



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104300784 A

(43) 申请公布日 2015. 01. 21

(21) 申请号 201310306696. 6

(22) 申请日 2013. 07. 19

(71) 申请人 力智电子股份有限公司
地址 中国台湾新竹县竹北市台元一街 5 号 9 楼之 1

(72) 发明人 陈伟陵

(74) 专利代理机构 北京同立钧成知识产权代理有限公司 11205
代理人 臧建明 张洋

(51) Int. Cl.
H02M 3/155(2006. 01)

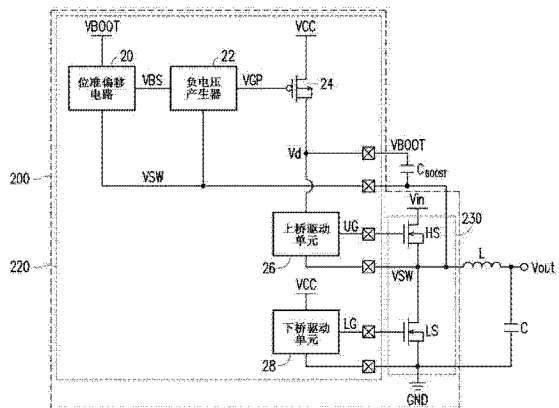
权利要求书2页 说明书6页 附图6页

(54) 发明名称

电源转换器的驱动器及其驱动控制方法

(57) 摘要

一种电源转换器的驱动器及其驱动控制方法。此驱动器包括位准偏移电路、负电压产生器以及第一 P 型金氧半导体管。位准偏移电路提供输出信号，其中输出信号具有第一工作电压与第二工作电压。当负电压产生器所接收到的输出信号为第一工作电压时，负电压产生器输出第一工作电压。当负电压产生器所接收到的输出信号为第二工作电压时，负电压产生器产生并输出第三工作电压，第三工作电压低于第二工作电压。第一 P 型金氧半导体管的控制端耦接负电压产生器的输出端。第一 P 型金氧半导体管的输出端提供驱动电压。



1. 一种电源转换器的驱动器,包括:

一位准偏移电路,提供一输出信号,其中该输出信号具有一第一工作电压与一第二工作电压;

一负电压产生器,耦接该位准偏移电路,其中当该负电压产生器所接收到的该输出信号为该第一工作电压时,该负电压产生器输出该第一工作电压,当该负电压产生器所接收到的该输出信号为该第二工作电压时,该负电压产生器产生并输出一第三工作电压,该第三工作电压低于该第二工作电压;以及

一第一 P 型金氧半导体管,具有一控制端与一输出端,该第一 P 型金氧半导体管的该控制端耦接该负电压产生器的一输出端,该第一 P 型金氧半导体管的该输出端提供一驱动电压。

2. 根据权利要求 1 所述的驱动器,其中该第一工作电压大于该第二工作电压。

3. 根据权利要求 2 所述的驱动器,其中该第三工作电压介于该第二工作电压与零电压之间。

4. 根据权利要求 1 所述的驱动器,其中该驱动电压相同于该第一工作电压。

5. 根据权利要求 1 所述的驱动器,其中该驱动器还包括:

一上桥驱动单元,耦接该第一 P 型金氧半导体管的该输出端,以接收该驱动电压,并用于驱动一上桥开关。

6. 根据权利要求 1 所述的驱动器,其中该负电压产生器包括:

一电容器,其第一端耦接该位准偏移电路的一输出端;

一二极管,其第一端耦接该电容器的第二端,其第二端接收该第二工作电压;以及

一反相器,其输入端耦接该二极管的第二端,其输出端作为该负电压产生器的输出端,其第一电源输入端耦接该位准偏移电路的该输出端与该电容器的第一端,其第二电源输入端耦接该二极管的第一端。

7. 根据权利要求 6 所述的驱动器,其中当该负电压产生器接收来自该位准偏移电路的该第二工作电压时,该第三工作电压产生于一共同节点,该共同节点为该二极管与该电容器耦接处。

8. 根据权利要求 6 所述的驱动器,其中一第一 N 型金氧半导体管经配置而成为该二极管,将该第一 N 型金氧半导体管的控制端与第一端耦接以作为该二极管的第一端,将该第一 N 型金氧半导体管的第二端作为该二极管的第二端。

9. 根据权利要求 6 所述的驱动器,其中一第二 P 型金氧半导体管与一第二 N 型金氧半导体管经配置而成为该反相器,将该第二 P 型金氧半导体管的控制端与该第二 N 型金氧半导体管的控制端耦接以作为该反相器的输入端,将该第二 P 型金氧半导体管的第二端作为该反相器的第一电源输入端,将该第二 N 型金氧半导体管的第二端作为该反相器的第二电源输入端,该第二 P 型金氧半导体管的第一端与该第二 N 型金氧半导体管的第一端耦接以作为该反相器的输出端。

10. 根据权利要求 6 所述的驱动器,其中当该负电压产生器接收来自该位准偏移电路的该第二工作电压时,该第一 P 型金氧半导体管的一输入端至该控制端之间跨压与该第二工作电压的关系如下方程式:

$$V_{SG} = 2 \times (V_{CC} - V_{SW}) - V_f, \text{ 且 } V_{SG} > V_{CC} - V_{SW},$$

其中 VSG 为跨压, VCC 为该第一 P 型金氧半晶体管的该输入端所接收的一第四工作电压, VSW 为该第二工作电压, Vf 为该二极管的顺向偏压。

11. 一种电源转换器的驱动控制方法, 包括:

提供一位准偏移电路, 该位准偏移电路提供一输出信号, 其中该输出信号具有一第一工作电压与一第二工作电压;

提供一负电压产生器, 当该负电压产生器所接收到的该输出信号为该第一工作电压时, 该负电压产生器输出该第一工作电压, 当该负电压产生器所接收到的该输出信号为该第二工作电压时, 该负电压产生器产生并输出一第三工作电压, 该第三工作电压低于该第二工作电压; 以及

提供一第一 P 型金氧半晶体管, 该第一 P 型金氧半晶体管的一控制端耦接该负电压产生器的一输出端, 该第一 P 型金氧半晶体管的一输出端提供一驱动电压。

12. 根据权利要求 11 所述的驱动控制方法, 其中该第一工作电压大于该第二工作电压。

13. 根据权利要求 12 所述的驱动控制方法, 其中该第三工作电压介于该第二工作电压与零电压之间。

14. 根据权利要求 11 所述的驱动控制方法, 其中该驱动电压相同于该第一工作电压。

15. 根据权利要求 11 所述的驱动控制方法, 还包括:

将该驱动电压供应给一上桥驱动单元, 该上桥驱动单元接收该驱动电压并用于驱动一上桥开关。

16. 根据权利要求 11 所述的驱动控制方法, 其中该负电压产生器包括:

一电容器, 其第一端耦接该位准偏移电路的一输出端;

一二极管, 其第一端耦接该电容器的第二端, 其第二端接收该第二工作电压; 以及

一反相器, 其输入端耦接该二极管的第二端, 其输出端作为该负电压产生器的输出端, 其第一电源输入端耦接该位准偏移电路的该输出端与该电容器的第一端, 其第二电源输入端耦接该二极管的第一端。

17. 根据权利要求 16 所述的驱动控制方法, 其中当该负电压产生器接收来自该位准偏移电路的该第二工作电压时, 该第三工作电压产生于一共同节点, 该共同节点为该二极管与该电容器耦接处。

18. 根据权利要求 16 所述的驱动控制方法, 其中当该负电压产生器接收来自该位准偏移电路的该第二工作电压时, 该第一 P 型金氧半晶体管的一输入端至该控制端之间跨压与该第二工作电压的关系如下方程式:

$$VSG = 2 \times (VCC - VSW) - Vf, \text{ 且 } VSG > VCC - VSW,$$

其中 VSG 为跨压, VCC 为该第一 P 型金氧半晶体管的该输入端所接收的一第四工作电压, VSW 为该第二工作电压, Vf 为该二极管的顺向偏压。

电源转换器的驱动器及其驱动控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种电源转换器,尤其涉及一种电源转换器的驱动器及其驱动控制方法。

背景技术

[0002] 图1为现有电源转换器的部分电路示意图。请参见图1。二极管02具备电流方向性。在现有电源转换器100中,驱动器10利用二极管02,以允许电流由单一方向通过,进而使工作电压VCC对驱动器10外部的电容器Cb充电。

[0003] 一般而言,二极管02的顺向偏压Vf为0.7伏特,因此电容器Cb的最高电压值为工作电压VCC减掉顺向偏压Vf(0.7伏特),亦即只能充到“VCC-Vf”伏特。这最高电压值为驱动电压VB1的上限值。驱动电压VB1主要用来作为驱动单元04的供应电源,而驱动单元04则用来驱动上桥开关HS。

[0004] 另外,工作电压VCC可能是电池电压。因此在电池电压为满电压(full voltage),工作电压VCC的电压值为最大。工作电压VCC会随着电池耗能而降低。又,驱动电压VB1等于工作电压VCC减掉固定的顺向偏压Vf。于是,因工作电压VCC的电压值降低将使驱动电压VB1的电压值跟着降低。在最差情况,当驱动电压VB1的电压值下降时,将使得上桥开关HS的导通电阻(on-resistance)数值变大,并且会使得上桥开关HS的导通情况不明显,这也会导致电源转换器100的功率转换效率下降。

发明内容

[0005] 有鉴于此,本发明提出一种电源转换器的驱动器及其驱动控制方法,藉以解决先前技术所述及的问题。

[0006] 本发明提出一种电源转换器的驱动器。此驱动器包括位准偏移电路、负电压产生器以及第一P型金氧半导体管。位准偏移电路提供输出信号,其中输出信号具有第一工作电压与第二工作电压。负电压产生器耦接位准偏移电路。当负电压产生器所接收到的输出信号为第一工作电压时,负电压产生器输出第一工作电压。当负电压产生器所接收到的输出信号为第二工作电压时,负电压产生器产生并输出第三工作电压,第三工作电压低于第二工作电压。第一P型金氧半导体管具有控制端与输出端。第一P型金氧半导体管的控制端耦接负电压产生器的输出端。第一P型金氧半导体管的输出端提供驱动电压。

[0007] 在本发明的一实施例中,第一工作电压大于第二工作电压,第三工作电压介于第二工作电压与零电压之间,驱动电压相同于第一工作电压。

[0008] 在本发明的一实施例中,驱动器还包括上桥驱动单元。上桥驱动单元耦接第一P型金氧半导体管的输出端,以接收驱动电压,并用于驱动上桥开关。

[0009] 在本发明的一实施例中,负电压产生器包括电容器、二极管以及反相器。电容器的第一端耦接位准偏移电路的输出端。二极管的第一端耦接电容器的第二端,其第二端接收第二工作电压。反相器的输入端耦接二极管的第二端,其输出端作为负电压产生器的输出

端,其第一电源输入端耦接位准偏移电路的输出端与电容器的第一端,其第二电源输入端耦接二极管的第一端。

[0010] 在本发明的一实施例中,当负电压产生器接收到来自位准偏移电路的第二工作电压时,第三工作电压产生于共同节点,共同节点为二极管与电容器耦接处。

[0011] 在本发明的一实施例中,第一 N 型金氧半导体管经配置而成为二极管,将第一 N 型金氧半导体管的控制端与第一端耦接以作为二极管的第一端,将第一 N 型金氧半导体管的第二端作为二极管的第二端。

[0012] 在本发明的一实施例中,第二 P 型金氧半导体管与第二 N 型金氧半导体管经配置而成为反相器,将第二 P 型金氧半导体管的控制端与第二 N 型金氧半导体管的控制端耦接以作为反相器的输入端,将第二 P 型金氧半导体管的第二端作为反相器的第一电源输入端,将第二 N 型金氧半导体管的第二端作为反相器的第二电源输入端,第二 P 型金氧半导体管的第一端与第二 N 型金氧半导体管的第一端耦接以作为反相器的输出端。

[0013] 在本发明的一实施例中,当负电压产生器接收到来自位准偏移电路的第二工作电压时,第一 P 型金氧半导体管的一输入端至控制端之间跨压与第二工作电压的关系如下方程式:

$$[0014] \quad VSG = 2 \times (VCC - VSW) - V_f, \text{ 且 } VSG > VCC - VSW,$$

[0015] 其中 VSG 为跨压, VCC 为第一 P 型金氧半导体管的输入端所接收的第四工作电压, VSW 为第二工作电压, V_f 为二极管的顺向偏压。

[0016] 本发明再提出一种电源转换器的驱动控制方法,其包括以下步骤:提供位准偏移电路,位准偏移电路提供输出信号,其中输出信号具有第一工作电压与第二工作电压;提供负电压产生器,当负电压产生器所接收到的输出信号为第一工作电压时负电压产生器输出第一工作电压,而当负电压产生器所接收到的输出信号为第二工作电压时负电压产生器输出第三工作电压,第三工作电压低于第二工作电压;以及提供第一 P 型金氧半导体管,第一 P 型金氧半导体管的控制端耦接负电压产生器的输出端,第一 P 型金氧半导体管的输出端提供驱动电压。

[0017] 在本发明的一实施例中,驱动控制方法还包括以下步骤:将驱动电压供应给上桥驱动单元,上桥驱动单元接收驱动电压并用于驱动上桥开关。

[0018] 基于上述,本发明的电源转换器的驱动器以及驱动控制方法可以透过负电压产生器产生低于第二工作电压的第三工作电压,亦即,第三工作电压比第二工作电压为相对负电压,藉此使得第一 PMOS 晶体管的输入端至控制端之间跨压增大,以缩小第一 PMOS 晶体管的导通电阻。因此本发明相较于传统方式,将可获得较大的驱动电压,从而提升用于驱动上桥驱动单元的供应电源。

[0019] 应了解的是,上述一般描述及以下具体实施方式仅为例示性及阐释性的,其并不能限制本发明所欲主张的范围。

附图说明

[0020] 下面的附图是本发明的说明书的一部分,其显示了本发明的示例实施例,附图与说明书的描述一起用来说明本发明的原理。

[0021] 图 1 为现有电源转换器的部分电路示意图。

- [0022] 图 2 是依照本发明一实施例的电源转换器的架构示意图。
- [0023] 图 3 是依照本发明一实施例的电源转换器的电路示意图。
- [0024] 图 4 及图 5 是依照本发明一实施例的电源转换器的电路示意图。
- [0025] 图 6 是依照本发明一实施例的电源转换器的电路示意图。
- [0026] 图 7 显示为本发明一实施例的电源转换器的驱动控制方法的流程图。
- [0027] 附图标记：
- [0028] 02、30：二极管
- [0029] 04：驱动单元
- [0030] 10：现有的驱动器
- [0031] 20：位准偏移电路
- [0032] 22、22A：负电压产生器
- [0033] 24、32A：P 型金氧半导体管
- [0034] 26：上桥驱动单元
- [0035] 28：下桥驱动单元
- [0036] 30A、32B：N 型金氧半导体管
- [0037] 32：反相器
- [0038] 34：第一电源输入端
- [0039] 36：第二电源输入端
- [0040] 100：现有电源转换器
- [0041] 200、200A：电源转换器
- [0042] 210：控制电路
- [0043] 220：驱动器
- [0044] 230：输出级
- [0045] 240：反馈电路
- [0046] C、Cb、Cap、 C_{BOOST} ：电容器
- [0047] GND：接地端
- [0048] HS：上桥开关
- [0049] L：电感器

具体实施方式

[0050] 现在将详细参考本发明的示范性实施例，并在附图中说明所述示范性实施例的实例。另外，在图式及实施方式中所使用相同或类似标号的元件 / 构件是用来代表相同或类似部分。

[0051] 在下述诸实施例中，当元件被指为“连接”或“耦接”至另一元件时，其可为直接连接或耦接至另一元件，或可能存在介于其间的元件。术语“电路”可表示为至少一元件或多个元件，或者主动的且 / 或被动的而耦接在一起的元件以提供合适功能。术语“信号”可表示为至少一电流、电压、负载、温度、资料或其他信号。

[0052] 图 2 是依照本发明一实施例的电源转换器的架构示意图。请参阅图 2。电源转换器 200 包括控制电路 210、驱动器 220、输出级 230 以及电容器 C_{BOOST} 。输出级 230 内的上桥

开关(high side switch)HS 的第一端接收输入电压 V_{in} 。下桥开关(low side switch)LS 耦接于上桥开关 HS 的第二端与接地端 GND 之间。电源转换器 200 的外接元件包括电感器 L、电容器 C 以及反馈电路 240。

[0053] 驱动器 220 接收第一工作电压 V_{BOOT} 与第二工作电压 V_{SW} 。在本发明的一实施例中,第一工作电压 V_{BOOT} 与第二工作电压 V_{SW} 可以为电源轨(power rail)。

[0054] 控制电路 210 接收来自反馈电路 240 的反馈信号 S_{fb} ,并输出脉宽调变信号 S_{pwm} 。驱动器 220 根据脉宽调变信号 S_{pwm} 产生上桥开关控制信号 U_G 与下桥开关控制信号 L_G ,据以分别控制上桥开关 HS 和下桥开关 LS。输出级 230 用以对输入电压 V_{in} 进行直流对直流的转换,从而电源转换器 200 可以产生并输出一输出电压 V_{out} 。

[0055] 图 3 是依照本发明一实施例的电源转换器的电路示意图。请参阅图 3。由于图 3 采用相同于图 2 的架构,因此在图 3 中省略对控制电路 210 以及反馈电路 240 的描绘。驱动器 220 包括位准偏移电路 20、负电压产生器 22 以及 P 型金氧半(PMOS)晶体管 24。

[0056] 位准偏移电路 20 提供输出信号 V_{BS} ,其中输出信号 V_{BS} 具有第一工作电压 V_{BOOT} 与第二工作电压 V_{SW} 。负电压产生器 22 耦接位准偏移电路 20。P 型金氧半晶体管 24 的控制端耦接负电压产生器 22 的输出端。

[0057] 当负电压产生器 22 所接收到的输出信号 V_{BS} 为第一工作电压 V_{BOOT} 时,负电压产生器 22 的输出信号 V_{GP} 为第一工作电压 V_{BOOT} 。当负电压产生器 22 所接收到的输出信号 V_{BS} 为第二工作电压 V_{SW} 时,负电压产生器 22 产生第三工作电压(未显示),从而负电压产生器 22 的输出信号 V_{GP} 为第三工作电压。并且,第三工作电压需低于第二工作电压 V_{SW} 。也就是负电压产生器 22 可以产生了比起第二工作电压 V_{SW} 更低的电压。

[0058] 此外,驱动器 220 还包括上桥驱动单元 26 以及下桥驱动单元 28。P 型金氧半晶体管 24 的控制端接收来自负电压产生器 22 的输出信号 V_{GP} ,P 型金氧半晶体管 24 的输入端接收第四工作电压 V_{CC} ,以及 P 型金氧半晶体管 24 的输出端将产生并输出用于驱动的驱动电压 V_d 。驱动电压 V_d 可用来作为上桥驱动单元 26 的供应电源,以使上桥驱动单元 26 驱动上桥开关 HS。

[0059] 值得一提的是,P 型金氧半晶体管 24 导通时,驱动电压 V_d 大约等于第四工作电压 V_{CC} 。因此相较于图 1 的现有方式,驱动电压 V_d 不用将第四工作电压 V_{CC} 减掉固定的顺向偏压 V_f ,所以驱动电压 V_d 的电压值较高。另外,第一工作电压 V_{BOOT} 与第二工作电压 V_{SW} 不为零值。第一工作电压 V_{BOOT} 大于第二工作电压 V_{SW} ,第三工作电压介于第二工作电压 V_{SW} 与零电压(zero voltage)之间。驱动电压 V_d 相同于第一工作电压 V_{BOOT} 。

[0060] 图 4 及图 5 是依照本发明一实施例的电源转换器的电路示意图。图 4 及图 5 用以进一步说明图 3 的负电压产生器 22 的配置方式。请合并参阅图 3、图 4 及图 5。负电压产生器 22 包括电容器 C_{ap} 、二极管 30 以及反相器 32。电容器 C_{ap} 的第一端耦接位准偏移电路 20 的输出端。二极管 30 的第一端耦接电容器 C_{ap} 的第二端,其第二端接收第二工作电压 V_{SW} 。反相器 32 的输入端耦接二极管 30 的第二端。反相器 32 的输出端作为负电压产生器 22 的输出端。反相器 32 的第一电源输入端 34 耦接位准偏移电路 20 的输出端与电容器 C_{ap} 的第一端。反相器 32 的第二电源输入端 36 耦接二极管 30 的第二端。

[0061] 电容器 C_{ap} 用以储存电荷,以供负电压产生器 22 制造相对负的电压(第三工作电压)。二极管 30 可用来定义电容器 C_{ap} 所储存电荷及跨压。

[0062] 请参见图 4。在第一时刻 t_1 ，假如时刻 t 等于 t_1 ，二极管 30 的顺向偏压为 0.7 伏特。位准偏移电路 20 的输出信号 V_{BS} 等于第一工作电压 V_{BOOT} ， $V_{BS} = V_{BOOT} > V_{SW}$ 。反相器 32 的输出信号 V_{GP} 将等于第一工作电压 V_{BOOT} 。电容器 C_{ap} 的跨压 V_{cap} 如下面的方程式(1)。

$$[0063] \quad V_{cap} = V_{BS} - V_{fb} = V_{BOOT} - (V_{SW} + \text{顺向偏压})$$

$$[0064] \quad = V_{BOOT} - (V_{SW} + 0.7) \quad (1)。$$

[0065] 请参见图 5。在第一时刻 t_1 之后的第二时刻 t_2 ，假如时刻 t 等于 t_2 ，位准偏移电路 20 的输出信号 V_{BS} 等于第二工作电压 V_{SW} ， $V_{BS} = V_{SW}$ 。电容器 C_{ap} 需符合电荷守恒，亦即维持电压的连续特性。有关电容器 C_{ap} 的跨压 V_{cap} 的推演如下面的方程式(2)及(3)。

$$[0066] \quad V_{cap} = V_{BS} - V_{fb}$$

$$[0067] \quad \rightarrow V_{SW} - V_{fb} = V_{BOOT} - (V_{SW} + 0.7)$$

$$[0068] \quad \rightarrow V_{fb} = -V_{BOOT} + 2V_{SW} + 0.7 \quad (2)。$$

$$[0069] \quad V_{cap} = V_{BS} - V_{fb}$$

$$[0070] \quad = V_{SW} - (-V_{BOOT} + 2V_{SW} + 0.7)$$

$$[0071] \quad = V_{BOOT} - V_{SW} - 0.7 > 0.7 \text{ (伏特)} \quad (3)。$$

[0072] 在时刻 t 等于 t_2 时，反相器 32 的输出信号 V_{GP} 将等于第三工作电压 (V_{fb})。此第三工作电压 (V_{fb}) 产生于共同节点，而共同节点为二极管 30 与电容器 C_{ap} 耦接处。基于电荷守恒，电压 V_{fb} 将低于第二工作电压 V_{SW} 。在相对关系上，第三工作电压 (V_{fb}) 比第二工作电压为相对负的电位。此时 P 型金氧半导体管 24 的输入端至控制端之间跨压 V_{SG} 与第二工作电压的关系如下面的方程式(4)。

$$[0073] \quad V_{SG} = V_{CC} - V_{GP} = V_{CC} - V_{fb}$$

$$[0074] \quad \rightarrow V_{SG} = V_{CC} - (-V_{BOOT} + 2V_{SW} + 0.7)，$$

[0075] 假设 V_{BOOT} 约等于 V_{CC} ，

$$[0076] \quad \text{则 } V_{SG} = V_{CC} - (-V_{CC} + 2V_{SW} + 0.7)$$

$$[0077] \quad = 2(V_{CC} - V_{SW}) - 0.7 > V_{CC} - V_{SW} \quad (4)。$$

[0078] 从下面的方程式(5)可知，倘若要缩小 PMOS 晶体管 24 内的导通电阻 (R_{on})，需要加大 PMOS 晶体管 24 的尺寸 (栅极宽度 / 栅极长度 (W/L))。但是，这种作法会造成驱动器 220 的集成电路面积变大。又由于集成电路的面积需符合标准规范，所以 PMOS 晶体管 24 的尺寸在面积上的分配将受到限制，从而本发明的作法不建议放大 PMOS 晶体管 24 的尺寸。

$$[0079] \quad R_{on} = \frac{1}{\mu \times C_{ox} \times \frac{W}{L} \times (V_{SG} - |V_{th}|)} \quad (5)，$$

[0080] 其中 μ 为载子迁移率 (carrier mobility)， C_{ox} 为栅极氧化层的单位电容大小， W 为金氧半导体管的栅极宽度， L 为金氧半导体管的栅极长度， V_{th} 为临界电压。

[0081] 由图 5 的说明可知，随着跨压 V_{SG} 的增加，导通电阻 (R_{on}) 与跨压 V_{SG} 具有反比关系，因此可缩小 PMOS 晶体管 24 的导通电阻。

[0082] 此外，相较于单纯放大 PMOS 晶体管的尺寸的作法，本发明的驱动器 220 能够节省 PMOS 晶体管 24 的电路面积。

[0083] 图 6 是依照本发明一实施例的电源转换器的电路示意图。请参阅图 6。电源转换

器 200A 类似于电源转换器 200, 因此相同的元件可以参考上述的说明而不再加以赘述。现在进一步说明图 6 的负电压产生器 22A。在图 6 中, N 型金氧半(NMOS) 晶体管 30A 经配置而成为二极管。例如将 NMOS 晶体管 30A 的控制端与第一端耦接以作为二极管的第一端, 将 NMOS 晶体管的第二端作为二极管的第二端。

[0084] 此外, PMOS 晶体管 32A 与 NMOS 晶体管 32B 经配置而成为反相器。例如将 PMOS 晶体管 32A 的控制端与 NMOS 晶体管 32B 的控制端耦接以作为反相器的输入端, 将 PMOS 晶体管 32A 的第二端作为反相器的第一电源输入端, 将第二 N 型金氧半晶体管的第二端作为反相器的第二电源输入端, PMOS 晶体管 32A 的第一端与 NMOS 晶体管 32B 的第一端耦接以作为反相器的输出端。

[0085] 基于上述实施例所揭示的内容, 可以汇整出一种通用的电源转换器的驱动控制方法。更清楚来说, 图 7 显示为本发明一实施例的电源转换器的驱动控制方法的流程图。请合并参阅图 3 和图 7, 本实施例的驱动控制方法可以包括以下步骤。

[0086] 如步骤 S701 所示, 提供位准偏移电路 20, 位准偏移电路提供输出信号 VBS, 其中输出信号具有第一工作电压 VBOOT 与第二工作电压 VSW。

[0087] 接着如步骤 S703 所示, 提供负电压产生器 22, 当负电压产生器 22 所接收到的输出信号 VBS 为第一工作电压 VBOOT 时, 负电压产生器 22 输出第一工作电压 VBOOT, 当负电压产生器 22 所接收到的输出信号 VBS 为第二工作电压 VSW 时, 负电压产生器 22 输出第三工作电压, 第三工作电压低于第二工作电压 VSW。

[0088] 如步骤 S705 所示, 提供 P 型金氧半晶体管 24, P 型金氧半晶体管 24 的控制端耦接负电压产生器 22 的输出端, P 型金氧半晶体管 24 的输出端提供驱动电压 Vd。

[0089] 然后如步骤 S707 所示, 将驱动电压 Vd 供应给上桥驱动单元 26, 上桥驱动单元 26 接收驱动电压 Vd 并用于驱动上桥开关 HS。

[0090] 综上所述, 本发明的电源转换器的驱动器以及驱动控制方法可以透过负电压产生器产生低于第二工作电压的第三工作电压。由于第三工作电压比第二工作电压为相对负的电压, 本发明相较于传统方式, 将可获得较大的驱动电压, 从而提升用于驱动上桥驱动单元的供应电源。另一方面, 当 PMOS 晶体管(24)的输入端至控制端之间跨压 VSG 增大时, 可缩小 PMOS 晶体管(24)的导通电阻。

[0091] 虽然本发明已以实施例揭示如上, 然其并非用以限定本发明, 任何所属技术领域普通技术人员, 当可作些许的更动与润饰, 而不脱离本发明的精神和范围。

[0092] 另外, 本发明的任一实施例或权利要求不须达成本发明所揭示的全部目的或优点或特点。此外, 摘要部分和标题仅是用来辅助专利文件搜寻之用, 并非用来限制本发明的专利范围。

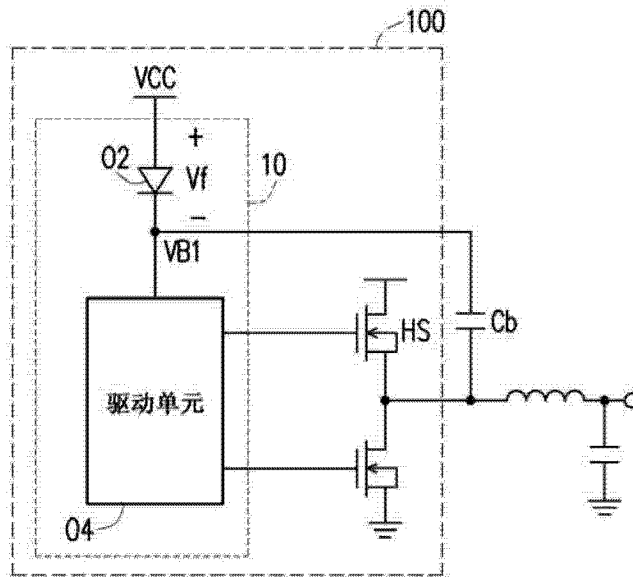


图 1

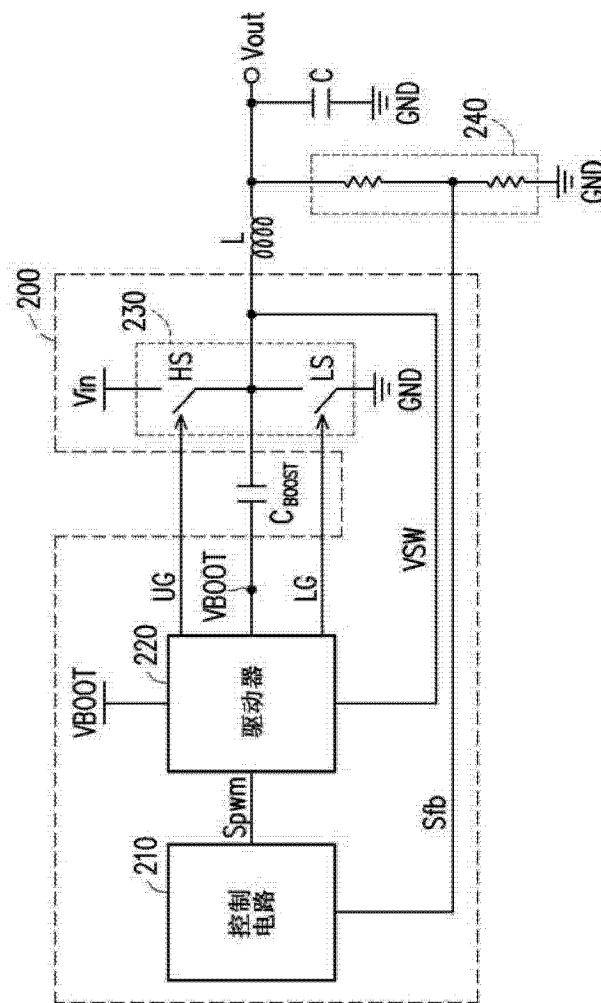


图 2

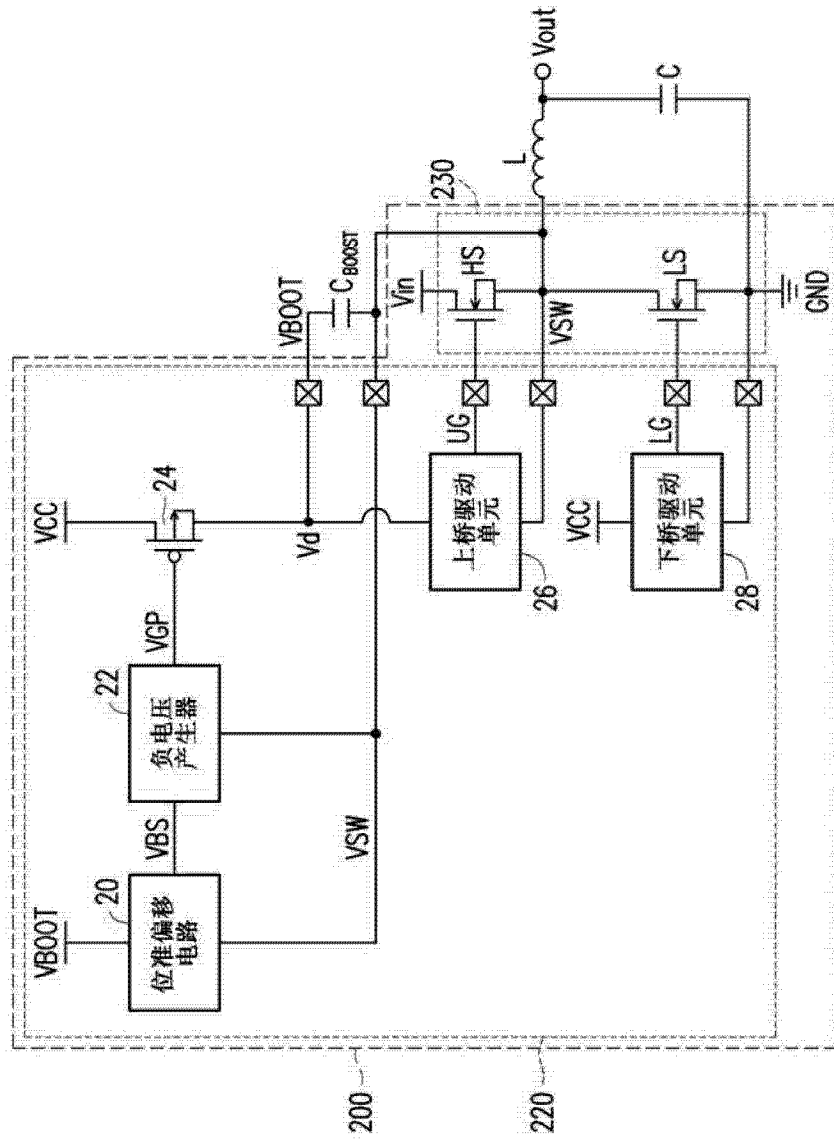


图 3

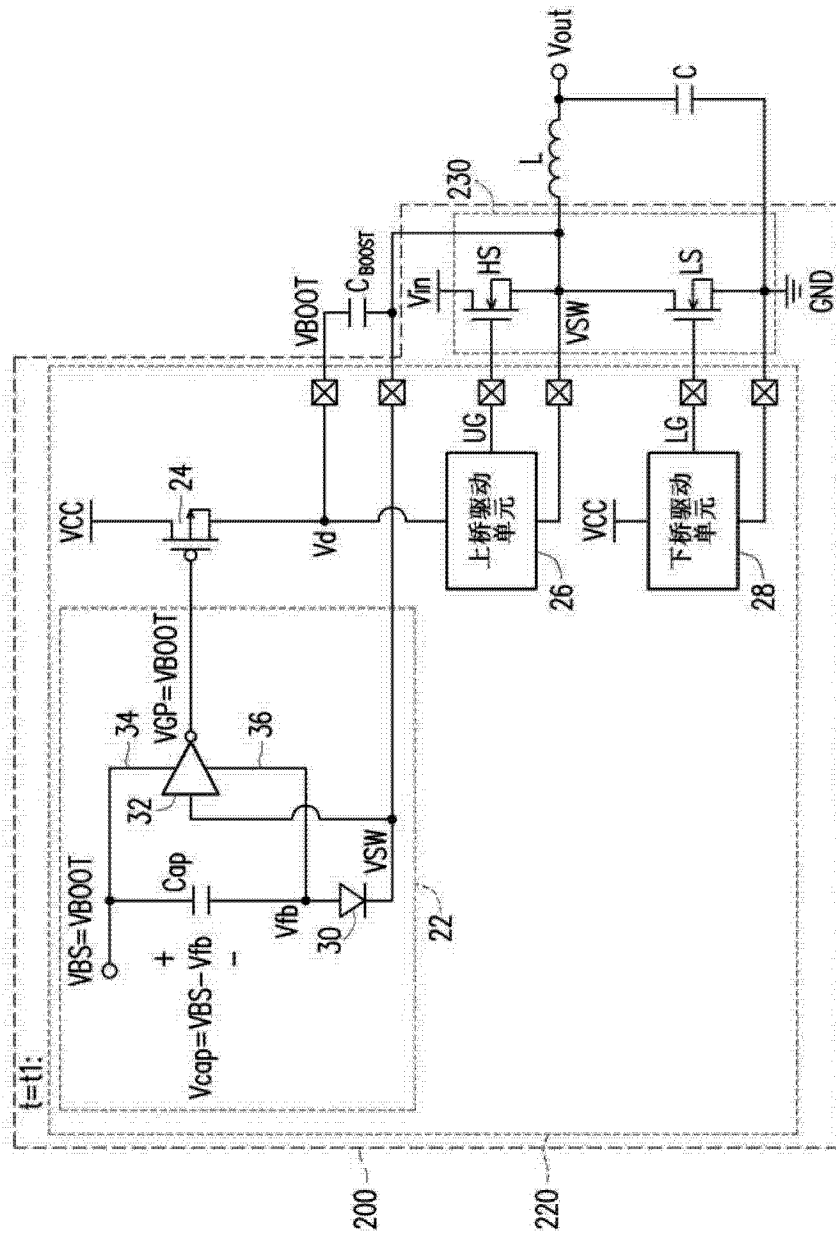


图 4

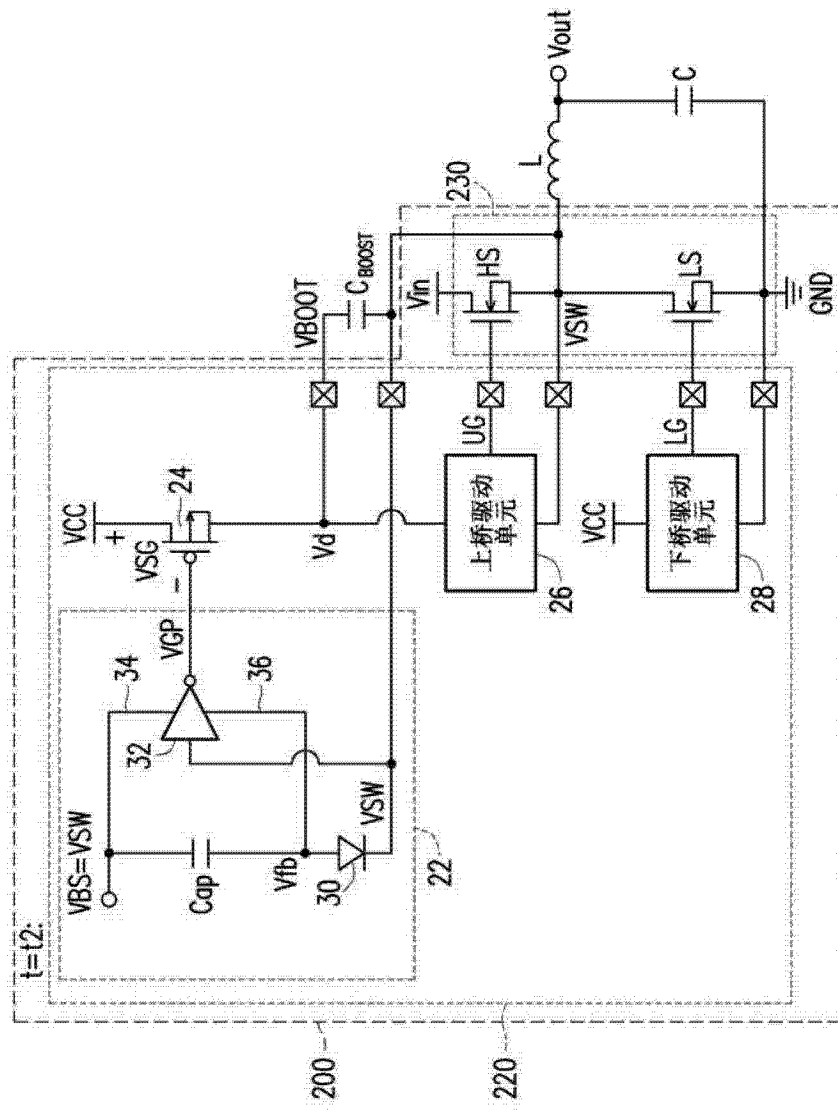


图 5

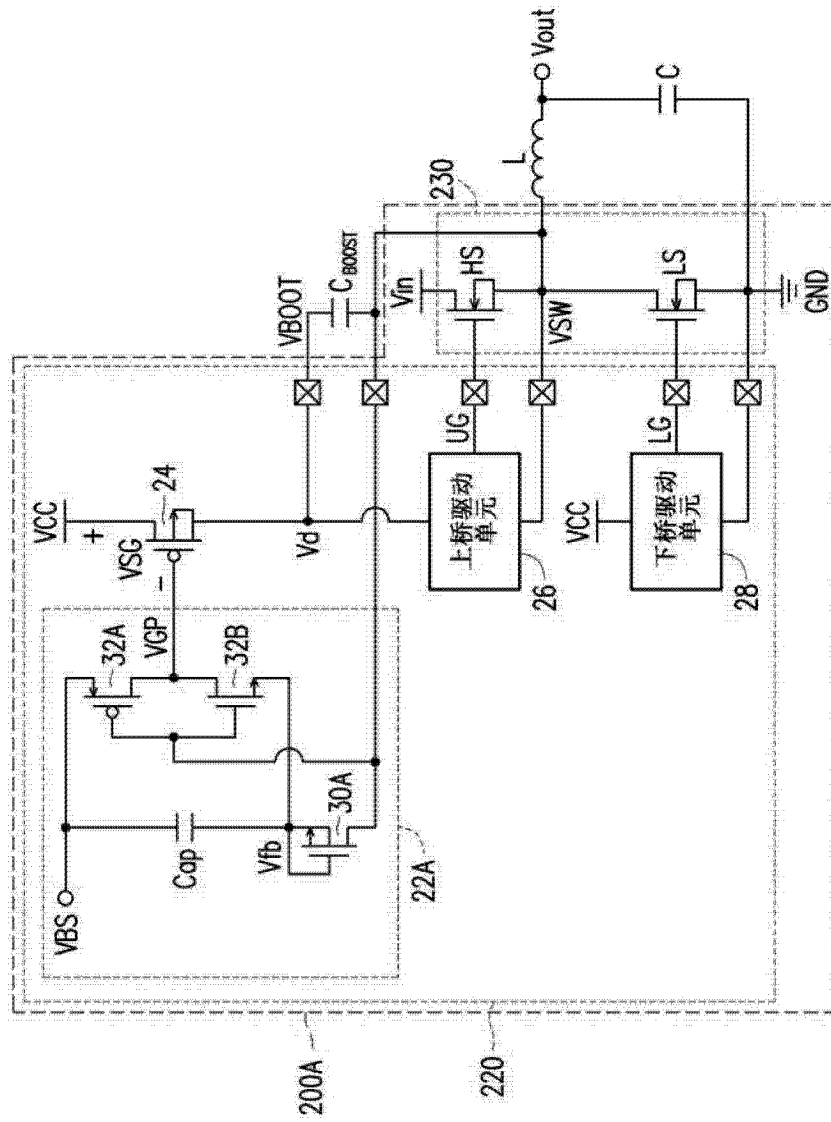


图 6

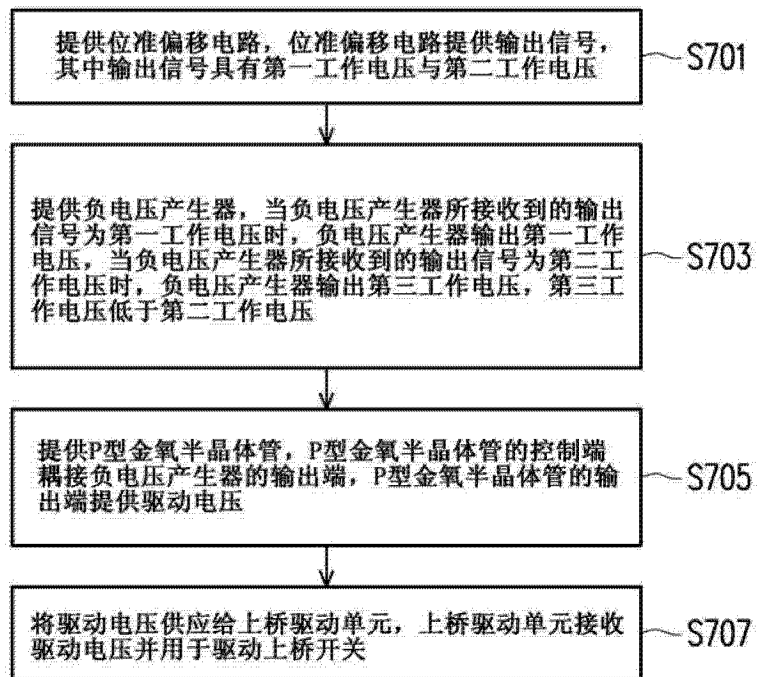


图 7