

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H02M 3/28

H02M 7/00 H02M 7/10

H02M 7/525



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02153030.0

[43] 公开日 2003 年 6 月 4 日

[11] 公开号 CN 1421986A

[22] 申请日 2002.11.29 [21] 申请号 02153030.0

[30] 优先权

[32] 2001.11.29 [33] JP [31] 2001-364379

[71] 申请人 三垦电气株式会社

地址 日本埼玉县

[72] 发明人 山田智康 嶋田雅章

[74] 专利代理机构 北京银龙专利代理有限公司

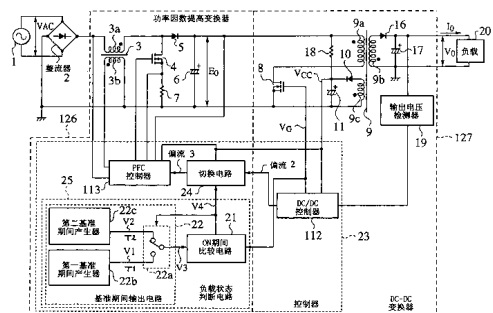
代理人 皋吉甫

权利要求书 2 页 说明书 11 页 附图 5 页

[54] 发明名称 开关式电源

[57] 摘要

在开关式电源中，一个负载状态判断电路(25)，根据脉冲信号 VG 判断负载(20)状态，用于作为 DC-DC 变换器(127)开关元件的 MOS 变压器(8)的 ON/OFF 控制。为了降低开关式电源的能量损失，一个 PFCON/OFF 电路(24)，在判断结果显示轻负载时停止功率因数提高变换器(126)的操作，在判断结果显示一个重负载而不是轻负载时，启动功率因数提高变换器(126)的操作。



ISSN 1008-4274

1. 一种开关式电源，其包括：

—功率因数提高变换器，其包括第一开关元件，通过对第一开关元件的 ON/OFF 控制，将交流电压（AC）转换成直流电压（DC），其中直流电压要比交流电压电平高；

— DC-DC 转换器，其包括第二开关元件，通过对第二开关元件的 ON/OFF 控制，将功率因数提高变换器的 DC 电压转换成另一种 DC 电压；
和

—控制部件，根据用于执行第二开关元件 ON/OFF 控制的脉冲信号判断负载状态，并且当判断结果显示一个轻负载状态时，控制部件停止对功率改进变换器的操作，当判断结果显示一个重负载而不是轻负载的状态时，控制部件启动功率因数的操作。

2. 根据权利要求 1 所述的开关式电源，其中，控制部件包括：

—负载状态判断电路，根据用于对第二开关元件进行 ON/OFF 控制的脉冲信号判断负载状态；
和

—功率因数提高变换器（PFC）ON/OFF 开关电路，在判断结果显示轻负载时停止功率因数提高变换器的操作，在判断结果显示一个重负载而不是轻负载时，启动功率因数提高变换器。

3. 根据权利要求 2 所述的开关式电源，其中，负载状态判断电路包括：

—基准期间发生电路，用于产生根据轻负载状态的第一基准 ON 期间的第一脉冲信号和根据重负载状态的第二基准 ON 期间的第二脉冲信号，第二基准 ON 期间的时间要比第一基准 ON 期间短；

— ON 期间比较电路，用于将第一基准 ON 期间和第二基准 ON 期间的一个期间与用于进行第二开关元件 ON/OFF 操作的脉冲信号 ON 期间相比较，并且当判断结果显示负载的状态为轻负载时，将来自第二基准 ON 期间的第二脉冲信号的基准期间产生电路的输出切换到第一基准 ON 期间的第一脉冲信号。

4. 根据权利要求3所述的开关式电源, 其中,
当判断结果显示负载的电流状态为重负载时, 该 ON 期间比较电路将来自第一基准 ON 期间的第一脉冲信号的基准期间电路的输出切换到第二基准 ON 期间的第二脉冲信号。

5. 根据权利要求3所述的开关式电源, 其中,
该基准期间发生电路具有一个磁滞特性, 当用于切换第二开关元件的脉冲信号 ON 期间比第二基准期间短时, 该基准期间发生器电路输出第一基准 ON 期间的第一脉冲信号, 并且当用于切换第二开关元件的脉信号的 ON 期间比第一基准 ON 期间长时, 输出第二基准 ON 期间的第二脉冲信号。

6. 根据权利要求4所述的开关式电源, 其中,
该基准期间发生电路具有一个磁滞特性, 当用于切换第二开关元件的第三脉冲信号的 ON 期间比第二基准期间短时, 该基准期间发生器电路输出第一基准 ON 期间的第一脉冲信号, 并且当用于切换第二开关元件的脉信号的 ON 期间比第一基准 ON 期间长时, 输出第二基准 ON 期间的第二脉冲信号。

7. 根据权利要求3所述的开关式电源, 其中,
该开关式电源的 PFC ON/OFF 开关电路在轻负载下, 停止对功率因数提高变换器的操作, 以便降低通过功率因数提高变换器的电流的大小。

8. 根据权利要求4所述的开关式电源, 其中,
当负载的能量损耗不大于高频波控制目标能量时, 开关式电源的负载状态判断电路确定当前状态是轻负载状态。

9. 根据权利要求1所述的开关式电源, 其中,
控制部件控制用于切换第二开关元件的脉冲信号的 ON 期间根据负载的下降而降低, 同时保持开关电源的输出电压为一恒定电平。

开关式电源

技术领域

本发明涉及一种开关式电源，该电源具有与一个功率因数提高变换器的输出端连接的 DC-DC 变换器。本发明特别涉及一种能够减少本身能耗的开关式电源。

背景技术

传统地，在公知的开关电源中，通过切换操作将交流电（AC）转换成直流电（DC）并将获得的直流电输出给负载。

图 1 是一个电路图，显示了根据现有技术的开关式电源的结构。

该开关式电源包括一个整流器 2，一个连接在整流器 2 输出端的功率因数提高变换器 26，一个与变换器 26 输出端连接的 DC-DC 变换器 27，以及一个控制器 15。这个控制器是变换器 26 和 27 的一个组成部分，其控制着功率因数提高变换器 26 和 DC-DC 变换器 27 的操作。

整流器 2 对交流电源 1 的交流电压整流并且将整流电压输出到功率因数提高变换器 26。变换器 26 提高包括纹波电流的交流电压的功率因数，并将整流的交流电压转换成高于整流交流电压的直流电压。DC-DC 变换器 27 将变换器 26 输出的直流电压转换成用于负载的直流电源。

控制器 15 包括一个 DC/DC 控制器 12 和一个功率因数控制器(PFC) 13。DC/DC 控制器 12 控制着 DC-DC 变换器 27 的操作，PFC 控制器 13 控制着功率因数提高变换器 26 的操作。

下面将对具有上述结构的开关式电源的操作做出说明。

将由整流器 2 整流的电压通过功率因数提高变换器 26 加到 DC-DC 变换器 27，当电压加到 DC-DC 变换器 27 时，电压也加到了 DC/DC 控制器 12 和 PFC 控制器 13 上。该提供的电压启动 DC/DC 控制器 12 和 PFC 控制器 13。

为了将整流器 2 的电压转换成增加了电压值的直流电，PFC 控制器 13 对由具有规定频率的金属氧化物半导体（MOS）晶体管组成的第一开

关元件 4 进行切换 (ON/OFF) 控制。

即,在第一开关元件 4 的 ON (ON) 期间,电流通过电抗器 3a,在第一开关元件 4 OFF (关) 期间,储存在电抗器 3a 的能量经过一个二极管 5 提供给滤波电容器 6 并对其充电。

同时,PFC 控制器 13 对第一开关元件 4 进行 ON/OFF 切换操作以使经过第一开关元件 4 的电流变成同相位的交流电压正弦波,并使滤波电容器 6 的端电压值为常数值。

另一方面,DC/DC 控制器 12 进行由具有规定频率 DC/DC 转换器 27 的 MOS 晶体管组成的第二开关元件的切换,并将变压器 9 的二次绕组 9b 的能量提供到负载 20。同时,三次绕组 9c 产生感应电压,然后感应电压经过二极管 10 和电容器 11 滤波。

经滤波的电压加到 DC/DC 控制器 12 和 PFC 控制器 13 作为控制器 15 的能量。

然而,开关式电源相关技术中与 DC-DC 变换器 27 相连的功率因数提高变换器 26 在轻负载下进行运作,而轻负载不需要功率因数提高变换器操作的。因此,开关式电源的能量损耗在轻负载的情况下变得增加了。这样,现有技术的开关式电源有一个缺点,那就是提高其能效是困难的。

发明内容

考虑到现有技术的技术缺陷,本发明的一个目的就是提供一个能够提高其能效的开关式电源。

根据一个实施例,开关式电源具有一个功率因数提高变换器、一个 DC-DC 转换器和一个控制部件。该功率因数提高变换器具有一个通过对第一开关元件进行 ON/OFF 控制将交流电压 (AC) 转换成直流电压 (DC) 的第一开关元件,其中的直流电的电压值要比其交流电电压值高。DC-DC 变换器具有一个第二开关元件,通过对第二开关元件的 ON/OFF 控制将功率因数提高变换器的 DC 电压转换成另一种 DC 电压。控制部件根据脉冲信号判断负载状态来进行对第二开关元件的 ON/OFF 控制,并且当判断结果显示一个轻负载状态时,控制部件停止对功率改进变换器的操作,当判断结果显示一个重负载而不是轻负载的状态时,控制部件启动功率

因数的操作。

根据本发明的另一个实施例，开关式电源的控制部件具有一个负载状态判断电路和一个功率因数提高变换器（PFC）ON/OFF 开关电路。负载状态判断电路根据脉冲信号判断负载状态，对第二开关元件进行 ON/OFF 控制。功率因数提高变换器（PFC）ON/OFF 开关电路在判断结果显示轻负载时，停止功率因数提高变换器的操作，在判断结果显示一个重负载而不是轻负载时，启动功率因数提高变换器。

另外，根据另一个实施例，开关式电源的负载状态判断电路具有一个基准期间发生电路和一个 ON 期间比较电路。基准期间发生电路产生根据轻负载状态的第一基准 ON 期间的第一脉冲信号和根据重负载状态的第二基准 ON 期间的第二脉冲信号，第二基准 ON 期间要比第一基准 ON 期间短。ON 期间比较电路将第一基准 ON 期间和第二基准 ON 期间中的一个与一个脉冲信号 ON 期间相比较来进行第二开关元件的 ON/OFF 操作，并且当判断结果显示负载的状态为轻负载时，将来自第二基准 ON 期间的第二脉冲信号的基准期间电路的输出切换到第一基准 ON 期间的第一脉冲信号。

进一步，根据另一个实施例，在开关式电源中，当判断结果显示负载的状态为重负载时，ON 期间比较电路将第一基准 ON 期间的第一脉冲信号的基准期间电路的输出切换到第二基准 ON 期间的第二脉冲信号。

另外，根据另一个实施例，开关式电源的基准期间发生电路具有一个磁滞特性，当用于切换第二开关元件的脉冲信号 ON 期间比第二基准期间短时，基准期间发生器电路输出第一基准 ON 期间的第一脉冲信号，并且当用于切换第二开关元件的脉信号的 ON 期间比第一基准 ON 期间长时，输出第二基准 ON 期间的第二脉冲信号。

进一步，根据另一个实施例，开关式电源的 PFC ON/OFF 开关电路为了降低通过功率因数改变换器的电流，在轻负载下，停止对功率因数提高变换器的操作。

此外，根据另一实施例，当负载的能量损耗不大于高频波控制目标能量时，开关式电源的负载状态判断电路确定当前状态是轻负载状态。

另外，根据另一实施例，当保持开关电源的输出电压为一恒定值时，开关式电源的控制部件控制用于切换第二开关元件的脉冲信号 ON 期间根据负载的下降而降低。

通过下面的说明和所附的权利要求，并参照所附的显示本发明的一些优选实施例附图，本发明的上述及其它的特征和优点以及其实施方式将变得很明显，而且发明本身也得到更好的理解。

附图说明

图 1 是一个电路图，显示了根据现有技术的开关式电源的结构。

图 2 是一个电路图，显示了根据第一个实施例的开关式电源的结构。

图 3 是一个电路图，显示了 PFC ON/OFF 开关电源的详细结构以及如图 2 显示的开关式电源的负载状态判断电路。

图 4 是一个期间图，显示了根据图 2 显示的第一实施例的开关式电源的操作。

图 5 是一个电路图，显示了根据第二实施例的开关式电源的结构。
具体实施方式、

通过下面的多个实施例的描述，本发明的其它特征将变得比较明显。但实施例只是用于说明本发明并不对本发明给予限定。

下面的描述中，下述实施例中与图 1 显示的现有技术相同的部件将用相同的参考字符和数字表示。

实施例 1

图 2 是一个电路图，显示了根据第一实施例的开关式电源结构图。

开关式电源包括：一个整流器 2，连接到整流器 2 的输出端的功率因数提高变换器 126，连接到变换器 126 的输出端的 DC-DC 变换器 127，一个控制器 23，用于控制变换器 126 和 127 的操作。这个控制器 23 组成变换器 126 和 127 的一个部分。

整流器 2 对交流电源 1 输出的交流电压进行整流，经整流的电压输出到功率因数提高变换器 126。功率因数提高变换器 126 提高具有纹波电流的交流电压的功率因数，并将经整流的电压转换成直流电压，这种直流电压比经整流的交流电压要高。DC-DC 变换器 127 转换变换器 126 输

出的直流电压，并将其作为直流电源加到负载 20 上。

控制器 23 包括：一个 DC-DC 控制器 112，一个功率因数控制器(PFC) 113，一个 PFC ON/OFF 开关电路 24 和一个负载状态判断电路 25。DC-DC 控制器 112 控制着 DC-DC 变换器 127 的操作。PFC 控制器 13 控制着功率因数提高变换器 126 的操作。负载状态判断电路 25 包括一个 ON 期间比较电路 21 和一个基准输出电路 22。

基准电路输出电路 22 包括一个开关元件 22a，一个基准期间发生电路 22b，和一个第二基准期间发生电路 22c。第一基准期间发生电路 22b 产生一个第一基准 ON 期间 T1 的脉冲信号 V1。第二基准期间发生电路 22c 产生一个经第一基准 ON 期间 T1 短的第二基准 ON 期间 T2。

开关元件根据从 ON 期间比较电路 21 传送的信号 V4 选择脉冲信号 V1（从第一基准期间发生电路 22b 传送）和第二脉冲信号 V2（从第二基准期间发生电路 22c 传送）其中之一，然后将所选取的一个信号作为脉冲信号 V3 输出到 ON 期间比较电路 21。

ON 期间比较电路 21 将脉冲信号 VG 的 ON 期间和脉冲信号 V3 的 ON 期间比较，如果脉冲信号 VG 从 DC/DC 控制器 112 输出到 DC-DC 变换器 127 的第二开关元件 8 的控制终端（如，控制极），并且脉冲信号 V3 从基准期间输出电路 22 输出。

如上所述，表示 ON 期间比较电路 21 的比较结果的信号 V4 被输出到 PFC ON/OFF 开关电路 24 和开关元件 22a。

PFC ON/OFF 开关电路 24 根据 ON 期间比较电路输出的信号 V4 启动和停止 PFC 控制器。从而上述操作启动或停止第一开关元件 4（例如，则 MOS 变压器组成）的操作。

更具体地，PFC ON/OFF 开关元件 24 停止了 PFC 控制器的操作，并且当 ON 期间比较电路 21 输出信号 V4 时，第一开关元件 4 的 ON/OFF 操作也被停止。其中，信号 V4 是在比较基准期间输出电路 22 输出的脉冲信号 V3 的第二基准 ON 期间 T2 和 DC/DC 控制器 112 输出的脉冲信号 VG 的 ON 期间之后，表示脉冲信号 VG 的 ON 期间不大于基准期间输出电路 22 输出的脉冲信号 V3 的第二基准 ON 期间 T2。

同时，基准期间输出电路 22 从第二基准 ON 期间 T2 的脉冲信号 V2 切换到输出第一基准 ON 期间 T1 的脉冲信号 V1。

当 ON 期间比较电路 21 输出信号 V4 时，其中该信号是在比较基准期间输出电路 22 输出的脉冲信号 V1 的第一基准 ON 期间 T1 和脉冲信号 VG 的 ON 期间之后表示脉冲信号 VG 的 ON 期间不大于第一基准 ON 期间 T1 的基准期间，PFC ON/OFF 开关电路 24 启动 PFC 控制器 113 的操作，从而启动第一开关元件 4 的开关操作。

同时，基准期间输出电路 22 从第一基准 ON 期间 T1 切换到第二基准 ON 期间 T2 的脉冲信号 V2 的输出。

DC/DC 控制器 112 的控制使基于安装在 DC-DC 变换器 127 输出端的输出电压控制电路 19 的探测结果保持输出电压时，根据负载的减小，使驱动第二开关元件 8 的脉冲信号 VG 的脉冲宽度变窄。

脉冲宽度的控制通过改变锯齿波形信号如图 3 显示的信号 Vosc 的门限电平，该锯齿波形信号是根据负载量在 DC-DC 控制器 112 中产生的。DC/DC 控制器 112 将偏流 I_{bias2} 提供到 PFC ON/OFF 开关电路 23。

进一步，参照图 3 以下将对 ON 期间比较电路 21、基准期间发生电路 22 以及 PFC ON/OFF 开关电路 24 做出解释。

ON 期间比较电路 21 包括一个 D 型（负沿触发型）双稳态多谐振荡器。DC/DC 控制器 112 将脉冲信号 VG 输出到双稳态多谐振荡器数据输入端 D。开关元件 22a 将脉冲信号 V3 输出到双稳态多谐振荡器期间输入端。双稳态多谐振荡器反向输出端将信号 V4 输出到 PFC ON/OFF 开关电源 24。

通过检测是否 DC/DC 控制器 112 输出脉冲信号 VG 的 ON 期间取样于基准期间发生电路 22 的开关电源 22a 的脉冲信号 V3 的下降沿，这个形成 ON 期间比较电路 21 的双稳态多谐振荡器能够判断是否脉冲信号 VG 的 ON 期间比脉冲信号 V3 的 ON 期间长，即脉冲信号 V1 的第一基准 ON 期间或脉冲信号 V2 的第二基准 ON 期间。

开关元件 22a 是一个由与门 G1、与门 G2 和或门 G3 组成的双输入选择器。

与门 G1 的一个输入端输入双稳态多谐振荡器反向输出/Q 的信号，另一个输入终端输入第一基准期间发生电路 22b 的脉冲信号 V1。

与门 G2 的一个输入端输入双稳态多谐振荡器非反向输出/Q 的信号，另一个输入终端输入第二基准期间发生电路 22c 的脉冲信号 V2。

或门 G3 执行一个与门 G1 和 G2 的逻辑和，然后将结果脉冲信号 V3 输出到形成 ON 期间比较电路 21 的双稳态多谐振荡器的期间输入端。

因此，当双稳态多谐振荡器复位时，双稳态多谐振荡器选择并输入脉冲信号 V1，当设定双稳态多谐振荡器时，其选择并输入脉冲信号 V2。所选择的一种信号传送到双稳态多谐振荡器的期间输入终端。

利用负载状态判断电路 25 的这种结构，对 ON 期间取样，并且当脉冲信号 VG 的 ON 期间比在重负载下的脉冲信号 V1 或 V2 长时，双稳态多谐振荡器被设定，其中在重负载下，负载的能量消耗大于高频波控制目标能量（不小于规定的能量）。如果脉冲信号 VG 的 ON 期间不会变短，这种状态将会持续。

另一方面，当脉冲信号 VG 的 ON 期间变短时，例如，当负载状态从重负载状态变到轻负载状态时，其中负载的能量损耗不大于高频波控制目标能量，双稳态多谐振荡器因为 ON 期间比较电路 21 不能对脉冲信号 VG 的 ON 期间取样而复位。除非脉冲信号 VG 的 ON 期间变长时，否则这种状态被持续。在重负载状态下，信号 V4 被切换到低电平（下文称 L 电平）。在轻负载状态下，信号 V4 被切换到高电平（下文称 H 电平）。

如图 3 所示，PFC ON/OFF 开关电路 24 包括一个由变压器 24a 和 24b 组成的电流监控电路，一个由变压器 24c 和 24d 组成的电流监控电路以及一个变压器 24e。

当信号 V4 在重负载状态下变为 L 电平时，变压器 24e 转成 OFF。因此，DC/DC 控制器 112 输出的偏流 I_{bia2} 通过变压器 24d，并且相同电流通过变压器 24a 和 24c，并进一步通过变压器 24b。这个电流作为偏流 I_{bias3} 从 PFC ON/OFF 开关电路 24 流向 PFC ON/OFF 控制器 113。

另一方面，当信号 V4 在轻负载状态下变成 L 电平时，PFC 度 ON/OFF 开关电路 24 的变压器 24e 转成 ON。因此，停止对 DC/DC 控制器 112 的

PFC ON/OFF 开关电路 24 供给偏流 I_{bia2} ，并且停止对 PFC ON/OFF 开关电路 24 的 PFC 控制器 113 供给偏流 I_{bia3} 。也就是说，停止对 PFC 控制器 113 供给经二极管 10 整流和滤波的电压。功率因数提高变换器 126 的操作也因此被停止了。

换句话说，在轻负载期间，功率因数提高变换器 126 中断了，并且因其中断，使得 PFC 控制器 113 的电流也降低了。结果，在轻负载状态下，能量的损耗也降低了。

参照图 2 和图 3，下面将对具有上述结构的开关式电源做出解释。

由整流器 2 整流的电压通过功率因数提高变换器 126 供应到 DC-DC 变换器 127。当电压供应到 DC/DC 变换器 127 时，电压通过起动电阻 18 供应到控制器 23 的 PFC ON/OFF 开关电路 24 和 DC/DC 控制器 112。DC/DC 控制器 112 和 PFC ON/OFF 开关电路 24 因此被启动了。

为了将整流器 2 的电压通过增加整流器 2 的电压转换成直流电，PFC 控制器 113 按一个规定频率切换（ON/OFF）功率因数提高变换器 126 的第一开关元件 4 的操作，其中 PFC 控制器 113 是通过接收 PFC ON/OFF 开关电路 24 的偏流 I_{bias3} 而启动操作的。也就是说，在第一开关元件 4 的 ON 期间中，电流通过电抗器 3a，并且电抗器 3a 储存的能量在 OFF 期间通过二极管 5 使滤波电容 6 充电。

同时，PFC 控制器 113 切换第一开关元件 4 的操作以使流经第一开关元件 4 的电流与 AC 电压 V_{AC} 的正弦曲线同相，并且滤波电容器 6 的两个终端具有相同的电平。

另一方面，DC/DC 控制器 112 按规定频率切换 DC-DC 变换器 127 的第二开关元件 8 的操作，并由此能量通过变压器 9 的第二绕阻 9b 供应到负载。同时，电压在第三绕阻 9c 中被感应，然后通过二极管 10 和电容 11 滤波。这种经整流和过滤的电压作为控制器 23 的电源供应到 DC/DC 控制器 112 和 PFC ON/OFF 开关电路 24。

参照图 4 的期间表，下面将对功率因数提高变换器 126 的启动和停止操作做出详细解释。

虽然图 4 的期间表中没有显示，但是，直到进入 ON 电源后 DC-DC

变换器 127 输出一个恒定电压时，ON 期间比较电路 21 才进行比较操作的控制。

在 DC-DC 变换器 127 输出一个恒定电压的状态下，当 DC-DC 变换器 127 的重负载状态切换到了轻负载状态时，并当加到第二开关元件 8 的控制终端的脉冲信号的 ON 期间 (t_{11} 到 t_{12}) 比基准期间输出电路 22 传送的脉冲信号 V3 的第二基准期间 T2 短时，ON 期间比较电路 21 输出的信号 V4 从 L 电平到 H 电平。

当信号 V4 的电平从 H 电平转变成 L 电平时，PFC ON/OFF 开关电路 24 的变压器 24e 进入 ON 状态，以使偏流 I_{bias2} 不会传输到 PFC 控制器 113 上作为 PFC ON/OFF 开关电路 24 的偏流 I_{bias3} 。在这种情况下，偏流 I_{bias3} 的值变为零，即没有偏流。结果，PFC 控制器 113 的操作停止了并且第一开关元件 4 的操作也因此而停止。

当第一开关元件 4 的操作停止时，功率因数提高变换器 126 的输出没有增加。换句话说，DC-DC 变换器 127 的输入电压降低了。如图 4 的期间 t_{14} - t_{15} 、 t_{17} - t_{18} 、 t_{20} - t_{21} 、 t_{23} - t_{24} ，功率因数提高变换器 126 在脉冲信号 VG 的 ON 期间状态下的操作比 ON 期间 t_{11} - t_{12} 状态下的操作要长，即使维持轻负载的状态。

同时，当基准期间输出电路 22 的脉冲信号 V3 维持第二基准 ON 期间 T2 时，第一开关元件 4 立即重新启动下一个脉冲信号的 ON 期间将变长，并且第一开关元件 4 在下一个 ON 期间被停止。这样，第一开关元件 4 的启动和停止操作重复更替着，第一开关元件 4 进入一个不稳状态。然而，在这个实施例中，因为紧随第一开关元件 4 的操作的停止，基准期间输出电路 22 输出的脉冲 V3 被切换到比延长信号 VG 的期间长的第一基准 ON 期间 T1，第一开关元件 4 继续停止状态。

进一步，在 DC-DC 变换器 127 的负载状态从轻负载状态切换到重负载的状态的情况下，当输入到第二开关元件 8 的控制终端的脉冲信号 VG 的 ON 期间 t_{27} - t_{30} 不大于基准期间输出电路 22 的第一基准期间 T1 时，ON 期间比较电路 21 的输出电平从 H 电平切换到 L 电平。

结果，PFC ON/OFF 开关电路 24 输出电流 I_{bias3} ，以使 PFC 控制器

113 的操作启动。第一开关元件 4 启动了其切换操作。同时，因为从基准期间输出电路 22 输出的脉冲信号 V3 被切换到比第一基准 ON 期间 T1 短的第二基准 ON 期间 T2，第一开关元件维持一个稳定的开关操作。

如上所述，根据第一实施例的开关电源，因为进行功率因数提高变换器在轻负载状态下中断的控制并且流经控制电路的电流的降低，下轻负载状态下提高能量的功效将变得可能。

进一步，根据负载量，在功率因数提高变换器 126 的切换操作下入启动模式或停止模式中，第一和第二基准备 ON 期间（和 DC-DC 变换器 127 输出的信号 VG 的 ON 期间相比）的切换变成了滞后操作的期间。也就是说，当用于切换第二 ON 头元件 8 的脉冲信号 VG 的 IN 期间比第二基准 ON 期间 T2 的期间短时，基准期间输出电路 22 输出第一基准 ON 期间 T1 的脉冲波 V1，当脉冲信号 VG 的 ON 期间比第一基准 ON 期间 T1 长时，基准 ON 期间输出电路 22 输出第二基准 ON 期间 T2 的脉冲信号 V2。因此，稳定切换功率因数提高变换器 126 的启动和停止模式变得可能。

实施例二

图 5 是一个电路图，显示了根据第二实施例的开关式电源结构图。与第一实施例相比，第二实施例的开关式电源包括具有一个 PFC ON/OFF 开关电路 124，其电路结构与第一实施例的开关式电源的结构不同。

即，PFC ON/OFF 开关电路 124 包括：一个变压器 124a；一个电阻 124b；一个变压器 124c 和一个反向变换器 124d。

当信号 V4 的电平在重负载下变成 L 电平时，PFC ON/OFF 开关电路 124 的变压器 124c 转成 ON 状态。变压器 124c 的 ON 状态使变压器 124a 变成 OFF。由二极管 10 和电容器 11 整流和滤波的能量不会加到 PFC 控制器 113 上。

根据第二实施例的开关式电源，形成一个具有简单结构的 PFC ON/OFF 开关电路 124 将成为可能。另外，因为 DC/DC 控制器 212 输出偏流 I_{bias2} 将变得没有必要，所以形成一个具有简单结构的 DC/DC 控制器 212 将成为可能。

本发明的开关式电源具有如下的改进。

例如，PFC 控制器和 DC/DC 控制器通过第一和第二实施例的 DC-DC 变换器获得能量。但是，本发明并不局限于这种结构，如，可以通过不同的电源对其提供能量。

进一步，为了检测轻负载状态，在如上所述的第一和第二实施例中使用 DC-DC 变换器的控制信号 VG 的 ON 期间。但是，本发明并不局限在这种结构上，例如可以使用控制信号 VG 的 OFF 期间。

此外，也可以使用回扫（flyback）型、推进型和共振型的 DC-DC 变换器。

另外，也可以使用除 MOS 变压器之外的二极管、IGBT 和其它形成 DC-DC 变换器的功率因数提高变换器的开关元件。

还要说明的是，根据本发明，因为功率因数提高变换器的操作在轻负载状态下中断，所以提供一种能够提高功效的开关式电源将变得可能。

所有根据本发明的是实力的这些和其它改进和替换都应包括在所述的范围之内。因此，可以理解，对本发明能够更广泛的，并且以与所附的权利要求相统一的含义和适当的保护范围的方式来解释；。

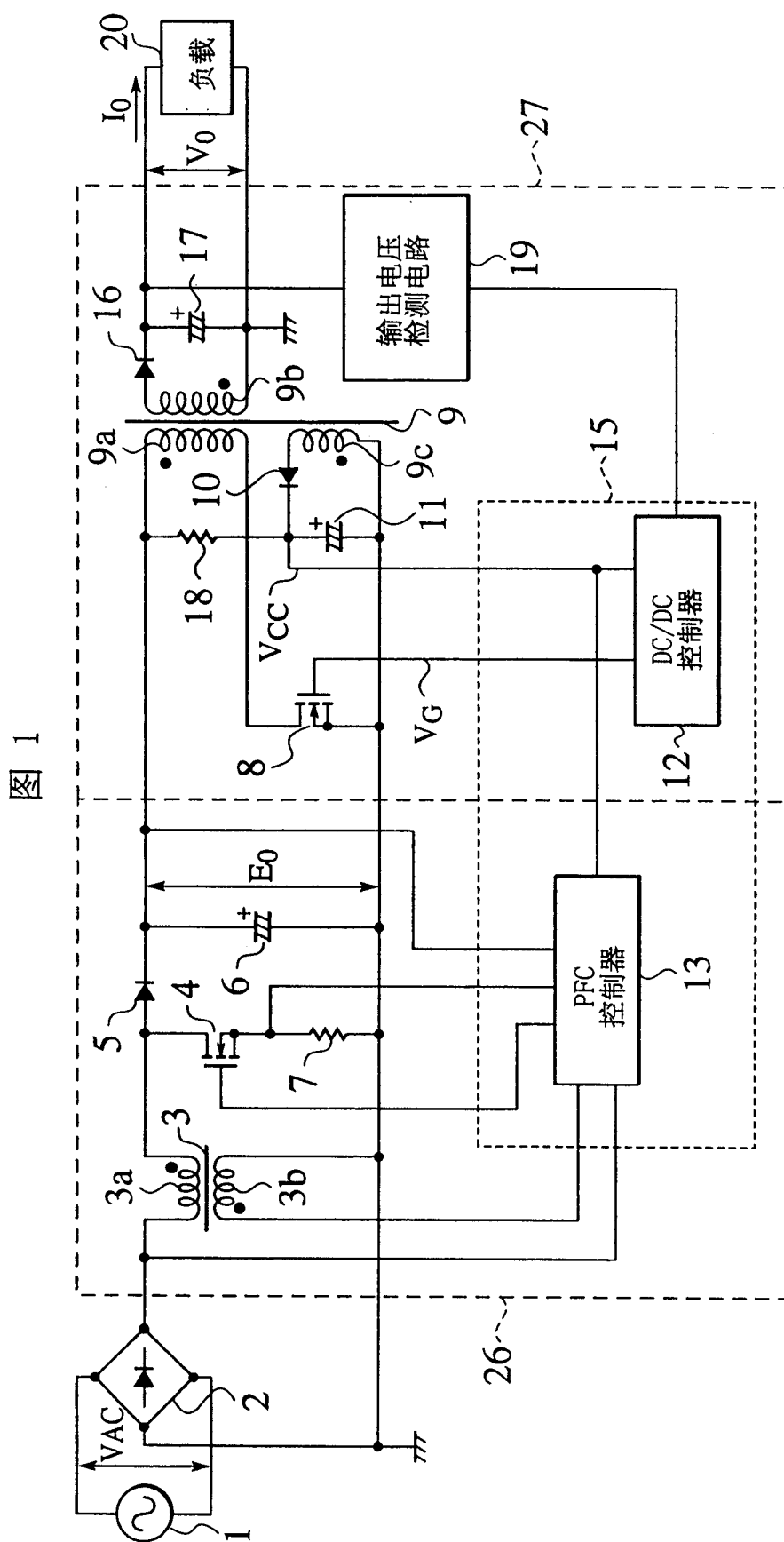


图 1

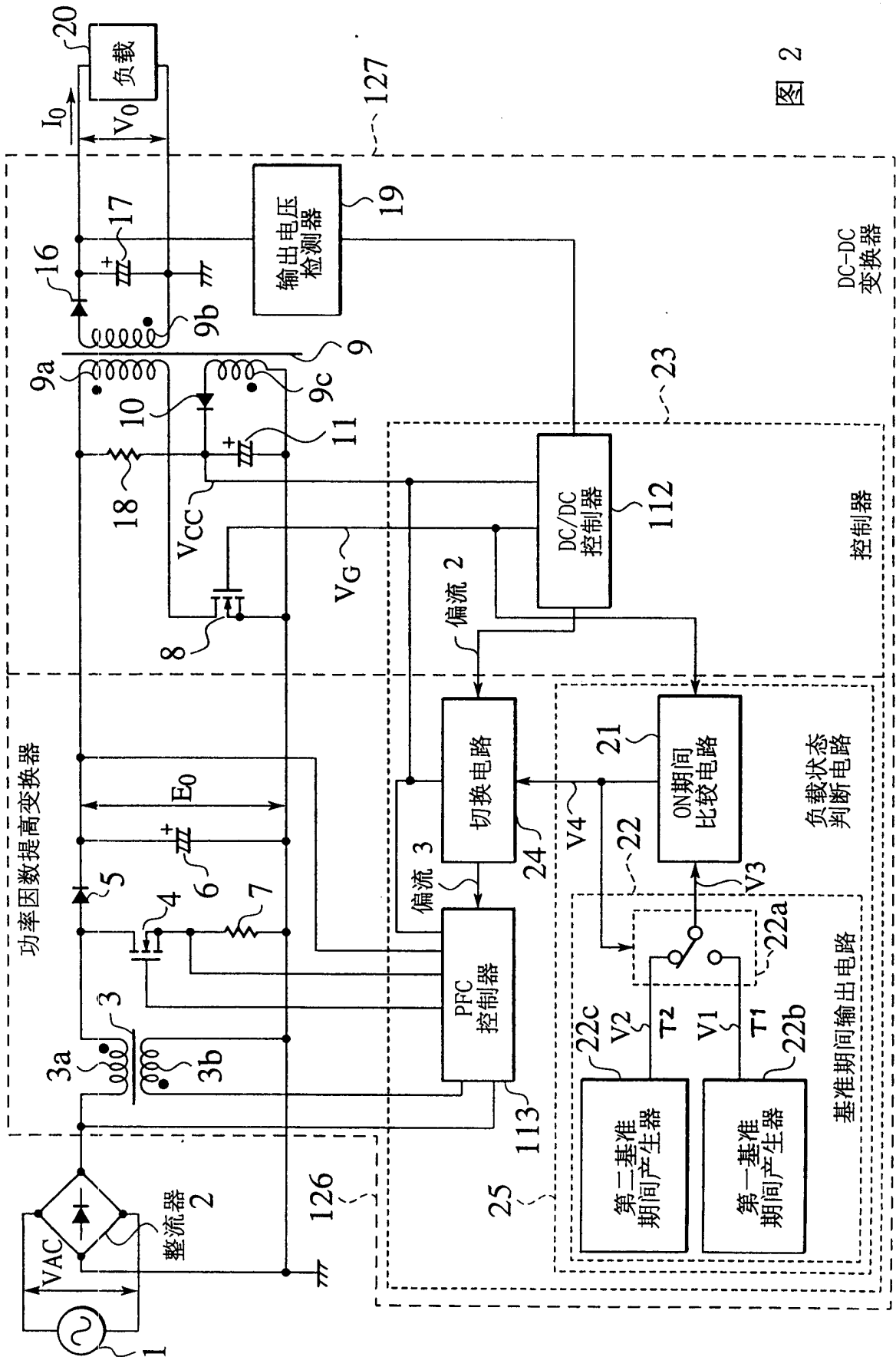


图 2

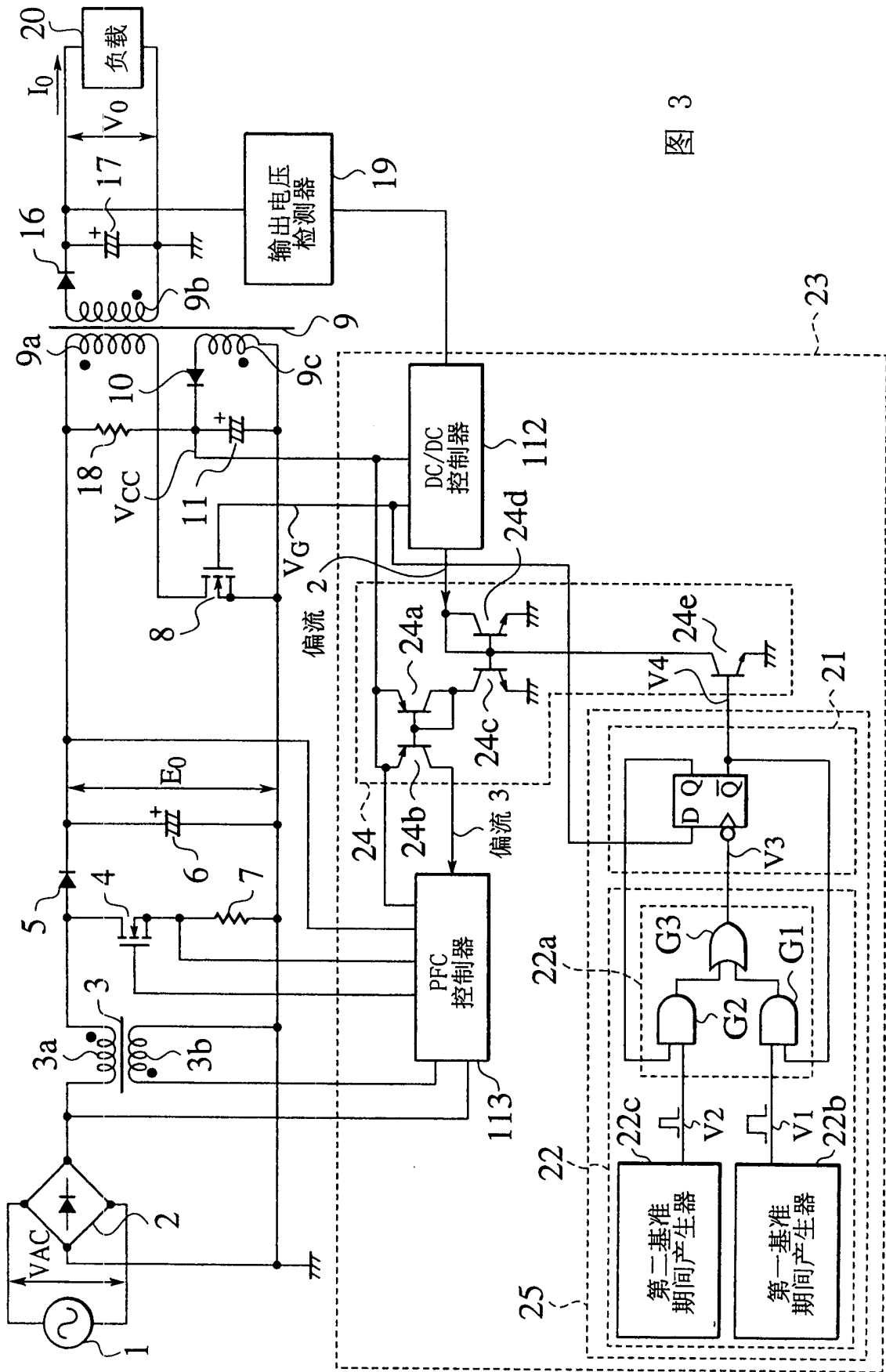
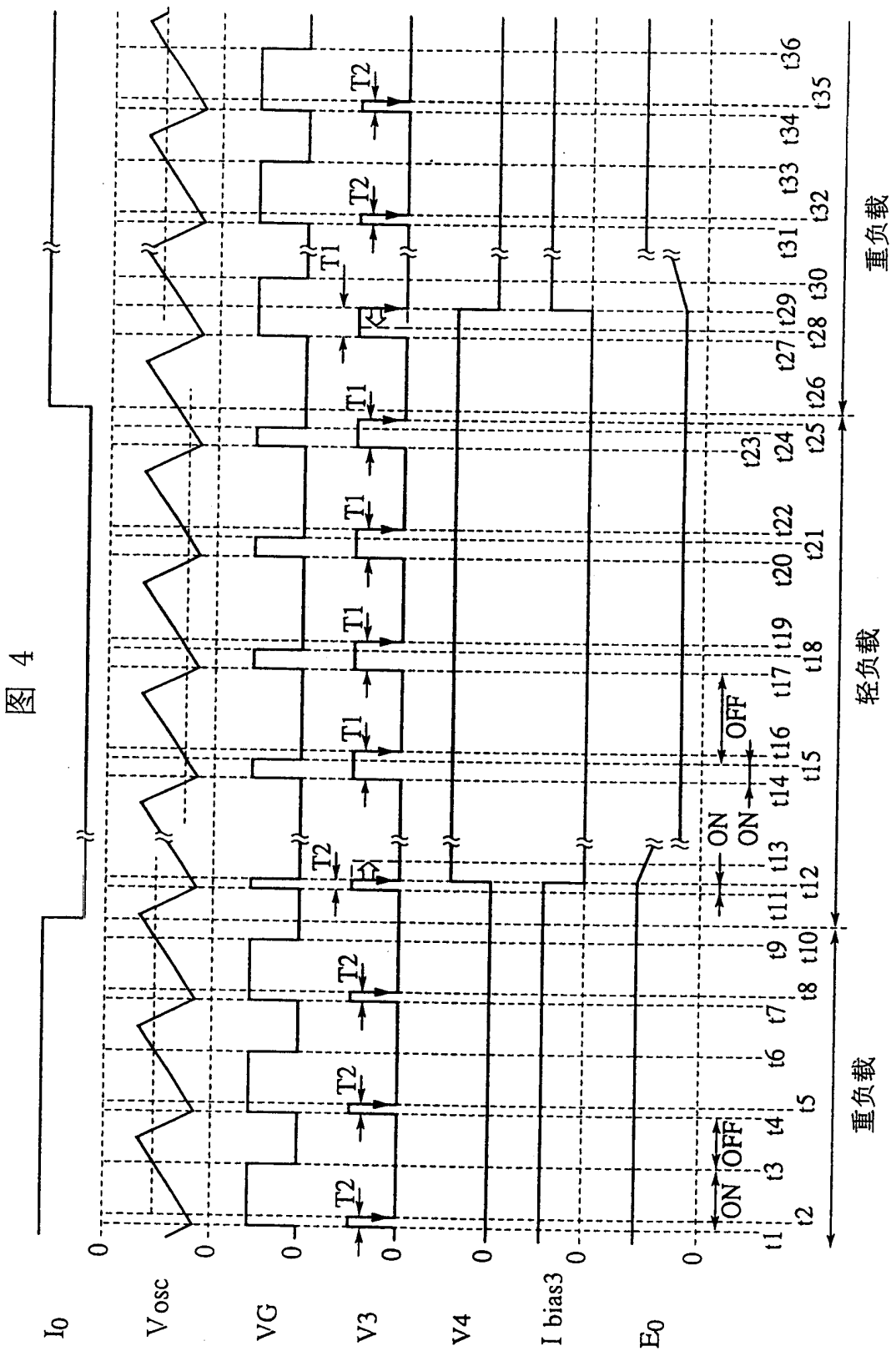


图 3



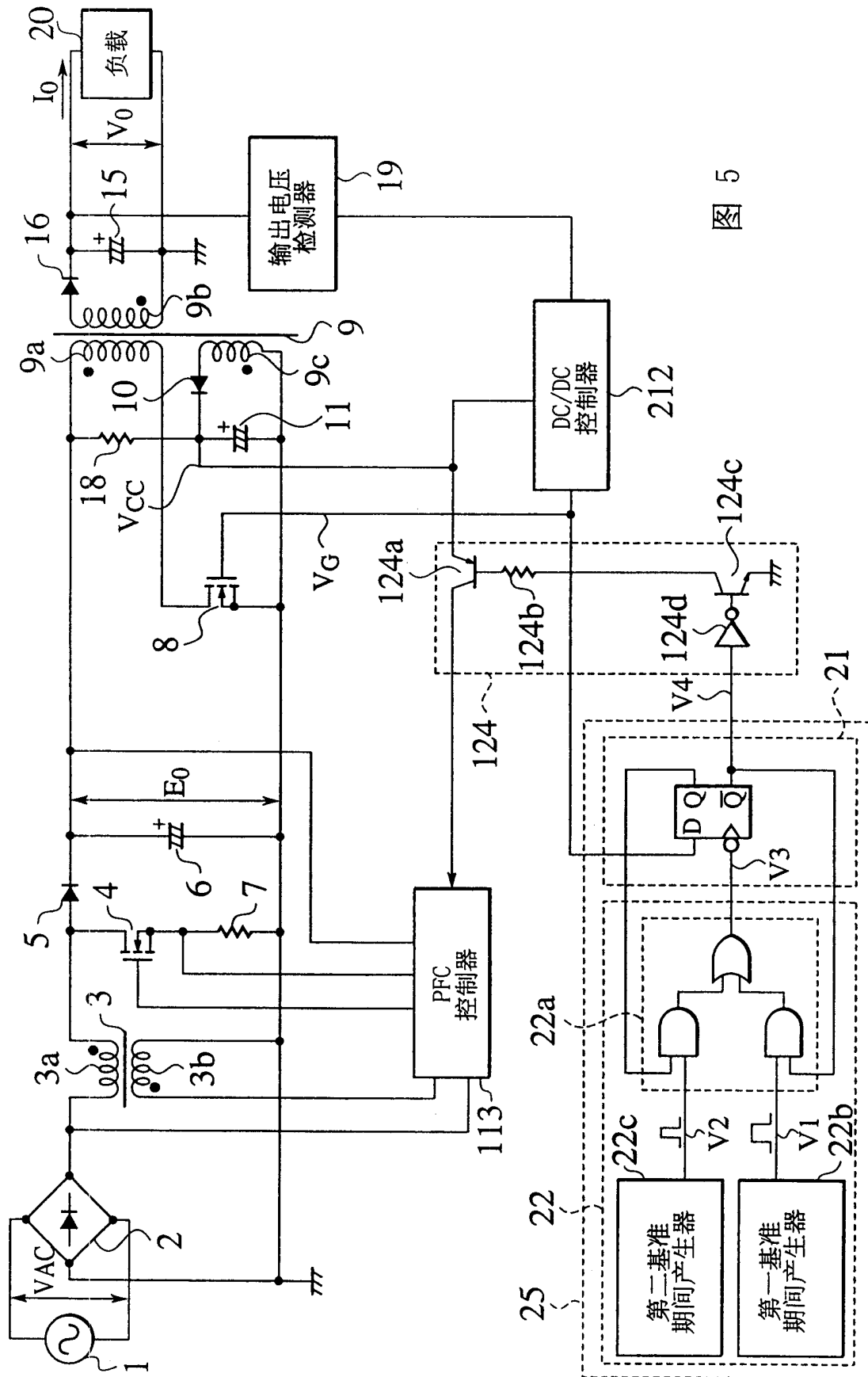


图 5