



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101572487 B

(45) 授权公告日 2013. 08. 28

(21) 申请号 200910138504. 9

CN 1767312 A, 2006. 05. 03, 全文.

(22) 申请日 2009. 04. 27

CN 1080478 C, 2002. 03. 06, 全文.

(30) 优先权数据

审查员 孙建萍

2008-117691 2008. 04. 28 JP

(73) 专利权人 富士电机株式会社

地址 日本神奈川县

(72) 发明人 藤井优孝

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公

司 31100

代理人 张鑫

(51) Int. Cl.

H02M 3/28 (2006. 01)

H02M 7/04 (2006. 01)

(56) 对比文件

JP 特开 2006-304485 A, 2006. 11. 02, 全文.

US 4791544 A, 1988. 12. 13, 全文.

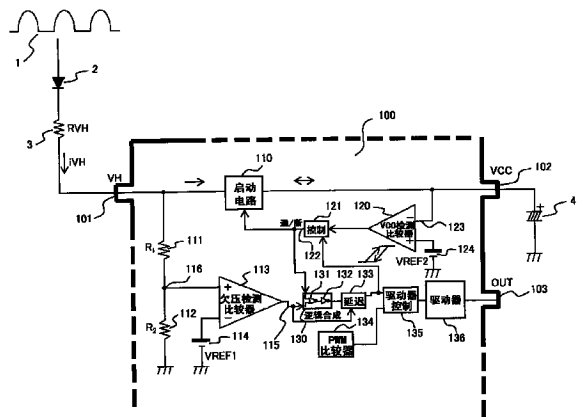
权利要求书1页 说明书7页 附图3页

(54) 发明名称

用于控制开关电源的半导体器件

(57) 摘要

本发明提供一种用于控制开关电源的半导体器件。其中,端子 VH 用作使电流涌入启动电路的电流流入端,并且还用作从分压电阻器的结点提取抽头电压并将该抽头电压施加到欠压检测比较器的正端的电压检测端。欠压检测比较器将施加到正端的抽头电压与基准电压进行比较。当在启动电路被停止的条件下基准电压高于结点上的抽头电压时,欠压检测被启用。被逻辑合成电路合成并被延迟电路延迟了预定时间的逻辑被输入驱动器控制电路,以抑制高速脉冲信号从 PWM 比较器输出。



1. 一种用于控制开关电源的半导体器件,包括:电源端,所述电源端与电容器外部连接,并且电源电压从变压器的辅助绕组线向其输入,所述变压器具有供应有通过对商用电源的交流电压进行全波整流而获得的电压的初级绕组线;

电流流入端,通过限流电阻器向所述电流流入端输入通过对所述商用电源的交流电压进行半波整流或全波整流而获得的电压;

启动电路,所述启动电路使启动电流能从所述电流流入端流向所述电源端以充电所述电容器;

控制单元,所述控制单元控制所述启动电路导通以用所述启动电流充电所述电容器并且控制所述启动电路关断以执行欠压检测;

比较器,所述比较器将从电压检测端经分压电阻器的结点而提取的抽头电压和第一基准电压进行比较,所述比较器在所述控制单元控制所述启动电路关断时检测欠压状态的发生;以及

欠压检测单元,所述欠压检测单元将所述比较器的输出和所述控制单元的输出作为输入,并且通过感测所述欠压状态的出现是否持续了预定时间来检测欠压;

其中所述欠压检测仅在所述启动电路被关断时执行,以使所述启动电路的电流流入端与用于检测欠压的所述电压检测端共用。

2. 如权利要求 1 所述的用于控制开关电源的半导体器件,其特征在于:

所述比较器包括具有两个基准电压的磁滞比较器;以及

所述两个基准电压之一被用作与用于检测所述欠压的所述第一基准电压不同的基准电压,以使所述欠压检测单元被用于检测欠压消除。

3. 如权利要求 1 所述的用于控制开关电源的半导体器件,其特征在于,还包括比较单元,所述比较单元将所述电源端的输入电压与第二基准电压进行比较,其中所述比较单元的输出被提供给所述控制单元。

4. 如权利要求 3 所述的用于控制开关电源的半导体器件,其特征在于,所述比较单元包括具有两个基准电压的磁滞比较器。

5. 一种交流一直流转换器,所述交流一直流转换器通过使用如权利要求 1 至 4 中任一项所定义的用于控制开关电源的半导体器件来控制开关元件。

## 用于控制开关电源的半导体器件

### [0001] 发明背景

#### 技术领域

[0002] 本发明涉及一种用于控制开关电源的半导体器件。本发明尤其涉及用于控制开关电源的半导体器件,其中不提供用于检测欠压的任何特殊输入端就能进行欠压检测(低电压交流输入的应用需要保护以免发生故障)。

#### 背景技术

[0003] 迄今已知诸如具有电源端 Vcc、用于挂起开关操作的抑制端 M、输出端 OUT 和反馈端 FB 的开关电源控制 IC 之类的开关电源控制半导体器件,其中开关元件由电压检测电路的输出操作以检测输入变压器的初级线圈的输入电压,使得连接至该开关元件的抑制端 M 通过电阻器短路接地,从而挂起主开关元件的操作(参见 JP-A-2006-14465)。

[0004] 迄今还已知例如开关电源控制半导体器件,其具有用于检测输入电压的输入电压检测单元、用于获得比交流电压的周期长由电容器所定义的时间常数的操作时间的定时器、用于对电容器充电/放电的充电/放电单元、用于基于输入电压检测单元所检测到的输入电压来控制充电/放电单元的定时器控制单元,其中提供欠压检测功能以使得输入变压器的初级线圈的输入电压的值在定时器的操作期间能被稳妥地检测到,同时对定时器的电容器的充电/放电可由定时器控制单元基于输入电压检测单元所检测到的电压值来控制(参见 JP-A-2006-304485)。

[0005] 迄今进一步已知具有欠压检测功能的直流-直流转换器,其中输入到变压器的初级线圈的输入电压和从变压器的次级线圈获得的输出电压的异常减小被快速检测到以便暂停开关操作,并且即使当输入电压在开关操作被输入电压的减小暂停之后短暂地增加时也稳定地保持暂停状态(参见 JP-A-2001-258249)。

[0006] 迄今进一步已知用于导通/关断连接在变压器的初级侧主绕组线与接地之间的开关元件以便向连接至变压器的次级侧的负载供电的开关电源控制半导体器件,其包括:电源端,其与电容器外部连接并且电源电压从变压器的初级侧辅助绕组线向其输入;启动端,供给变压器的初级侧的电压向其输入;充电启动元件,其使启动电流能从启动端流向电源端以对电容器充电;控制电路,其执行控制以使启动电流在启动之际即流动;以及启动电路,其设有保持启动电流恒定的启动电流调节电路(参见 JP-A-2006-204082)。

#### 发明内容

[0007] 尽管在 JP-A-2006-14465、JP-A-2006-304485 和 JP-A-2001-258249 中所公开的开关电源控制半导体器件中的每一个都被设计成检测输入变压器的初级线圈的输入电压,但必须分别并单独地提供用于欠压检测的专用管脚以及用于启动电流流入和充电的专用管脚。出于此原因,存在开关电源控制半导体器件中的管脚数目增大这一问题。由于总是需要减少半导体器件中的管脚数目,管脚数目的增大与该要求背道而驰。

[0008] 在 JP-A-2006-204082 中所公开的开关电源控制半导体器件中,提供了与本发明中相同的启动电路但并没有涉及减少开关电源控制半导体器件中的管脚数目的技术。

[0009] 在 JP-A-2006-204082 中所公开的开关电源控制半导体器件中,如果欠压可通过电流流入和充电端 VH 来检测,则管脚数目可被减少,但存在以下问题。即,当用于向变压器的初级侧线圈供应输入电压的 AC(交流)电源用于使得启动电流在启动之际能流入启动电路时,来自该 AC(交流)电源的输入电压被直接输入高电压输入端 VH。因此必须提供具有若干  $K\Omega$  的高电阻的限流电阻器 RVH,以便采取措施应付诸如高电压输入端 VH 与接地 GND 之间的短路之类的异常性。当启动电路为开时,启动电流经由限流电阻器 RVH 流入启动电路,使得在限流电阻器 RVH 上出现电压降。出于此原因,限流电阻器 RVH 的高电势侧上的电压很难通过欠压检测比较器来检测。相应地,为避免此难题,需要以与 JP-A-2006-14465、JP-A-2006-304485 和 JP-A-2001-258249 中的每一者中所公开的开关电源控制半导体器件中相同的方式来提供用于欠压检测的专用管脚以及用于启动电流流入和充电的专用管脚作为集成电路。结果,因为用于欠压检测的专用管脚以及用于启动电流流入和充电的专用管脚是必需的,因此存在管脚数目增大这一问题。

[0010] 因此,为了解决前述问题,本发明的目的在于提供用于控制开关电源的半导体器件,其中用于欠压检测的电压检测端与用于启动电路的电流流入端共用,使得不提供用于欠压检测的任何特殊输入端就能启用欠压检测。

[0011] 为实现前述目的,本发明提供一种用于控制开关电源的半导体器件,包括:电源端,该电源端与电容器外部连接,并且电源电压从变压器的辅助绕组线向其输入,该变压器具有供应有通过对商用电源的交流电压进行全波整流而获得的电压的初级绕组线;电流流入端,通过限流电阻器向该电流流入端输入通过对商用电源的交流电压的进行半波整流或全波整流而获得的电压;启动电路,该启动电路使启动电流能从电流流入端流向电源端以充电该电容器;控制单元,该控制单元控制启动电路导通以用启动电流充电该电容器并且控制启动电路关断以执行欠压检测;比较器,该比较器在控制单元控制启动电路关断时检测欠压状态的发生;以及欠压检测单元,该欠压检测单元将比较器的输出和控制单元的输出生作为输入,并且通过感测欠压状态的出现是否持续了预定时间来检测欠压,其中欠压检测仅在启动电路被关断时执行,以使启动电路的电流流入端与用于检测欠压的电压检测端共用。

[0012] 根据本发明,启动电路被导通/关断,使得电流流入端上的电压仅在其中没有电流流入启动电路的时段中才被检测。因此,可在没有从输入交流电源线至电流流入端的阻抗的影响下,准确地监视交流输入电压的变动。结果就能够提供用于控制开关电源的半导体器件,其中电压检测端与电流流入端共用,使得不提供用于欠压检测的任何特殊输入端就能启用欠压检测。

#### 附图说明

[0013] 图 1 是示出根据本发明实施例的开关电源控制半导体器件的配置的示图;

[0014] 图 2 是用于解释根据本发明实施例的在启动时的欠压消除操作的时序图;以及

[0015] 图 3 是用于解释根据本发明实施例的欠压检测操作的时序图。

## 具体实施方式

[0016] 以下将参照附图描述本发明的实施例。

[0017] 图 1 是示出根据本发明实施例的开关电源控制半导体器件的配置的框图。在图 1 中,开关电源控制半导体器件(此后简称为“电源控制 IC”)100 的配置在设有突出的实线框中示出,这些突出代表电源控制 IC 100 的端子。

[0018] 即,端子 VH(101) 是高电压输入端,通过对商用电源(未图示)进行半波整流而获得的交流输入电压 1 被输入到该高电压输入端。高电压输入端 VH(101) 用作用于使电流流入启动电路 110 并使充电电流流入与电源端 VCC 外部连接的电容器的电流流入端(将在以后描述)。高电压输入端 VH(101) 还用作电压检测端,其连接至电源控制 IC 100 中的分压电阻器  $R_1$ (111) 与  $R_2$ (112) 的串联电路,使得从分压电阻器  $R_1$ (111) 与  $R_2$ (112) 的结点 116 处提取的抽头电压被施加到欠压检测比较器 113 的正端。顺便指出,分压电阻器  $R_1$ (111) 和  $R_2$ (112) 被设为具有高电阻值,使得从端子 VH(101) 经由分压电阻器  $R_1$ (111) 和  $R_2$ (112) 流向地的电流可被忽略。

[0019] 提供端子 VCC(102) 以使得在启动时经由电流流入端(101) 流入启动电路 110 的启动电流  $i_{VH}$  流入与端子 VCC 外部连接的电容器 4,从而对电容器 4 充电。相应地,当电容器 4 以启动电流  $i_{VH}$  充电时,高电压输入端 VH(101) 上的电压高于端子 VCC(102) 上的电压。提供变压器(未图示)以使得通过对商用电源(未图示)进行全波整流而获得的交流输入电压被施加到变压器的初级绕组线上。当在前述条件下变压器的辅助绕组线(未图示)中感应出的交流电压经由整流二极管(未图示)连接至电容器 4 的正端时,电容器 4 的正端连接至端子 VCC。相应地,端子 VCC 上的电压随着电容器 4 被充电而增大。当端子 VCC 上的电压超过预定电平时,端子 VCC 向电源控制 IC 100 的相应组成元件供电。相应地,端子 VCC(102) 被称为“电源端”。

[0020] 端子 OUT(103) 是用于将电源控制 IC 100 的输出信号供给连接至变压器(未图示)的初级侧主绕组线(未图示)的主开关元件(未图示,但一般被设为由 MOSFET 等制成的功率晶体管)的栅极端(未图示)的端子,其中通过对商用电源(未图示)进行全波整流而获得的交流输入电压被输入该变压器的此初级侧主绕组线。基于电源控制 IC 100 从端子 OUT 供给主开关元件(未图示)的栅极端(未图示)的输出信号来控制主开关元件(未图示)的通/断操作,使得在变压器的次级侧感应出的交流电压被整流从而获得合需直流输出电压。关于端子 OUT(103) 的此部分配置与 JP-A-2006-204082 中图 2 中的相同。

[0021] 尽管电源控制 IC 100 除端子 VH(101)、端子 VCC(102) 和端子 OUT(103) 以外还具有用于经由电阻器(未图示)作为电压来检测流入主开关元件(未图示)的电流的 IS(电流检测)端、用于反馈控制以前述方式获得的直流输出电压的 FB(反馈)端等,但 IS 端、FB 端等的图解和描述将被省略,因为 IS 端、FB 端等并非直接涉及本发明的主旨。

[0022] 如上所述,端子 VH(101) 用作用于使电流流入启动电路 110 的电流流入端,并且还作用于从分压电阻器  $R_1$ (111) 与  $R_2$ (112) 的结点 116 提取抽头电压并将该抽头电压施加到欠压检测比较器 113 的正端的电压检测端。另一方面,通过对商用电源(未图示)进行半波整流所获得的交流输入电压 1 经由防反向电流二极管 2 和限流电阻器 RVH 3(一般为  $3k\Omega$  或更大)被施加到端子 VH(101) 上。尽管本发明的操作已针对其中施加到端子 VH(101) 上的电压是通过半波整流来获得的情形作了描述,但是本发明并不被限定于此并

且该电压理所当然地可通过全波整流来获得。为何以半波整流为例的原因在于与使用全波整流相比,使用半波整流可减小在关断周期中流入启动电路 110 的电流,因为即使启动电路 110 被关断也会有微小的电流流入启动电路 110。

[0023] 在启动时,启动电路 110 被控制成导通,使得来自经半波整流的交流输入电压 1 的启动电流  $i_{VH}$  经由限流电阻器  $R_{VH}$  3 流入启动电路 110。流入启动电路 110 的启动电流  $i_{VH}$  进一步流入与电源端 VCC(102) 外部连接的电容器 4,从而对电容器 4 充电并增大端子 VCC(102) 上的电压。顺便指出,用于控制启动电路 110 的通 / 断操作的控制信号 ON/OFF 从用于监视 VCC 检测比较器 120 的输出的控制电路 121 输出。在启动时,控制电路 121 输出控制信号 ON 作为输出控制信号 122。该控制信号将在以后描述。

[0024] 如上所述,端子 VH(101) 还作用于从分压电阻器  $R_1$ (111) 与  $R_2$ (112) 的结点 116 提取抽头电压并将抽头电压施加到欠压检测比较器 113 的正端的电压检测端。另一方面,基准电压  $V_{REF1}$ (114) 被施加到欠压检测比较器 113 的负端。欠压检测比较器 113 将施加到正端的抽头电压与基准电压  $V_{REF1}$  进行比较。当基准电压  $V_{REF1}$ (114) 低于结点 116 上的抽头电压时,欠压检测比较器 113 的输出 115 具有逻辑 H(高)。另一方面,当基准电压  $V_{REF1}$ (114) 高于结点 116 上的抽头电压时,欠压检测比较器 113 的输出 115 具有逻辑 L(低)。相应地,在检测到欠压 (AC 输入电压 1 减小到低于欠压检测阈值电压  $V_{thB0}$  (参见图 3)) 的状态中,欠压检测比较器 113 的输出 115 具有逻辑 L,使得逻辑 L 输出被输入逻辑合成电路 130 作为下一阶段。顺便指出,欠压检测比较器 113 由还能检测过压 (以后将描述) 的磁滞比较器构成。欠压检测比较器 113 中的两个基准电压 (尽管图 1 中示出单个电压源 (基准电压  $V_{REF1}$ (114))) 被设为通过由分压电阻器  $R_1$ (111) 和  $R_2$ (112) 分压过压检测阈值电压  $V_{thBI}$  和欠压检测阈值电压  $V_{thB0}$  (将参考图 2 和 3 的时序图来描述) 所获得的电压。作为参考,欠压检测阈值电压  $V_{thB0}$  和过压检测阈值电压  $V_{thBI}$  的具体值例示如下。当商用交流电源 (未示出) 为  $100V_{交流}$  时,欠压检测阈值电压被设为  $V_{thB0} = 70V_{交流} = 70 * (\sqrt{2})V_{直流}$ ,过压检测阈值电压被设为  $V_{thBI} = 80V_{交流} = 80 * (\sqrt{2})V_{直流}$ 。

[0025] 在图 1 中所示的示例中,逻辑合成电路 130 包括 NOR (或非) 电路 131 和反相器电路 132。作为逻辑合成电路 130 的输入信号,欠压检测比较器 113 的输出 115 和控制电路 121 的输出 122 被输入 NOR 电路 131。欠压检测在控制电路 121 的输出 122 为 OFF 信号时被执行。该 OFF 信号在逻辑电平上被设为表达 L(低)。相应地,当检测到欠压时 (具体参见图 3),欠压检测比较器 113 的输出 115 的逻辑 L 和控制电路 121 的输出 122 的逻辑 L 被输入 NOR 电路 131,使得 NOR 电路 131 的输出具有逻辑 H。NOR 电路 131 的输出的逻辑 H 被输入反相器电路 132,使得反相器电路 132 的输出具有逻辑 L。反相器电路 132 的输出的逻辑 L 被输入延迟电路 133。另一方面,当欠压检测比较器 113 的输出 115 作为用于复位延迟电路 133 的复位信号被输入延迟电路 133,但复位延迟电路 133 的该信号 (逻辑 H) 在延迟电路 133 测量到预定延迟时间 (> 商用电源的周期) 之前未被输入时,逻辑 L 作为延迟电路 133 的输出被输入驱动器控制电路 135。(此操作也在输入复位信号的情形中执行。否则,逻辑 H 作为延迟电路 133 的输出被输入驱动器控制电路 135。)结果,驱动器控制电路 135 阻止 PWM 比较器 134 向驱动器 136 输出经脉宽调制的高速脉冲信号。出于此原因,电源控制 IC 100 经由驱动器 136 在端子 OUT(103) 上输出的输出信号被阻止输入到主开关元件 (未图示) 的栅极,从而主开关元件 (未图示) 的通 / 断操作被暂停 (处于 OFF 状态中)。

顺便指出,逻辑合成电路 130 的前述配置并不被限定于因图 1 中所示的 NOR 电路 131 和反相器电路 132 的逻辑合成,并且可被以各种方式修改而不脱离其主旨。

[0026] 根据前述配置,欠压检测仅在启动电路 110 的 OFF 时段中才执行,但过压检测不管启动电路 110 为通或断总是被执行。在这种场合中,当启动电路 110 为开时,除非交流输入电压 1 高于过压检测阈值电压  $V_{thBI}$ , 否则由于限流电阻器 RVH 3 的电压降而不检测过压。然而,检测到交流输入电压 1 充分高这一事实,因此不存在何时将其判断为过压的问题。这被称为第一过压检测方法。或者,过压检测可按照与欠压检测相同的方式被局限于启动电路 110 的 OFF 时段。这被称为第二过压检测方法。第二过压检测方法可如下达成。例如,生成通过对控制电路 121 的输出 122 的经反相信号与欠压检测比较器 113 的输出 115 取或 (OR) 所获得的 OR 信号,使得当 OR 信号的逻辑电平转到 H 时延迟电路 133 可被复位。

[0027] VCC 检测比较器 120 将在以下描述。电源端 VCC(102) 上的电源电压 123 被输入 VCC 检测比较器 120 的负端,同时基准电压 VREF2(124) 被输入 VCC 检测比较器 120 的正端。在这种条件下,VCC 检测比较器 120 将电源端 VCC(102) 上的电源电压 123 与基准电压 VREF2(124) 进行比较。当基准电压 VREF2(124) 高于 VCC 上的电源电压 123 时,VCC 检测比较器 120 的输出具有逻辑 H(高)。该逻辑 H 信号被输入控制电路 121,使得控制电路的输出 122 具有逻辑 H。逻辑 H 信号 122 用作控制信号 ON。在启动时,该控制信号被置于 ON 状态。

[0028] 另一方面,当基准电压 VREF2(124) 低于 VCC 上的电源电压 123 时,VCC 检测比较器 120 的输出具有逻辑 L(低)。该逻辑 L 信号被输入控制电路 121,使得控制电路的输出 122 具有逻辑 L。逻辑 L 信号 122 用作控制信号 OFF。在欠压检测时,该控制信号被置于 OFF 状态。此场合将在以后描述。顺便指出,VCC 检测比较器 120 由磁滞比较器构成。VCC 检测比较器 120 中的两个基准电压(尽管图 1 中示出单个电压源(基准电压 VREF2(124)))被设为  $V_{ccBOH}$ (第一阈值电压)和  $V_{ccBOL}$ (第二阈值电压),这将参考图 2 和 3 的时序图来描述。

[0029] 图 2 是用于解释根据本发明实施例的启动时的欠压消除操作的时序图。在图 2 的时序图中,启动电路 110 在启动时间  $t_0$  时如上所述地处于 ON 状态。当经半波整流的交流输入电压 1 被输入高电压输入端 VH(101) 时,启动电流  $i_{VH}$  流入启动电路 110。另一方面,电源端 VCC(102) 上的电源电压 123 在启动时约为 0V。电源端 VCC(102) 上的电源电压 123 随着时间流逝而缓慢增大。

[0030] 如 JP-A-2006-204082 的图 1 以及关于图 1 的描述中所示,启动电路 110 设有保持启动电流  $i_{VH}$  恒定的启动电流调节电路(未图示)。当高电压输入端 VH(101) 上的电压比电源端 VCC(102) 上的电压高出某个程度时,启动电流  $i_{VH}$  就可保持恒定。如图 2 中所示,启动电流  $i_{VH}$  在高电压输入端 VH(101) 前沿上的波形基本上与输入高电压输入端 VH(101) 的电压的波形成正比,使得当输入高电压输入端 VH(101) 的电压变成高到某个程度时启动电流  $i_{VH}$  表现出恒电流特性。随着电源端 VCC(102) 上的电压根据启动电流  $i_{VH}$  而增大,启动电流  $i_{VH}$  的前沿逐渐滞后于输入高电压输入端 VH(101) 的电压的前沿。

[0031] 在时间  $t_1$ , VCC 检测比较器 120 通过检测到输入 VCC 检测比较器 120 的负端的电源端 VCC(102) 的电压 123 超过基准电压 VREF2(124) 的第一阈值电压  $V_{ccBOH}$  而输出逻辑 L。逻辑 L 被输入控制电路 121。作为结果,控制电路 121 输出 OFF 信号作为输出 122。相

应地,启动电路 110 被关断以获得其中过压和欠压两者皆可被检测的时段。然而,欠压消除并不在时间  $t_1$  与时间  $t_2$  之间的时段中执行,因为高电压输入端 VH(101) 上的电压并未超过施加到欠压检测比较器 113 的负端上以进行过压检测的过压检测阈值电压  $V_{thBI}$ 。然而,由于启动电路 110 处于 OFF 状态,因此没有启动电流  $i_{VH}$  流入启动电路 110,并且相应地,没有充电电流流入连接至电源端 VCC(102) 的电容器 4。相应地,电源端 VCC(102) 的电势降低。当电源端 VCC(102) 降低后的电势变得低于施加到 VCC 检测比较器 120 的正端的基准电压  $V_{REF2}$ (124) 的第二阈值电压  $V_{ccBOL}$  时,VCC 检测比较器 120 检测到该事实并输出逻辑 H。逻辑 H 被输入控制电路 121。结果,控制电路 121 输出 ON 信号作为输出 122。相应地,启动电路 110 在  $t_2$  处被导通,使得充电电流  $i_{VH}$  能再次流入电容器 4。随后,当 VCC 检测比较器 120 在时间  $t_3$  时检测到输入 VCC 检测比较器 120 的负端的电源端 VCC(102) 上的电压 123 超过基准电压  $V_{REF2}$ (124) 的第一阈值电压  $V_{ccBOH}$  时,控制电路 121 输出 OFF 信号作为输出 122 以获得其中过压和欠压两者皆可被检测的时段。当欠压检测比较器 133 在过压可检测时段(在第一过压检测方法的情形中为全部时间,或者在第二过压检测方法的情形中为启动电路 110 的 OFF 状态)中检测到输入高电压输入端 VH(101) 的电压超过施加到欠压检测比较器 113 的负端用于进行过压检测的过压检测阈值电压  $V_{thBI}$  时,欠压检测比较器 133 输出逻辑 H 作为输出 115 以获得欠压消除,即过压。在图 2 中,当因为欠压检测比较器 113 检测到输入高电压输入端 VH(101) 的电压超过了过压检测阈值电压  $V_{thBI}$  而可执行过压时,电源控制 IC(100) 在  $t_3$  处进入正常操作。

[0032] 图 3 是用于解释根据本发明实施例的欠压操作(用于判断是否确为欠压状态的操作)的时序图。图 3 的时序图示出其中电源控制 IC 100 在时间  $t_{10}$  处正常地操作的状态。即,启动电路 110 在图 2 中所示的过压之后通过正常操作被关断(在过压状态中,启动电路 110 根据延迟电路 133 的输出信号被关断而不管 VCC 检测比较器 120 的输出如何)。在这种场合下,高于过压检测阈值电压  $V_{thBI}$  的经半波整流的交流输入电压 1 被输入高电压输入端 VH(101)。在这种场合下,延迟电路 133 因如上所述的过压状态而处于 OFF 状态,使得正常的开关操作被执行。相应地,电源端 VCC(123) 上的电源电压 123 被保持在由辅助绕组线给定的稳态值(设置电压)上。

[0033] 在时间  $t_{10}$  与时间  $t_{11}$  之间的时段中,因为启动电路 110 处于 OFF 状态,因此欠压检测被开启。然而,由于输入高电压输入端 VH(101) 的经半波整流的交流输入电压 1 的峰值高于施加到欠压检测比较器 113 的负端用于过压检测的过压检测阈值电压  $V_{thBI}$ ,因此每当交流输入电压 1 取峰值时延迟电路 133 就被交流输入电压 1 的峰值复位。结果,欠压并不导致暂停状态。

[0034] 在时间  $t_{11}$  处,当输入高电压输入端 VH(101) 的经半波整流的交流输入电压 1 的值(瞬时值)变得低于施加到欠压检测比较器 113 的负端上用于欠压检测的欠压检测阈值电压  $V_{thB0}$  时,欠压操作就开始。在这种场合下,欠压检测比较器 113 的输出 115 如上所述地具有逻辑 L,使得该逻辑 L 输出被输入逻辑合成电路 130 作为下一阶段。另一方面,在此时序中,提供控制电路 121 的输出 122 作为 OFF 信号。该 OFF 信号在逻辑电平方面被设成表达 L(低)。相应地,在欠压检测的时序中,欠压检测比较器 113 的输出 115 的逻辑 L 和控制电路 121 的输出 122 的逻辑 L 被输入 NOR 电路 131,使得 NOR 电路 131 的输出具有逻辑 H。该逻辑 H 被输入反相器电路 132,使得反相器电路 132 的输出具有逻辑 L。逻辑 L 被输入延



迟电路 133。

[0035] 在时间  $t_{12}$  处当延迟电路 133 能完成对预定延迟时间的测量时,延迟电路 133 向驱动器控制电路 135 输出逻辑 L 以阻止 PWM 比较器 134 向驱动器 136 输出经脉宽调制的高速脉冲信号。结果,电源控制 IC 100 将经由驱动器 136 在端子 OUT(103) 上输出的输出信号被阻止输入到主开关元件(未图示)的栅极,从而主开关元件(未图示)的通/断操作被暂停(处于 OFF 状态)。当电源端 VCC(102) 上的电源电压 123 根据开关电源基于检测到欠压的开关操作而暂停从而变得低于施加到 VCC 检测比较器 120 的负端的基准电压 VREF2(124) 的第二阈值电压 VccBOL 时, VCC 检测比较器 120 检测到这一事实并输出逻辑 H。逻辑 H 被输入控制电路 121。结果,控制电路 121 输出 ON 信号作为输出 122。相应地,启动电路 110 在时间  $t_{12}$  处被导通,使得充电电流  $i_{VH}$  能涌入电容器 4。结果,图 3 中所示的欠压操作被转移成图 2 中所示的欠压消除操作。

[0036] 在时间  $t_{13}$  与时间  $t_{14}$  之间的时段中,过压和欠压两者皆可被检测。然而,欠压消除并不被执行,因为输入到高电压输入端 VH(101) 的电压并未超过施加到欠压检测比较器 113 的负端上用于过压检测的过压检测阈值电压 VthBI。在时间  $t_{14}$  之后,欠压消除仍未被执行,因为输入到高电压输入端 VH(101) 的电压并未超过施加到欠压检测比较器 113 的负端上用于过压检测的过压检测阈值电压 VthBI。

[0037] 随着电源端 VCC(102) 上的电压 123 在施加到 VCC 检测比较器 120 的正端的基准电压 VREF2(124) 的第二阈值电压 VccBOL 与第一阈值电压 VccBOH 之间移动,启动电路 110 重复地在 ON 状态与 OFF 状态之间移动。当使用第二过压检测方法时,如果在启动电路 110 的 OFF 状态中电源端 VCC(102) 上的电压 123 超过了过压检测阈值电压 VthBI,则欠压消除操作以与图 2 中的时间  $t_3$  处的相同方式被执行。当使用第一过压检测方法时,如果电源端 VCC(102) 上的电压 123 超过了过压检测阈值电压 VthBI,就简单地执行欠压消除操作。

[0038] 尽管已针对其中通过对商用电源(未图示)进行半波整流而获得的交流输入电压 1 的瞬时值被用于过压和欠压检测的情形作了描述,但是用于整流商用电源(未图示)的二极管桥路的输出可以通过就设在二极管桥路之后的电容器来平滑,使得由此经平滑的电压值可用于过压和欠压检测。

[0039] 经半波整流的交流输入电压可被替换成经全波整流的交流输入电压。一般地,当使用全波整流时已知有两种欠压和过压检测方法。即,当电源控制 IC 中用以达成 PFC(功率因子纠正)的欠压和过压检测方法被用作第一方法时,就设在二极管桥路之后的电容器  $C_i$  的电容被减小(在这种情形中,电容器  $C_i$  具有移除因主开关元件的开关而导致的纹波的功能)。相应地,波形变成正弦波的绝对值波形,从而可获得与前述实施例中使用经半波整流的交流输入电压的情形中相同的检测方法。当电源控制 IC 中不进行 PFC 的欠压和过压检测方法被用作第二方法时,电容器  $C_i$  的电容被增大以便平滑二极管桥路的输出。相应地,交流输入电压的平均值而非该交流输入电压的瞬时值被用于欠压和过压检测。当如上所述地使用全波整流时,作为欠压和过压检测方法的第一和第二方法中的任一者首先使用磁滞比较器来将输入电压与基准电压进行比较。在使用输入电压的平均值的第二方法中,理论上可以省却设在过压/欠压检测比较器的输出侧上作为下一级的定时器。然而,该定时器实际上常常结合其他功能来使用。

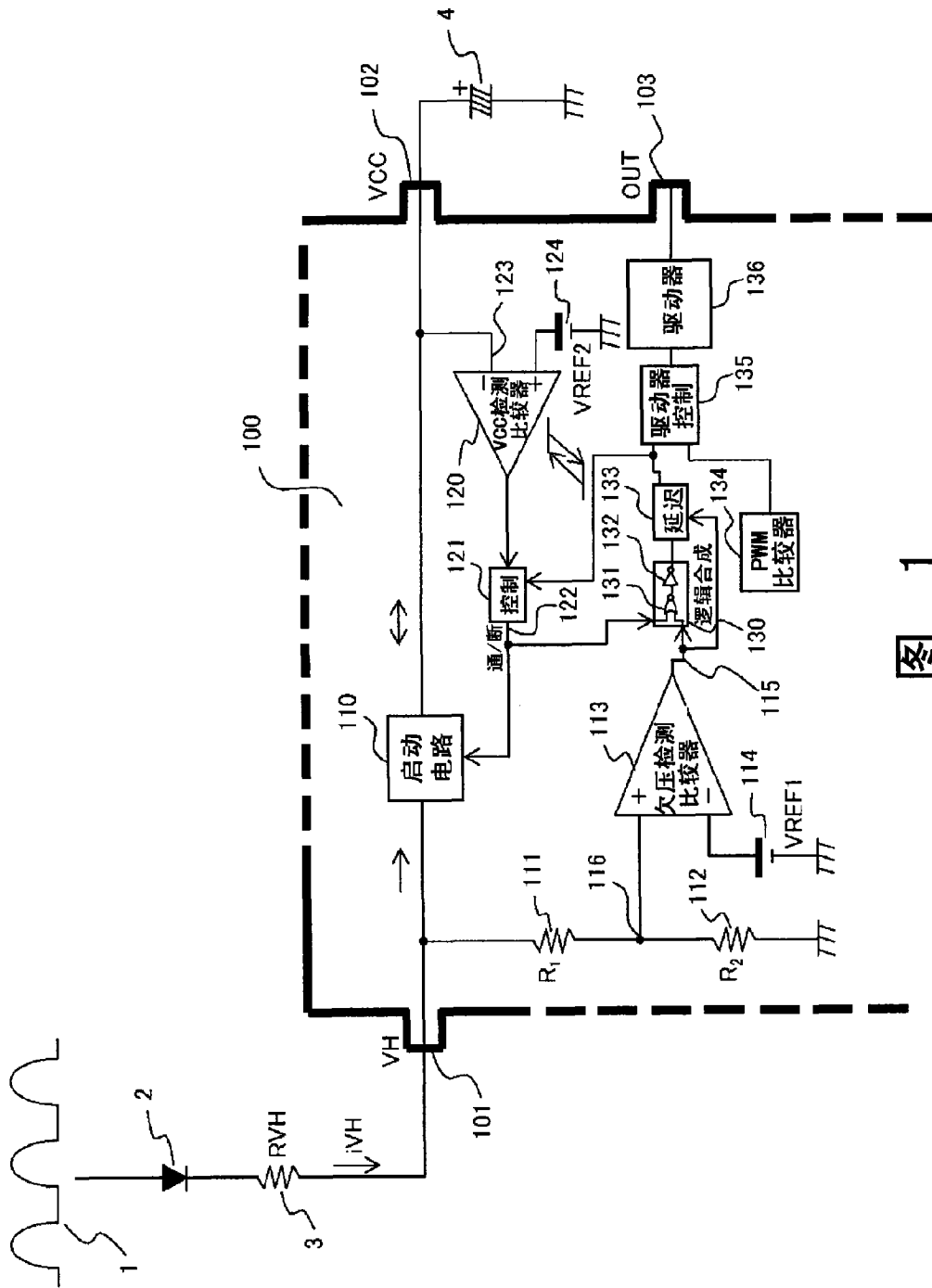


图 1

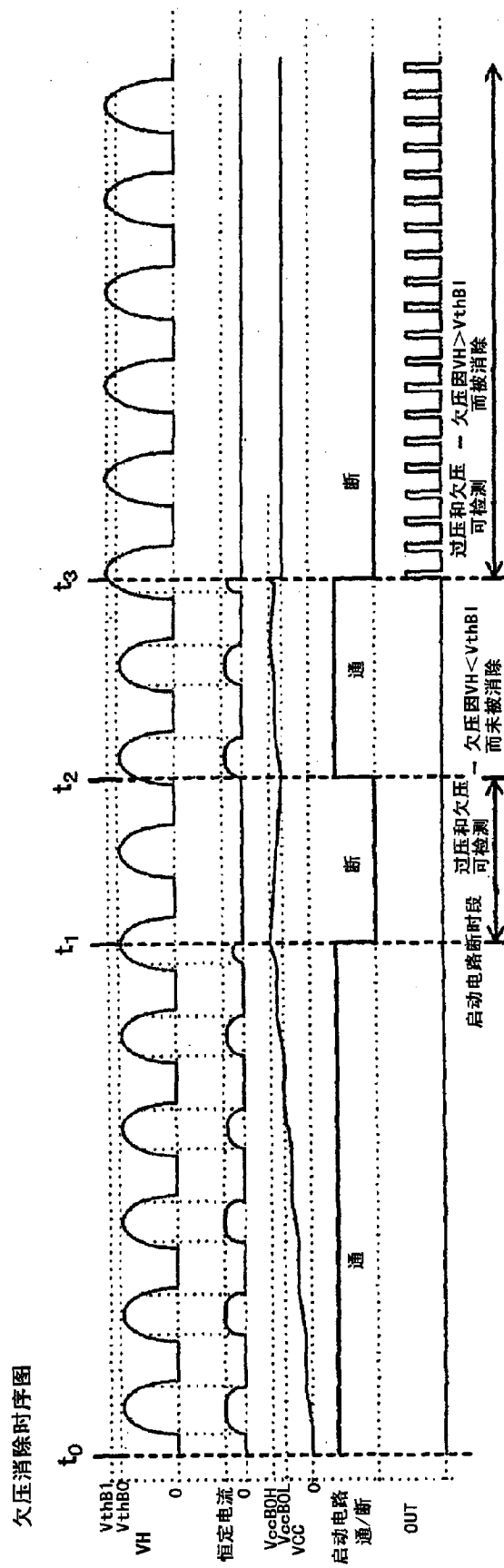


图 2

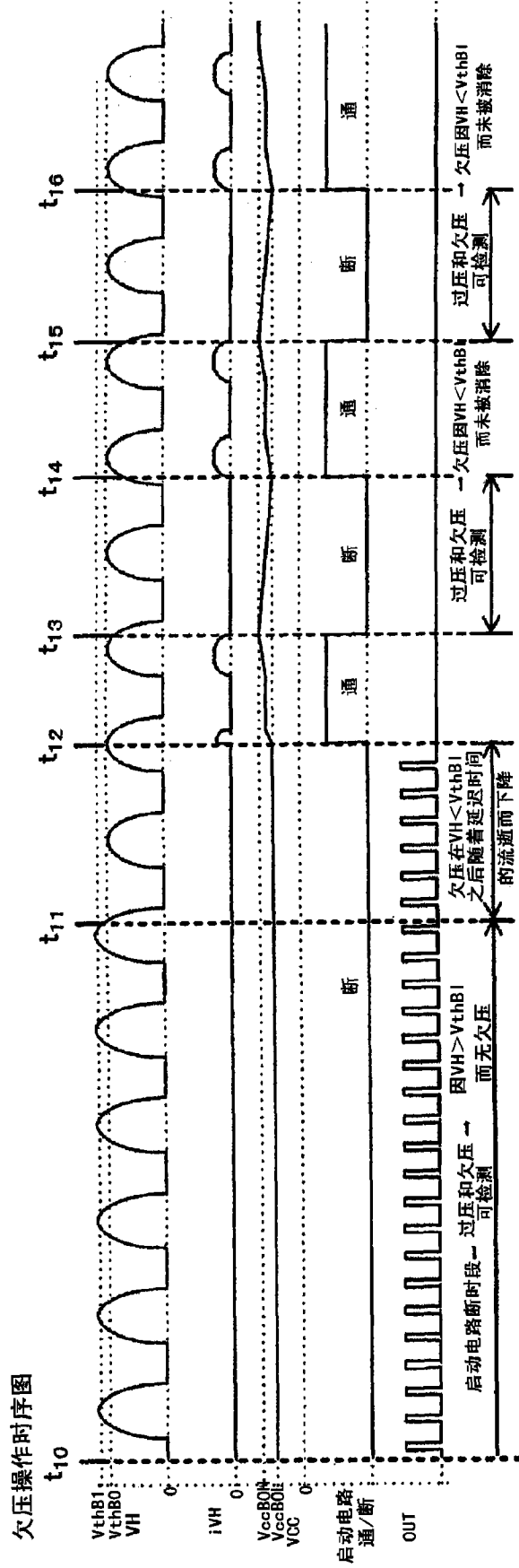


图 3