



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102629832 B

(45) 授权公告日 2016. 01. 20

(21) 申请号 201210020168. X

CN 101232200 A, 2008. 07. 30, 说明书第 4 页

(22) 申请日 2012. 01. 29

第 2 行, 第 6 页倒数第 2-3 行, 附图 3.

(30) 优先权数据

CN 1725120 A, 2006. 01. 25, 说明书第 4 页第

2011-020140 2011. 02. 01 JP

28 行, 第 5 页第 1-3 行.

(73) 专利权人 佳能株式会社

审查员 张利伟

地址 日本东京

(72) 发明人 松本真一郎

(74) 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专

利商标事务所 11038

代理人 曹瑾

(51) Int. Cl.

H02M 3/335(2006. 01)

G03G 15/00(2006. 01)

(56) 对比文件

EP 1089420 A1, 2001. 04. 04, 说明书第 1 栏
第 0006 段 2-4 行, 第 2 栏第 8-11 行, 附图 1.

CN 201369291 Y, 2009. 12. 23, 说明书第 4 页
第 15-16 行, 附图 2.

CN 201191805 Y, 2009. 02. 04, 说明书第 5 页
第 7-9 行, 附图 1.

US 2008/0278974 A1, 2008. 11. 13, 全文.

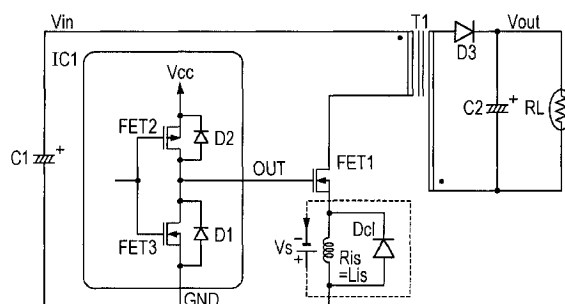
权利要求书1页 说明书6页 附图11页

(54) 发明名称

切换电源和图像形成装置

(57) 摘要

本公开涉及切换电源和图像形成装置。在切换电源中, 电流检测电阻器与切换单元连接以检测流过切换单元的电流。二极管与电流检测电阻器并联连接以减少由通过电流检测电阻器的电感分量产生的反电动势在切换单元中产生的热。



1. 一种切换电源,包括:

切换元件,被配置为驱动变压器的一次绕组;

电流检测电阻器,与所述切换元件连接,以便检测流过该切换元件的电流;

其中,所述电流检测电阻器包括绕线电阻器或膜电阻器;和

二极管,与所述电流检测电阻器并联连接并被配置为降低与由所述电流检测电阻器产生的反电动势对应的电压,

其中,被所述二极管降低的电压比切换元件接通所需要的阈值电压低。

2. 根据权利要求1所述的切换电源,其中,二极管的正向电压被设为比切换元件接通所需要的所述阈值电压低。

3. 一种图像形成装置,包括:

图像形成单元;

控制单元,被配置为控制图像形成单元的操作;和

被配置为向控制单元供给电力的切换电源,

切换电源包含:

切换元件,被配置为驱动变压器的一次绕组;

电流检测电阻器,与所述切换元件连接,以便检测流过该切换元件的电流;

其中,所述电流检测电阻器包括绕线电阻器或膜电阻器;和

二极管,与所述电流检测电阻器并联连接并被配置为降低与由所述电流检测电阻器产生的反电动势对应的电压,

其中,被所述二极管降低的电压比切换元件接通所需要的阈值电压低。

4. 根据权利要求3所述的图像形成装置,其中,二极管的正向电压被设为比切换元件接通所需要的所述阈值电压低。

切换电源和图像形成装置

技术领域

[0001] 本发明涉及用于向电子器件供给电力的切换电源。

背景技术

[0002] 以下参照图 8 和图 9 描述切换电源的例子。在图 8 中,在一次电解电容器 C1 中充电的直流电压 V_{in} 通过变压器 T1 的一次绕组被供给到用作切换元件的场效应晶体管 FET1 的漏极端子。场效应晶体管 FET1 的源极端子通过电流检测电阻器 R_{is} 与一次电解电容器 C1 连接。变压器 T1 的二次绕组通过二次整流器二极管 D3 与二次电解电容器 C2 连接。跨二次电解电容器 C2 存储的直流电压 V_{out} 作为来自切换电源的输出电压被输出。直流电压 V_{out} 通过电阻器 R3 和电阻器 R4 被分压,并且被分压的电压被供给到分路调节器 IC2 的基准端子。分路调节器 IC2 的阴极端子与光电耦合器 PC-FB 的 LED 连接。光电耦合器 PC-FB 的光电晶体管与 PWM 控制模块 IC1 连接。光电耦合器 PC-FB 的光电晶体管的集电极电压用作切换电源的输出电压 V_{out} 的反馈信号(也称为 FB 信号)。FB 信号被 PWM 控制模块 IC1 中的电阻器 R1 上拉并被输入到 PWM 放大器 AMP1 的反相输入端子。从三角波信号产生器向 PWM 放大器 AMP1 的非反相输入端子供给三角波信号(也称为 OSC 信号)。

[0003] 参照图 9,当 OSC 信号的电压比 FB 信号的电压高时,如在时间 t_0 ,PWM 放大器 AMP1 输出高电平(H 电平)信号。从 PWM 放大器 AMP1 输出的信号被供给到 OR 电路的输入端子。OR 电路的另一输入端子被供给来自双稳态多谐振荡器(flip-flop)电路 FF 的 Q 输出。在时间 t_0 ,双稳态多谐振荡器电路 FF 的 Q 输出如后面解释的那样处于低电平(也称为 L 电平),并且由此 OR 电路的输出处于高电平(也称为 H 电平)。来自 OR 电路的输出被供给到包含用作切换元件的场效应晶体管 FET2(为 P 沟道 MOSFET)和也用作切换元件的场效应晶体管 FET3(为 N 沟道 MOSFET)的输出缓冲器电路。因此,来自 PWM 控制模块 IC1 的输出信号(也称为 OUT 信号)处于 L 电平。OUT 信号被供给到场效应晶体管 FET1 的栅极端子。因此,场效应晶体管 FET1 关断。

[0004] 在时间 t_1 ,如果 OSC 信号的电压变得低于 FB 信号的电压,则 PWM 放大器 AMP1 的输出变为 L 电平,OR 电路的输出变为 L 电平,并且,OUT 信号变为 H 电平。因此,场效应晶体管 FET1 接通,并且漏极电流 I_d 流过场效应晶体管 FET1。在时间 t_2 ,如果 OSC 信号的电压再次变得比 FB 信号的电压高,则 PWM 放大器 AMP1 的输出变为 H 电平,OR 电路的输出变为 H 电平,并且 OUT 信号变为 L 电平。因此,场效应晶体管 FET1 关断,并且,漏极电流 I_d 的流动停止。

[0005] 然后,在时间 t_3 以及在随后的时段中,切换电源的输出电流 I_{out} 增加并且输出电压 V_{out} 轻微下降。作为响应,分路调节器 IC2 减少流过光电耦合器 PC-FB 的 LED 的电流。作为结果,FB 信号增加,并且,场效应晶体管 FET1 的 $t_4 \sim t_5$ 的 ON 时段(也称为 ON 脉冲宽度)的长度增加。作为结果,输出电压 V_{out} 轻微地增加。

[0006] PWM 控制模块 IC1 控制场效应晶体管 FET1 的 ON 时段(通过 PWM 控制)以按上述的方式使输出电压 V_{out} 稳定化。

[0007] 上述的类型的切换电源通常具有过载保护电路。更具体而言,过载保护电路操作以使得通过与场效应晶体管 FET1 的源极端子连接的电流检测电阻器 R_{is} 检测场效应晶体管 FET1 的漏极电流 I_d , 并且, 如果漏极电流 I_d 变得等于预定值, 更具体而言, 等于 V_{ref}/R_{is} , 则场效应晶体管 FET1 被接通, 由此, 切换电源的负载电流限于预定的额定值 I_p 或更小。

[0008] 以下进一步详细描述过载保护电路的操作。场效应晶体管 FET1 的漏极电流 I_d 通过电流检测电阻器 R_{is} 被转变成电压, 并且作为电流检测信号 IS 被供给到 PWM 控制模块 IC1 中的电流感测放大器 AMP2 的非反相输入端子。电流感测放大器 AMP2 的反相输入端子与恒定电压源 V_{ref} 连接。当如在 $t_0 \sim t_8$ 的时段中漏极电流 I_d 的值小于 V_{ref}/R_{is} 时, 电流检测信号 IS 的电压低于 V_{ref} , 并且, 放大器 AMP2 的输出处于 L 电平。放大器 AMP2 的输出被供给到双稳态多谐振荡器 FF 的 S 输入端子。

[0009] 双稳态多谐振荡器 FF 的 R 输入端子被供给 OSC 信号, 使得当 OSC 信号具有峰值时双稳态多谐振荡器 FF 被复位。因此, 双稳态多谐振荡器 FF 在 OSC 信号处于其峰值的时间 t_1 、 t_4 、 t_6 、 t_8 被复位。在该时段中, 双稳态多谐振荡器 FF 的 S 输入端子处于 L 电平, 因此, 双稳态多谐振荡器 FF 的 Q 输出处于 H 电平。双稳态多谐振荡器 FF 的 Q 输出被供给到 OR 电路。因此, 在 $t_0 \sim t_8$ 的时段中, 场效应晶体管 FET1 的切换操作不接收任何影响。在时间 t_9 , 如果漏极电流 I_d 的值达到 V_{ref}/R_{is} , 则电流检测信号 IS 的电压变得高于 V_{ref} , 并且, 放大器 AMP2 的输出变为 H 电平。作为结果, 双稳态多谐振荡器 FF 的 Q 端子变为 H 电平, OR 电路的输出变为 H 电平, 并且, OUT 信号变为 L 电平, 由此, 场效应晶体管 FET1 关断。在时间 t_{10} , 双稳态多谐振荡器 FF 被复位, 并且, 场效应晶体管 FET1 再次接通。但是, 当漏极电流 I_d 达到 V_{ref}/R_{is} (在时间 t_{11}) 时, 场效应晶体管 FET1 关断。如上所述, 漏极电流 I_d 被限制为等于 V_{ref}/R_{is} 的预定值。因此, 切换电源的输出电流 I_{out} 也被限制为预定值 I_p 。例如, 可以在日本专利公开 No. 2004-312901 中找到上述技术的描述。

[0010] 上述切换电源具有以下的问题。

[0011] 场效应晶体管 FET1 的漏极电流 I_d 具有间歇的三角波形。因此, 流过电流检测电阻器 R_{is} 的电流也具有间歇的三角波形。鉴于以上的情况, 通常, 使用具有高脉冲电阻的电阻器作为电流检测电阻器 R_{is} 。例如, 图 10A 所示的通过将金属导线缠绕成线圈的形式而形成的绕线 (wire wound) 电阻器、图 10B 所示的通过在圆筒电阻器膜中切割螺旋状狭缝形成的膜电阻器。

[0012] 借助于它们的线圈结构, 这些类型的电阻器具有电感 L_{is} 。如以下参照图 11 和图 12 描述的那样, 电流检测电阻器 R_{is} 的电感 L_{is} 影响操作。

[0013] 在时间 t_{21} , 如果场效应晶体管 FET1 的栅极 - 源极电压 V_{gs} 增加到超过栅极阈值电压 V_{th} , 则漏极电流 I_d 开始流动并且漏极电流 I_d 的值逐渐增加。漏极电流 I_d 还流过电流检测电阻器 R_{is} 的电感 L_{is} 。在时间 t_{22} , 如果栅极 - 源极电压 V_{gs} 下降至低于栅极阈值电压 V_{th} , 则漏极电流 I_d 突然减小。这导致跨电感 L_{is} 出现反电动势 V_s 。该反电动势 V_s 出现, 使得其极性在场效应晶体管 FET1 的源极端子上为负, 并且在 PWM 控制模块 IC1 的 GND 端子上为正。PWM 控制模块 IC1 中的 FET3 包含体二极管 D1。因此, 如图 11 中的虚线所示, 通过包含 IC1 的 GND 端子 $\rightarrow$ 体二极管 D1 $\rightarrow$ 场效应晶体管 FET1 的栅极的路径, 在场效应晶体管 FET1 的栅极和源极之间施加反 (back) 电动势 (反电动电压) V_s 。作为响应, 如图 12

中的时间 t_{23} 所示,场效应晶体管 FET1 的栅极-源极电压 V_{gs} 增加至超过阈值电压 V_{th} ,这导致场效应晶体管 FET1 再次接通。作为结果,漏极电流 I_d 开始流动。在这种状态下,场效应晶体管 FET1 的漏极-源极电压 V_{ds} 具有非常高的值,这会导致在场效应晶体管 FET1 中发热。在最坏的情况下,场效应晶体管 FET1 被破坏。

[0014] 鉴于上述的问题,本发明提供减少由通过电流检测电阻器的电感产生的反电动势导致的在切换元件中产生的热的技术。

发明内容

[0015] 在一个方面中,本发明提供一种切换电源,该切换电源包括:被配置为驱动变压器的一次绕组的切换单元;与切换单元连接并被配置为检测流过切换单元的电流的电流检测单元;和与电流检测单元并联连接并被配置为降低由电流检测单元的电感产生的电动势的电动势降低单元。

[0016] 参照附图阅读示例性实施例的以下说明,本发明的其它特征将变得十分明显。

附图说明

[0017] 图 1 是根据本发明的第一实施例的切换电源的电路图。

[0018] 图 2 是示出与根据本发明的第一实施例的电路相关的操作波形的示图。

[0019] 图 3 是根据本发明的第二实施例的切换电源的电路图。

[0020] 图 4 是示出与根据本发明的第二实施例的电路相关的操作波形的示图。

[0021] 图 5 是根据从本发明的第二实施例修改的替代性实施例的切换电源的电路图。

[0022] 图 6 是根据本发明的第三实施例的切换电源的电路图。

[0023] 图 7 是示出与根据本发明的第三实施例的电路相关的操作波形的示图。

[0024] 图 8 是示出切换电源的示图。

[0025] 图 9 是示出与图 8 所示的电路相关的操作波形的示图。

[0026] 图 10A 和图 10B 是示出电流检测电阻器的结构的示图。

[0027] 图 11 示出切换电源的电路的例子。

[0028] 图 12 示出与图 11 所示的电路相关的操作波形。

[0029] 图 13A 和图 13B 是示出切换电源的应用的例子示图。

具体实施方式

[0030] 以下结合附图参照实施例进一步详细描述本发明。更具体而言,以下描述根据本发明的实施例的切换电源的结构及其操作。注意,作为例子而不是限制提供这些实施例。

[0031] 参照图 1 和图 2,以下描述根据本发明的第一实施例的切换电源。在第一实施例中,二极管 D_{c1} 与电流检测电阻器 R_{is} 并联连接,使得由电流检测电阻器的电感 L_{is} 产生的反电动势(反电动电压)通过二极管 D_{c1} 的正向电压 V_f 被箝位,以由此防止场效应晶体管 FET1 再次接通。即,二极管 D_{c1} 用作电动势减小电路。注意,电流检测电阻器可以通过将金属导线缠绕成线圈的形式而形成的绕线电阻器、或通过在圆筒电阻器膜中切割螺旋状狭缝形成的膜电阻器(参见图 10A 和图 10B)。

[0032] 图 1 示出根据第一实施例的切换电源的主要部分。切换电源的主要部分以与图 8

所示类似的方式被配置,即,以预定的频率通过切换元件驱动变压器的一次绕组,使得从变压器的二次绕组输出电压。在图 1 中,与图 8 类似的元件由类似的附图标记表示。但是,图 1 所示的切换电源与图 8 所示的不同在于其另外包含二极管 Dc1。

[0033] 图 2 示出根据第一实施例的用作切换元件的场效应晶体管 FET1 的漏极-源极电压、漏极电流和栅极-源极电压的操作波形。在图 2 中的时间 t31,如果场效应晶体管 FET1 的栅极-源极电压 V_{gs} 增加至超过栅极阈值电压 V_{th} ,则漏极电流 I_d 开始流动,并且漏极电流 I_d 的值逐渐增加。该漏极电流 I_d 还流过电流检测电阻器 R_{is} 的电感 L_{is} 。在时间 t32,如果漏极-源极电压 V_{gs} 下降至低于栅极阈值电压 V_{th} ,则漏极电流 I_d 突然减小。这导致跨电感 L_{is} 出现反电动势 V_s 。该反电动势 V_s 出现,使得其极性在场效应晶体管 FET1 的源极端子处为负并且在 PWM 控制模块 IC1 的 GND 端子处为正。

[0034] 在本实施例中,二极管 Dc1 与电流检测电阻器 R_{is} 并联连接。在这种状态下,二极管 Dc1 的正向电压降 V_f 比场效应晶体管 FET1 的栅极阈值电压 V_{th} 小。因此,如图 1 中的虚线所示,产生的反电动势 V_s 通过二极管 Dc1 的正向电压降 V_f 被箝位。即,在时间 t32 ~ t34 的时段中,场效应晶体管 FET1 的栅极-源极电压 V_{gs} 也通过二极管 Dc1 的 V_f 被箝位,由此,场效应晶体管 FET1 的栅极-源极电压 V_{gs} 不变得大于阈值电压 V_{th} 。

[0035] 在本实施例中,如上所述,二极管与电流检测电阻器(绕线电阻器)并联连接,并且,二极管的正向电压降被设为小于场效应晶体管 FET1 的栅极阈值电压 V_{th} 。这防止场效应晶体管 FET1 通过电流检测电阻器的反电动势被再次接通,并由此防止漏极电流 I_d 开始流过场效应晶体管 FET1。因此,实现场效应晶体管 FET1 中的产生的热的减少。场效应晶体管 FET1 中的产生的热的减少使得减少由发热导致的诸如毁坏的故障的出现。

[0036] 下面,参照图 3 和图 4,描述根据第二实施例的切换电源的结构及其操作。在本实施例中,电容器 Cc1 与电流检测电阻器 R_{is} 并联连接,以由此降低由电流检测电阻器的电感 L_{is} 产生的反电动势 V_s ,使得防止场效应晶体管 FET1 被再次接通。即,电容器 Cc1 用作电动势降低电路。电流检测电阻器可以通过将金属导线缠绕成线圈的形式而形成的绕线电阻器、或通过在圆筒电阻器膜中切割螺旋状狭缝形成的膜电阻器(参见图 10A 和图 10B)。

[0037] 图 3 示出根据第二实施例的切换电源的主要部分。切换电源的主要部分以与图 8 所示类似的方式被配置,即,以预定的频率通过切换元件驱动变压器的一次绕组,使得从变压器的二次绕组输出电压。在图 3 中,与图 8 中的类似的元件由类似的附图标记表示。但是,图 3 所示的切换电源与图 8 所示的不同在于:其另外包含电容器 Cc1。

[0038] 图 4 示出根据第二实施例的用作切换元件的场效应晶体管 FET1 的漏极-源极电压、漏极电流和栅极-源极电压的操作波形。在时间 t41,如果场效应晶体管 FET1 的栅极-源极电压 V_{gs} 增加到超过栅极阈值电压 V_{th} ,则漏极电流 I_d 开始流动并且漏极电流 I_d 的值逐渐增加。该漏极电流 I_d 还流过电流检测电阻器 R_{is} 的电感 L_{is} 。在时间 t42,如果栅极-源极电压 V_{gs} 下降至低于栅极阈值电压 V_{th} ,则漏极电流 I_d 突然减小。这导致跨电流检测电阻器 R_{is} 的电感 L_{is} 出现反电动势 V_s 。该反电动势 V_s 出现,使得其极性在场效应晶体管 FET1 的源极端子为负并且在 PWM 控制模块 IC1 的 GND 端子处为正。

[0039] 在该第二实施例中,电容器 Cc1 与电流检测电阻器 R_{is} 并联连接。通过在电感 L_{is} 中产生的反电动势 V_s 在电容器 Cc1 中存储的能量等于在前一状态(immediately previous state)中通过流过电感 L_{is} 的漏极电流 I_{dp} 被存储于电感 L_{is} 中的能量。即,下式(1)基

本上成立。

$$[0040] \quad \frac{1}{2} \cdot C_{cl} \cdot V_s^2 \cong \frac{1}{2} \cdot L_{is} \cdot I_{dp}^2 \quad (1)$$

[0041] 通过关于 V_s 求解式 (1), 获得表示 V_s 的下式 (2)。

$$[0042] \quad V_s \cong \sqrt{\frac{L_{is}}{C_{cl}}} \cdot I_{dp} \quad (2)$$

[0043] 在时间 $t_{42} \sim t_{43}$ 的时段中, 场效应晶体管 FET1 的栅极 - 源极电压 V_{gs} 增加, 直到它达到由式 (2) 描述的 V_s 。注意, 在本实施例中, 电容器 C_{c1} 的电容被设定为使得满足以下描述的式 (3)。

$$[0044] \quad V_s \cong \sqrt{\frac{L_{is}}{C_{cl}}} \cdot I_{dp} \ll V_{th} \quad (3)$$

[0045] 通过上述的方式设定电容器 C_{c1} 的电容, 确信 V_s 不超过栅极阈值电压 V_{th} 。

[0046] 在本实施例中, 如上所述, 二极管与电流检测电阻器 (绕线电阻器) 并联连接, 并且, 二极管的正向电压降被设为小于场效应晶体管 FET1 的栅极阈值电压 V_{th} 。这防止场效应晶体管 FET1 通过电流检测电阻器的反电动势被再次接通并由此防止漏极电流 I_d 开始流过场效应晶体管 FET1。因此, 实现场效应晶体管 FET1 中产生的热的减少。场效应晶体管 FET1 中产生的热的减少使得减少由发热导致的诸如毁坏的故障的出现。

[0047] 在从第二实施例修改的替代性实施例中, 如图 5 所示, 电阻器 R_{c1} 可以与电容器 C_{c1} 串联连接, 以实现与在第二实施例中获得的效果类似的效果。在该配置中, 跨电容器 C_{c1} 和电阻器 R_{c1} 的串联连接的电压被设为低于阈值电压 V_{th} 。

[0048] 下面, 参照图 6 和图 7, 描述根据第三实施例的切换电源的结构及其操作。在该第三实施例中, 本发明被应用于 DC-DC 转换器。如第一实施例那样, 二极管 D_{c1} 与电流检测电阻器 R_{is} 并联连接, 使得通过电流检测电阻器的电感 L_{is} 产生的反电动势 (反电动电压) 通过二极管 D_{c1} 的正向电压降 V_f 被箝位, 以由此防止场效应晶体管 FET1 被再次接通。电流检测电阻器可以通过将金属导线缠绕成线圈的形式而形成的绕线电阻器、或通过在圆筒电阻器膜中切割螺旋状狭缝形成的膜电阻器 (参见图 10A 和图 10B)。

[0049] 首先, 参照图 6, 描述 DC-DC 转换器的电路配置。在图 6 中, 与图 8 所示的变压器的一次侧的电路类似的元件由类似的附图标记表示, 或者没有被示出。在图 6 中, 在一次电解电容器 C_1 中充电的直流电压 V_{in} 通过电流检测电阻器 R_{is} 被供给到场效应晶体管 FET1 的源极端子。输入到场效应晶体管 FET1 的电压 V_{in} 通过场效应晶体管 FET1 被切换以产生脉冲电压, 并且, 得到的产生的脉冲电压从场效应晶体管 FET1 的漏极端子被输出。

[0050] 由场效应晶体管 FET1 产生的脉冲电压通过二极管 D_3 、电感器 L_1 和二次电解电容器 C_2 被平滑化, 并且作为输出电压 V_{out} 被供给到负载电阻器 R_L 。场效应晶体管 FET1 的栅极端子被供给来自 PWM 控制模块 IC_1 的 OUT 信号。PWM 控制模块 IC_1 通过使用 PWM 信号控制场效应晶体管 FET1 的切换操作, 使得输出电压 V_{out} 被稳定化。以上描述了根据本实施例的 DC-DC 转换器的电路配置。

[0051] 下面, 参照图 7 讨论与上述的电路相关联的操作波形。在时间 t_{51} , 如果场效应晶体管 FET1 的栅极 - 源极电压 V_{gs} 降低至低于栅极阈值电压 V_{th} , 则漏极电流 I_d 流过场效应

晶体管 FET1。该漏极电流 I_d 还流过电流检测电阻器 R_{is} 的电感 L_{is} 。在时间 t_{52} ，如果栅极-源极电压 V_{gs} 增加至超过栅极阈值电压 V_{th} ，则漏极电流 I_d 突然下降。这导致跨电流检测电阻器 R_{is} 的电感 L_{is} 出现反电动势 V_s 。该反电动势 V_s 出现，使得其极性在输入电压 V_{in} 为负并在场效应晶体管 FET1 的源极端子为正。

[0052] 在本实施例中，二极管 D_{c1} 与电流检测电阻器 R_{is} 并联连接。在这种状态下，二极管 D_{c1} 的正向电压降 V_f 小于场效应晶体管 FET1 的栅极阈值电压 V_{th} 。如图 6 中的虚线所示，反电动势 V_s 通过二极管 D_{c1} 的正向电压降 V_f 被箝位。因此，在时间 t_{52} ~ 时间 t_{53} 的时段中，场效应晶体管 FET1 的栅极-源极电压 V_{gs} 也通过二极管 D_{c1} 的电压降 V_f 被箝位，由此，场效应晶体管 FET1 的栅极-源极电压 V_{gs} 不变得低于栅极阈值电压 V_{th} 。

[0053] 在本实施例中，如上所述，二极管与电流检测电阻器（绕线电阻器）并联连接，并且，二极管的正向电压降被设为小于场效应晶体管 FET1 的栅极阈值电压 V_{th} 。这防止场效应晶体管 FET1 通过电流检测电阻器的反电动势被再次接通，并由此防止漏极电流 I_d 开始流过场效应晶体管 FET1。因此，实现场效应晶体管 FET1 中产生的热的减少。场效应晶体管 FET1 中产生的热的减少使得减少由发热导致的诸如毁坏故障的出现。

[0054] 以下，描述切换电源的应用。

[0055] 根据上述的实施例中的一个的切换电源可被用作诸如激光束打印机、复印机、传真机等图像形成装置中的低电压电源。以下描述这样的应用的具体例子。切换电源被用于向图像形成装置的控制单元（控制单元）或用于驱动传输辊以传输纸的驱动单元的电动机供给电力。

[0056] 图 13A 示意性地示出作为图像形成装置例子的激光束打印机 200 的结构。激光束打印机 200 包括图像形成单元 211 和显影单元 212，所述图像形成单元 211 包含用作上面形成潜像的图像承载部件的感光鼓 213，所述显影单元 212 通过调色剂将在感光鼓上形成的潜像显影。感光鼓 213 上显影的调色剂图像被转印到从盒 216 供给的用作记录介质的片材（未示出）上。转印到片材的调色剂图像接着通过定影单元 214 被定影，并且片材被排出到托盘 215 上。图 13B 示出从电源到控制器（控制单元）的电源线和用作图像形成装置中的驱动单元的电动机。上述的切换电源可被用于向控制器 300 以及向电动机 312 和电动机 313 供给电力的低电压电源，控制器 300 包含控制上述的图像形成操作的 CPU 310，电动机 312 和电动机 313 用作图像形成操作中的驱动单元。供给电压，例如，对于控制器 300 为 3.3 伏特，对于电动机为 24 伏特。例如，电动机 312 驱动传输辊以传输片材，并且，电动机 313 驱动定影单元 214。当切换电源以上述的方式被用作图像形成装置中的低电压电源时，如同上述的实施例，能够减少低电压电源中的切换元件的温度的升高并供给稳定的电压，并由此能够以稳定的方式操作图像形成装置。注意，根据上述的实施例中的一个的切换电源不仅可被用作图像形成装置中的低电压电源，而且还可被用作其它电子装置的低电压电源。

[0057] 虽然已参照示例性实施例说明了本发明，但应理解，本发明不限于公开的示例性实施例。以下的权利要求的范围应被赋予最宽的解释以包含所有这样的变更方式和等同的结构和功能。

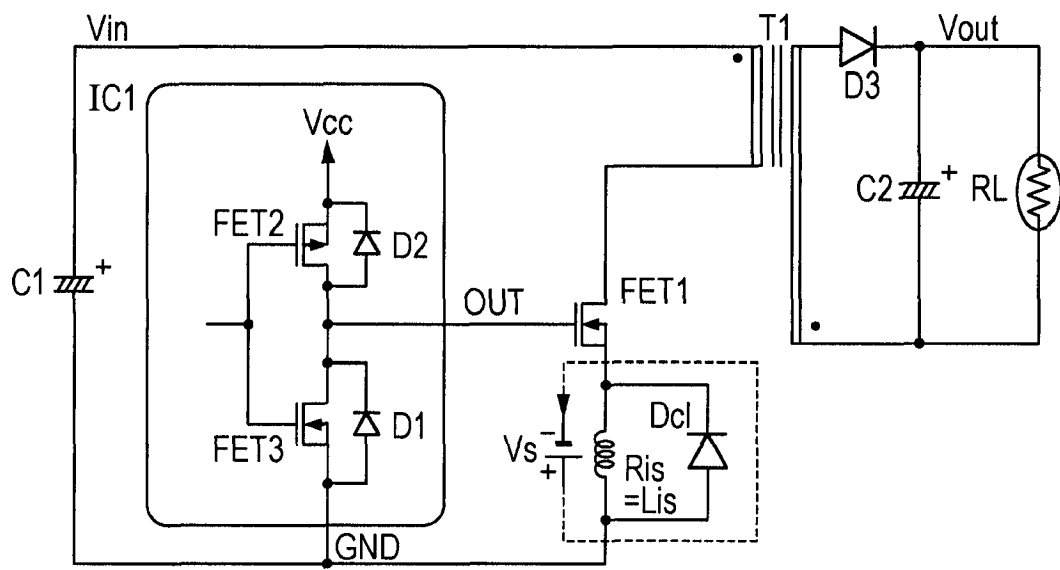


图 1

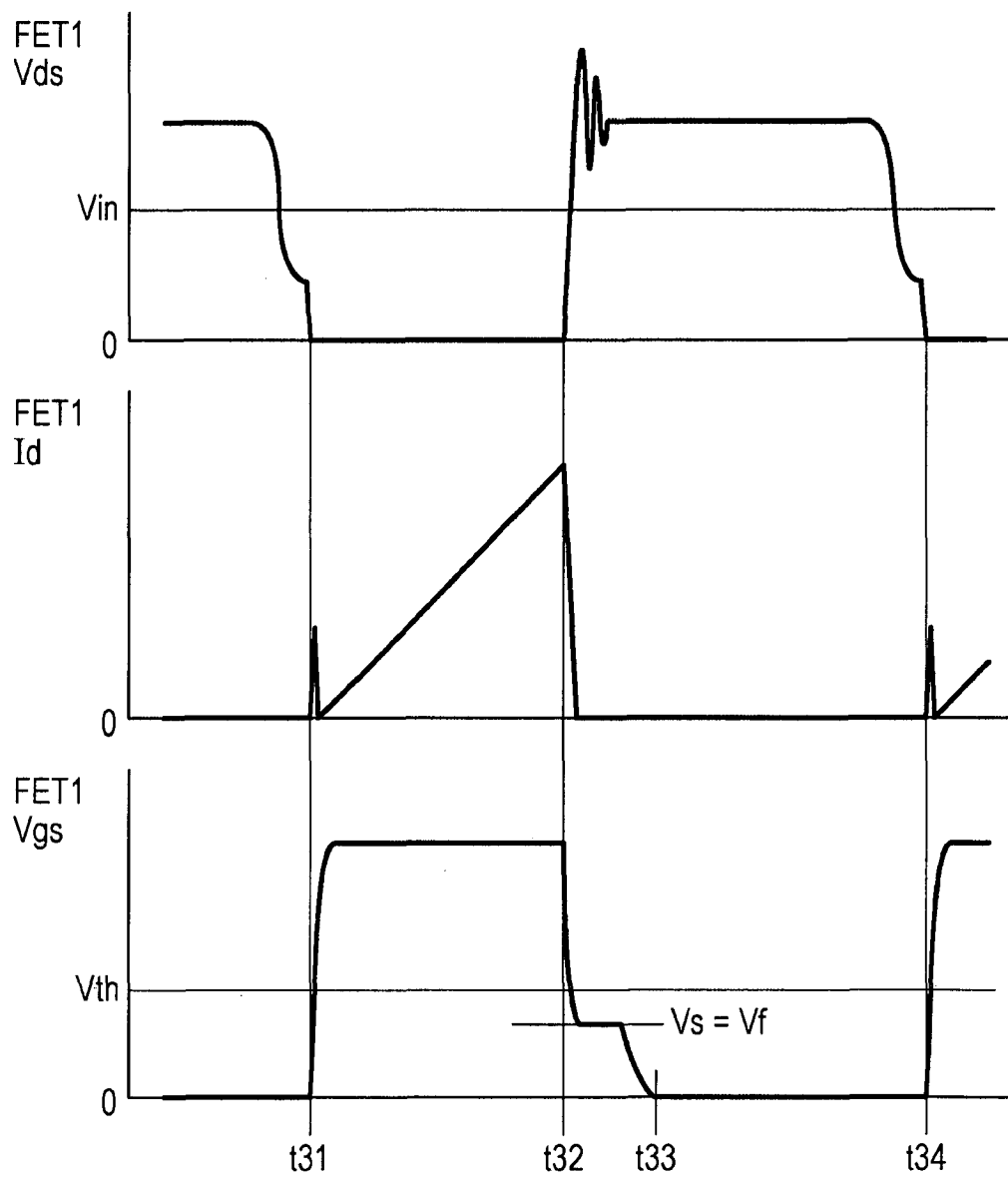


图 2

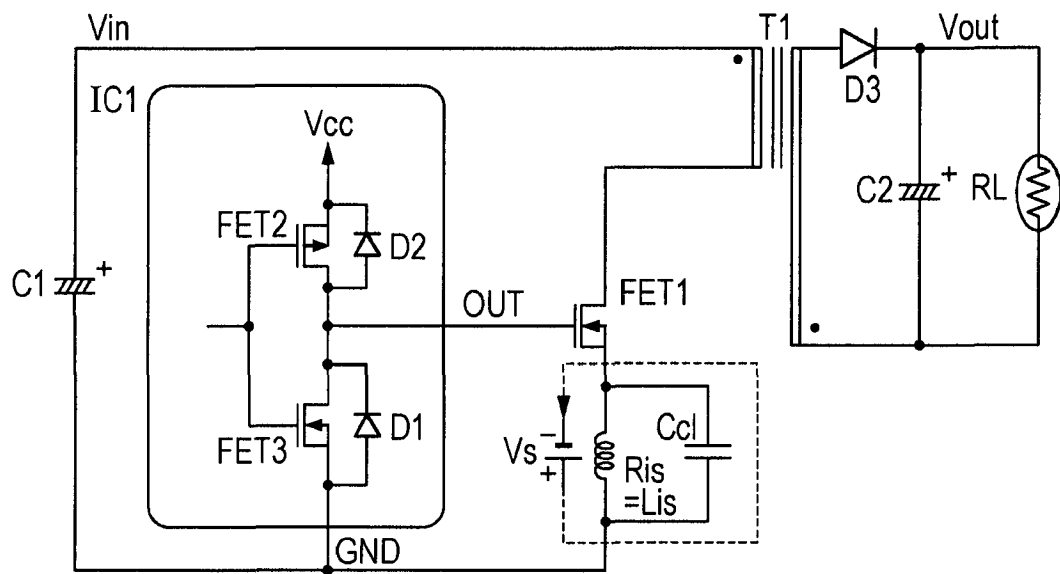


图 3

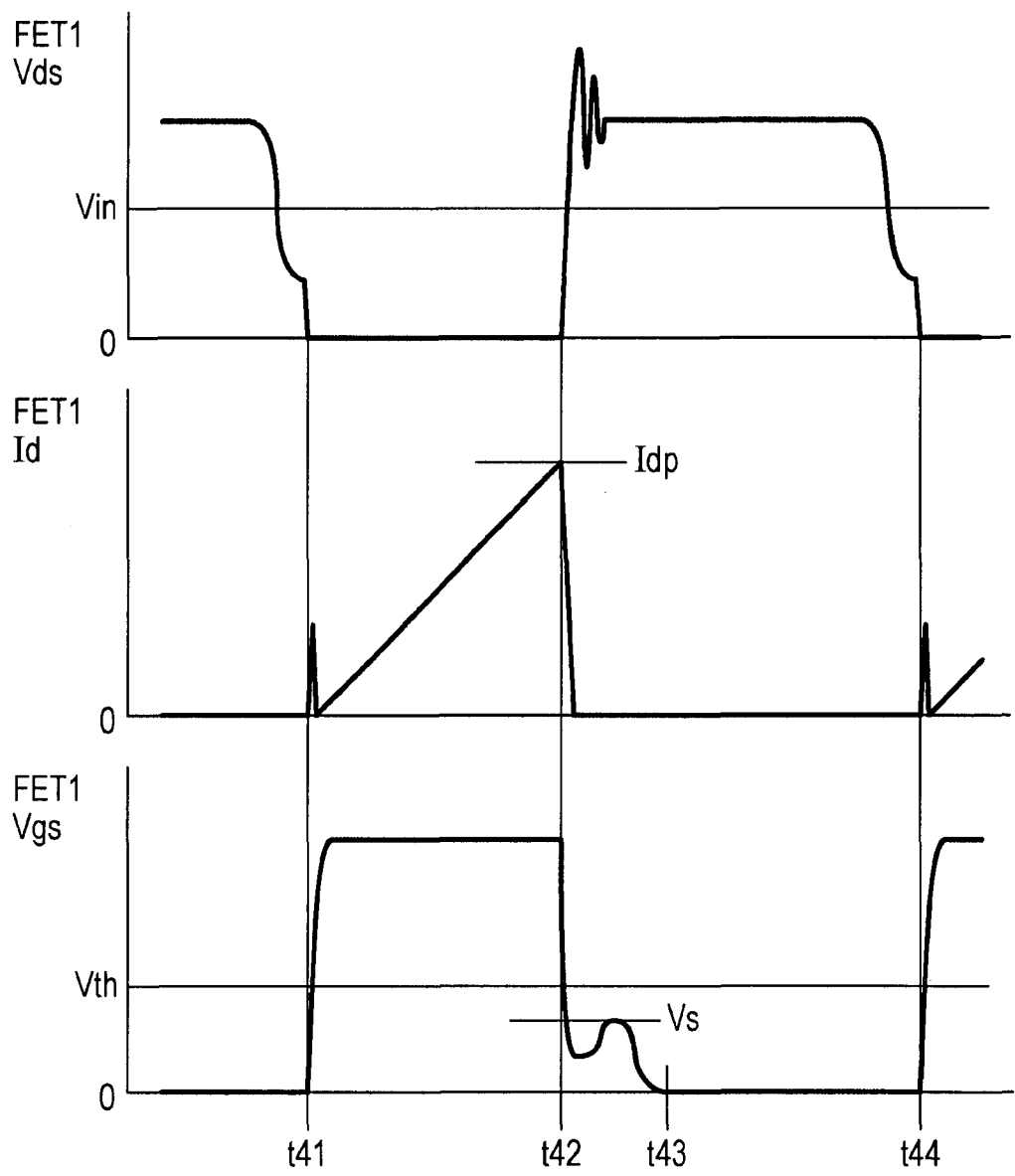


图 4

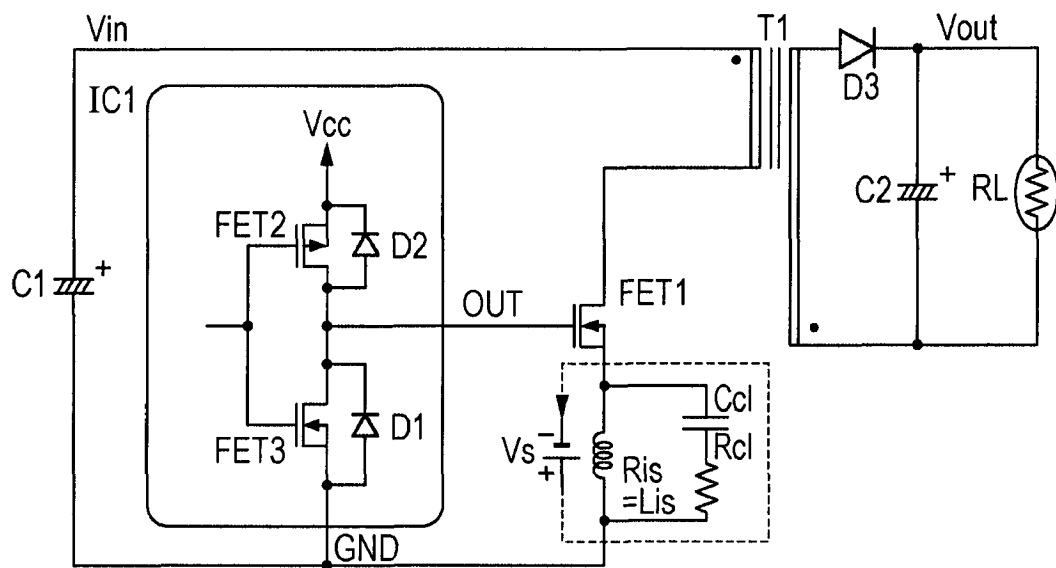


图 5

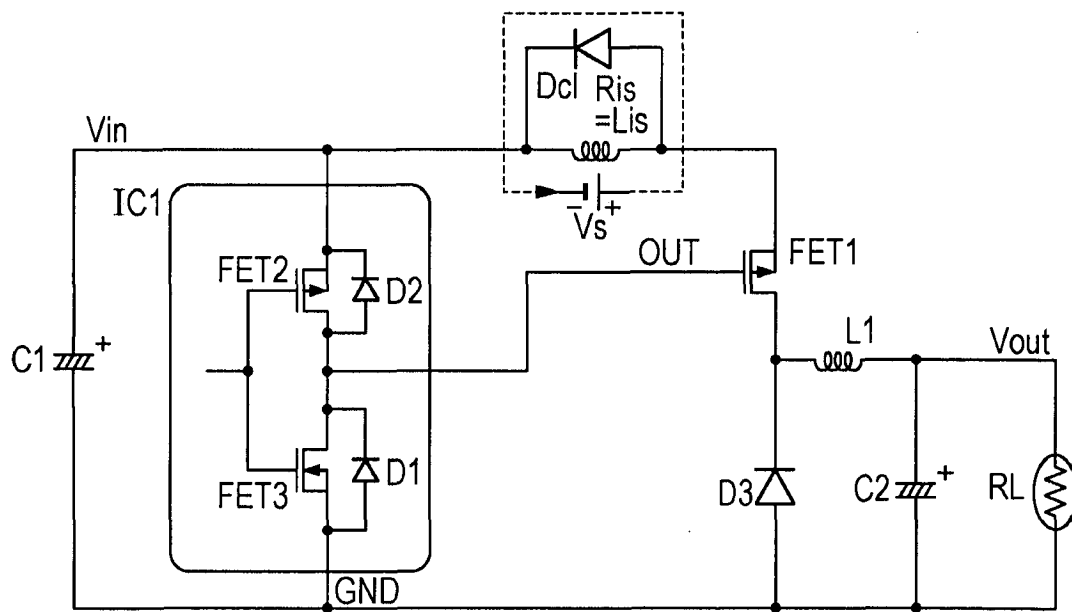


图 6

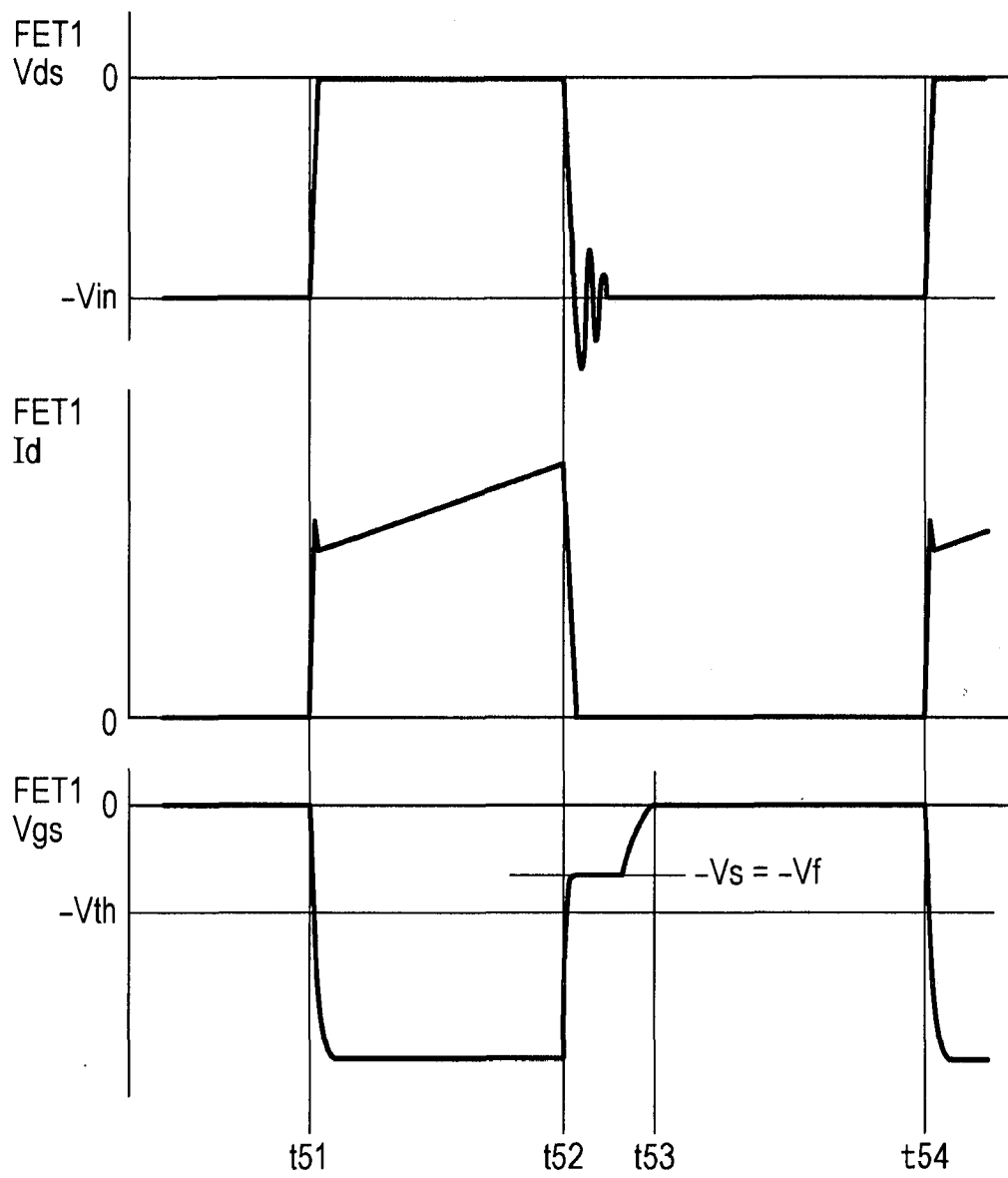


图 7

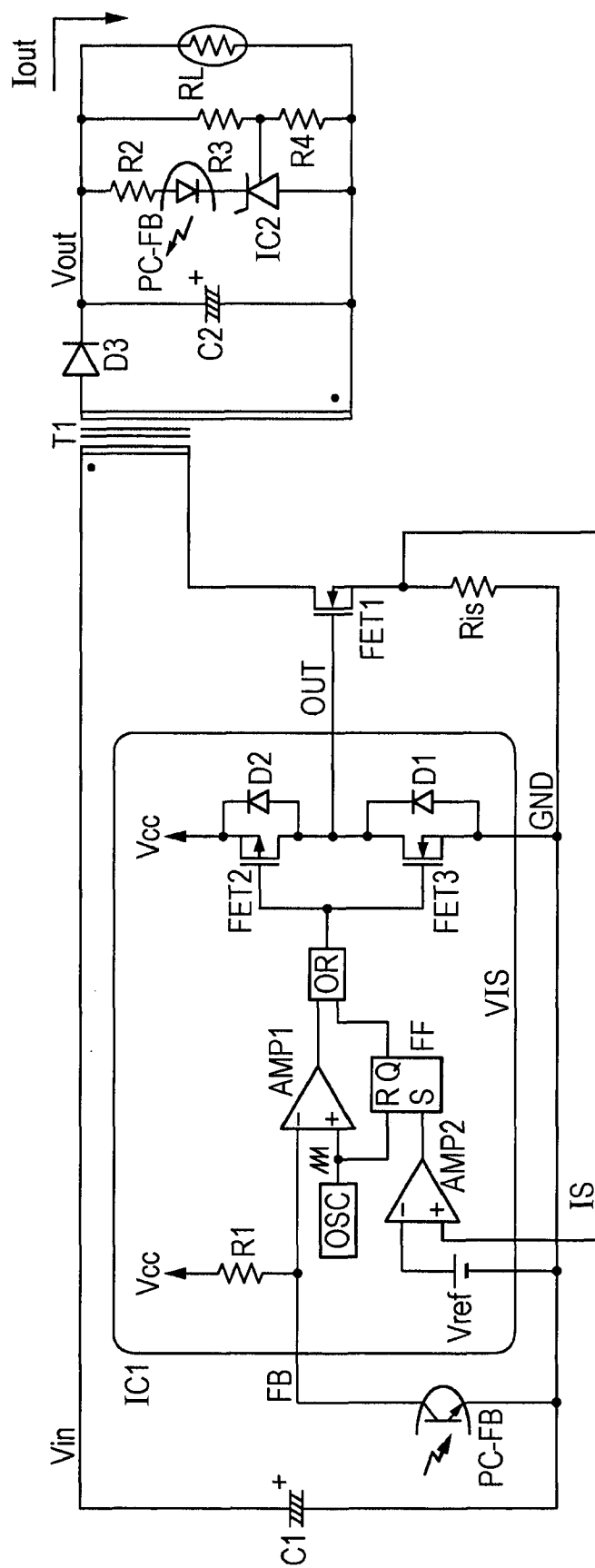


图 8

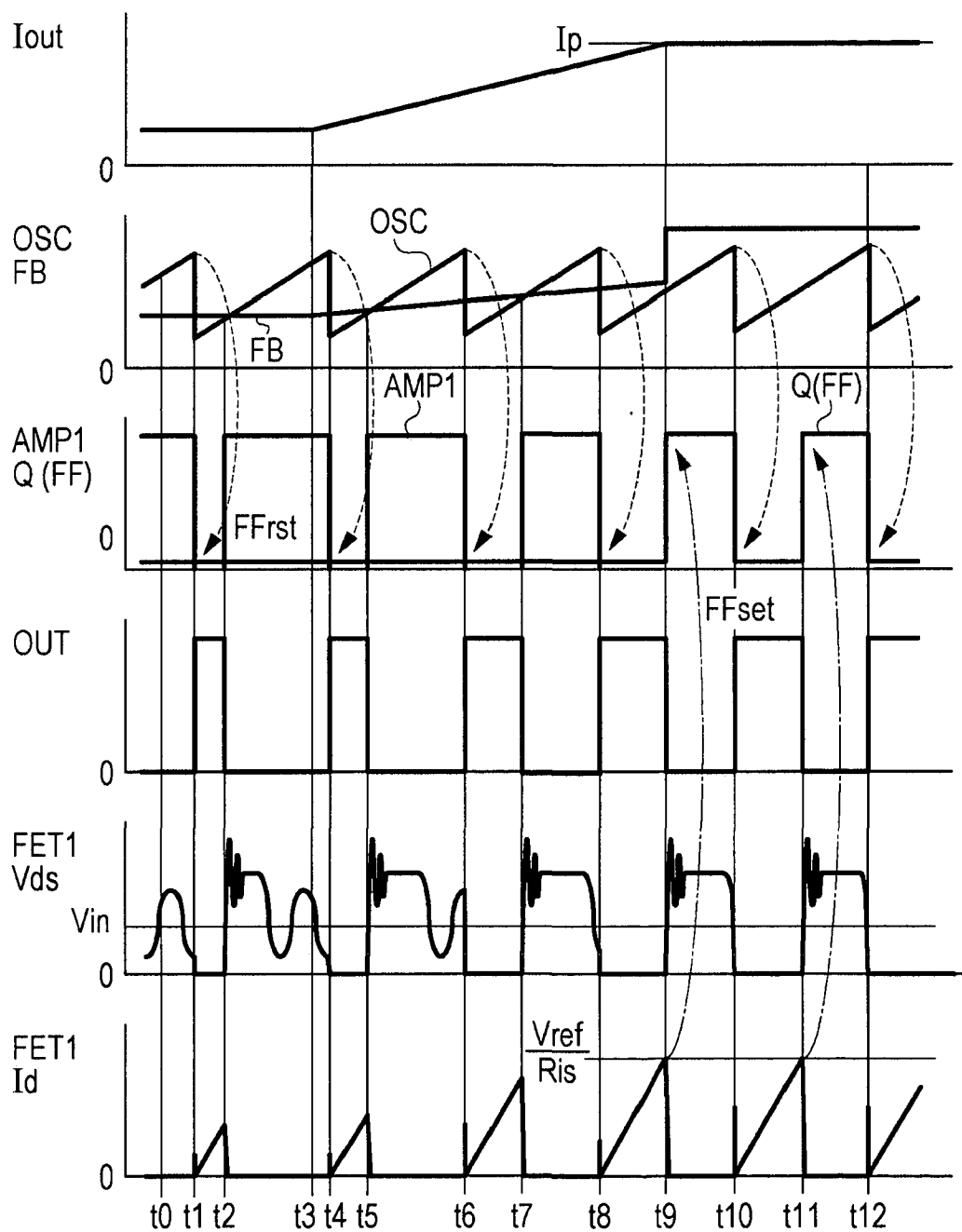


图 9

金属导线

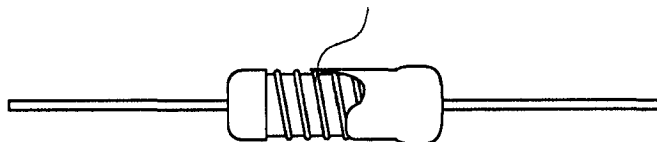


图 10A

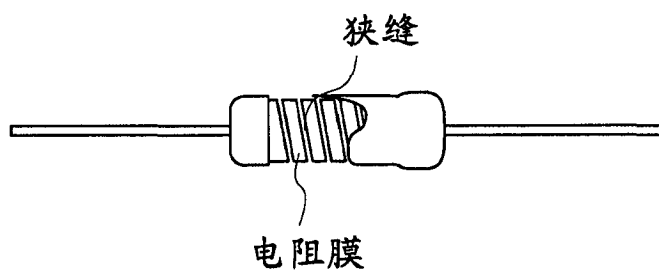


图 10B

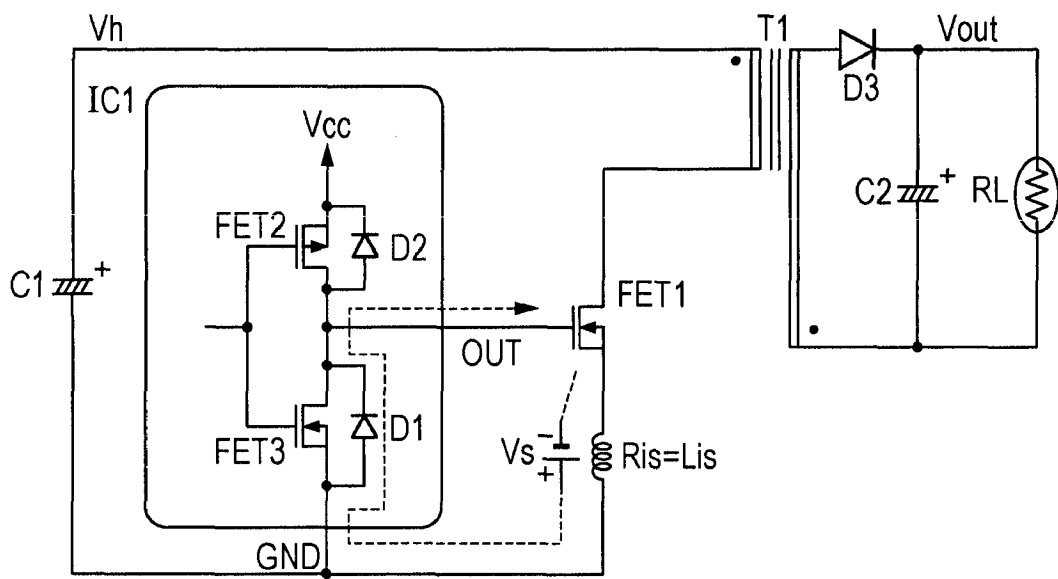


图 11

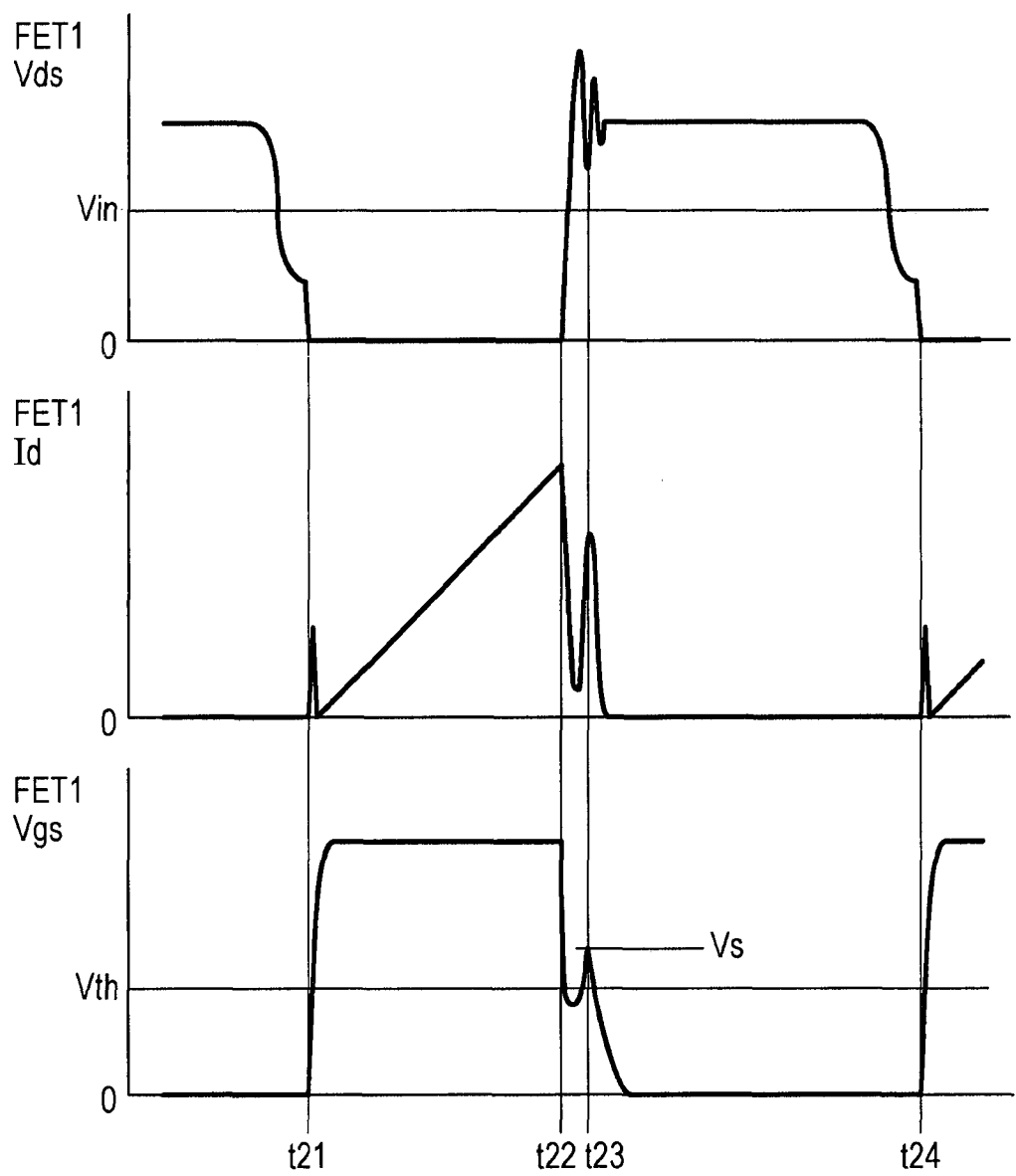


图 12

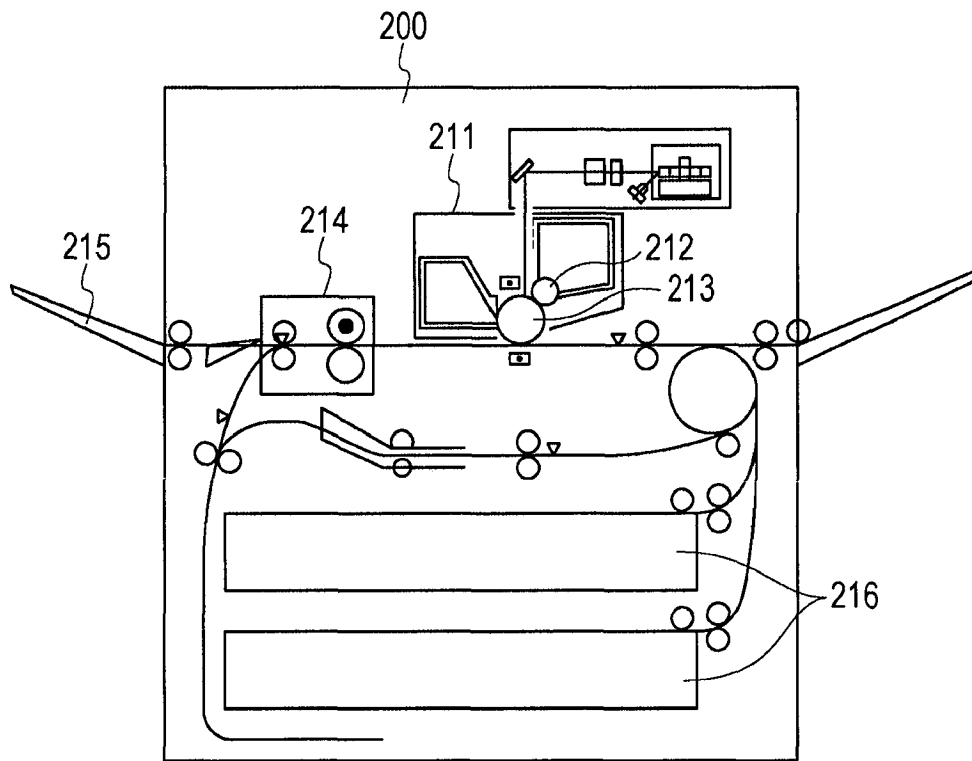


图 13A

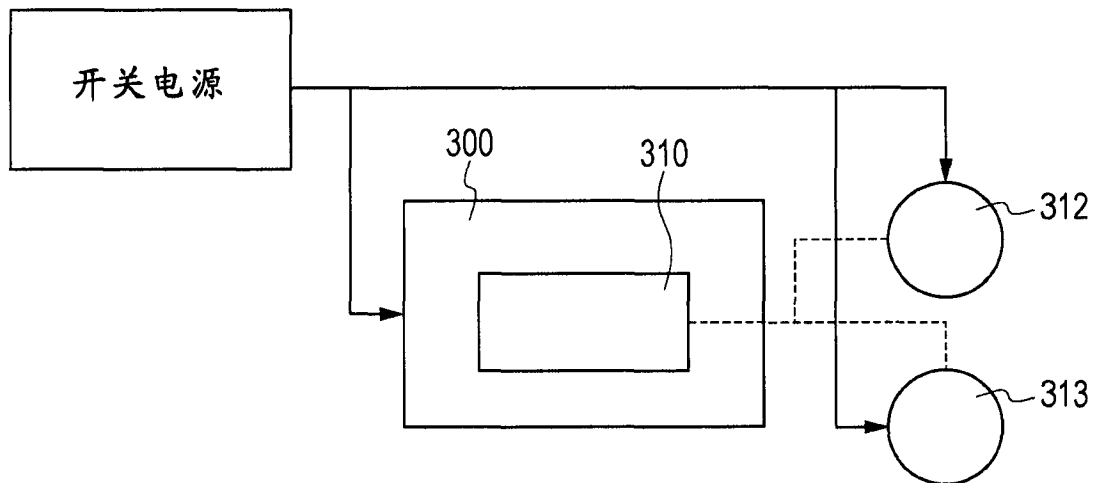


图 13B