



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 101931332 A

(43) 申请公布日 2010. 12. 29

(21) 申请号 201010217384. 4

(22) 申请日 2010. 06. 23

(30) 优先权数据

2009-149067 2009. 06. 23 JP

(71) 申请人 佳能株式会社

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 李颖

(51) Int. Cl.

H02M 7/12(2006. 01)

H02M 3/335(2006. 01)

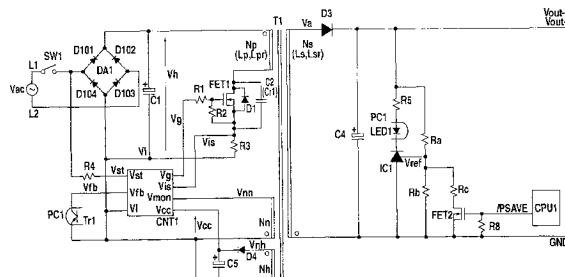
权利要求书 1 页 说明书 11 页 附图 9 页

(54) 发明名称

转换器

(57) 摘要

本发明涉及转换器,所述转换器包括:控制单元,被配置为当输出电压被设为低电压时,根据在变压器的第一辅助绕组中感生的脉冲电压来接通开关元件。基于通过对于在变压器的第二辅助绕组中感生的脉冲电压进行整流和平滑而输出的直流电压,控制单元进行操作。



1. 一种转换器,所述转换器包括:

开关元件,配置为切换经由变压器的初级绕组而提供的电压;

控制单元,配置为控制定时以便基于谐振电压来接通开关元件,所述谐振电压通过在初级绕组的电感与在开关元件的漏极和源极之间的电容之间的谐振操作而被提供给开关元件;以及

设置单元,配置为设置输出电压,

其中,当输出电压被设为低电压时,控制单元根据在缠绕方向不同于初级绕组的第一辅助绕组中感生的第一脉冲电压,接通开关元件,并基于通过对在缠绕方向与初级绕组相似的第二辅助绕组中感生的第二脉冲电压进行整流和平滑而输出的第二直流电压来进行操作。

2. 根据权利要求1的转换器,其中,基于第二直流电压和通过对第一脉冲电压进行整流和平滑而输出的第一直流电压中较高的一个,控制单元进行操作。

3. 根据权利要求1的转换器,其中,控制单元基于通过变换第二直流电压而获得的直流电压来进行操作。

4. 一种转换器,所述转换器包括:

开关元件,配置为切换经由变压器的初级绕组而提供的第一电压,

控制部分,配置为控制开关元件的接通时间段以便控制在变压器的次级绕组中感生的第二电压,

其中,控制部分基于在缠绕方向与初级绕组相似的第一辅助绕组中感生的第一辅助电压来进行操作。

5. 根据权利要求4的转换器,还包括第二辅助绕组,

其中,第二辅助绕组的缠绕方向与次级绕组相似,以及

其中,控制部分基于在第二辅助绕组中感生的第二辅助电压来控制开关元件。

6. 根据权利要求4的转换器,还包括配置为设置第二电压的电压设置部分,

其中,当电压设置部分将第二电压设为低电压时,第一辅助电压被保持为大于预定值的电压。

7. 一种电源,所述电源包括:

开关元件,配置为切换经由变压器的初级绕组而提供的电压;

控制部分,配置为控制开关元件的接通时间段以便控制在变压器的次级绕组中感生的第二电压,

第一辅助绕组,其缠绕方向与初级绕组不同;

第二辅助绕组,其缠绕方向与初级绕组相似,

其中,控制部分基于在缠绕方向与初级绕组相似的次级绕组中感生的第二电压来进行操作。

8. 根据权利要求7的电源,

其中,控制部分基于在第一辅助绕组中感生的第一辅助电压来控制开关元件。

9. 根据权利要求7的电源,还包括配置为设置第二电压的电压设置部分,

其中,当电压设置部分将第二电压设为低电压时,第二辅助电压被保持为大于预定值的电压。

转换器

技术领域

[0001] 本发明涉及用于转换电压的转换器。

背景技术

[0002] 作为电子设备的电源中的电压转换器,已知如图 6 中所示的那样的准谐振转换器。图 6 示出当准谐振转换器被应用于开关电源时的电路。下面参考图 6 和图 7 来描述电路操作。

[0003] 当开关 SW1 被接通时,商用交流电压 Vac 由包括二极管 D101、D102、D103 和 D104 的二极管桥 DA1 进行整流,并由初级电解电容器(primary electrolytic capacitor)C1 进行平滑,从而变成大致恒定的电压 Vh。同时,经由激活电阻器 R4 将电压提供给控制模块 CNT1。控制模块 CNT1 接通场效应晶体管 FET1。然后,漏极电流 Id 经由变压器 T1 的初级绕组 Np 而流入场效应晶体管 FET1(图 7 中的时间 t0)。

[0004] 漏极电流 Id 被电流检测电阻器 R3 转换成电压 Vis 来提供给控制模块 CNT1。当电压 Vis 达到规定值时(时间 t1),控制模块 CNT1 断开场效应晶体管 FET1。

[0005] 在场效应晶体管 FET1 被断开后,漏极电流 Id 立即变为零。流经场效应晶体管 FET1 的初级绕组电流 Ip 流入初级谐振电容器 C2,以对初级谐振电容器 C2 进行充电。然后,场效应晶体管 FET1 的漏极和源极之间的电压 Vds 开始增大。在场效应晶体管 FET1 被断开后,电压 Vds 立即大幅跃升(时间 t2)。该增大电压的波形是由初级绕组 Np 的电感(漏感)Lpr 和初级谐振电容器 C2 的电容 Cr1 之间的 LC 谐振操作(谐振现象)引起的结果。之后,电压 Vds 变为大致恒定的电压 Vh+Vc1(时间 t2 至时间 t3)。

[0006] 除了初级绕组 Np 之外,变压器 T1 还具有缠绕在其上的次级绕组 Ns 和辅助绕组 Nn。次级绕组 Ns 和辅助绕组 Nn 的缠绕方向与初级绕组 Np 的不同(反激(flyback)耦合)。场效应晶体管 FET1 被断开后(时间 t2 至时间 t3),在次级绕组 Ns 和辅助绕组 Nn 中感生正脉冲电压。在次级绕组 Ns 中感生的脉冲电压由次级整流二极管 D3 和次级平滑电容器 C4 进行整流和平滑,从而变成大致恒定的输出电压 Vout-h。在此情况下,一般使用输出电压 Vout-h 由下面的式(1)表示电压 Vc1,其中 VfD3 代表次级整流二极管 D3 的正向(forward)电压:

[0007]

$$V_{cl} \cong (V_{out-h} + V_{fD3}) \cdot \frac{N_p}{N_s}$$

(1)

[0008] 一般使用输出电压 Vout-h 由下面的式(2)表示在辅助绕组 Nn 中感生的正脉冲电压:

$$V_{nkh} \cong (V_{out-h} + V_{fd3}) \cdot \frac{N_n}{N_s} \quad (2)$$

[0010] 正脉冲电压 V_{nkh} 由二极管 D2 和电容器 C3 进行整流和平滑, 并作为电源电压 V_{cc} 被提供给控制模块 CNT1。此后, 控制模块 CNT1 基于电源电压 V_{cc} 继续它的操作。在此情况下, 电源电压 V_{cc} 一般由下面的式 (3) 表示, 其中 V_{fd2} 代表二极管 D2 的正向电压:

$$V_{cc} \cong V_{nkh} - V_{fd2} \cong (V_{out-h} + V_{fd3}) \cdot \frac{N_n}{N_s} - V_{fd2} \quad (3)$$

[0012] 流过次级绕组 N_s 的电流 I_f 不久以后被线性降低至变为零 (时间 t_3)。然后, 电压 V_{ds} 开始缓慢地减小 (时间 t_3 至时间 t_4)。该减小电压的波形是由在电感 L_p 和电容 C_{r1} 之间的 LC 谐振现象引起的结果, 并且其频率 f_0 、周期 T_0 、初始幅度 A_0 一般由下面的式 (4) 至 (6) 表示。此后, 除非场效应晶体管 FET1 再次接通, 如图 7 的曲线图中的电压 V_{ds} 的虚线所示, LC 谐振现象在频率 f_0 处继续:

$$f_0 \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p \cdot C_{r1}}} \quad (4)$$

$$T_0 \cong 2\pi\sqrt{L_p \cdot C_{r1}} \quad (5)$$

$$A_0 \cong V_{ci} \quad (6)$$

[0016] 电压 V_{ds} 在形状上与二极管 D2 的阳极电压 V_{nn} 相似。阳极电压 V_{nn} 被提供给控制模块 CNT1。控制模块 CNT1 被设置成检测阳极电压 V_{nn} 变为零的时间 (t_4), 并且在从时间 t_4 开始经历规定的时间段之后接通场效应晶体管 FET1。准谐振转换器的一个特征是: 基于该安排, 通过在电压 V_{ds} 变为最低时的时间接通场效应晶体管 FET1, 开关损耗或辐射噪声被降低。从时间 t_3 至时间 t_4 和从时间 t_4 至时间 t_5 的时间段 Δt 中的每一个是 LC 谐振周期 T_0 的 $1/4$, 它是已知的值, 一般由下面的式 (7) 表示:

$$\Delta t \cong \frac{T_0}{4} \cong \frac{\pi\sqrt{L_p \cdot C_{r1}}}{2} \quad (7)$$

[0018] 这样, 通过在从时间 t_4 开始经过时间段 Δt 之后接通场效应晶体管 FET1, 场效应晶体管 FET1 可在 LC 谐振电压的最低点处被接通 (时间 t_5)。在图 7 中, 场效应晶体管 FET1 在电压 V_{ds} 降为低于零并且场效应晶体管 FET1 的体 (body) 二极管 D1 变成导通的状态下被

接通。在电压 V_{ds} 大致为零的时间点处的切换一般被称作零伏开关 (zerovolt switching, ZVS)。执行零伏开关使得能够大大降低接通时的开关损耗或辐射噪声。

[0019] 当场效应晶体管 FET1 被接通时 (时间 t_5 和之后), 漏极电流 I_d 开始经由变压器 TI 的初级绕组 N_p 再次流向场效应晶体管 FET1。在此情况下, 在次级绕组 N_s 和辅助绕组 N_n 中感生负脉冲电压。在辅助绕组 N_n 中感生的负脉冲电压 V_{nn1} 一般使用电压 V_h 由下面的式 (8) 表示:

$$V_{nn1} \cong V_h \cdot \frac{N_n}{N_p} \quad (8)$$

[0021] 此后, 在时间 t_0 至时间 t_5 的操作被重复。准谐振转换器的操作已被描述。例如, 在日本专利申请公开 No. 2002-315330 中讨论了在开关电源处的准谐振转换器的操作。

[0022] 近年来, 降低电子设备的功耗的需求显著提高。包括准谐振转换器的电源被期望降低功耗。为了降低功耗, 提供了在电子设备被操作时的正常模式和在电子设备处于待机 (standby) 时的节电模式。通过降低准谐振转换器的输出电压, 减小在待机期间的功率。

[0023] 图 8 示出了用于通过降低输出电压而减小待机期间的功率的准谐振转换器的例子。在图 8 中, 包括电阻器 R_a 、 R_b 、 R_c 、 R_8 和场效应晶体管 FET2 的输出可变电路被添加到图 6 中示出的准谐振转换器中。节电信号 /PSAVE 从电子设备的控制组件 CPU1 提供给输出可变电路。基于 /PSAVE 信号, 控制组件 CPU1 将电子设备从正常模式改变成节电模式。

[0024] 控制组件 CPU1 将 /PSAVE 信号设为 H 电平以将电子设备设为正常模式, 而将该信号设为 L 电平以将电子设备设为节电模式。/PSAVE 信号被提供给场效应晶体管 FET2。在正常模式下, 更具体地, 当 /PSAVE 信号在 H 电平时, 场效应晶体管 FET2 被接通以并联连接电阻器 R_b 和电阻器 R_c 。通过电阻器 R_a 和并联电阻 ($R_b // R_c$) 分割输出电压而得到的电压被提供给分流调节器 (shunt regulator) IC1 的 ref 端。这样, 正常模式的输出电压 V_{out-h} 一般由下面的式 (9) 表示, 其中 V_{ref} 表示分流调节器的参考电压:

$$V_{out-h} \cong \frac{R_a + (R_b // R_c)}{(R_b // R_c)} \cdot V_{ref} \quad (9)$$

[0026] 并联电阻 ($R_b // R_c$) 是电阻器 R_b 和 R_c 的并联电阻值, 一般由下面的式 (10) 表示:

$$R_b // R_c = \frac{R_b \cdot R_c}{R_b + R_c} \quad (10)$$

[0028] 在节电模式下, 更具体地, 当 /PSAVE 信号在 L 电平时, 场效应晶体管 FET2 被断开以分开电阻器 R_c 。提供给分流调节器 IC1 的 ref 端的电压变成通过电阻器 R_a 和 R_b 分割输出电压而得到的电压。这样, 节电模式的输出电压 V_{out-l} 一般由下面的式 (11) 表示:

$$V_{out-l} \cong \frac{R_a + R_b}{R_b} \cdot V_{ref} \quad (11)$$

[0030] 结果, 节电模式的输出电压 V_{out-l} 比正常模式的输出电压 V_{out-h} 低。

[0031] 图 9A 和 9B 分别示出了在正常模式和节电模式下准谐振转换器的操作波形。正常模式中的操作与上面参考图 7 所描述的相似。在节电模式中, 当输出电压从 V_{out-h} 减小至 V_{out-l} 时, 电压 V_{cl} 减少为一般由下面的式 (12) 所表示的那样:

$$V_{cl} \cong (V_{out-l} + V_{fd3}) \cdot \frac{N_p}{N_s} \quad (12)$$

[0033] 当场效应晶体管 FET1 截止时, 在辅助绕组 N_h 中感生的正脉冲电压 V_{nh} 减少为一般由下面的式 (13) 所表示的那样:

$$V_{nh} \cong (V_{out-l} + V_{fd3}) \cdot \frac{N_n}{N_s} \quad (13)$$

[0035] 正脉冲电压 V_{nh} 减小, 因而控制模块 CNT1 的电源电压 V_{cc} 减小为一般由下面的式 (14) 所表示的那样:

$$V_{cc} \cong V_{nh} - V_{fd2} \cong (V_{out-l} + V_{fd3}) \cdot \frac{N_n}{N_s} - V_{fd2} \quad (14)$$

[0037] 如上所述, 在节电模式中, 输出电压减小, 因而控制模块 CNT1 的电源电压 V_{cc} 降低。为了稳定地操作控制模块 CNT1, 电源电压 V_{cc} 要被保持在至少固定值, 从而对于输出电压的减少量设置限度。结果, 无法充分地减小节电模式下的功耗。

发明内容

[0038] 根据本发明的一个方面, 提供一种转换器, 该转换器包括: 配置为切换经由变压器的初级绕组提供的电压的开关元件, 配置为控制定时以便基于通过在初级绕组的电感与在开关元件的源极和漏极之间的电容之间的谐振操作而提供给开关元件的谐振电压来接通开关元件的控制单元, 和配置为设置输出电压的设置单元。当输出电压被设为低电压时, 控制单元根据在缠绕方向不同于初级绕组的第一辅助绕组中感生的第一脉冲电压来接通开关元件, 并基于通过对在缠绕方向与初级绕组相似的第二辅助绕组中感生的第二脉冲电压进行整流和平滑而输出的第二直流电压来进行操作。

[0039] 参照附图, 根据下面对示例性实施例的详细描述, 本发明的进一步特征和方面将变得更加明显。

附图说明

[0040] 并入说明书中并构成其一部分的附图示出了本发明的示例性实施例、特征和方面，并与说明书的描述一起用于解释本发明的原理。

[0041] 图 1 示出根据本发明的第一示例性实施例的准谐振转换器的电路。

[0042] 图 2 示出根据第一示例性实施例当准谐振转换器处于正常模式时的电压波形。

[0043] 图 3 示出根据第一示例性实施例当准谐振转换器处于节电模式时的电压波形。

[0044] 图 4 示出根据本发明的第二示例性实施例的准谐振转换器的电路。

[0045] 图 5 示出根据本发明的第三示例性实施例的准谐振转换器的电路。

[0046] 图 6 示出传统的准谐振转换器的电路。

[0047] 图 7 示出在传统的准谐振转换器的操作期间的操作波形。

[0048] 图 8 示出传统的准谐振转换器的电路。

[0049] 图 9A 和 9B 示出当传统的准谐振转换器分别处于正常模式下和处于节电模式下的电压波形。

具体实施方式

[0050] 下面将参照附图来详细地描述本发明的各种示例性实施例、特征和方面。

[0051] 图 1 示出根据本发明的第一示例性实施例的准谐振转换器的电路。图 2 示出当准谐振转换器处于正常模式下的电压波形。图 3 示出当准谐振转换器处于节电模式时的操作。

[0052] 在此示例性实施例中，除了在图 8、图 9A 和图 9B 中示出的准谐振转换器的部件外，准谐振转换器还包括整流和平滑电路，该整流和平滑电路包括变压器 T1 的第二辅助绕组 Nh、二极管 D4 和电容器 C5（被称作正向耦合（forward coupling）的配置）。由第二辅助绕组 Nh、二极管 D4 和电容器 C5 产生的直流电压被设为控制模块 CNT1 的电源电压 Vcc，控制模块 CNT1 对充当开关元件的场效应晶体管 FET1 进行开 / 关定时控制。准谐振转换器的初级绕组 Np 的电感和初级谐振电容器 C2 的电容之间的 LC 谐振操作（谐振现象）是共同的，因此用相似的附图标记来表示相似的部分。

[0053] 下面，参考图 1 至图 3 来描述本示例性实施例的操作。

[0054] 图 1 中示出的准谐振转换器包括输出电压设置电路，该输出电压设置电路包括电阻器 Ra、Rb、Rc、R8 和场效应晶体管 FET2。节电信号 /PSAVE 从电子设备（以下称作设备）的控制组件 CPU1 提供给输出电压设置电路。基于 /PSAVE 信号，控制组件 CPU1 将设备从正常模式变为节电模式。

[0055] 控制组件 CPU1 将 /PSAVE 信号设为 H 电平以将设备设置于正常模式，而将该信号设为 L 电平以将设备设置于节电模式。/PSAVE 信号被提供给场效应晶体管 FET2。在正常模式下，更具体地，当 /PSAVE 信号在 H 电平时，场效应晶体管 FET2 被接通以并联连接电阻器 Rb 和电阻器 Rc。于是，通过电阻器 Ra 和并联电阻 (Rb//Rc) 分割输出电压而产生的电压被提供给分流调节器 IC1 的 ref 端。这样，在正常模式下的输出电压 Vout-h 一般由下面的式 (15) 表示，其中 Vref 代表分流调节器的参考电压：

$$V_{out-h} \cong \frac{R_a + (R_b // R_c)}{(R_b // R_c)} \cdot V_{ref} \quad (15)$$

[0057] 并联电阻 ($R_b // R_c$) 是电阻器 R_b 和 R_c 的并联电阻值,一般由下面的式 (16) 表示:

$$R_b // R_c = \frac{R_b \cdot R_c}{R_b + R_c} \quad (16)$$

[0059] 在节电模式下,更具体地,当 /PSAVE 信号在 L 电平时,场效应晶体管 FET2 被断开以隔开电阻器 R_c 。因此,提供给分流调节器 IC1 的 ref 端的电压变成由电阻器 R_a 和 R_b 分割输出电压而产生的电压。这样,节电模式的输出电压 V_{out-l} 一般由下面的式 (17) 表示:

$$V_{out-l} \cong \frac{R_a + R_b}{R_b} \cdot V_{ref} \quad (17)$$

[0061] 这样,节电模式的输出电压 V_{out-l} 比正常模式的输出电压 V_{out-h} 低。

[0062] 图 2 示出在正常模式下准谐振转换器的操作波形。当场效应晶体管 FET1 截止时,场效应晶体管 FET1 的漏极和源极之间的电压 V_{ds} 变成大致恒定的电压 $V_h + V_{cl}$ (在时间 t_{12} 至时间 t_{13} 的时间段期间的电压)。除了初级绕组 N_p 以外,变压器 T1 还具有缠绕在其上的次级绕组 N_s 、第一辅助绕组 N_n 和第二辅助绕组 N_h 。次级绕组 N_s 和第一辅助绕组 N_n 的缠绕方向与初级绕组的不同 (被称作反激耦合的配置)。这样,在场效应晶体管 FET1 被断开之后 (时间 t_{12} 至时间 t_{13} 的时间段),在次级绕组 N_s 和第一辅助绕组 N_n 中感生正脉冲电压。另一方面,第二辅助绕组 N_h 的缠绕方向与初级绕组 N_p 的相似 (被称作正向耦合的配置)。这样,在场效应晶体管 FET1 被断开之后 (时间 t_{12} 至时间 t_{13} 的时间段),在第二辅助绕组 N_h 中感生负脉冲电压。在次级绕组 N_s 中感生的脉冲电压由次级整流二极管 D3 和次级平滑电容器 C4 整流和平滑,从而变成大致恒定的输出电压 V_{out-h} 。在此情况下,一般使用输出电压 V_{out-h} 由下面的式 (18) 表示电压 V_{cl} ,其中 V_{fd3} 代表次级整流二极管 D3 的正向电压:

$$V_{cl} \cong (V_{out-h} + V_{fd3}) \cdot \frac{N_p}{N_s} \quad (18)$$

[0064] 在第一辅助绕组 N_n 中感生的正脉冲电压 V_{nnh} 一般使用输出电压 V_{out-h} 由下面的式 (19) 表示:

$$[0065] \quad V_{nh1} \cong (V_{out-h} + V_{fd3}) \cdot \frac{N_n}{N_s} \quad (19)$$

[0066] 在第二辅助绕组 Nh 中感生的负脉冲电压 Vnh1 一般使用输出电压 Vout-h 由下面的式 (20) 表示：

$$[0067] \quad V_{nh1} \cong (V_{out-h} + V_{fd3}) \cdot \frac{N_h}{N_s} \quad (20)$$

[0068] 流经次级绕组 Ns 的电流 If 线性地减小至变成零 (时间 t13)。然后, 电压 Vds 开始缓慢地减小 (时间 t13 至时间 t14 的时间段)。该减小电压的波形是在电感 Lp 和电容 Cr1 之间的 LC 谐振现象, 其频率 f0、周期 T0 和初始幅度 A0 一般由下面的式 (21)、(22) 和 (23) 表示。此后, 除非场效应晶体管 FET1 被再次接通, 如图 2 中所示的电压 Vds 的虚线所示, LC 谐振现象在频率 f0 处继续。

$$[0069] \quad f_0 \cong \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p \cdot C_{r1}}} \quad (21)$$

$$[0070] \quad T_0 \cong 2\pi \sqrt{L_p \cdot C_{r1}} \quad (22)$$

$$[0071] \quad A_0 \cong V_{cl} \quad (23)$$

[0072] 电压 Vds 变得在形状上与第一辅助绕组 Nn 的端电压 Vnn 相似。端电压 Vnn 被提供给控制模块 CNT1。控制模块 CNT1 被设置为检测端电压 Vnn 变成零的时间 (t14) 并在从时间 t14 开始经历规定的时间段之后接通场效应晶体管 FET1。准谐振转换器的一个特征是: 基于此配置, 在电压 Vds 变为最低时的时间, 通过接通场效应晶体管 FET1 来降低开关损耗或辐射噪声。从时间 t13 至时间 t14 和从时间 t14 至时间 t15 的时间段 Δt 中的每一个是 LC 谐振周期 T0 的 1/4, 它是已知的值, 一般由下面的式 (24) 表示:

$$[0073] \quad \Delta t \cong \frac{T_0}{4} \cong \frac{\pi \sqrt{L_p \cdot C_{r1}}}{2} \quad (24)$$

[0074] 这样, 通过从时间 t14 开始经历时间段 Δt 后接通场效应晶体管 FET1, 场效应晶

体管 FET1 可在 LC 谐振电压的最低点处被接通 (时间 t15)。在图 2 中,在电压 Vds 减小至零以下并且场效应晶体管 FET1 的体二极管 D1 变得导通的状态下,场效应晶体管 FET1 被接通。在电压 Vds 大致为零时的切换一般被称作零伏开关 (ZVS)。通过零伏开关,可以在接通时大幅降低开关损耗或辐射噪声。

[0075] 当场效应晶体管 FET1 被接通时 (时间 t15 和之后),漏极电流 Id 开始经由变压器 T1 的初级绕组 Np 再次流向场效应晶体管 FET1。在此情况下,在次级绕组 Ns 和第一辅助绕组 Nn 中感生负脉冲电压。另一方面,在第二辅助绕组 Nh 中感生正脉冲电压。在第一辅助绕组 Nn 中感生的负脉冲电压 Vnn1 一般使用电压 Vh 由下面的式 (25) 表示:

[0076]

$$V_{nn1} \cong V_h \cdot \frac{N_n}{N_p} \quad (25)$$

[0077] 在第二辅助绕组 Nh 中感生的正脉冲电压 Vnhh 一般使用电压 Vh 由下面的式 (26) 表示:

$$V_{nhh} \cong V_h \cdot \frac{N_h}{N_p} \quad (26)$$

[0079] 正脉冲电压 Vnhh 由二极管 D4 和电容器 C5 进行整流和平滑,以作为电源电压 Vcc 提供给控制模块 CNT1。此后,控制模块 CNT1 基于电源电压 Vcc 而继续它的操作。在此情况下,电源电压 Vcc 一般由下面的式 (27) 表示,其中 Vf4 代表二极管 D4 的正向电压:

$$V_{cc} \cong V_{nhh} - V_{f4} \cong V_h \cdot \frac{N_h}{N_p} - V_{f4} \quad (27)$$

[0081] 此后,重复从时间 t11 至时间 t15 的时间段内的操作。

[0082] 图 3 示出在节电模式下准谐振转换器的操作波形。在节电模式下,当输出电压从 Vout-h 减少至 Vout-l 时,电压 Vcl 减少为一般由下面的式 (28) 表示的那样。

$$V_{cl} \cong (V_{out-l} + V_{f3}) \cdot \frac{N_p}{N_s} \quad (28)$$

[0084] 当场效应晶体管 FET1 截止时 (时间 t22 至时间 t23),在第一辅助绕组 Nn 中感生的正脉冲电压 Vnnh 减少为一般由下面的式 (29) 表示的那样:

$$V_{nnh} \cong (V_{out-l} + V_{f3}) \cdot \frac{N_n}{N_s} \quad (29)$$

[0086] 在第二辅助绕组 Nh 中感生的负脉冲电压 Vnh1 减少为一般由下面的式 (30) 表示的那样：

$$V_{nh1} \cong (V_{out-1} + V_{fd3}) \cdot \frac{N_h}{N_s} \quad (30)$$

[0088] 另一方面,当场效应晶体管 FET1 接通时(时间 t25 和之后),在第一辅助绕组 Nn 中感生的负脉冲电压 Vnn1 一般使用电压 Vh 由下面的式 (31) 表示：

$$V_{nn1} \cong V_h \cdot \frac{N_n}{N_p} \quad (31)$$

[0090] 在第二辅助绕组 Nh 中感生的正脉冲电压 Vnhh 一般使用电压 Vh 由下面的式 (32) 表示：

$$V_{nhh} \cong V_h \cdot \frac{N_h}{N_p} \quad (32)$$

[0092] 这样,控制模块 CNT1 的电源电压 Vcc 一般由下面的式 (33) 表示：

$$V_{cc} \cong V_{nhh} - V_{fd4} \cong V_h \cdot \frac{N_h}{N_p} - V_{fd4} \quad (33)$$

[0094] 由式 (33) 显而易见的是,电源电压 Vcc 与输出电压 Vout-1 的值无关。这样,在节电模式下,即使当输出电压减小时,控制模块 CNT1 的电源电压 Vcc 也不会降低。对于输出电压的减少量不设置限度,这与上面在背景技术部分中讨论的情况不同。结果,在节电模式中,能够充分地减少输出电压,并且能够足够地减少功耗。

[0095] 下面将描述本发明的第二示例性实施例。

[0096] 在图 1 中示出的第一示例性实施例的配置中,控制模块 CNT1 的电源电压 Vcc 与输出电压 Vout-1 的值无关(第一示例性实施例的式 (33))。由式 (33) 显而易见的是,电源电压 Vcc 与商用交流电源的整流电压 Vh 近似成比例。因此,例如,当电力传输系统的故障导致商用交流电源的电压降低时,电源电压 Vcc 减小,使得控制模块 CNT1 不能继续它的稳定操作。即使当商用交流电源的电压减小时,本示例性实施例能够确保允许控制模块 CNT1 的稳定操作的电源电压 Vcc。

[0097] 图 4 示出根据本发明的第二示例性实施例的准谐振转换器。本示例性实施例具有这样的特征:除了图 1 中示出的第一示例性实施例的准谐振转换器的部件之外,还在辅助绕组 Nn 和控制模块 CNT1 之间设置二极管 D5,并且二极管 D5 的阴极端与电容器 C5 相连接。与第一示例性实施例相似的部分用相似的附图标记表示,并且省略对它们的描述。

[0098] 在图 4 示出的配置中,当商用交流电源的电压在正常范围内时,如在第一示例性实施例中所述,作为控制模块 CNT1 的电源电压 V_{cc} 的直流电压通过由二极管 D4 和电容器 C5 对辅助绕组 Nh 的正脉冲电压进行整流和平滑而获得。在本示例性实施例中,所述直流电压被设为第一直流电压。

[0099] 当商用交流电源的电压减小至正常范围值以下时,通过对辅助绕组 Nh 的正脉冲电压进行整流和平滑而获得的第一直流电压减小。这样,通过由二极管 D5 和电容器 C5 对辅助绕组 Nn 的正脉冲电压进行整流和平滑而获得的第二直流电压作为电源电压 V_{cc} 被提供给控制模块 CNT1。更具体地,基于辅助绕组 Nh 的正脉冲电压的第一直流电压和基于辅助绕组 Nn 的正脉冲电压的第二直流电压中较高的一个被设为电源电压 V_{cc} 。

[0100] 辅助绕组 Nn 的正脉冲电压 V_{nnh} 由下面的式 (34) 表示:

[0101]

$$V_{nnh} \cong (V_{out-h} + V_{fd3}) \cdot \frac{N_n}{N_s} \quad (34)$$

[0102] 这样,电源电压 V_{cc} 一般由下面的式 (35) 表示,其中 V_{fd5} 代表二极管 D5 的正向电压:

[0103]

$$V_{cc} \cong V_{nnh} - V_{fd5} \cong (V_{out-h} + V_{fd3}) \cdot \frac{N_n}{N_s} - V_{fd5} \quad (35)$$

[0104] 由式 (35) 显而易见的是,电源电压 V_{cc} 与商用交流电源的整流电压 V_h 的值无关。因此,商用交流电源的电压减小不会降低电源电压 V_{cc} 。控制模块 CNT1 能够继续它的稳定操作。

[0105] 根据本示例性实施例,即使当商用交流电源的电压降低时,能够确保使能控制模块 CNT1 的稳定操作的电源电压 V_{cc} 。

[0106] 下面将描述本发明的第三示例性实施例。

[0107] 在图 1 示出的第一示例性实施例的配置中,如式 (33) 所示,控制模块 CNT1 的电源电压 V_{cc} 与输出电压 V_{out-1} 的值无关。由式 (33) 显而易见的是,电源电压 V_{cc} 与商用交流电源的整流电压 V_h 近似成比例。因此,举例来说,当电力传输系统的故障使商用交流电源的电压增大时,电源电压 V_{cc} 增大,超过控制模块 CNT1 的额定电压。即使当商用交流电源的电压增大时,本示例性实施例也能防止提供给控制模块 CNT1 的电源电压 V_{cc} 超过额定电压。

[0108] 图 5 示出本示例性实施例的准谐振转换器的电路。本示例性实施例具有这样的特征:除了图 1 中示出的第一示例性实施例的准谐振转换器的部件之外,还设置恒定电压源,所述恒定电压源包括电阻器 R9、齐纳二极管 ZD1 和电容器 C6。齐纳二极管 ZD1 的击穿电压被设为大致等于或小于控制模块 CNT1 的额定电压。与第一示例性实施例中的部分相似的那些部分用相似的附图标记表示,并且省略对它们的描述。

[0109] 在图 5 示出的配置中,当商用交流电源的电压在正常范围内时,更具体地,当通过

由二极管 D4 和电容器 C5 对辅助绕组 Nh 的正脉冲电压进行整流和平滑而产生的直流电压在控制模块 CNT1 的额定范围内时,所述直流电压经由电阻器 R9 和电容器 C6 变成电源电压 Vcc 而被提供给控制模块 CNT1。

[0110] 当商用交流电源的电压超出正常范围时,更具体地,当通过由二极管 D4 和电容器 C5 对辅助绕组 Nh 的正脉冲电压进行整流和平滑而产生的直流电压超出控制模块 CNT1 的额定范围时,所述直流电压被电阻器 R9 和齐纳二极管 ZD1 箝位在控制模块 CNT1 的额定范围内的直流电压。所述直流电压作为电源电压 Vcc 被提供给控制模块 CNT1。更具体地,当所述直流电压大时,对所述直流电压进行变换以将其作为电源电压 Vcc 提供给控制模块 CNT1。

[0111] 结果,即使当商用交流电源的电压超出正常范围时,提供给控制模块 CNT1 的电源电压 Vcc 也不会超过额定电压。

[0112] 即使当商用交流电源的电压增大时,本示例性实施例也能防止提供给控制模块 CNT1 的电源电压 Vcc 超过额定电压。

[0113] 尽管已经参照示例性实施例描述了本发明,但是应当理解,本发明不限于所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便包含所有的变更方式、等同的结构和功能。

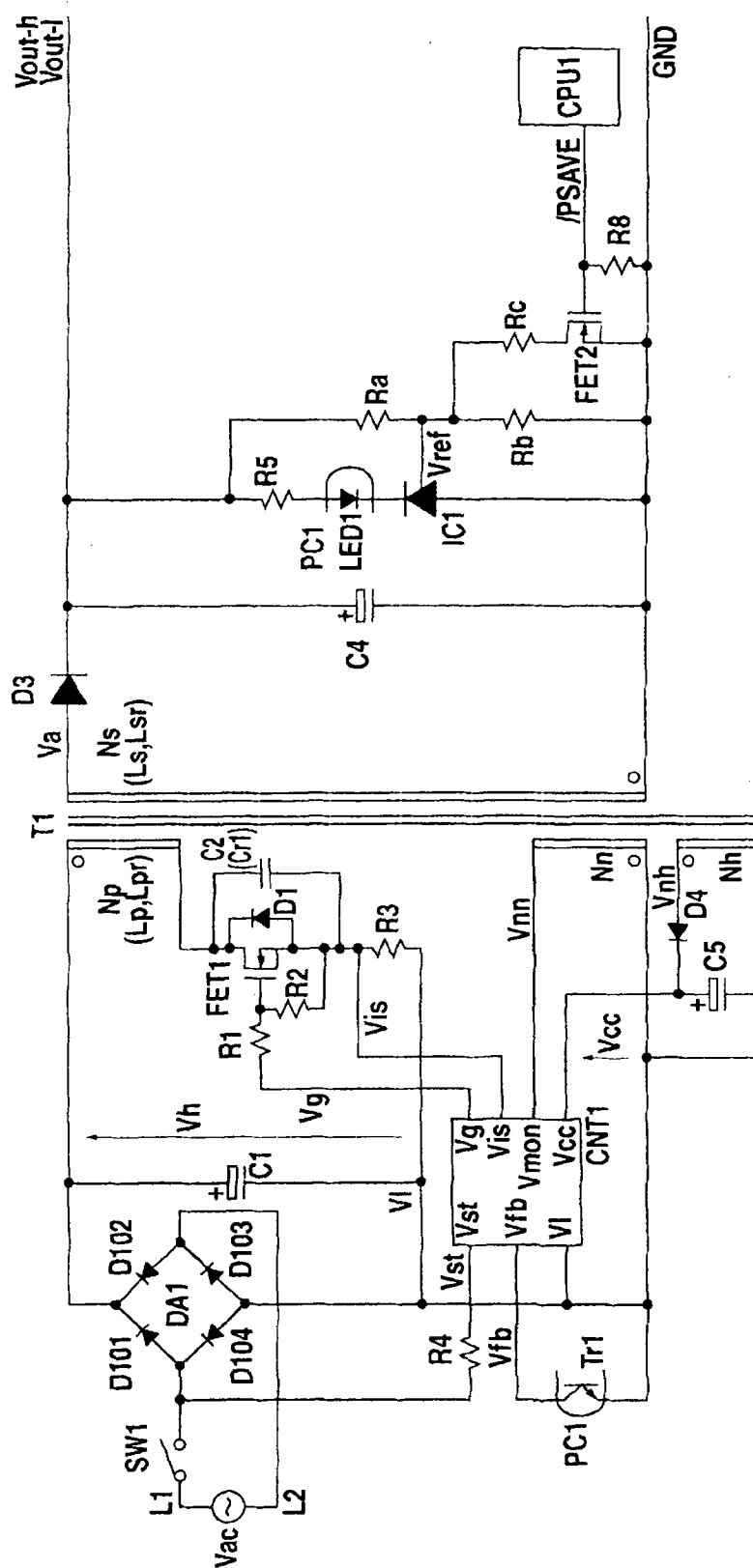


图 1

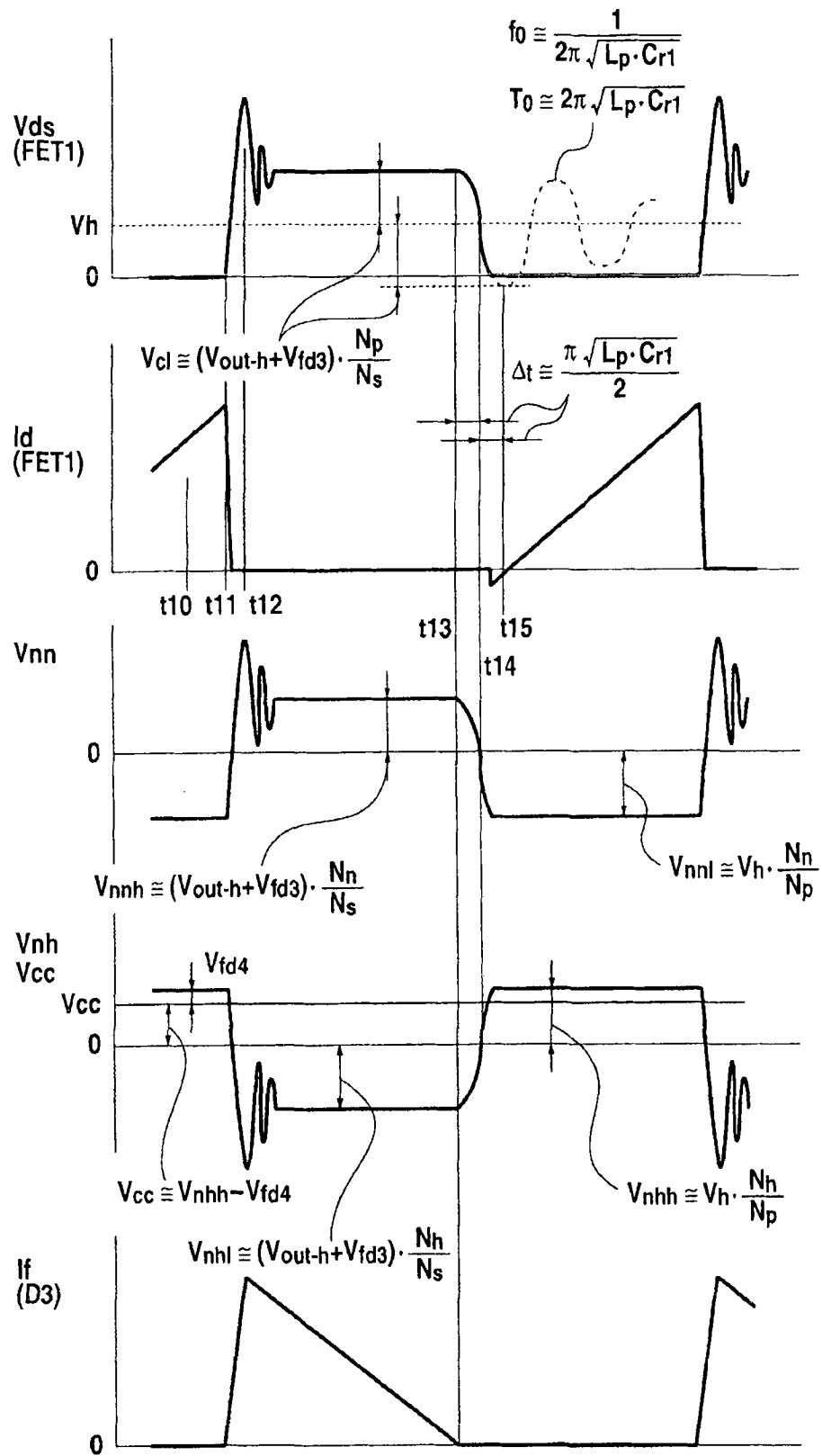


图 2

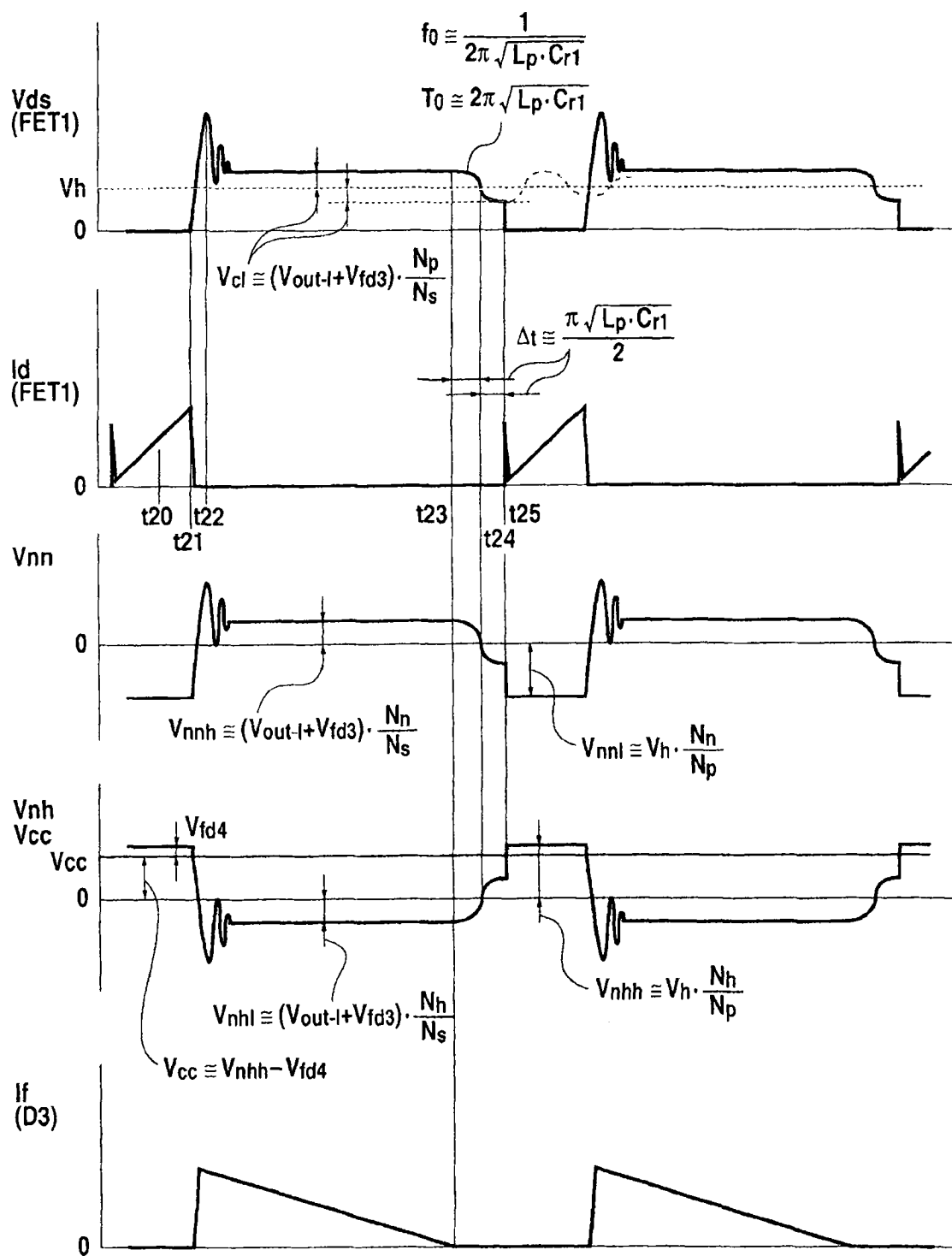


图 3

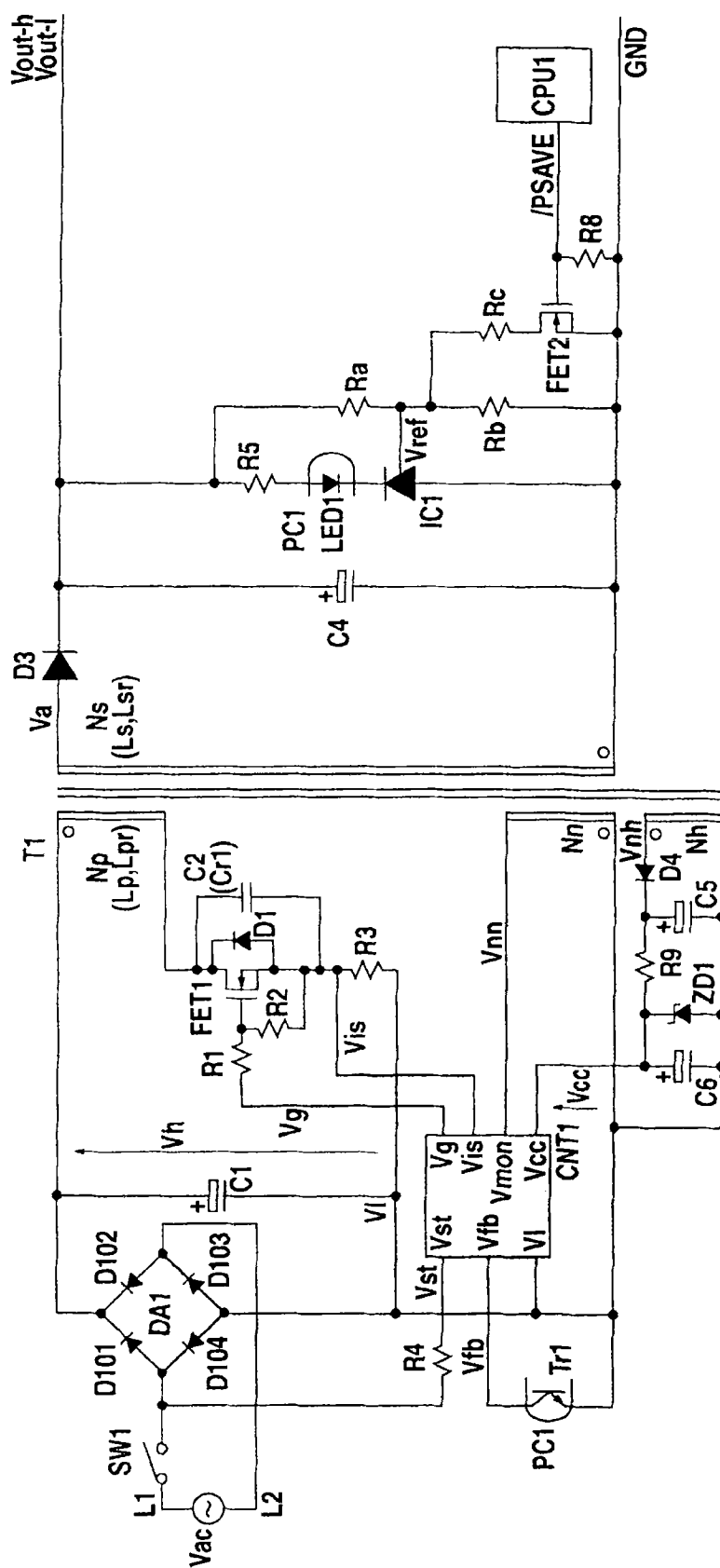


图 5

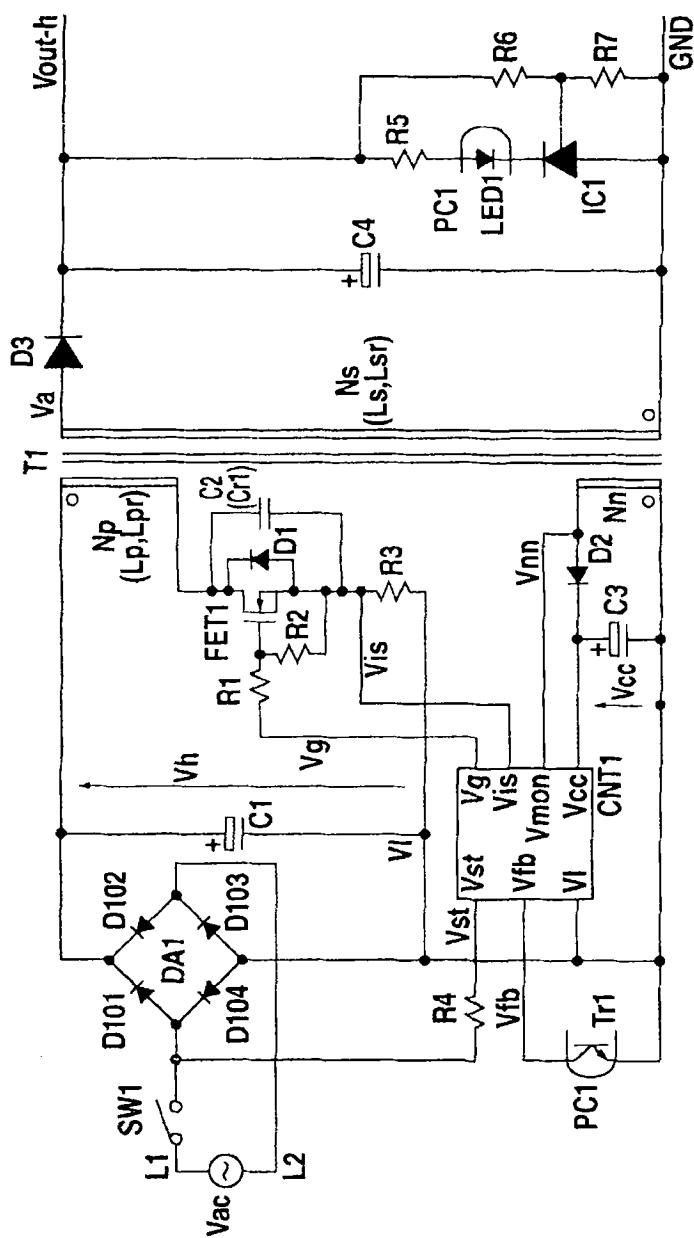


图 6

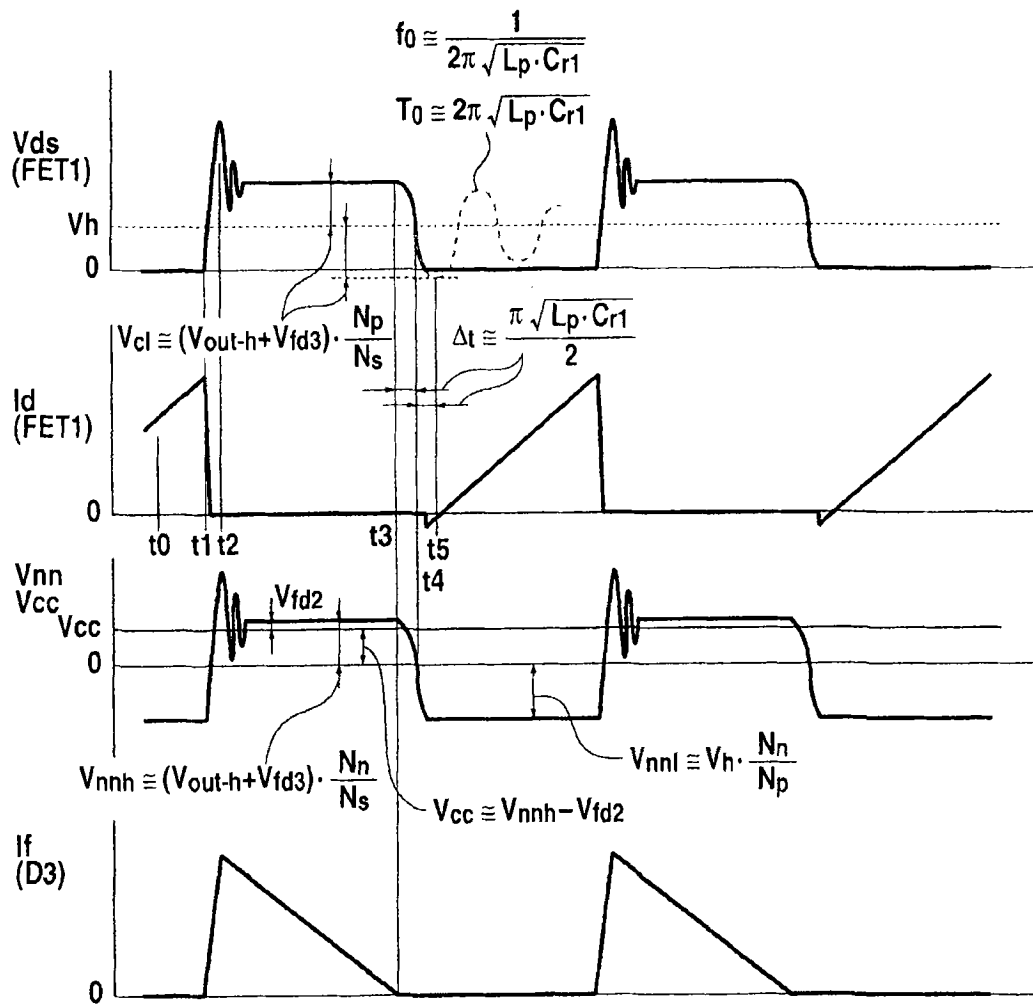


图 7

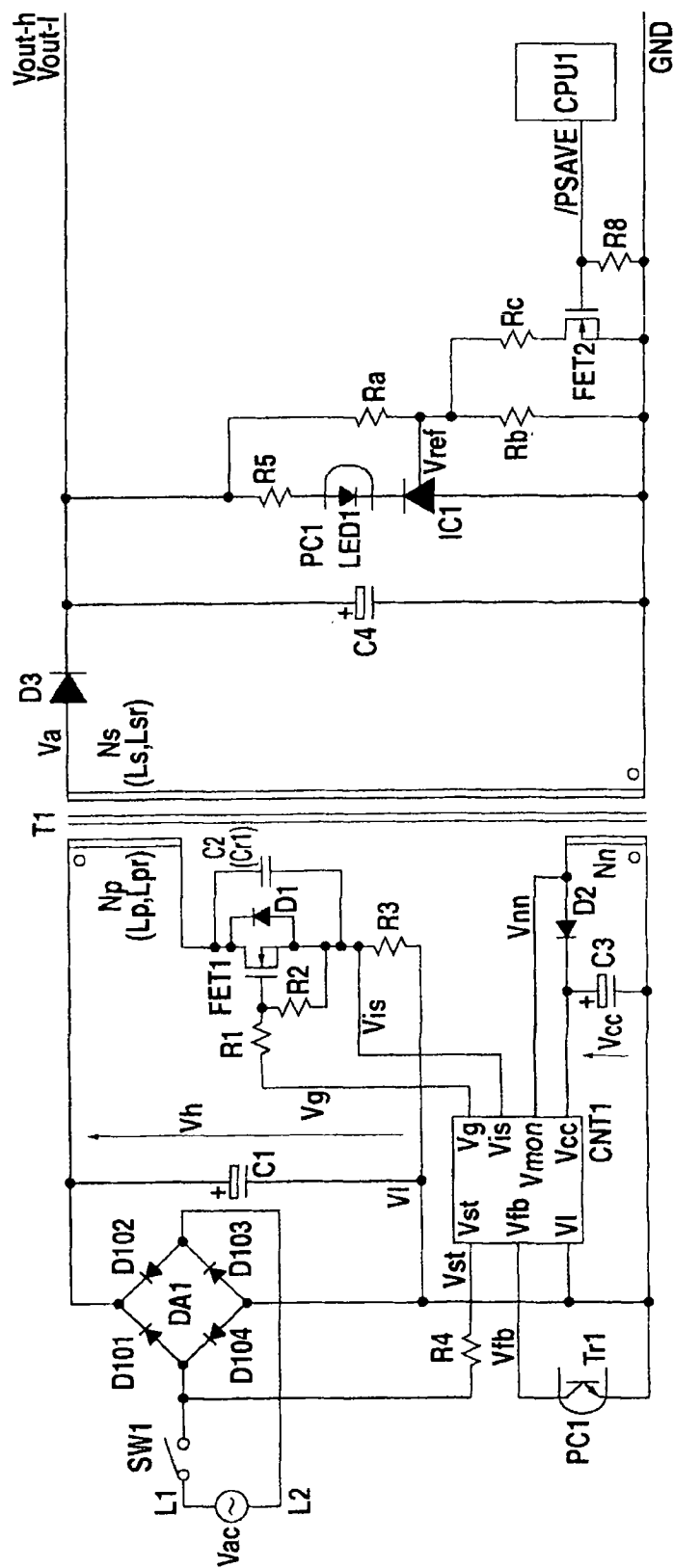


图 8

图9A
正常模式

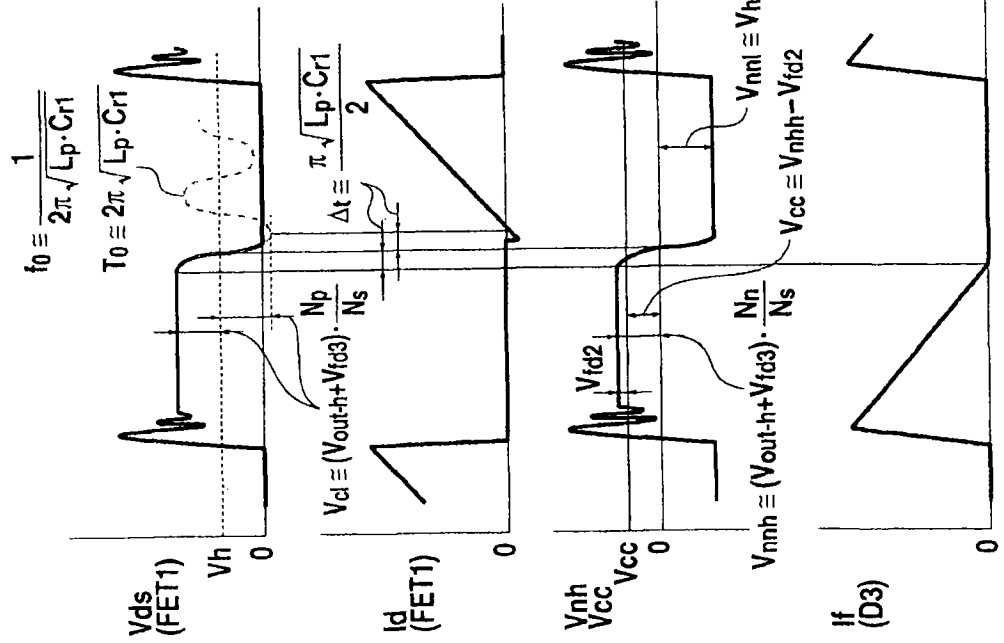


图9B
节电模式

