



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102315770 B

(45) 授权公告日 2015. 07. 29

(21) 申请号 201110185074. 3

US 5986241 A, 1999. 11. 16, 全文.

(22) 申请日 2011. 06. 29

TW I259273B B, 2006. 08. 01, 全文.

(30) 优先权数据

审查员 王迅

2010-151432 2010. 07. 01 JP

(73) 专利权人 佳能株式会社

地址 日本东京都大田区下丸子 3-30-2

(72) 发明人 佐藤隆

(74) 专利代理机构 北京怡丰知识产权代理有限公司
11293

代理人 迟军

(51) Int. Cl.

H02M 3/10(2006. 01)

H02M 3/155(2006. 01)

H02M 3/157(2006. 01)

H02M 1/32(2007. 01)

(56) 对比文件

CN 101714818 A, 2010. 05. 26, 全文.

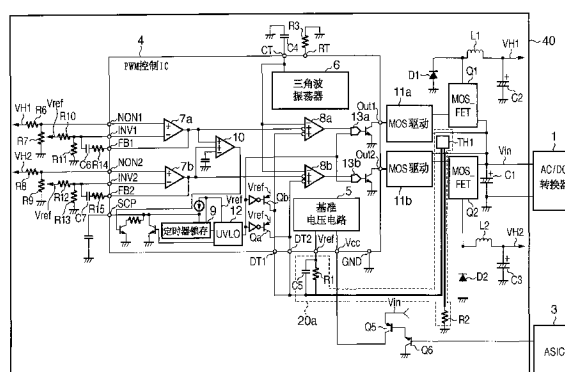
权利要求书2页 说明书10页 附图6页

(54) 发明名称

DC/DC 转换器及电子装置

(57) 摘要

本发明提供 DC/DC 转换器及电子装置。所述 DC/DC 转换器包括：开关元件；驱动单元，其被构造为基于控制信号的脉冲宽度，来接通/切断所述开关元件；控制单元，其被构造为基于电压信号，来生成所述控制信号；以及生成单元，其被构造为通过串联连接具有与温度相对应的电阻器的检测单元和电阻元件，并且用所述检测单元和所述电阻元件对基准电压进行分压，来生成所述电压信号。



1. 一种 DC/DC 转换器,该 DC/DC 转换器包括:

开关元件,其用于控制所述 DC/DC 转换器的输出电压;

整流单元,其连接至所述开关元件;

驱动单元,其被构造为基于控制信号的脉冲宽度,来接通 / 切断所述开关元件;

控制单元,其被构造为基于电压信号,来生成所述控制信号;以及

生成单元,其包括多个检测单元和用于选择所述多个检测单元中的一个检测单元的切换单元,所述多个检测单元包括被布置为所述开关元件附近的、用于检测所述开关元件的温度改变的第一检测单元以及被布置为所述整流单元附近的、用于检测所述整流单元的温度改变的第二检测单元,

其中,所述生成单元通过串联连接电阻元件和所述多个检测单元中的所述一个检测单元,并且用所述多个检测单元中的所述一个检测单元和所述电阻元件对基准电压进行分压,来生成所述电压信号,所述多个检测单元中的各个具有电阻值与温度相对应的电阻器,

其中,所述切换单元在所述输出电压为预定值或更高的情况下选择所述第一检测单元,而在所述输出电压小于所述预定值的情况下选择所述第二检测单元。

2. 根据权利要求 1 所述的 DC/DC 转换器,其中,所述控制单元基于所述电压信号的电压水平,来控制所述脉冲宽度的最大值。

3. 根据权利要求 1 所述的 DC/DC 转换器,其中,所述多个检测单元中的各个中的电阻器是热敏电阻,该热敏电阻的电阻值随温度的升高而增大。

4. 根据权利要求 1 所述的 DC/DC 转换器,其中,所述生成单元还包括积分单元。

5. 根据权利要求 4 所述的 DC/DC 转换器,其中,所述积分单元由所述电阻元件及电容器构成。

6. 根据权利要求 1 所述的 DC/DC 转换器,其中,所述开关元件包括晶体管。

7. 一种 DC/DC 转换器,所述 DC/DC 转换器包括:

开关元件,其用于控制所述 DC/DC 转换器的输出电压;

平滑单元,其连接至所述开关元件;

驱动单元,其被构造为基于控制信号的脉冲宽度,来接通 / 切断所述开关元件;

控制单元,其被构造为基于电压信号,来生成所述控制信号;以及

生成单元,其包括多个检测单元和用于选择所述多个检测单元中的一个检测单元的切换单元,所述多个检测单元包括被布置为所述开关元件附近的、用于检测所述开关元件的温度改变的第一检测单元以及被布置为所述平滑单元附近的、用于检测所述平滑单元的温度改变的第二检测单元,

其中,所述生成单元通过串联连接电阻元件和所述多个检测单元中的所述一个检测单元,并且用所述多个检测单元中的所述一个检测单元和所述电阻元件对基准电压进行分压,来生成所述电压信号,所述多个检测单元中的各个具有电阻值与温度相对应的电阻器,

其中,所述切换单元在所述输出电压为预定值或更高的情况下选择所述第一检测单元,而在所述输出电压小于所述预定值的情况下选择所述第二检测单元。

8. 根据权利要求 7 所述的 DC/DC 转换器,其中,所述控制单元是单芯片半导体电路,并且包括被构造为输出所述控制信号的端子以及被构造为输入所述电压信号的端子。

9. 根据权利要求 7 所述的 DC/DC 转换器,其中,所述控制单元还包括被构造为生成所述

基准电压的单元以及被构造为输出所述基准电压的端子。

10. 一种包括根据权利要求 1 或 7 所述的 DC/DC 转换器的电子装置。

11. 根据权利要求 10 所述的电子装置, 其中, 所述电子装置是包括打印头的打印装置。

DC/DC 转换器及电子装置

技术领域

[0001] 本发明涉及 DC/DC 转换器及电子装置。

背景技术

[0002] 用于将预定电压值的 DC 电压转换为另一电压值的 DC 电压的 DC/DC 转换器,为人们所熟知。DC/DC 转换器通过例如对开关元件进行开闭控制,来将输出电压控制为恒定。此种 DC/DC 转换器包括例如过热保护功能,该过热保护功能保护开关元件免于经受异常过热状态。

[0003] 作为用于保护开关元件免于经受异常过热状态的相关技术,日本专利特开 2002-142449 号公报论及具有 PTC(正温度系数, Positive Temperature Coefficient) 热敏电阻的过热保护电路。利用该技术,例如, PTC 热敏电阻(过热检测元件)经由例如硅树脂 RS,热耦合至开关元件。当 PTC 热敏电阻超过居里(Curie)温度时,该热敏电阻的电阻值增大,结果开关元件被切断。于是,开关元件被保护免于经受过热状态。

[0004] 然而,在日本专利特开 2002-142449 号公报中公开的技术中,当要对开关元件以外的部件进行过热保护时,必须新增加过热检测元件以及用于停止开关元件的开关操作的保护电路。由于这一原因,必须增加许多构成要素,从而导致成本的上升。

发明内容

[0005] 本发明提供如下的技术,该技术使得能够通过简单的结构来添加另一 PTC 热敏电阻,并且能够检测部件的过热,从而使得能够在成本受到抑制的状态下,来保护该部件免于过热。

[0006] 根据本发明的第一方面,提供一种 DC/DC 转换器,该 DC/DC 转换器包括:开关元件;驱动单元,其被构造为基于控制信号的脉冲宽度,来接通/切断所述开关元件;控制单元,其被构造为基于电压信号,来生成所述控制信号;以及生成单元,其被构造为通过串联连接具有与温度相对应的电阻器的检测单元和电阻元件,并且用所述检测单元和所述电阻元件对基准电压进行分压,来生成所述电压信号。

[0007] 根据本发明的第二方面,提供一种包括上述 DC/DC 转换器的电子装置。

[0008] 通过以下参照附图对示例性实施例的描述,本发明的其他特征将变得明显。

附图说明

[0009] 被并入说明书并构成说明书的一部分的附图,例示了本发明的实施例,并且与文字描述一起用来说明本发明的原理。

[0010] 图 1 是示出根据本发明的实施例的 DC/DC 转换器 40 的结构的示例的概略电路图;

[0011] 图 2 是示出根据第二实施例的 DC/DC 转换器 40 的结构的示例的概略电路图;

[0012] 图 3 是示出根据第三实施例的 DC/DC 转换器 40 的结构的示例的概略电路图;

[0013] 图 4 是示出根据第四实施例的打印装置 50 的结构的示例的概略框图;

[0014] 图 5 是示出常规 DC/DC 转换器 60 的结构的示例的概略电路图；

[0015] 图 6 是示出 MOS 驱动电路 101b 的结构的示例的概略电路图；以及

[0016] 图 7 是示出 PTC 热敏电阻 TH 的电阻温度特性的示例的图。

具体实施方式

[0017] 现在,将参照附图来详细描述本发明的示例性实施例。应当指出,除非另外特别说明,否则,在这些实施例中陈述的各构成要素的相对结构、数值表达式以及数值不限定本发明的范围。

[0018] 下面,在描述根据该实施例的 DC/DC 转换器之前,先描述除过热检测元件的连接位置之外具有基本相同的结构的 DC/DC 转换器,作为根据该实施例的 DC/DC 转换器的比较示例。

[0019] 下面,将参照图 5,来描述包括过热保护功能的 DC/DC 转换器。图 5 示出了 2 输出 DC/DC 转换器的概略结构。请注意,图 5 中所示的 DC/DC 转换器 60,是运用 PWM 控制 IC 的降压型 DC/DC 转换器。

[0020] MOS 驱动电路 101a 包括过热检测元件 (PTC 热敏电阻) TH1,该过热检测元件 TH1 热耦合至作为开关元件的 MOS-FET Q1,以便保护 MOS-FET Q1 免于过热。MOS 驱动电路 101b 包括过热检测元件 (PTC 热敏电阻) TH2,该过热检测元件 TH2 热耦合至作为开关元件的 MOS-FET Q2,以便保护 MOS-FET Q2 免于过热。请注意,通过将例如印刷电路板的铜箔图案,布置在要被隔开给定绝缘距离的相邻位置,来对 MOS-FET Q1 及 Q2 和 PTC 热敏电阻 TH1 及 TH2 进行热耦合。作为另一选择,可以利用具有耐热性及电绝缘性优良的导热能力的硅树脂或硅胶板,来对这些部件进行热耦合。也就是说,将各过热检测元件,布置在要进行过热保护的部件附近。

[0021] 在这种情况下,PWM 控制 IC 4 执行一般的 2 输出 PWM 控制。PWM 控制 IC 4 向各开关元件输出 PWM(脉冲宽度调制, Pulse Width Modulation) 信号,以对开关元件进行开闭控制。PWM 控制 IC 4 的输出端子 (Out1 及 Out2 端子) 具有集电极开路结构。PWM 控制 IC 4 经由 MOS 驱动电路 101a 及 101b,连接到 MOS-FET(开关元件) Q1 及 Q2 的控制端子。通过 PWM 控制 IC 4 的 PWM 控制,来对 MOS-FET Q1 及 Q2 进行开闭控制。这样,来自 DC/DC 转换器 60 的输出电压被控制为恒定。

[0022] PWM 信号的最大占空比,取决于 DT1 及 DT2 端子的电位。电压生成电路 20 生成这些电位。该电压生成电路 20 由电阻 R1 及 R2 以及电容 C5 构成。在输出基准电压 Vref 的 Vref 端子与 DT1 及 DT2 端子之间,连接电阻 R1 和电容 C5 的并联电路。此外,在 DT1 及 DT2 端子与 GND 之间,连接电阻 R2。

[0023] DT 端子处的电位由下式决定：

$$[0024] \quad V_{DT} = V_{ref} \times R2 / (R1 + R2)$$

[0025] 连接到 DT1 及 DT2 端子的电容 C5,被布置用来对 PWM 控制 IC 进行软启动(软启动功能)。在 PWM 控制 IC 4 的激活定时的过渡电压 VDT(t),由下式给出：

$$[0026] \quad V_{DT}(t) = \frac{R2}{R1 + R2} \times V_{ref} + \frac{R1}{R1 + R2} \times V_{ref} \times \exp\left(-\frac{t}{C5 \times R}\right)$$

$$[0027] \quad R = \frac{R1 \times R2}{R1 + R2}$$

[0028] 于是,能够设置软启动激活时间。

[0029] 下面,将参照图 6,来描述图 5 中所示的 MOS 驱动电路 101b 的概略结构的示例。

[0030] MOS 驱动电路 101b 被构造为包括 NPN 晶体管 Q3、PNP 晶体管 Q4、电阻 R16 及 R17,以及 PTC 热敏电阻 TH2。

[0031] PWM 控制 IC 4 的 Out2 端子具有集电极开路结构,并且当 Out2 端子的输出晶体管为关闭时,晶体管 Q3 导通。在这种情况下,MOS-FET Q2 的栅源间电位等于或低于阈值电位,并且,MOS-FET Q2 关断。当 Out2 端子的输出晶体管被开启时,晶体管 Q4 被开启,并且,MOS-FET Q2 的栅源间电位取值如下:

$$[0032] \quad V_{gs} = V_{in} \times \left(\frac{R_{th01} + R17}{R16 + R17 + R_{th01}} \right)$$

[0033] 其中,Rth01 是 PTC 热敏电阻 TH2 在居里温度或更低温度下的电阻值。

[0034] 当该值被设置为大于等于栅源间阈值电位时,MOS-FET Q2 导通。以这种方式,对 PWM 控制 IC 4 的输出晶体管进行开闭控制,以将 DC/DC 转换器的输出电压控制为具有恒定电压值。

[0035] 当由于被 DC/DC 转换器供给电压的负载侧的故障、MOS-FET Q2 持续流过过大的负载电流时,MOS-FET Q2 的损失变大。由于这一原因,MOS-FET Q2 的发热量急剧增加,并且经常被损坏。此外,由于 DC/DC 转换器的电路部件或图案的短路或打开异常,MOS-FET Q2 的栅偏压施加不充分。由于这一原因,未设置 MOS-FET Q2 的开态电阻充分低的状态,而进行开关操作。在这种情况下,MOS-FET Q2 同样可能被损坏。上述情况同样适用于图 5 中所示的 MOS-FET Q1。

[0036] 由于这一原因,为了避免 MOS-FET Q2 在过热状态下因发热而被损坏,MOS 驱动电路 101b 包括热耦合至 MOS-FET Q2 的 PTC 热敏电阻 TH2。同样,MOS 驱动电路 101a 包括热耦合至 MOS-FET Q1 的 PTC 热敏电阻 TH1。

[0037] 下面,将参照图 7,来说明 PTC 热敏电阻的电阻温度特性。PTC 热敏电阻具有如下的特性,即当温度上升时,热敏电阻的电阻值急剧增大,以居里温度为界。在图 7 中所示的特性中,约 95℃ 的温度对应于居里温度。

[0038] 当热耦合至图 6 中所示的 MOS-FET Q2 的 PTC 热敏电阻 TH2 超过居里温度时,PTC 热敏电阻 TH2 的电阻值急剧增大。由于这一原因,MOS-FET Q2 的栅源间电位变为等于或低于阈值电位。因此,即使当 Out2 端子的晶体管被开启时,MOS-FET Q2 的栅源间电位也不能被充分偏置,并且,输出电压也能够被抑制到低于目标电压的电压水平。

[0039] 在这种情况下,误差放大器 7b 的输出电压发生改变,以扩大占空比范围。然而,由于 PTC 热敏电阻 TH2 的电阻值增大,因此,MOS-FET Q2 的栅源间电位不能施加等于或高于阈值电压的偏压,并且,MOS-FET Q2 不能导通。由于这一原因,误差放大器 7b 的输出电压降低并达到饱和。

[0040] 当来自误差放大器 7b 的输出达到饱和、并且等于或低于由 SCP 比较器 10 设置的

电位的状态持续达到或超过由 SCP 端子设置的时间段时,经由 UVLO 电路 12 停止 MOS-FET Q1 及 Q2 的操作。同时,由于 UVLO 电路 12 也能够停止 PWM 比较器 8a 及 8b,因此,UVLO 电路 12 对 DC/DC 转换器进行断电保护。

[0041] 在上述图 5 及图 6 中所示的结构中,连接至开关元件 (MOS-FET) 的控制端子的各 PTC 热敏电阻,检测开关元件的异常过热,并且停止 DC/DC 转换器的开关操作。在这种情况下,在印刷电路板上的实施过程中,作为 DC/DC 转换器的主开关的晶体管及 MOS-FET,能够被轻松地热耦合至 PTC 热敏电阻。

[0042] 相反,将 PTC 热敏电阻热耦合至其他部件变得困难。由于这一原因,难以通过检测在 DC/DC 转换器内使用的续流二极管 D1 及 D2 以及线圈 L1 及 L2、以及安装在印刷电路板上的元件 (部件) 的过热状态,来停止 DC/DC 转换器的操作。

[0043] 例如,在能够通过来自对装置 (未示出) 进行控制的 ASIC 3 的控制信号、来改变输出电压的 DC/DC 转换器中,占空比依照输入与输出电压之间的关系而改变。由于这一原因,在此种 DC/DC 转换器中,作为开关元件的晶体管及 MOS-FET 不一定总是达到过度升温状态。例如,在输入电压 V_{in} 为 32V、输出电压能够在 10V 到 20V 之间改变的 DC/DC 转换器中,占空比在 31.25% 到 62.5% 之间改变。当输出电压为 10V 时,开关元件的占空比较低,而续流二极管的占空比变得较高。当在此种操作状态下负载电流增大时,续流二极管的损失大幅增加,并且续流二极管的发热量急剧增加。因此,续流二极管被损坏的可能性高于开关元件。

[0044] 当 PWM 控制 IC 4 的输出端子具有驱动性能较低的集电极开路结构时,需要用于对 MOS-FET 的栅电容进行急速充放电的 MOS 驱动电路 101a 及 101b。在这种情况下,例如,当如同在上述日本专利特开 2002-142449 号公报中所记载的一样、将过热检测元件简单地连接至各开关元件的控制端子时,各 MOS-FET 的栅极端子处的寄生电容充放电速度降低,从而导致开关损失的增大以及效率的低下。此外,各 PTC 热敏电阻经受 $\pm 10\%$ 至 20% 的电阻变动,这大于正常电阻的 $\pm 5\%$ 的电阻变动。因此,管理栅电容的充放电速度变得困难。

[0045] (第一实施例)

[0046] 下面,将参照图 1,来描述对前述 DC/DC 转换器进行了改良的、根据本发明的实施例的 DC/DC 转换器的概略结构的示例。请注意,该实施例将例示 2 输出 DC/DC 转换器。然而,本发明不局限于 2 输出 DC/DC 转换器,而是也适用于 1 输出或 3 输出 DC/DC 转换器。

[0047] DC/DC 转换器 40 起到如下的作用,即基于预定电压值的输入电压,将该输入电压转换为另一电压值的输出电压。在该实施例中,DC/DC 转换器 40 是运用 PWM 控制 IC 的降压型 DC/DC 转换器。请注意,本发明也适用于升压型 DC/DC 转换器。

[0048] DC/DC 转换器 40 由 AC/DC 转换器 1 生成的电压源 (DC 输入电压) V_{in} ,生成预定电压 V_{H1} 及 V_{H2} 。该实施例将例示输入电压 V_{in} 为 32V、并且输出电压 V_{H1} 和 V_{H2} 都是 20V 的情况。

[0049] PWM 控制 IC 4 执行一般的 2 输出 PWM (脉冲宽度调制, Pulse Width Modulation) 控制。PWM 控制 IC 4 的输出端子 (Out1 及 Out2 端子) 具有集电极开路结构。PWM 控制 IC 4 经由 MOS 驱动电路 11a 及 11b, 连接到 MOS-FET (开关元件) Q1 及 Q2 的控制端子。MOS 驱动电路 11a 及 11b 起到如下的作用,即提高 MOS-FET Q1 及 Q2 的控制端子的驱动性能。对此进行补充描述,将整流电路及平滑电路连接到 MOS-FET Q1 及 Q2 的输出侧。向 MOS-FET

Q1, 连接线圈 L1 及电容 C2 作为平滑电路。该平滑电路生成电压 VH1。向 MOS-FET Q1, 连接二极管 D1 作为整流电路。同样, 向 MOS-FET Q2, 连接包括线圈 L2 及电容 C3 的平滑电路, 以生成电压 VH2。向 MOS-FET Q2, 连接二极管 D2 作为整流电路。

[0050] PWM 控制 IC 4 包括基准电压电路 5、三角波振荡器 6、误差放大器 7a 及 7b、PWM 比较器 8a 及 8b、定时器锁存式短路保护电路 9, 以及 SCP 比较器 10。PWM 控制 IC 4 包括的这些电路用于 2 输出。请注意, 这些电路被并入一般的 2 输出 PWM 控制 IC。例如, TI (德州仪器, Texas Instrument) 的 TL1451 以及 ROHM 的 BA9743AFV, 提供并入上述功能的、用于 DC/DC 转换器的 PWM 控制 IC。

[0051] 下面, 将描述 PWM 控制 IC 4 的各个单元的结构。

[0052] 基准电压电路 5 起到作为 PWM 控制 IC 4 内部的基准电压源的作用, 并且基于从 Vcc 端子输入的电压源 Vin, 来生成基准电压 Vref (例如, 2.5V)。此外, 基准电压电路 5 利用 Vref 端子, 向 PWM 控制 IC 4 的外部输出基准电压 Vref。

[0053] 在 Vcc 端子与电压源 Vin 之间, 布置开闭开关。开闭开关由例如 PNP 晶体管 Q5 及 NPN 晶体管 Q6 构成, 并且由来自 ASIC 3 的控制信号 (ENB 信号) 来控制。

[0054] 当 ENB 信号转到 H 水平时, 开闭开关传导来自电压源 Vin 的电源电压。结果, 来自电压源 Vin 的电源电压被供给至 Vcc 端子, 以激活 PWM 控制 IC 4。当 ENB 信号位于 L 水平时, 不向 Vcc 端子供给来自电压源 Vin 的电源电压, 从而停止 PWM 控制 IC 4 的操作。

[0055] 三角波振荡器 6 在 CT 和 RT 端子处连接外部部件, 并且朝向 CT 端子生成三角波。CT 端子用来在外部连接定时电容, RT 端子用来在外部连接定时电阻。三角波振荡器 6 生成要输入至 PWM 比较器 8a 及 8b 的反相端子的三角波。

[0056] 三角波振荡器 6 利用 IC 内部的恒流电路 (未示出), 来对连接在 CT 端子与 GND 之间的定时电容进行充放电。由 PWM 比较器 8a 及 8b 来检测并复位该充放电电压, 从而获得三角波。连接在 RT 端子与 GND 之间的电阻, 决定用于充放电的恒流值。假设三角波的电压值水平具有从 1.97V 到 1.48V 范围内的 0.49V 的振幅。

[0057] 误差放大器 (ERR Amp) 7a 及 7b 各自在 2 个输入端子 INV (反相输入端子) 及 NON (非反相端子) 中的一者处, 接收 DC 基准电压, 并且在另一端子处, 接收通过用电阻对输出电压 VH1 或 VH2 进行分压而获得的电压。由于误差放大器 7a 或 7b 的电压增益足够大, 因此, 2 个输入端子处的电压被控制为具有相等的电位。由 PWM 控制 IC 4 内的逻辑结构, 来决定向 2 个输入端子中的何者输入基准电压。在这种情况下, INV 端子被用作基准电压侧的输入端子。请注意, 误差放大器 7a 及 7b 的输出, 被连接到 PWM 比较器 8a 及 8b 的非反相端子。由于这一原因, INV 端子接收通过用电阻对基准电压进行分压而获得的电压, 并且, NON 端子接收通过用电阻对输出电压进行分压而获得的电压。于是, 对 MOS-FET Q1 及 Q2 进行 PWM 控制, 以获得恒定输出电压。

[0058] PWM 比较器 (PWM Comp) 8a 及 8b 各自为 3 输入比较器, 所述 3 输入比较器具有 2 个非反相输入端子及 1 个反相输入端子。PWM 比较器 8a 及 8b 的反相输入端子, 接收来自三角波振荡器 6 的输出 (CT 端子), 并且, 非反相输入端子接收误差放大器 7a 及 7b 的误差输出电压, 以及来自 DT1 及 DT2 端子的电压 (死区时间控制波形)。PWM 比较器 8a 比较从三角波振荡器 6 输出的信号、从误差放大器 7a 输出的信号和从 DT1 端子输入的信号, 并且输出比较结果。同样, PWM 比较器 8b 比较从三角波振荡器 6 输出的信号、从误差放大器 7b 输出

的信号和从 DT2 端子输入的信号,并且输出比较结果。此外,当从误差放大器 7a 输出的信号的电压、低于从 DT1 端子输入的信号的电压时,PWM 比较器 8a 中的 PWM 占空比,受限于从 DT1 端子输入的信号的电压。同样的控制也适用于 PWM 比较器 8b。

[0059] 将 PWM 比较器 8a 及 8b 的输出,连同来自 UVLO(欠压锁闭, Under Voltage Lock Out) 电路 12 的输出一起,输入至“与”电路 13a 及 13b。然后,分别将“与”电路 13a 及 13b 的输出,单独地输入至 PWM 控制 IC 4 的 Out1 及 Out2 端子的输出晶体管的控制端子(基极)。

[0060] 将 UVLO 电路 12 的输出,输入至连接到 Out1 及 Out2 端子的“与”电路 13a 及 13b 的各输入端子。由于这一原因,UVLO 电路 12 能够同时控制(保护)Out1 和 Out2 端子两者。

[0061] 由 PWM 比较器 8a 及 8b,比较来自误差放大器 7a 及 7b 的误差输出电压和来自 DT1 及 DT2 端子的电压(死区时间控制波形)。当三角波的电压高于来自误差放大器 7a 及 7b 和 DT1 及 DT2 端子的电压时,PWM 比较器 8a 及 8b 使 Out1 及 Out2 端子的输出晶体管导通。

[0062] 当 DC/DC 转换器 40 的输出电压由于例如短路等而变得异常时,定时器锁存式短路保护电路 9 强制关断输出,以保护 DC/DC 转换器 40 的各个单元。当输出电压降低时,误差放大器 7a 及 7b 放大误差,并且,误差放大器 7a 及 7b 的输出电压降低。由于这一原因,定时器锁存式短路保护电路 9 在提高开关占空比的方向上进行控制。也就是说,Out1 及 Out2 端子的输出晶体管的导通时间段延长。

[0063] 当由 SCP 比较器 10 比较的电压之一、降低为低于阈值电压(例如,1.25V)时,定时器锁存式短路保护电路 9 经由 UVLO 电路 12 检测到该降低,并且开始短路保护功能。SCP(短路保护, Short Circuit Protection) 端子起到将该功能掩蔽预定时间段的作用。根据连接到 SCP 端子的电容,来设置掩蔽时间段(例如,根据 $0.01\mu\text{F}$ 设置 6.36ms)。

[0064] 也就是说,当误差放大器 7a 及 7b 的输出电压变为等于或低于阈值电压、并且这一情况持续超过通过 SCP 端子设置的时间段时,定时器锁存式短路保护电路开始短路保护功能。当短路保护功能开始时,定时器锁存式短路保护电路 9 经由 UVLO 电路 12 关断 Out1 及 Out2 端子的晶体管,并且使晶体管 Qa 及 Qb 导通,从而停止 PWM 比较器 8a 及 8b。

[0065] SCP 端子的掩蔽功能,用来有效地避免在 DC/DC 转换器的激活时发生故障。在 DC/DC 转换器 40 的激活定时,由于输出电压是 0V,因此,输入至误差放大器 7a 及 7b 的输出电压的反馈电压低于目标电压。由于这一原因,误差放大器 7a 及 7b 的输出进行控制,以升高输出电压(即 PWM 控制发挥作用,以在 100% 的占空比下与控制)。然而,当通过 100% 的 PWM 控制来控制 MOS-FET Q1 及 Q2 时,在激活定时的冲击电流增大。为了抑制此类冲击电流,通过逐渐扩大 PWM 占空比范围,来控制输出电压的前沿。SCP 端子的掩蔽功能,使得短路保护功能避免在 PWM 控制 IC 激活时出错。

[0066] DT1 及 DT2 端子起到死区时间调整电路系统的作用。通过在电阻 R1(第一电阻)及 R2(第二电阻)之外,又用 PTC 热敏电阻 TH 的电阻对 Vref-GND 电位进行分压,来设置死区时间。DT1 及 DT2 端子将基于来自 Vref 端子的基准电压的电压,输入 PWM 控制 IC 4,作为指定在执行 PWM 控制时的最大占空比的电压。电压生成电路 20a 生成要供给至所述 DT1 及 DT2 端子的电压。电压生成电路 20a 包括电阻 R1 及 R2、电容 C5 以及热敏电阻 TH1。也就是说,DT1 及 DT2 端子的电位用来决定 PWM 控制 IC 4 的最大占空比,并且被输入至 PWM 比较器 8a 及 8b 的非反相输入端子。在 DT1 及 DT2 端子与 Vref 端子之间,连接了电阻 R1 和

电容 C5 的并联电路。在 DT1 及 DT2 端子与 GND 之间,连接了电阻 R2 及 PTC 热敏电阻 TH。DT1 及 DT2 端子起到如下的作用,即当 PWM 控制 IC 4 接收到从 Vcc 端子供给的电力而被激活时,通过逐渐升高该电容 C5 的充电电压,来逐渐增大 PWM 的占空比。

[0067] 以下,将描述充当过热检测元件的 PTC 热敏电阻 TH。PTC 热敏电阻 TH 被热耦合至 MOS-FET Q1 及 Q2。更具体地说,将 PTC 热敏电阻 TH,布置在要进行过热保护的部件 (MOS-FET Q1 及 Q2) 的附近 (从所述部件起的预定范围内)。PTC 热敏电阻 TH 的一个端子连接至 DT1 及 DT2 端子,另一个端子连接至电阻 R2 的一个端子。请注意,电阻 R2 的另一个端子连接至 GND。

[0068] 请注意,可以在虑及 PTC 热敏电阻 TH 在居里温度或更低温度下的电阻值的情况下,来决定 DT1 及 DT2 端子的电压设置及常数设置。此外,还可以通过类似的方式,来决定最大占空比设置及软启动电路设置。

[0069] DT1 及 DT2 端子的电位取值如下:

$$[0070] \quad V_{DT} = V_{ref} \times \frac{R2 + R_{th01}}{R1 + R2 + R_{th01}}$$

[0071] 其中, Rth01 是 PTC 热敏电阻 TH 在居里温度或更低温度下的电阻值。

[0072] 考虑到例如负载变动及部件变动等,将 DT1 及 DT2 端子的电位 (最大占空比),设置为比通过输入输出电压比决定的占空比大 10% 至 20% 的值。

[0073] 下面,将描述如下的情况,即 PTC 热敏电阻 TH 热耦合到的 MOS-FET Q1 及 Q2 达到过热状态。

[0074] 假设 MOS-FET Q1 及 Q2 的一者达到过热状态,并且, PTC 热敏电阻 TH 超过居里温度。在这种情况下,PTC 热敏电阻 TH 的电阻值急剧增加,并且,DT1 及 DT2 端子的电位升高,并且变为高于误差放大器 7a 及 7b 的误差电位电压。

[0075] 结果,PWM 比较器 8a 及 8b 的输出的最大占空比,受限为变为高于误差放大器 7a 及 7b 的误差电压的、DT1 及 DT2 端子的电位。由于这一原因,DC/DC 转换器 40 的输出电压不能维持目标电压。于是,在 PWM 控制 IC 4 内,误差放大器 7a 及 7b 的输出电压被控制为降低,以便扩大占空比范围。在这种情况下,MOS-FET Q1 及 Q2 执行占空比受限为 DT1 及 DT2 端子的电位的开关操作,误差放大器 7a 及 7b 的输出达到饱和,并且变为等于或低于通过 SCP 比较器 10 设置的阈值电位。

[0076] 当误差放大器 7a 及 7b 的饱和持续超过通过 SCP 端子设置的时间段时,经由 UVLO 电路 12 停止 MOS-FET Q1 及 Q2 的开关操作,从而停止 PWM 控制操作 (断电保护)。

[0077] 在此,第一实施例例示了 PTC 热敏电阻 TH 热耦合至 MOS-FET Q1 及 Q2 的结构。然而,PTC 热敏电阻 TH 连接到 PWM 控制 IC 4 的 DT1 及 DT2 端子,而不是 MOS-FET Q1 及 Q2 的控制端子。由于这一原因,不必总是将 PTC 热敏电阻与 MOS-FET Q1 及 Q2 热耦合。例如,可以将 PTC 热敏电阻 TH 热耦合至续流二极管,以停止 (保护) DC/DC 转换器 40 的开关操作。

[0078] 请注意,在连接到输入电压 Vin 以及 PWM 控制 IC 4 的 Vcc 端子的开闭电路切断电压 Vin 一次、并且再次供给电压 Vin 之后,断电保护取消。

[0079] 如上所述,根据第一实施例,PTC 热敏电阻 TH 连接到 PWM 控制 IC 4 的 DT 端子。这样,由于可以通过仅增加 PTC 热敏电阻的数量,来检测多个部件的过热状态,因此,能够对

多个部件进行过热保护,同时抑制成本。

[0080] 由于不将 PTC 热敏电阻连接到各开关元件的控制端子,因此,能够对多个部件进行过热保护,而不会增大开关元件的开关损失,也完全不会导致效率低下。

[0081] (第二实施例)

[0082] 下面,将描述第二实施例。图 2 示出了根据第二实施例的 DC/DC 转换器的概略结构。请注意,与用来说明第一实施例的图 1 中相同的附图标记表示的构成要素,具有与图 1 中的构成要素相同的功能,并且,下面将重点说明不同之处。

[0083] 在这里,与第一实施例的结构的不同之处在于,在电压生成电路 20b 中,除了第一 PTC 热敏电阻 TH1 之外,还串联了第二 PTC 热敏电阻 TH2。电压生成电路 20b 包括电阻 R1 及 R2、电容 C5,以及热敏电阻 TH1 及 TH2。第一 PTC 热敏电阻 TH1 热耦合至 MOS-FET Q1 及 Q2,第二 PTC 热敏电阻 TH2 热耦合至被布置作为整流电路的续流二极管 D2。

[0084] 取代通过用电阻分压而输入的基准电压 V_{ref} ,将输出电压调整单元 31 连接至误差放大器 7a 及 7b 的反相端子。输出电压调整单元 31 改变基准电压 V_{ref} 的电压值。由于这一原因,DC/DC 转换器 40 能够改变和输出输出电压。

[0085] 输出电压调整单元 31 包括 D/A(数字到模拟)转换器 31a。D/A 转换器 31a 接收基准电压 V_{ref} 以及来自对装置(未示出)进行控制的 ASIC 3 的控制信号。例如,当使用 8 位 D/A 转换器时,能够在 2^8 个水平(最大为 256 个水平)上调节基准电压 V_{ref} 。

[0086] 当在 DC/DC 转换器 40 中、输出电压被构造为有改变时,由输入及输出电压决定的占空比有改变。由于这一原因,MOS-FET Q1 及 Q2 以及续流二极管 D2 的导通时间段,依据输出电压设置而改变。结果,损失比改变,并且,部件的过热状态依据输出电压设置而改变。

[0087] 如上所述,根据第二实施例,多个 PTC 热敏电阻串联,并且分别热耦合至多个部件。于是,构成 DC/DC 转换器 40 的 2 个或更多部件,能够轻松经历过热检测。

[0088] 请注意,第二实施例例示了如下的情况,即第二 PTC 热敏电阻 TH2 热耦合至续流二极管 D2。然而,本发明不局限于此。例如,可以将第三 PTC 热敏电阻,热耦合至被布置作为整流电路的线圈 L1 及 L2。

[0089] (第三实施例)

[0090] 下面,将描述第三实施例。图 3 示出了根据第三实施例的 DC/DC 转换器的概略结构的示例。请注意,与用来说明第二实施例的图 2 中相同的附图标记表示的构成要素,具有与图 2 中的构成要素相同的功能,并且,下面将重点说明不同之处。

[0091] 在这里,与第二实施例的结构的不同之处在于,在电压生成电路 20c 中,将切换单元 32 布置在连接 DT1 及 DT2 端子和 GND 的配线上。电压生成电路 20c 包括电阻 R1 及 R2、电容 C5、热敏电阻 TH1 及 TH2,以及切换单元 32。将切换单元 32,布置在电阻 R2 与第一及第二 PTC 热敏电阻 TH1 及 TH2 之间。切换单元 32 基于来自 ASIC 3 的指令(控制信号),选择与电阻 R2 串联的 PTC 热敏电阻之一。

[0092] 基于外部(例如,来自 ASIC 3 的)控制信号,来选择作为切换目的地的 PTC 热敏电阻。ASIC 3 根据由输出电压调整单元 31 设置的、DC/DC 转换器 40 的输出电压,来控制切换单元 32 的切换。

[0093] 下面,将考查如下的情况,即例如输入电压 V_{in} 是 32V,并且,输出电压要从 10V 改变到 20V。在这种情况下,在从 10V 到 15V 之间的电压输出时段中,切换单元 32 将热耦合至

续流二极管 D2 的第二 PTC 热敏电阻 TH2, 连接到电阻 R2, 从而执行续流二极管 D2 的过热检测。当输出电压超出 15V 时, 切换单元 32 将热耦合至 MOS-FET Q1 及 Q2 的第一 PTC 热敏电阻 TH1, 连接到电阻 R2, 从而执行 MOS-FET Q1 及 Q2 的过热检测。

[0094] 如上所述, 根据第三实施例, 基于根据输出及输入电压决定的占空比, 来选择要进行过热保护的部件, 从而执行该部件的过热保护。

[0095] (第四实施例)

[0096] 下面, 将描述第四实施例。第四实施例将说明如下的情况, 即在电子装置中, 构建用来说明第三实施例的图 3 中所示的 DC/DC 转换器 40。请注意, 在此将把喷墨打印机装置例示作为电子装置。

[0097] 图 4 示出了通过根据喷墨方法排出墨来打印图像的喷墨打印装置 (以下称为“打印装置”) 的概略结构的示例。与用来说明第三实施例的图 3 中相同的附图标记表示的构成要素, 具有与图 3 中所示的构成要素相同的功能, 并且, 在此将不再重复其描述。请注意, 用来说明第一及第二实施例的图 1 及图 2 中所示的 DC/DC 转换器 40, 同样适用于打印装置。

[0098] 打印装置 50 被构造为包括控制整个打印装置 50 的装置主体 51, 以及被相对于打印介质 (例如, 纸张) 扫描的打印头 52。打印头 52 包括头芯片 (打印元件板)。在这种情况下, 打印头 52 包括头芯片 53a 至 53n 中的至少一者 (这里为 N 个头芯片)。头芯片 53a 至 53n 各自包括多个打印元件 (喷嘴) 阵列。例如, 当 $N = 2$ 时, 打印头 52 包括头芯片 53a 及 53b。头芯片 53a 包括被分配给 4 种颜色的 4 个打印元件阵列。同样, 头芯片 53b 包括 4 个打印元件阵列。

[0099] 通过外部 (例如, 来自 ASIC 3 或 CPU (未示出) 的) 控制信号, 来对 DC/DC 转换器 40 进行开闭控制。从 DC/DC 转换器 40 输出的电压 VH1 被供给至头芯片 53a, 并且, 从 DC/DC 转换器 40 输出的电压 VH2 被供给至头芯片 53b。ASIC 3 将控制信号发送至例如输出电压调整单元 31, 从而改变从 DC/DC 转换器 40 向头芯片 53a 至 53n 供给的输出电压。请注意, ASIC 3 在存储器 (ROM) (未示出) 中具有表, 该表存储头温度与输出电压之间的关系, 并且存储输出电压与要进行过热检测的部件之间的关系, 并且, ASIC 3 确定要向输出电压调整单元 31 及切换单元 32 发送的控制信号。

[0100] 图 4 中所示的打印装置包括 N 输出 DC/DC 转换器 40。基于由温度检测单元 54 检测到的头芯片 53a 至 53n 的温度改变, ASIC 3 改变要从 DC/DC 转换器 40 向头芯片 53a 至 53n 供给的电压值。更具体地说, ASIC3 基于头芯片 53a 至 53n 的温度改变, 针对预定时间间隔或预定头温度改变, 来改变待供给的驱动电压的电压值 (来自 DC/DC 转换器 40 的输出电压)。

[0101] 如上所述, 根据本发明, 由于能够通过简单的结构来增加 PTC 热敏电阻, 因此, 能够在成本受到抑制的状态下, 来检测要进行过热保护的部件 (由于输出电压的降低而发生过热的部件) 的过热状态。

[0102] 上面描述了本发明的代表性的实施例。然而, 本发明不局限于上面描述和例示的实施例, 并且, 能够在不脱离本发明的范围的情况下, 来对本发明进行适当的变形。

[0103] 例如, 上述实施例将 MOS-FET 例示作为开关元件。然而, 也可以使用其他类型的晶体管作为开关元件。

[0104] 在上述实施例的描述中, 将 MOS 驱动电路布置在 PWM 控制 IC 的外部。然而, 也可

以将 MOS 驱动电路与 PWM 控制 IC 进行集成。

[0105] 上述实施例例示了如下的情况,即检测 DC/DC 转换器中的开关元件以及除开关元件以外的部件的过热状态。然而,本发明不局限于此。例如,也可以检测安装在印刷电路板上的调节器中的开关元件或者除开关元件以外的部件的过热状态,以停止 DC/DC 转换器的操作。

[0106] 虽然参照示例性实施例对本发明进行了描述,但是应当理解,本发明不局限于所公开的示例性实施例。应当对所附权利要求的范围给予最宽的解释,以使所述范围涵盖所有的此类变型例以及等同结构和功能。

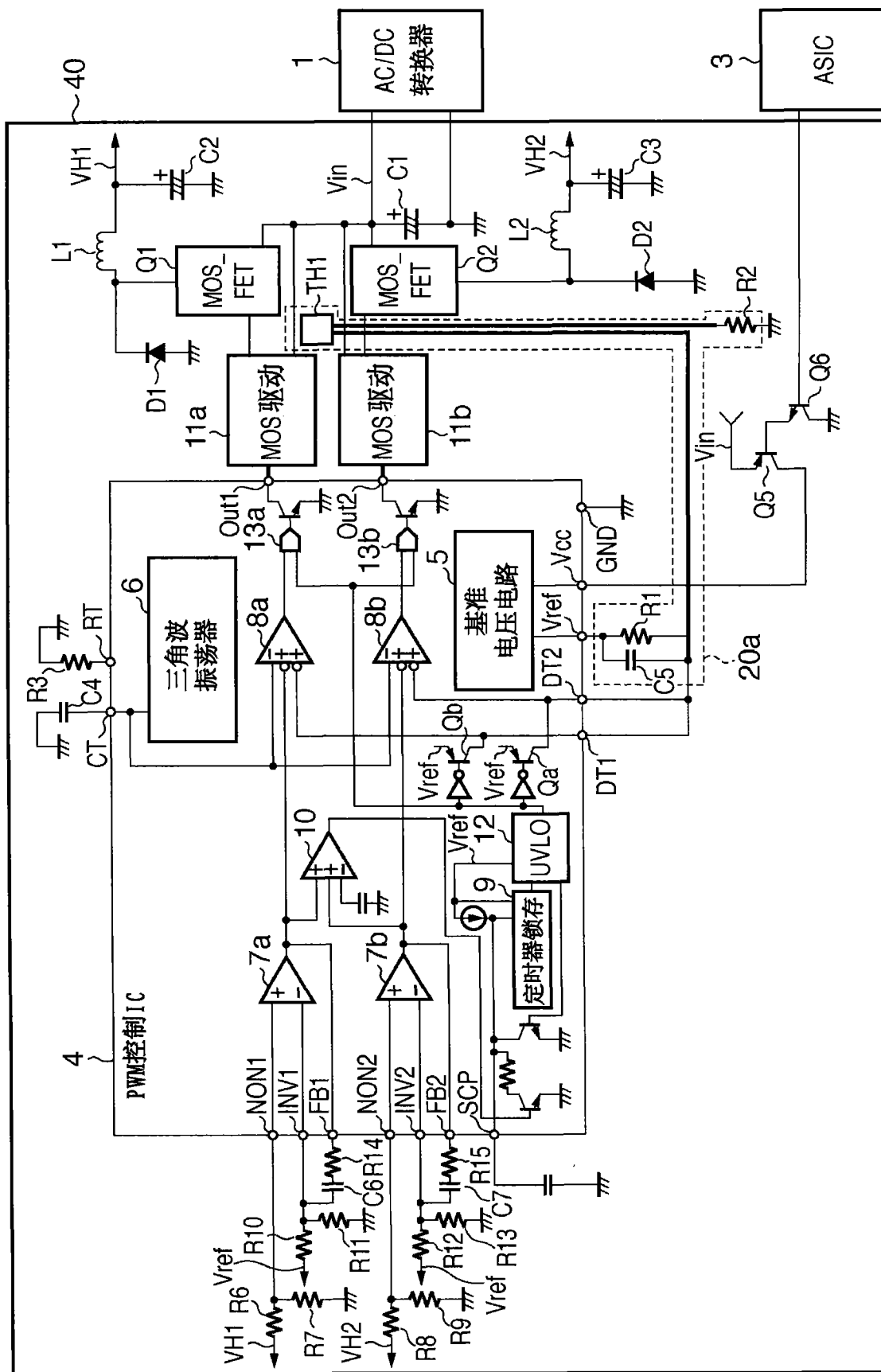


图 1

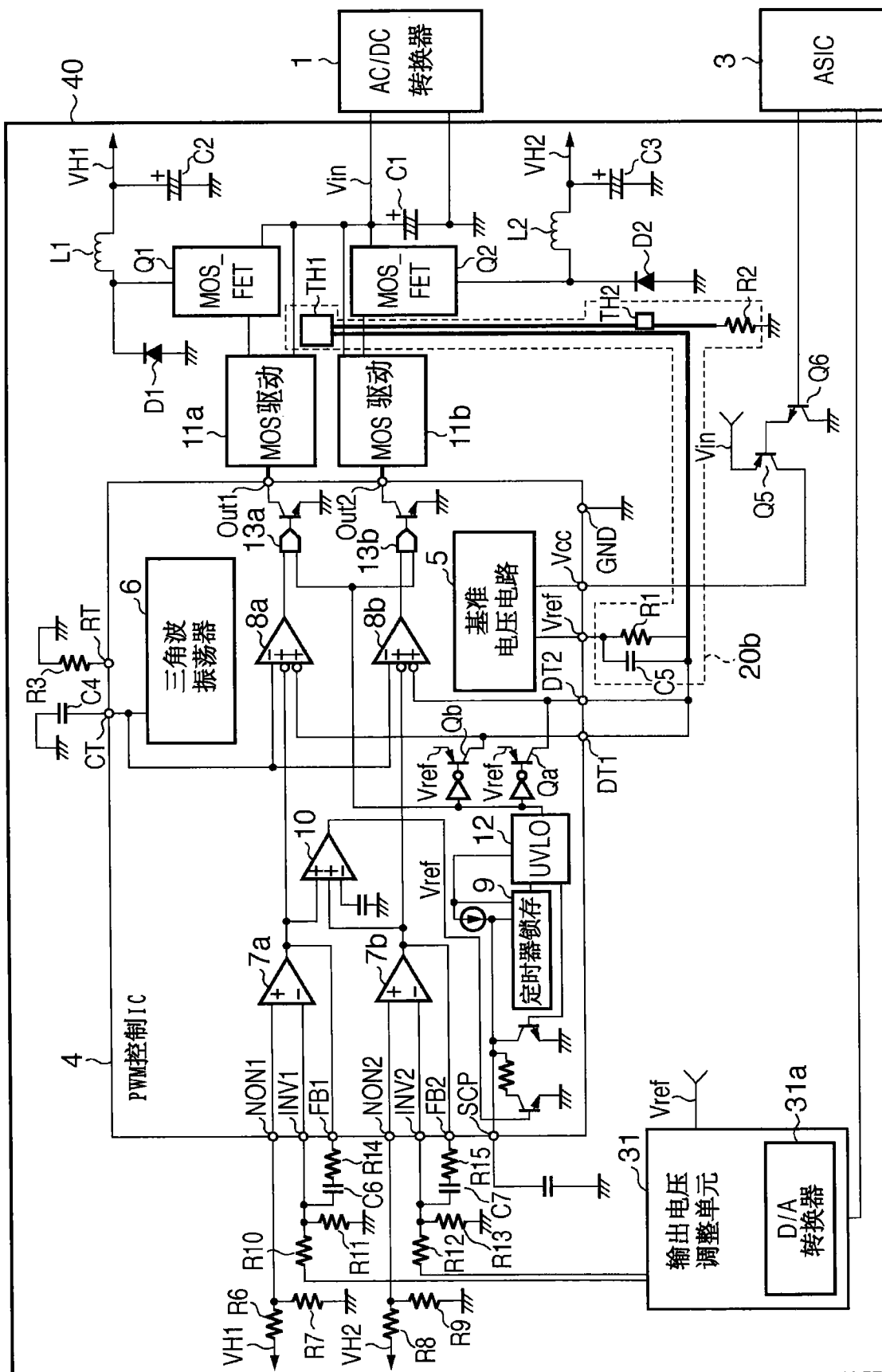


图 2

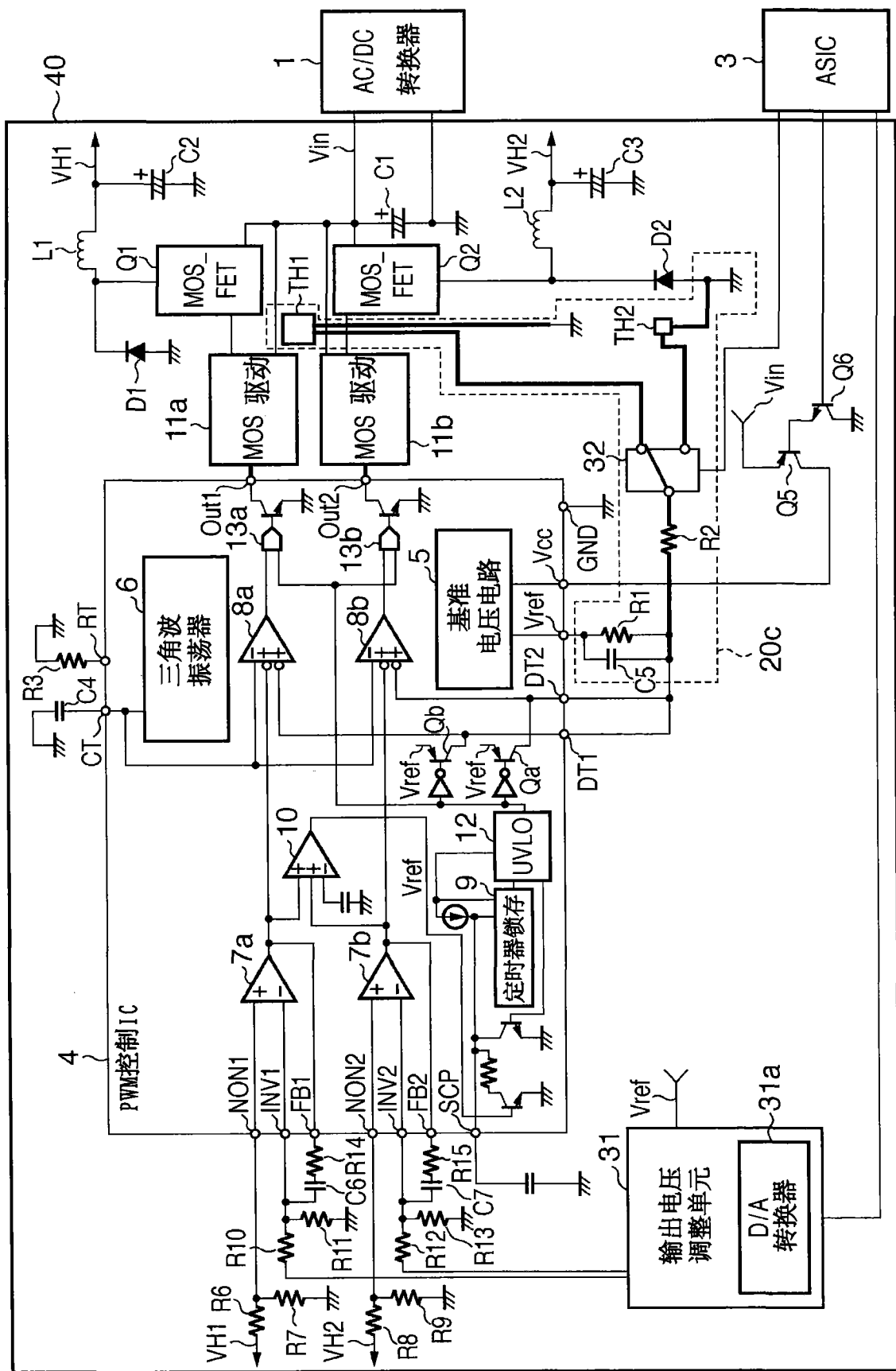


图 3

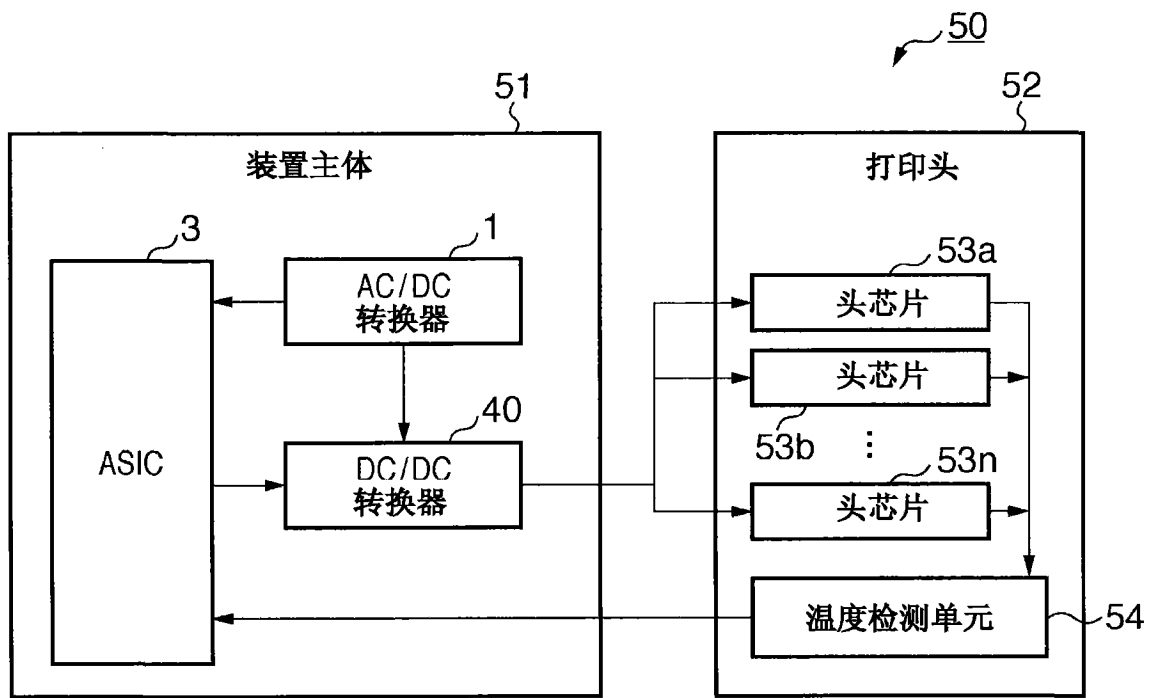


图 4

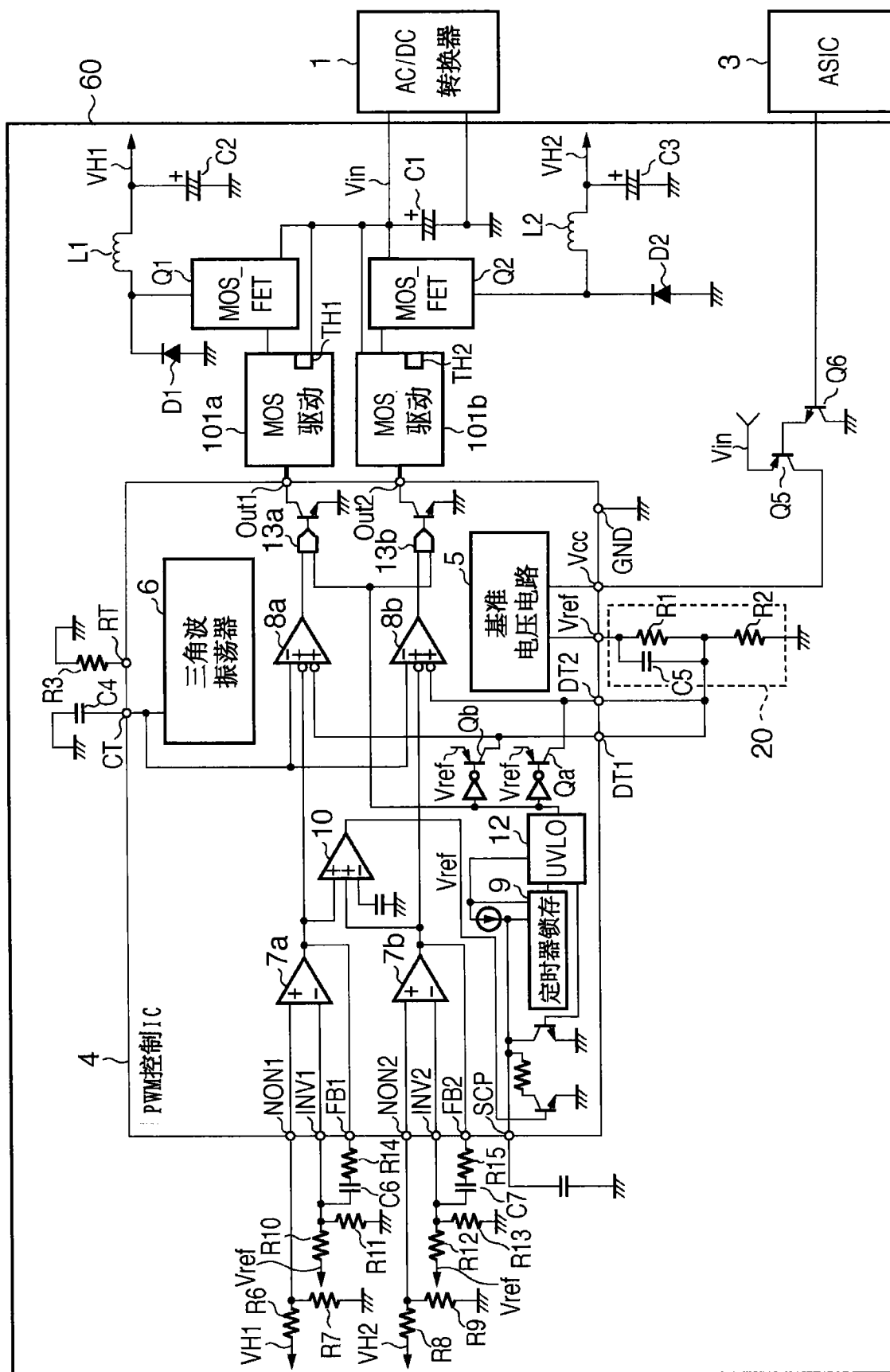


图 5

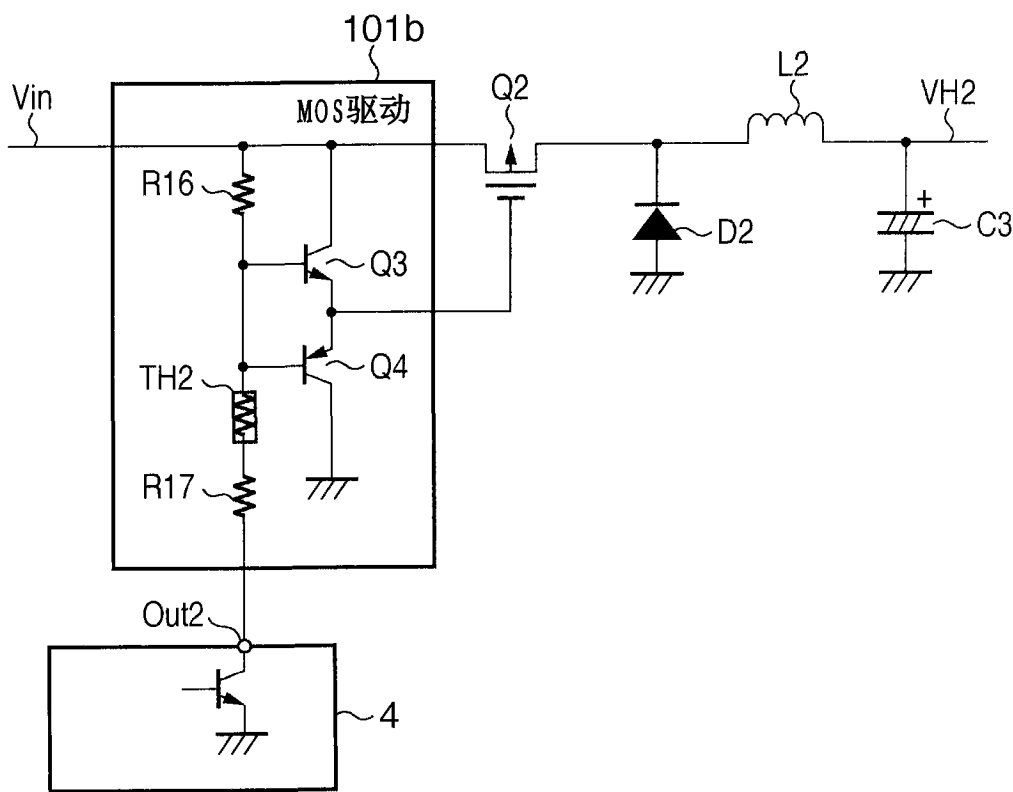


图 6

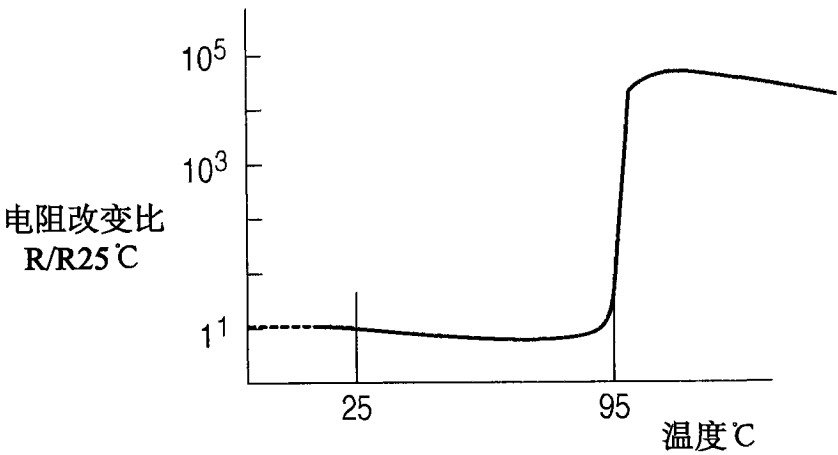


图 7