



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101521459 B

(45) 授权公告日 2011.09.28

(21) 申请号 200810082359.2

(22) 申请日 2008.02.29

(73) 专利权人 香港理工大学  
地址 中国香港九龙红磡

(72) 发明人 郑家伟 何濠辉 丁凯

(74) 专利代理机构 隆天国际知识产权代理有限公司  
72003

代理人 郭晓东

(51) Int. Cl.

H02M 3/10 (2006.01)

H02M 3/155 (2006.01)

(56) 对比文件

US 2004/0141345 A1, 2002.07.22, 全文.

JP 特开平 8-317636 A, 1996.11.29, 全文.

JP 特开 2006-262619 A, 2006.09.28, 全文.

黎剑源, 丘东元, 张波. n 阶谐振开关电容

变换器潜电路图论分析法. 《中国电机工程学报》. 2008, 第 28 卷 (第 3 期), 53-59.

涂文娟, 丘东元, 张波. DC/DC 谐振开关电容变换器潜电路发生的一般规律分析. 《电工技术学报》. 2007, 第 22 卷 (第 12 期), 98-104.

审查员 黄涛

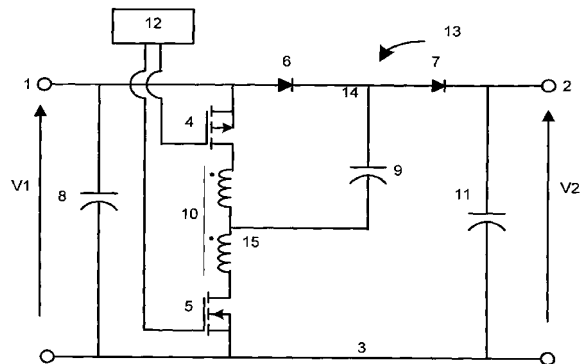
权利要求书 1 页 说明书 5 页 附图 6 页

(54) 发明名称

谐振开关电容直流电压变换器

(57) 摘要

本发明为一种谐振开关电容直流电压变换器, 包括第一电压节点, 第二电压节点, 第一开关, 第二开关, 第一二极管, 第二二极管, 控制电路, 其中, 第一电压节点和负线之间具有第一电压, 该第二电压节点和负线之间具有第二电压, 控制电路为该第一开关和第二开关提供开关门信号, 该谐振开关电容直流电压变换器进一步包括中心抽头电感和谐振电容, 其中, 中心抽头电感连接在所述第一开关和第二开关之间, 谐振电容连接在所述第一二极管和第二二极管的共同节点和该中心抽头电感的中心节点之间。与传统的开关电容直流电压变换器相比, 本发明的优点在于降低了复杂性、损耗和成本, 提高了速度, 且避免了局限性。



1. 一种谐振开关电容直流电压变换器,包括第一电压节点,第二电压节点,第一开关,第二开关,第一二极管,第二二极管,控制电路,其中,第一电压节点和负线之间具有第一电压,该第二电压节点和负线之间具有第二电压,控制电路为该第一开关和第二开关提供开关门信号,其特征在于,该谐振开关电容直流电压变换器进一步包括中心抽头电感和谐振电容,其中,中心抽头电感连接在所述第一开关和第二开关之间,谐振电容连接在所述第一二极管和第二二极管的共同节点和该中心抽头电感的中心节点之间;

该第一开关和该第二开关为绝缘栅双极型晶体管或一对互补金属氧化物半导体场效应管开关;其中该第一开关和该第二开关为一对互补金属氧化物半导体场效应管开关时,该第一开关是P沟道金属氧化物半导体场效应管,该第二开关是N沟道金属氧化物半导体场效应管;

且开关、电压节点、二极管、负线之间的连接关系为以下三种之一:

第一种:所述第一开关和第二开关串联在第一电压节点和负线之间,该第一二极管和该第二二极管串联在该第一电压节点和该第二电压节点之间;

第二种:所述第一开关和第二开关串联在该第一电压节点和该第二电压节点之间,该第一二极管和该第二二极管串联在该第二电压节点和该负线之间;

第三种:所述第一开关和第二开关串联在该第一电压节点和该负线之间,该第一二极管和该第二二极管串联在该第二电压节点和该负线之间。

2. 如权利要求1所述的直流电压变换器,其特征在于,所述控制电路为自启动门驱动控制电路。

3. 如权利要求1所述的直流电压变换器,其特征在于,当所述连接关系为第二种时,所述控制电路利用所述第一节点和第二节点之间的电压作为自启动提供给门驱动电源。

4. 如权利要求1所述的谐振开关电容直流电压变换器,其特征在于,当所述连接关系为第三种时,所述控制电路利用所述第一电压节点和所述负线之间的电压作为自启动提供给门驱动电源。

## 谐振开关电容直流电压变换器

### 技术领域

[0001] 本发明涉及谐振开关电容直流电压变换器。

### 背景技术

[0002] 在直流电源变换领域,采用一种结合开关和电容的变换电路来变换不同电压。此类变换器将电容用于储存电能,称之为开关电容变换器(SwitchedCapacity Converter, SCC)。由于此类变换器没有电感或变压器,其体积小于其他类型的变换器且易于在集成电路上制成。但是,在为开关电容充电放电时通常会出现高尖峰电流。因此,此类变换器通常用于低压环境。美国专利公开号 US20040141345A1 提供了一种称为谐振开关电容变换器(SwitchedCapacitor Resonant Converter, SCRC)的新的开关电容电路,其可工作在高开关频率以及高电压环境下。

[0003] SCRC 是基于去除包括谐振变换器的主磁能存储设备而设计的。SCRC 工作在零电流开关环境,如开关损耗极低且没有 EMI (Electromagnetic Interference, 电磁干扰) 问题。而且,其效率也相当高,有可能高于 90%。其结构简单,在电路中只了加入一个与开关电容一起谐振的小电感,因此磁性部件的成本较低。

[0004] 虽然 SCRC 具有诸多优点,但简单门驱动电路不可应用于该变换器,需要隔离变压器和 / 或半桥门驱动,因此提高了 SCRC 的复杂性。而且,门驱动变压器中的寄生电感限制了驱动速度,导致在高频应用中产生更多开关损耗。半桥门驱动具有高频操作的局限性而且变换器成本提高。

### 发明内容

[0005] 本发明目的在于提供一种谐振开关电容直流电压变换器,该直流变换器将采用简单门驱动电路,降低了 SCRC 的复杂性,同时通过降低寄生电感提高了驱动速度,降低了高频应用中的开关损耗,而且避免了高频操作的局限性,降低了变换器的成本。

[0006] 为了达到上述发明目的,本发明为一种谐振开关电容直流电压变换器,包括第一电压节点,第二电压节点,第一开关,第二开关,第一二极管,第二二极管,控制电路,其中,第一电压节点和负线之间具有第一电压,该第二电压节点和负线之间具有第二电压,控制电路为该第一开关和第二开关提供开关门信号,该谐振开关电容直流电压变换器进一步包括中心抽头电感和谐振电容,其中,中心抽头电感连接在所述第一开关和第二开关之间,谐振电容连接在所述第一二极管和第二二极管的共同节点和该中心抽头电感的中心节点之间;该第一开关和该第二开关为绝缘栅双极型晶体管或一对互补金属氧化物半导体场效应管开关;其中该第一开关和该第二开关为一对互补金属氧化物半导体场效应管开关时,该第一开关是 P 沟道金属氧化物半导体场效应管,该第二开关是 N 沟道金属氧化物半导体场效应管;且开关、电压节点、二极管、负线之间的连接关系为以下三种之一:第一种:所述第一开关和第二开关串联在第一电压节点和负线之间,该第一二极管和该第二二极管串联在该第一电压节点和该第二电压节点之间;第二种:所述第一开关和第二开关串联在该第一

电压节点和该第二电压节点之间,该第一二极管和该第二二极管串联在该第二电压节点和该负线之间;第三种:所述第一开关和第二开关串联在该第一电压节点和该负线之间,该第一二极管和该第二二极管串联在该第二电压节点和该负线之间。

[0007] 如本发明优选具体实施例所述的直流电压变换器,其中,所述控制电路为自启动门驱动控制电路。

[0008] 如本发明优选具体实施例所述的直流电压变换器,其中,当所述连接关系为第二种时,所述控制电路利用所述第一节点和第二节点之间的电压作为自启动提供给门驱动电源

[0009] 如本发明优选具体实施例所述的谐振开关电容直流电压变换器,其中,当所述连接关系为第三种时,所述控制电路利用所述第一电压节点和所述负线之间的电压作为自启动提供给门驱动电源。

[0010] 本发明有点在于应用简单门驱动,降低了 SCRC 的复杂性,同时通过降低寄生电感提高了驱动速度,降低了高频应用中的开关损耗,而且避免了高频操作的局限性,降低了变换器的成本。

[0011] 附图说明

[0012] 以下参照附图详述本发明的优点和特征,其中

[0013] 图 1 为根据本发明具体实施例的升压型谐振开关电容直流电压变换器的电路图;

[0014] 图 2 和图 3 为图 1 所示电路的工作原理示意图;

[0015] 图 4 为图 1 所示电路的门极和电流波形图;

[0016] 图 5 为图 1 所示电路的门极源极电压和电容电流波形图;

[0017] 图 6 为图 1 所示电路的漏极门极电压和电容电流波形图;

[0018] 图 7 为根据本发明具体实施例的降压型谐振开关电容直流电压变换器的电路图;以及

[0019] 图 8 为根据本发明具体实施例的逆变型谐振开关电容直流电压变换器的电路图。

### 具体实施方式

[0020] 图 1 所示为升压型谐振开关电容直流电压变换器 13 的电路图。直流电压变换器 13 包括一对互补金属氧化物半导体场效应管 (MOSFET) 开关 4、5。开关 4 是 P 沟道金属氧化物半导体场效应管,而开关 5 是 N 沟道金属氧化物半导体场效应管。在其他实施例中,亦可采用绝缘栅双极型晶体管 (IGBTs) 及其它适用的半导体开关。每个开关都配有反向并联二极管作为 MOSFET 封装的一部分。第一和第二二极管 6、7 串联在第一和第二电压节点 1、2 之间。

[0021] 直流电压变换器 13 在第一电压节点 1 和地或负线 3 之间具有第一电压  $V_1$ ,在第二电压节点和地或负线 3 之间具有第二电压  $V_2$ 。地或负线 3 位于任一电压低于节点 1、2 的电势。两个滤波电容 8、11 分别与第一和第二电压端  $V_1$ 、 $V_2$  并联。

[0022] 中心抽头电感 10 连接在第一和第二 MOSFET 4、5 之间。谐振电容 9 连接在二极管 6、7 的共同节点和电感 10 的中心节点 15 之间。在变换器中,电容 9 提供主要储能器件。电感 10 可采用由聚合物粘合磁芯所制成的电感或空心电感与电容 9 产生谐振。

[0023] 自驱门驱动控制电路 12 为 MOSFET 4、5 提供开关门信号。门驱动控制电路 12 在

门极和源极之间提供高电压来开启 N 沟道 MOSFET5 并关断 P 沟道 MOSFET4。门驱动控制电路 12 提供零伏特或最好负电压来开启 P 沟道 MOSFET4 并关断 N 沟道 MOSFET5。优选的, 输入电压 V1 应小于或等于 MOSFET4、5 的门极和源极之间的最高电压。门驱门驱动电路 12 可为集成电路或具有高速晶振电路来提供必要的门极驱动信号。

[0024] 直流电压变换器 13 为升压型电压变换器。电压 V1 为输入端而 V2 为输出端。在理想情况下, 电压 V2 等于电压 V1 的两倍。

[0025] 直流电压变换器 13 通过电容 9 充电放电工作。电容 9 作用为与电感 10 谐振的电容从而为 MOSFET 获取零电流开关环境。当 MOSFET4 开启, 二极管 7 正向偏置并开启, 电流通过包括 MOSFET4、电感 10 的上部电感, 开关电容以及二极管 7 的串联电路。最初, 电感中的电流总为零; 因此开启状态下串联电路的电流为零。由于串联的电容 9 以及电感 10 的上部电感, 在串联电路中的电流为以

$$[0026] \quad 2\pi\sqrt{\frac{L}{2}C}$$

[0027] 为周期的正弦曲线, 其中 L 是电感 10 的电感值, C 是电容 9 的电容值。假设首先通过正电流, 在第一半周期的末端, 二极管 7 反向偏置从而抵消负半周期的电流。零电流环境产生且 MOSFET4 关断。第二 MOSFET5 开启且二极管 6 正向偏置。最初电流为零且谐振电流的负半周期流过。在负半周期的末端, 二极管 6 反向偏置, 产生零电流环境。通过长于 LC 谐振电流半个周期的 MOSFET 开关时间, 达到产生零电流开关的效果。

[0028] 因为开关电容 9 通过谐振正弦电流充电放电, 所以电路不存在电流尖峰问题。

[0029] 图 2 和图 3 显示一个升压开关周期的两个阶段, 粗体表示电流通路。图 4 显示门极和电流波形。

[0030] 参照图 1 和图 4, 本发明的升压型开关电容变换器包括一对互补 P 沟道 /N 沟道 MOSFET4、5。自驱门驱动控制电路 12 为 MOSFET4、5 提供开关门信号。门驱动控制电路 12 在门极和源极之间提供高电压来开启 N 沟道 MOSFET5 并关断 P 沟道 MOSFET4。门驱动 12 提供门极和漏极电压来开启 P 沟道 MOSFET4 并关断 N 沟道 MOSFET5。当自驱控制电路 12 为两个互补开关提供高于 3 的信号时, 半桥臂的 N 沟道开关开启, 同时利用中心抽头电感的下部电感与开关电感产生谐振。或者, 当自驱控制电路为两个互补开关提供低于地 3 的信号时, 上部 P 沟道开关的漏极和门极之间的电压处于高位, 因此半桥臂的上部 MOSFET4 开启, 采用中心抽头电感的上部电感与开关电感谐振。

[0031] 参照图 2 和图 4, 在时间  $t_0$  处, MOSFET5 开启而 MOSFET4 关断。二极管 6 正向偏置。滤波电容 11 对连接在第二电压节点 2 的负载放电。MOSFET5 和二极管 6 与电容 9 以及电感 10 的下部电感串联。与电感 10 的下部电感谐振的开关电容产生的正弦电流经过串联电路。在第一谐振周期的末端, 串联电流 (电容 9 电流) 为零且二极管 6 反向偏置抵消负半周期中的电流。电容被充电达到直流电压 V1。

[0032] 参照图 3 和图 4, 在时间  $t_1$  处, 二极管 6 反向偏置而且电流为零。MOSFET4 开启而 MOSFET5 关断。二极管 7 正向偏置。输入电压 V1 和开关电容 9 串联, 理想状况下, 电压 V2 为电压 V1 的两倍, 谐振电流的负半周期产生。滤波电容 11 再次充电。在负半周期的末端, 二极管 7 反向偏置而电流停止。在时间  $t_2$  处, MOSFET5 再次开启而 MOSFET4 关断。

[0033] 图 5 和图 6 显示谐振开关电容直流变换器的波形, 在升压模式下, 该变换器配有上

述参数和器件值。输入电压 V1 测量值为 12V, 输出电压 V2 测量值为 24V。电源 (17.1W) 最大效率为 92.53%。额定电源 (50W) 效率为 86.38%。图 5 和图 6 图形的水平分辨率为每单位 1 微秒。在开关频率为 200kHz 的情况下, 每个 MOSFET 的开关时间为 2.5 微秒。电容 9 和电感 10 的谐振时间为 4 微秒。因此, 半谐振周期为 4 微秒。

[0034] 可见, 本发明提供了具有升压功能的谐振开关电容直流变换器。除了需要中心抽头电感来与开关电容谐振, 本发明的直流电路还包括一对互补 P 沟道 /N 沟道 MOSFET, 因此两个互补开关共享同一自驱控制电路, 从而降低门驱动成本。无时滞控制的驱动信号可直接用于互补开关, 而且半桥臂的电流直通短路可由中心抽头电感限制。

[0035] 图 7 为本发明的第二具体实施例。降压型开关电容准谐振变换器 20 在第一电压节点 1 和地或负线 3 之间具有第一电压端 V1, 以及在第二节点 2 和地或负线 3 之间具有第二电压端 V2。地或负线 3 位于低于电压节点 1 和 2 的任何电势。两个滤波电容 8、11 分别与第一和第二电压端 V1、V2 并联。变换器 20 包括一对互补金属氧化物半导体场效应管 (MOSFET) 开关 4、5。开关 4 为 P 沟道 MOSFET, 开关 5 为 N 沟道 MOSFET。开关 4 和开关 5 串联在第一节点 V1 和第二节点 V2 之间, 二极管 6 和二极管 7 串联在第二节点 V2 和负线 3 之间, 构成降压型谐振开关电容直流电压变换器。

[0036] 中心抽头电感 10 连接在第一和第二 MOSFET 4、5 之间。谐振电容 9 连接在电感 10 的中心节点 15 和二极管 6、7 的共同节点 14 之间。电容 9 在该变换器中提供主要的储能器件。电感 10 可采用由聚合物粘合磁芯所制成的电感或空心电感与电容 9 产生谐振。

[0037] 自驱门驱动控制电路 12 利用节点 1 和节点 2 之间的电压作为自启动提供给门驱动电源。自驱门驱动控制电路 12 为 MOSFET 4、5 提供开关门信号。直流电压变换器 20 为降压型直流电压变换器。电压 V1 为输入端, V2 在负载端。理想情况下, 电压 V2 等于电压 V1 的一半。直流电压变换器通过将电容 9 充放电来工作。电容 9 作用为与电感 10 谐振的电容从而为 MOSFET 获取零电流开关环境。

[0038] 图 8 为本发明的第三具体实施例。逆变型开关电容准谐振变换器 30 在第一电压节点 1 和地或负线 3 之间具有第一电压端 V1, 以及在第二节点 2 和地或负线 3 之间具有第二电压端 V2。地或负线 3 可为低于电压节点 1 和 2 的任何电位。两个滤波电容 8、11 分别与第一和第二电压端 V1、V2 并联。变换器 30 包括一对互补金属氧化物半导体场效应管 (MOSFET) 开关 4、5。开关 4 为 P 沟道 MOSFET, 开关 5 为 N 沟道 MOSFET。开关 4 和开关 5 串联在第一节点 1 和负线 3 之间, 二极管 6 和二极管 7 串联在第二节点 V2 和负线 3 之间, 构成逆变型谐振开关电容直流电压变换器。

[0039] 中心抽头电感 10 连接在第一和第二 MOSFET 4、5 之间。谐振电容 9 连接在电感 10 的中心节点 15 和二极管 6、7 的共同节点 14 之间。电容 9 在该变换器中提供主要的储能器件。电感 10 可采用由聚合物粘合磁芯所制成的电感或空心电感与电容 9 产生谐振。

[0040] 自驱门驱动控制电路 12 利用节点 1 和节点 3 之间的电压作为自启动提供给门驱动电源。自驱门驱动控制电路 12 为 MOSFET 4、5 提供开关门信号。直流变换器 30 为逆变电压变换器。电压 V1 为输入端, V2 在负载端。理想情况下, 电压 V2 等于电压 V1 的负值。变换器通过将电容 9 充放电来工作。电容 9 作用为与电感 10 谐振的电容从而为 MOSFET 获取零电流开关环境。

[0041] 以上, 是为了本领域技术人员理解本发明, 而对本发明所进行的详细描述, 但可以

---

想到,在不脱离本发明的权利要求所涵盖的范围内还可以做出其它的变化和修改,这些变化和修改均在本发明的保护范围内。

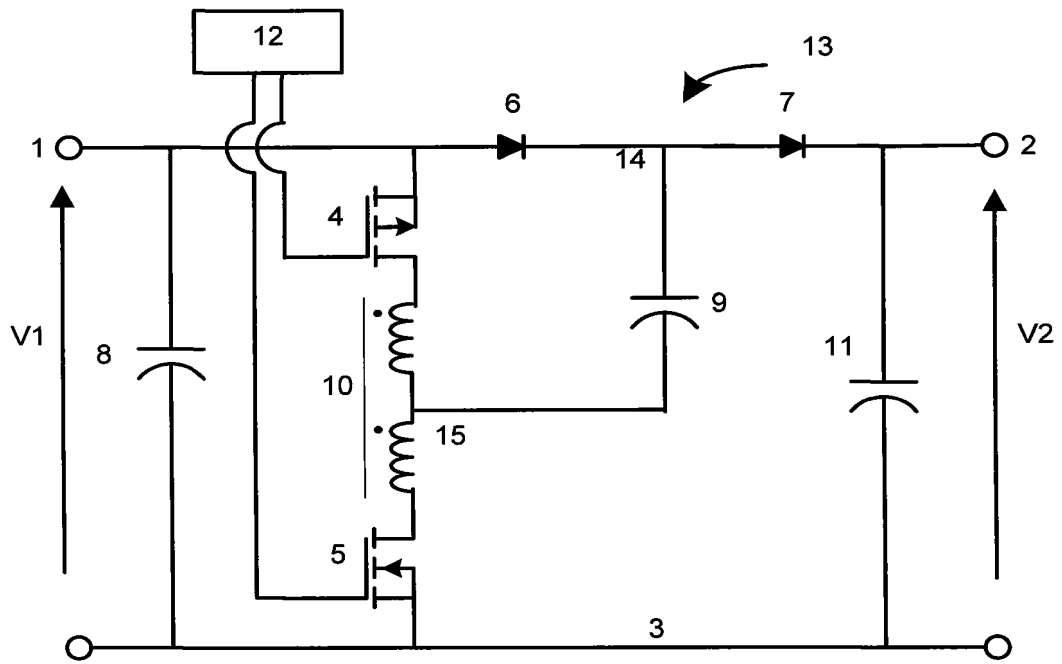


图 1



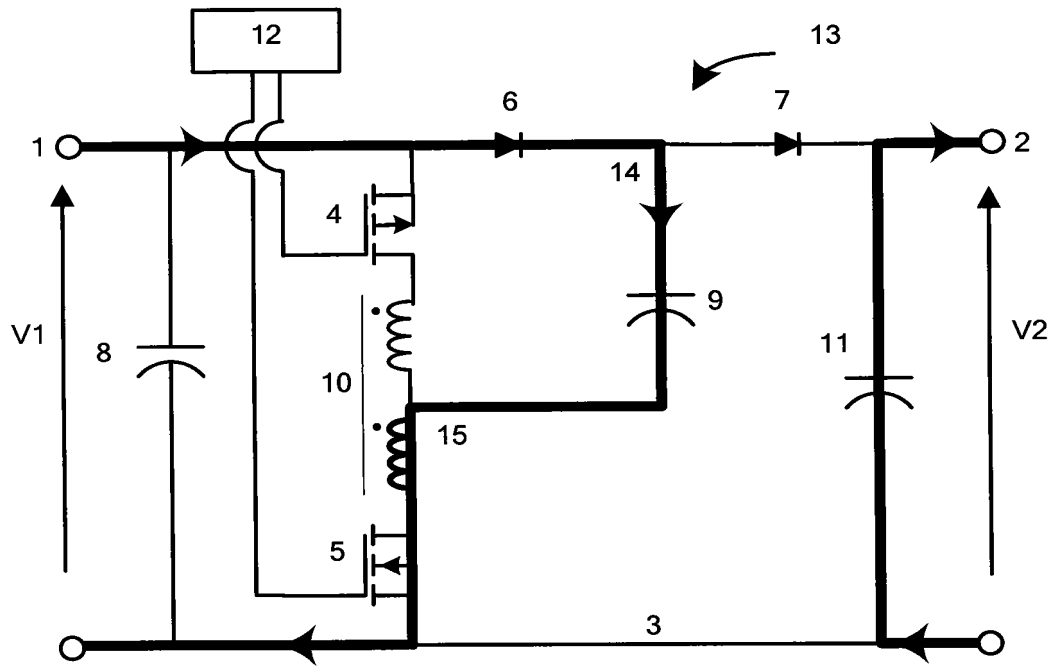


图 2

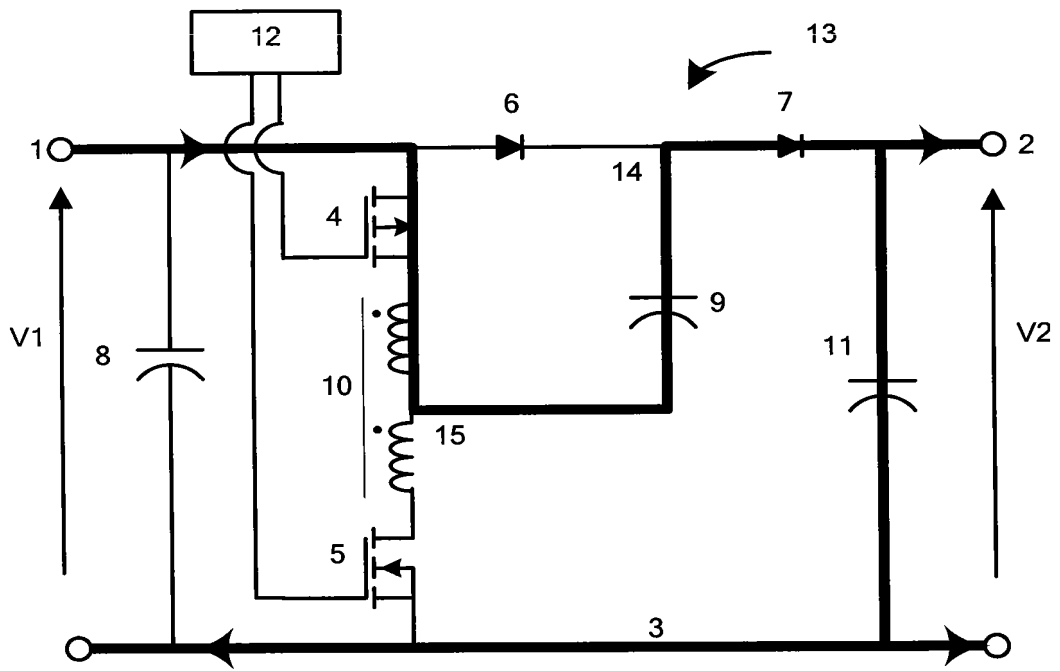


图 3

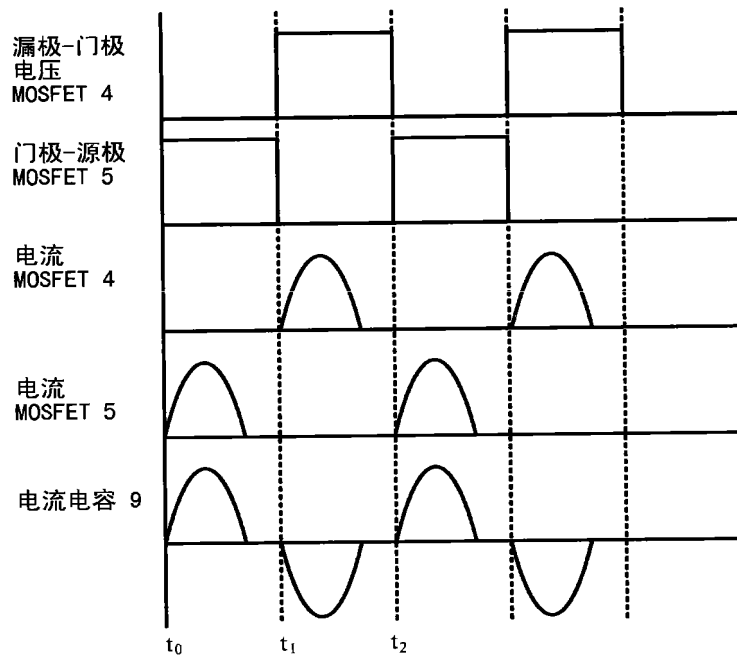


图4

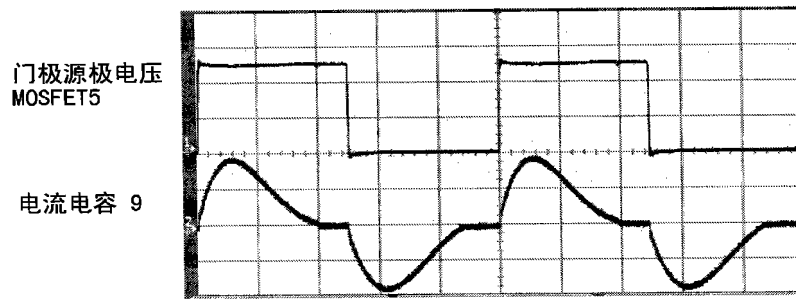


图5

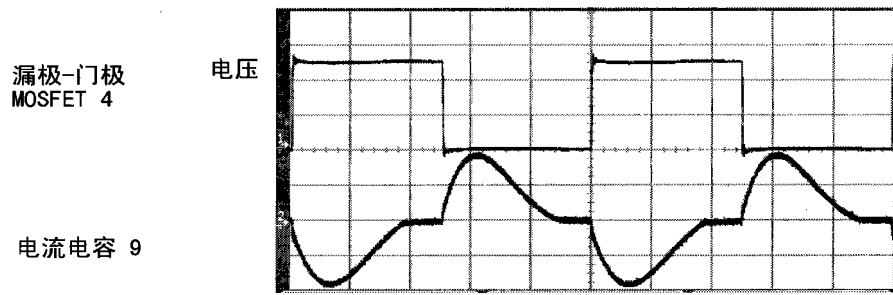


图6

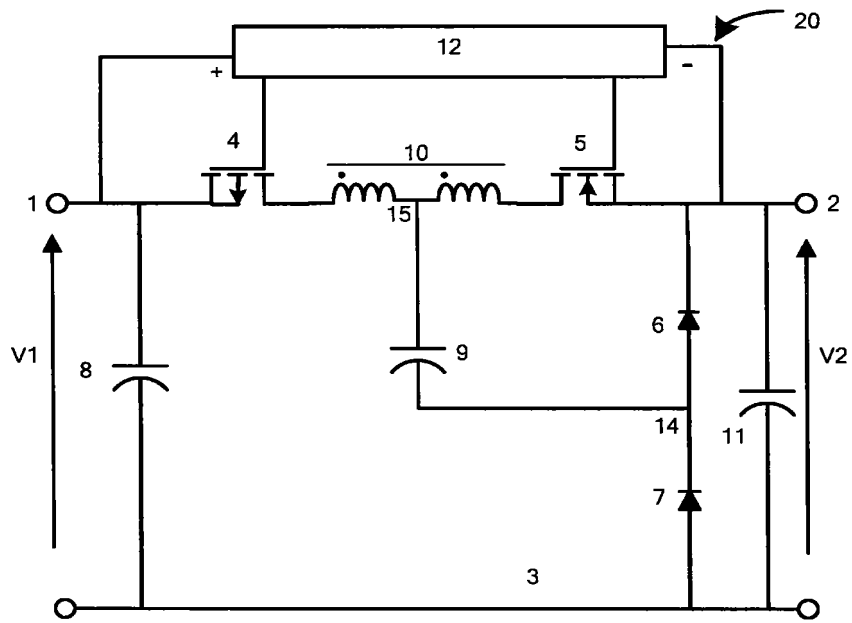


图7

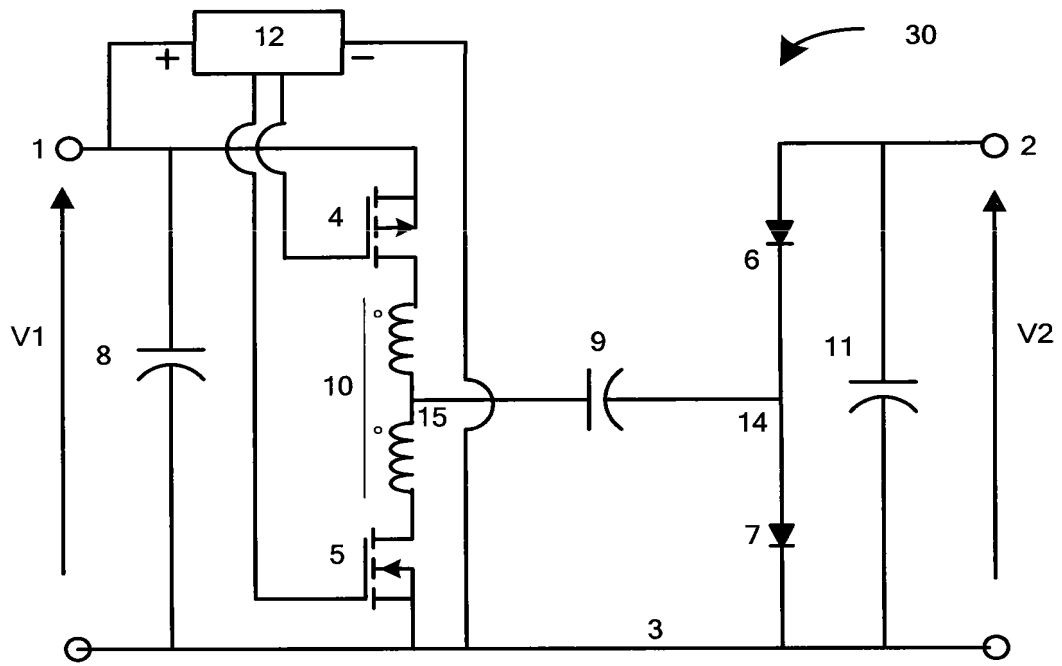


图 8