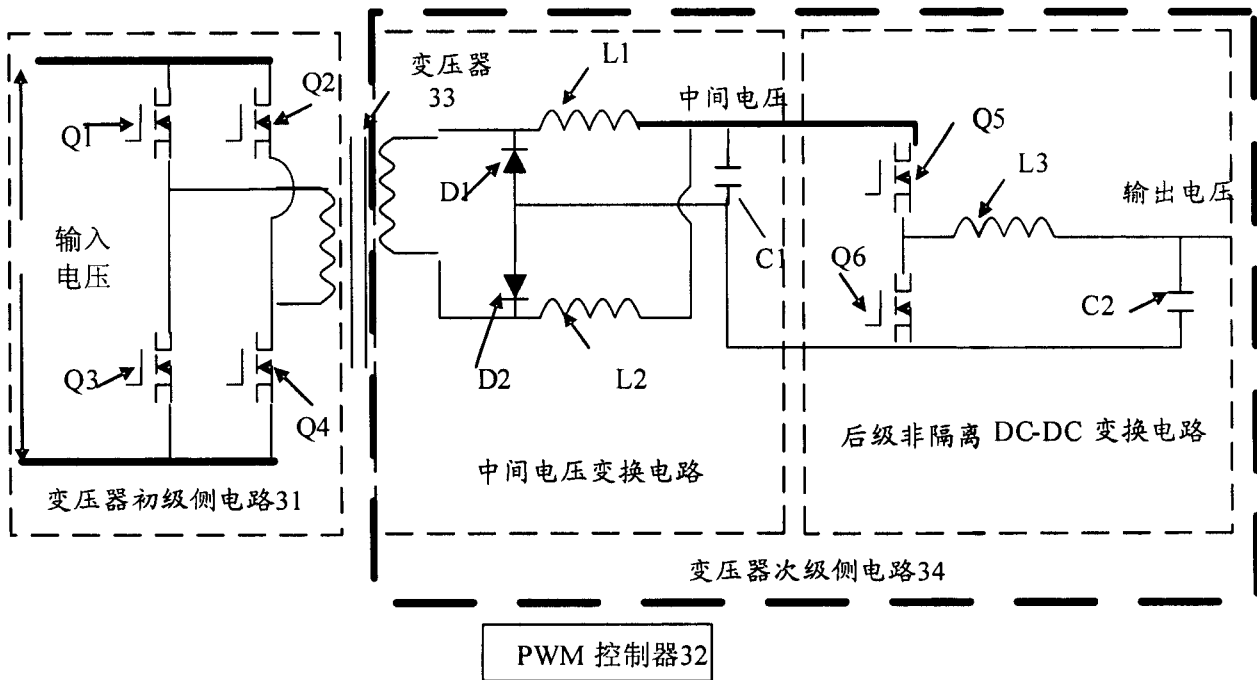


图 16

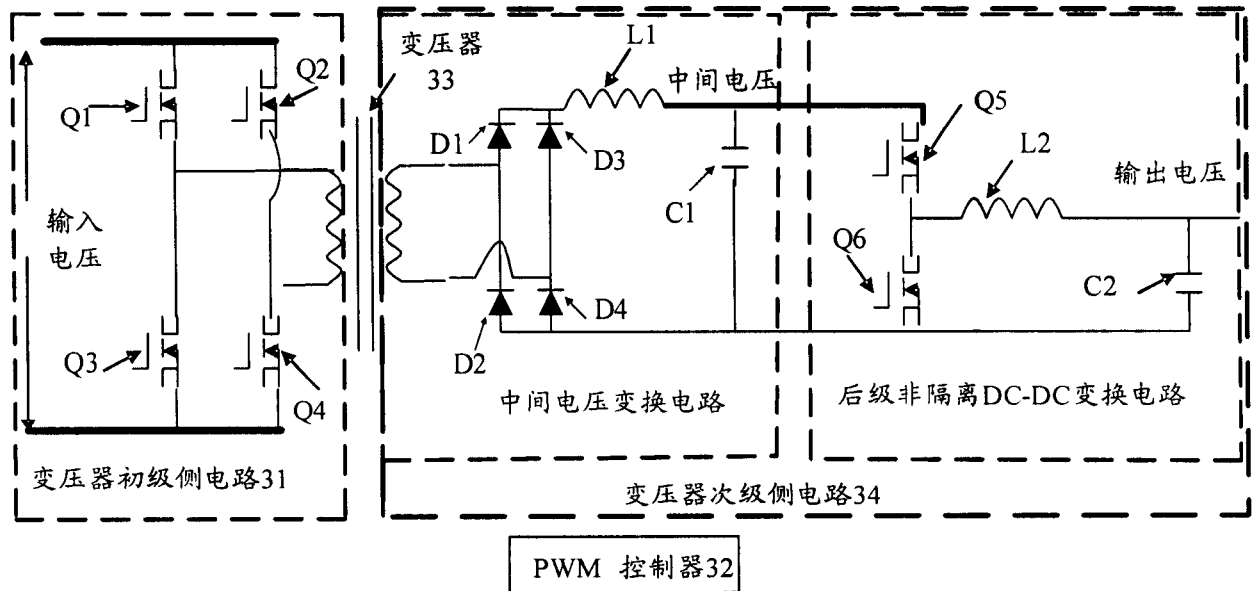


图 17

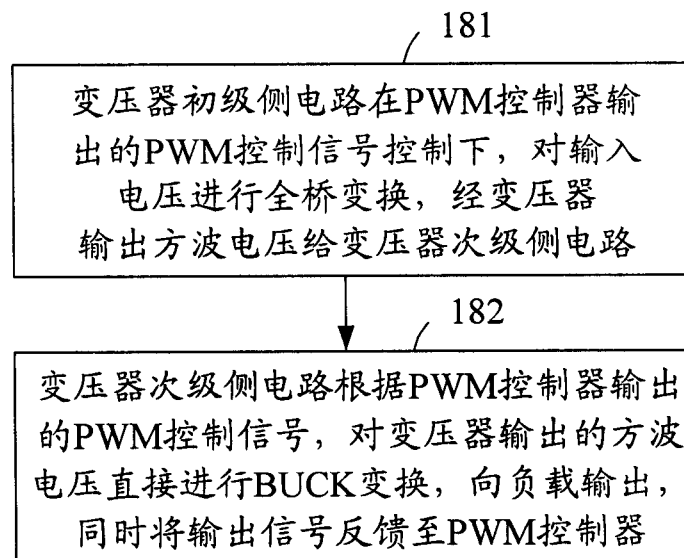


图 18

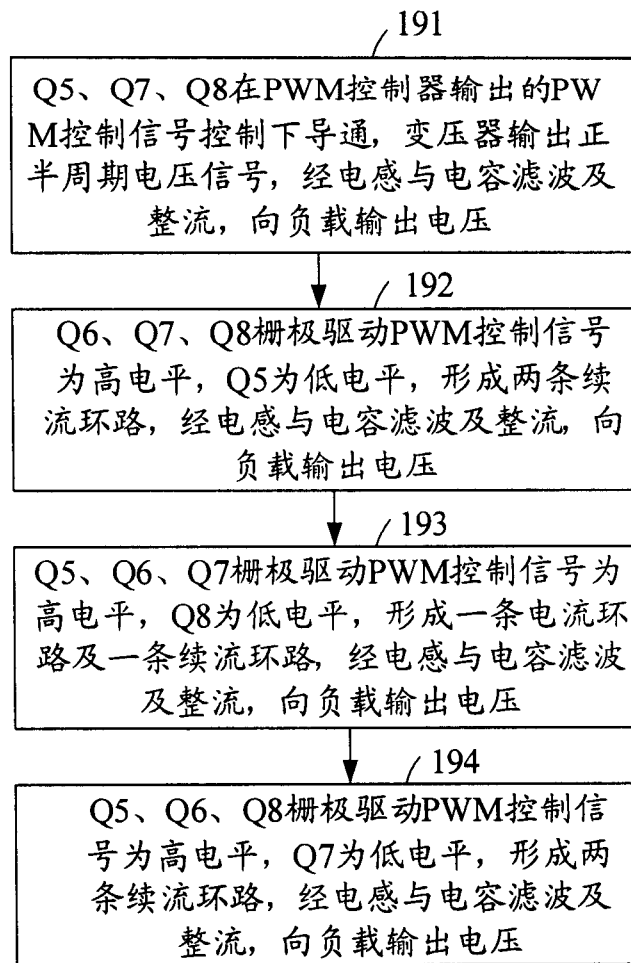


图 19

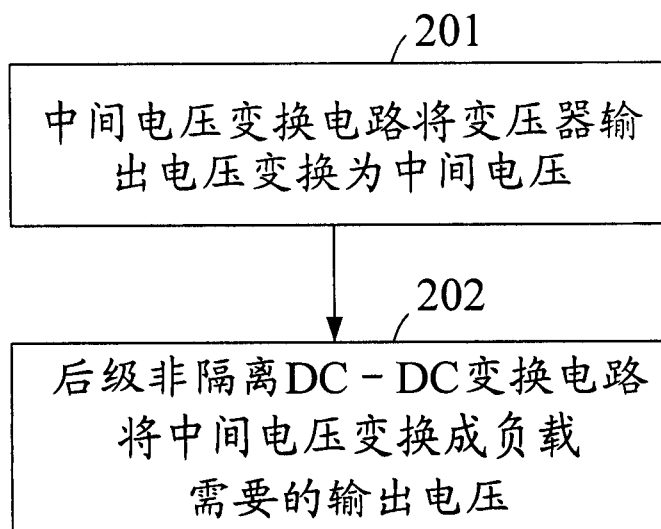


图 20