

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl⁷

H05B 41/295

H05B 41/298

H03K 17/13

[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 94115404.1

[45]授权公告日 2000 年 2 月 9 日

[11]授权公告号 CN 1049317C

[22]申请日 1994.8.17 [24]颁证日 1999.10.2

[21]申请号 94115404.1

[30]优先权

[32]1993.8.17 [33]KR [31]15908/93

[73]专利权人 快捷韩国半导体有限公司

地址 韩国京畿道

[72]发明人 李荣植 赵显敏 池京夏 崔洛春

[56]参考文献

CN1048479A 1991. 1. 9 H05B41/38

US5,063,332 1991.11. 5 H05B41/24

US5,118,997 1992. 6. 2 H05B41/24

审查员 陈 源

[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

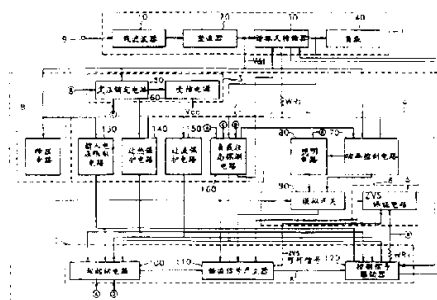
代理人 杨国旭

权利要求书 6 页 说明书 39 页 附图页数 16 页

[54]发明名称 零电压开关控制器及应用该控制器的电子
镇流器

[57]摘要

用于进行谐振模转换器的零压开关的控制器以及采用这种控制器的电子镇流器,包括功率控制器,关断检测电路和降压电路,并在开关元件的电压为零时进行开关操作,从而防止了额外的功耗,提高了效率并降低了噪声。



ISSN 1008-4274

权 利 要 求 书

1. 采用了零电压开关系统的电子镇流器，其特征在于该电子镇流器包括：

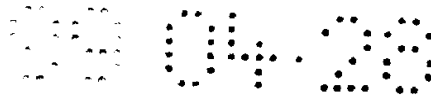
谐振模转换器，该转换器包含：连接于 DC 电源正极端子的第一开关器件以便根据上述的驱动信号执行零压开关操作，连接于 DC 电源负极端子的第二开关器件以便根据上述驱动信号执行零压开关操作，具有分别连接于上述第一开关器件，第二开关器件和上述负载的初级绕组和次级绕组的控制变压器，以及连接于该控制变压器并向负载供电的串连谐振电路；以及

零电压开关电路包含：驱动信号产生器，用于按照控制电流产生锯齿波信号并将该结果与参考电压比较以输出上述驱动信号和零电压开关可行信号；功率控制器，用于根据上述负载的状态输出来自上述谐振模转换器的电流，上述 DC 电压及上述控制电流；以及零电压开关保证电路，用于接收上述输入的电流和上述零电压开关可行信号以保证上述谐振模转换器执行零电压开关，其中上述零电压开关电路是连接于上述控制变压器第一绕组的。

2. 根据权利要求 1 的电子镇流器，其中上述零电压开关控制电路在正常操作中通过来自上述谐振模转换器的电流以功率再生方式提供上述零电压开关控制电路所必须的功率。

3. 根据权利要求 1 的一种电子镇流器，其中上述零电压开关控制电路还包括一个控制功率源电路，该电路用于接收上述 DC 电压和来自上述谐振模转换器的电流以便提供上述零电压开关控制电路的功率；以及

降压电路，用于把输入功率的电压降低到预定的电压以节约



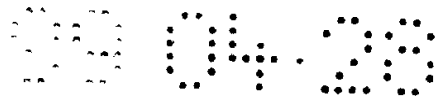
能源，并用于在上述 DC 电压低于预定电压时关断上述功率控制，并用于向上述驱动信号产生器直接输出上述控制电流。

4.根据权利要求 3 的一种电子镇流器，其中上述功率控制器包括：用于检测上述负载状态，上述 DC 电压与上述输入的电流的功率控制电路以便与一个参考电压比较并输出该控制电流的功率控制电路；用于检测环境照明并变化该功率控制电路的控制电流以便提供适当的照明的照明电路；以及用于按照上述降压电路的输出而输出或关断上述照明电路的控制电流的模拟开关。

5.根据权利要求 1 的一种电子镇流器，其中该驱动信号产生器包括：软起动电路，用于增加该锯齿波信号频率以便当施起始功率或输入关断信号时对该灯进行预热；锯齿波信号产生器，用于产生上述锯齿波信号以便当根据从该软起动电路上述降压电路和上述模拟开关输入的控制电流改变频率时与参考电压进行比较；以及控制信号驱动器，用于接收该驱动脉冲以便输出上述驱动信号用于在上述第一与第二开关器件上执行零电压开关，并用于将来自上述谐振模转换器的电流以功率再生方式输出给上述控制电源。

6.根据权利要求 1 的电子镇流器，其中上述零电压开关控制电路还包括：输入电压限制电路，用于检测输入电压并在将输入电压与预定电压进行比较之后输出关断信号；过热保护电路，用于检测温度，以便如果检测到的温度高于预定温度则输出关断信号，并且如果检测到的温度低于预定温度则延长对上述灯的预热时间，从而使上述开关元件可受到保护；以及负载状态检测电路，用于检测流经上述谐振模转换器的谐振线圈的电流以便探测负载的状态并输出关断信号和上述控制电流。

7.根据权利要求 3 的电子镇流器，其中上述控制电源电路包



括：一个负压锁定电路，用于接收上述 DC 电压以便当上述 DC 电压低于上述预定电压时进行锁定；以及控制电源，用于当上述 UVLO 电路释放该锁定时向上述零电压开关控制电路供电。

8.根据权利要求 1 的电子镇流器，其中上述零电压开关保证电路增高上述锯齿波信号的振幅使得上述谐振模转换器的电容可充分放电，并从而增加上述驱动信号的静寂时间。

9.用于电子镇流器的电路，其特征在于它包括用于根据控制信号向负载供电的谐振模转换器，并且具有第一与第二开关元件用于接收由 AC 市电整流所产生的 DC 电压，并根据驱动信号利用预定的频率进行零电压下的开关，该电子镇流器控制电路包括：

驱动信号产生器，用于产生锯齿波信号以便与参考电压进行比较，并用于输出该驱动信号和零电压开关可行信号；

功率控制器，用于接收来自上述谐振模转换器的电流，上述 DC 电压以及流经上述负载的电流，并用于输出该控制电流到上述驱动信号产生器使得加到上述负载的电流可维持一恒定水平，并且于控制上述锯齿波信号的频率；

零电压开关保证电路，用于接收来自上述谐振模转换器的电流和上述零电压开关可行信号，并用于增加上述驱动信号的静寂时间以便该谐振模转换器可执行零电压开关；

关断检测电路，用于接收来自上述谐振模转换器的电流，上述 DC 电压及流经该负载的电流，并在非正常状态出现时关断上述驱动信号；以及

降压电路，用于接收上述 DC 电压以便检测上述输入电压低于预定电压并关断上述功率控制器的控制电流，并根据收到的电

压用于输出预定的控制电流以便为了节约能源而降低向上述负载的供电。

10. 谐振模式电源中一种谐振模转换器的零压开关控制器,具有用于输入由交流市电整流而产生的 *DC* 电压的谐振转换器,并用于通过使用预定的频率和根据驱动信号而执行零压开关,从而向负载供电,该零压开关控制器包括:

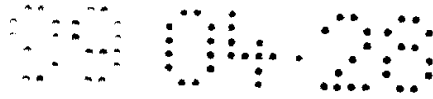
反馈控制器,用于从上述谐振波膜转换器引入反馈信号以便与参考电压比较并用于放大该比较结果(差值)从而转化为控制电流;

主控制器,用于根据上述反馈控制器引入的电流控制由三角波所产生的频率,并比较该结果与参考电压以便输出一驱动信号;以及

无负载传感器,用于从上述谐振模转换器引入反馈信号以便与具有磁滞特性的参考电压相比较,并用于检测无负载状态以便在无负载时关断驱动信号。

从而根据上述开关降低了功率损失而获得有效的电源并保护系统免受无负载状态之损。

11. 根据权利要求 10 的采用零电压开关系统的谐振模转换器,其中该谐振模转换器包括:第一开关器件,该器件连接于上述 *DC* 电源的正端并按照上述驱动信号执行零压开关;连接于上述 *DC* 电源负端的第二开关器件,该器件按照上述的驱动信号执行



零压开关；控制变压器，其初级绕组连接于上述零压开关控制器且三个次级绕组分别连接到上述第一开关器件，上述第二开关器件和上述负载上；连接到上述控制变压器的串连谐振电路；以及供电变压器，用于接收来自该串连谐振电路电流并对该结果进行整流以便向负载提供电源。

12. 根据权利要求 10 的谐振转换器的零压开关控制器，其中上述反馈控制器包括：差错放大器，用于通过一阻抗接收来自上述谐振模转换器的反馈信号以便与一参考信号进行比较；以及电流变换器，用于接收上述差错放大器的输出以便输出上述控制电流。

13. 根据权利要求 10 的谐振转换器的零压开关控制器，其中上述无负载传感器包括：磁滞电压产生器，用于产生具有磁滞特性的参考电压；以及磁滞比较器，用于接收上述反馈信号并把该结果与上述磁滞电压产生器的输出比较而探测出无负载状态。

14. 根据权利要求 10 的谐振转换器的零压开关控制器，其中上述主控制器包括：软起动电路，用于在向上述负载施加功率的早期阶段增加振荡频率并降低电压；三角波产生器，用于接收上述软起动电路及电流变换器的输出以便产生三角波；参考电压产生器，用于产生第一与第二参考电压；第一比较器，用于比较上述三角波产生器的输出与上述第一参考电压；第二比较器，用于比较上述三角波产生器的输出与上述第二参考电压；第一控制输出，用于驱动和输出上述第一比较器的输出；第二控制输出，用于驱动和输出上

述第二比较器的输出。

说明书

零电压开关控制器 及应用该控制器的电子镇流器

本发明涉及谐振模电源,特别是涉及了采用零电压开关系统的控制器及应用这种控制器的电子镇流器。

一般有两种电源。一种是用于连续供电的串连电源,另一种是应用了一个开关元件的高效小体积的开关模式电源(SMPS)。近来对SMPS型电源的需求有很大增长并且其开关频率也渐趋增加,这是由于电子设备的制造不断趋于重量轻、薄、简单和小型化。新近产生的谐振模电源(RMPS)作为SMPS之一,特别是谐振模转换器以其高效、体积小及良好的电磁干扰(EMI)特性而著称。在应用这类开关系统的转换器中,为了减少元件的数目,增加电能效率并减少输出的脉动而增加了开关的频率。但遗憾的是这样作的结果是增加了开关电能的损失。即是说,在往常的设备的电源中开关元件是由功率半导体器件构成,并且一般是双极性晶体管或场效应晶体管(FET)。因而,高的开关频率会减少电能效率并在开关元件上引起较大的应力。

图1A的略图表示了以往的转换器,该转换器有供给输入端的

输入功率 V_d ，与输入的正端串连的开关 SW_1 ，反偏压连接在开关 SW_1 的输出边与负的输入端的二极管 DA_1 ，与负载并连的电容器 C_1 ，以及连接在电容—负载组合与二极管 DA_1 负极之间的电感器 L_1 。于是，电功率根据开关 SW_1 的操作(开和闭)而提供给负载。其中， V_{ds} 是通过开关 SW_1 所加的电压， i_d 是流经开关 SW_1 的电流。

图 1B 是在如图 1A 的装置操作时，分别表示加在开关 SW_1 与流经它的电压 V_{ds} 与电流 i_d 的波形图。图 1B 中，图 1C 的 SW' 表示开关 SW_1 接通(高)和断开(低)时的定时， i_d' 是流经图 1A 的开关 SW_1 的电流 i_d 波形， V_{ds}' 是加在开关 SW_1 上的电压 V_{ds} 的波形，“a”是当开关 SW_1 断开时的功率损失，“b”是开关 SW_1 接通时的功率损失。

参见图 1A，1B 和 1C，当开关 SW_1 接通时，电流开始流过该开关，并且即使在开关 SW_1 断开时，电流 i_d 也不是立即降为零，而是相当于区域“a”的大小的一个电流值继续流动。类似地，电压 V_{ds} 加在开关 SW_1 上并在开关 SW_1 断开时保持在一稳定状态当开关 SW_1 接通时电压 V_{ds} 并为立即降为零，并且保持相当于区域“b”的大小的一个电压。于是当开关 SW_1 断开时，相当于区域“a”大小的电功率被浪费掉了，在开关 SW_1 接通时，相当于区域“b”的电功率作为开关 SW_1 中的热能损耗掉了。就这种由开关 SW_1 的通断操作所引起电功率损失而言，在开关频率增加以减小输出电压的脉冲或减小转换器中的电感和电容时则相对于整个周期的电功率损失比率就会增加。

于是整个系统的效率就会降低。即当开关频率增加时,往常的控制设备增加了开关的应力与电功率损耗。

图 2 的简图表示了常规的电子镇流器,该镇流器包括第一和第二开关元件 Q_{11} 与 Q_{12} , 在其上加有输入的交流电 (AC) V_{in} 经整流的直流 (DC) 电压 V_{dd} , 变压器 C. T. 具有与电感器 L_{10} 与电容器 C_{12} 串接的初级线圈 n_{11} 及两个次级线圈 n_{12} 与 $n_{12'}$, 该两线圈的每一个的一个端子分别通过电阻 R_A 、 R_B 、 R_C 与 R_D 连接到第一与第二开关元件 Q_{11} 与 Q_{12} 的控制极, 一个灯与电容器 C_{12} 并连, 电容器 C_{11} 与 C_{13} 连接在电容器 C_{12} 的一端与第一及第二开关元件 Q_{11} 与 Q_{12} 及二极管 D_{11} 与 D_{12} 之间。于是当开关 SW_2 接通时, 第一开关元件 Q_{11} 的控制极通过电阻 R_i 与 C_i 被触发。

在开关 SW_2 导通的瞬间, 于是第一开关元件 Q_{11} 也导通, 灯驱动电流流经电容器 C_{11} 与 C_{12} , 电感器 L_{10} 以及初级线圈 n_{11} 。当电容器 C_{11} 完成充电时, 在第二线圈 $n_{12'}$ 两端产生一反向电功率。于是在第二开关元件 Q_{12} 导通时, 驱动电流流过初级线圈 n_{11} , 电感器 L_{10} 与电容器 C_{12} 与 C_{13} 。其中, 当电容器 C_{13} 完成充电时在第二线圈 n_{12} 两端产生一个反向电功率。于是第一开关元件 Q_{11} 再次导通。当反复接通和关断第一和第二开关元件 Q_{11} 与 Q_{12} 的开关频率与上电感器 L_{10} 与电容器 C_{12} 的串连谐振电路的谐振频率一致时, 在电容器 C_{12} 两端就会产生一个高电压, 它使该灯点亮。

常规的装置不仅没有增加灯的耐久性的功能, 实际上它加速了

灯的老化过程。而且往常的大部分的装置使用了会引起开关损耗增加和因过热而造成开关元件损坏的硬件。于是系统的稳定性不能保证并产生噪声。

于是本发明的一个目的即是提供一种谐振模电源，它通过使用零电压开关(ZVS)系统可实现足够的电源。

本发明的另一目的是提供一种电子镇流器，该镇流器可通过输入电压与负载的状态变化的传感使整个系统处于稳定，防止开关元件被过电流和过热而损坏，并探测周围环境的照度用于控制光输出以便节约能源。

本发明的又一目的是提供一种应用 ZVS 系统的电子镇流控制电路。

本发明的另一目的是提供一种应用 ZVS 系统的谐振模转换器。

为实现本发明以上目的，提供了一种谐振模电源，该电源对(例如)市电 AC 电压整流的直流电压进行开关，以便向负载通过谐振器提供电能，该谐振模电源包括：

谐振模转换器，通过应用根据驱动信号的预定频率所进行的 DC 电压的零电压开关向负载提供电功率；以及

零电压开关(ZVS)控制器，用于通过接收 DC 电压与谐振模转换器的输出以及根据市电 AC 电压和负载的状态输出驱动信号而控制该谐振模转换器。

于是，通过减少由于开关而引起的功率损失，从而防止系统和负

载处于非正常情况,而得到一种有效的电源。

为了达到本发明的另一目的,提供了一种电子镇流器,用于通过例如市电的整流的 DC 电压的开关而向灯提供电能,该电子镇流器包括:

谐振模转换器,用于接收 DC 电压并根据驱动信号应用关于输入电压预定的频率而进行零电压开关,并根据控制信号向负载提供电功率;以及

零电压开关控制器,用于接收 DC 电压和谐振模转换器的输出以便根据市电及负载状态输出驱动信号和控制信号。

于是,通过减少由开关引起的功率损耗可有效地向负载提供电能,并可防止系统处于不正常状态。

为了实现本发明的又一目的,提供了一种电子镇流器集成电路器件,该器件包括用于以下目的的谐振模转换器:根据控制信号通过所具有的第一和第二用于接收例如市电 AC 电压整流的直流电压的开关元件向负载提供电能,以及根据驱动信号应用预定的频率对输入电压进行零电压开关,该电子镇流器集成电路器件包括:

驱动信号发生器,用于产生锯齿波信号以便同参考电压比较,并输出驱动信号和零电压开关可行信号;

功率控制器,用于接收来自谐振模转换器的电流和流经 DC 电压及负载的电流,并用于向驱动信号发生器输出控制电流以便维持供给负载的电功率稳定不变,以及用于控制振荡频率;

零电压开关保证电路,用于接收来自谐振模转换器的电流以及零电压开关可行信号,并用于增加驱动信号静寂时间,以便谐振模转换器可进行零电压开关。

断电保护电路,用于接收来自谐振模转换器的电流和流经 DC 电压及负载的电流,并用于在非正常情况下停止驱动信号;并且

降压电路,用于接收 DC 电压,并且用于在探测到所使用的电压低于预定电压时停止功率控制器的控制电嘴而输出预定的控制电流,并根据输入电压降低加到负载上的电功率以节省能源。

为了实现本发明的另一目的,提供了用于以下目的的谐振模电源:用于接收例如市电 AC 电压的整流的 DC 电压,以及用于根据驱动信号应用预定的频率对输入电压进行零电压开关从而向负载提供电功率,该谐振模电源包括:

反馈控制部分,用于从谐振模转换器引入反馈信号以便同参考电压进行比较,并用于放大这一差值以便转换成控制电流;

主控制部分,用于根据来自反馈控制部分的电流控制产生自三角波的频率,并用于将此频率同参考电压比较以便输出驱动信号;以及

无负载传感器,用于从谐振式转换器引入反馈信号以便同具有磁滞特性的参考电压比较,并用于检测无负载状态以便在无负载的状态下可使得驱动信号停止。

于是,因开关而引起的功率损失可被减小,而得到一种有效的

电源,并且系统可无负载情况下得到防护。

本发明的以上的目的及其他优点通过参考附图对其实施例的详述将更为明显,这些图是:

图 1A,1B 与 1C 的原理简图表示往来的转换器的开关操作;

图 2 是表示往来的电子镇流器电路的原理图;

图 3 表示本发明的电子镇流器的框图;

图 4 表示图 3 的主功率器件的电路图示;

图 5 是表示图 3 中所示软起动电路和锯齿波信号发生电路的电路图;

图 6A 到 6E 表示图 5 的锯齿波信号发生器的操作波形;

图 7 是表示图 3 的控制信号驱动器的电路图;

图 8A 到 8L 表示图 7 的控制信号驱动器的操作波形;

图 9A 到 9F 表示本发明的一个设备的操作波形;

图 10 表示图 3 的控制功率部分的电路图;

图 11 表示图 3 的功率控制部分的电路图;

图 12 表示图 3 的零电压开关保证电路的电路图;

图 13A 到 13D 表示图 12 所示电路的操作波形;

图 14 为表示图 3 所示的输入电压限制电路与降压电路;

图 15 为表示图 3 中所示的负载状态检测电路;

图 16 表示图 3 中的过热保护电路;

图 17 表示图 3 中的过流保护电路;

图 18 表示本发明的谐振模转换器的另一实施例的框图；

图 19A 到 19F 表示图 18 所示装置的操作波形。

现参照附图对本发明详加说明。

图 3 是表示本发明的一个电子镇流器的框图。该电子镇流器包括：一个主功率器 1，它包含 AC 输入端 9，线滤波器 10，整流器 20，谐振模转换器 30 及负载 40；以及一个零电压开关控制器 2，它包含控制功率部分 3，功率控制部分 4，驱动信号发生器 5，零电压开关保证部分 6，防护电路部分 7 与降压电路 8。于是交流电压的输入被整流并应用高频率信号进行开关从而可向负载 40 有效地提供电能。控制功率部分 3 由负压锁定 (UVL0) 电路 50 以及受控电源 60 组成，并向 ZVS 控制器 2 提供操作电压 (V_{cc})。驱动信号发生器包含：软起动电路 100，锯齿波信号发生器 110 以及控制信号驱动器 120，并产生用于驱动谐振模转换器 30 的开关元件的驱动信号。功率控制部分 4 包含：功率控制电路 70，照明电路 80 与模拟开关 90，并且该功率控制部分探测加之于的输入功率和加到负载的功率及环境照明的变化以便输出一控制电流用于控制锯齿波信号发生器 110 的振荡频率。ZVS 保证电路 6 控制着静寂时间 (即所有开关元件全部关断的时间周期)，以便谐振模转换器 30 的开关元件可进行零电压开关。降压电路 8 在输入电压故意降低时关断电功率控制器 4 的输出以便停止控制操作节约能源。于是，在输入电压降低时，加于负载的电功率也降低。

参见图 3, ZVS 控制器 2 一般如下操作。就用于 ZVS 控制器 2 的电压 V_{cc} 来说, 整流器 20 的输出电压 V_{dd} 起初加于 ZVS 控制器 2, 从而使得其中的控制功率部分 3 能够向 ZVS 控制器 2 提供操作电压 V_{cc} 。本旦谐振模转换器 30 正常运行, 则由谐振模转换器 30 到控制信号驱动器 120 的转换能量就被输入, 使得 V_{cc} 可由控制功率部分 3 提供。即直到输入到 ZVS 控制器 2 的电压变得高于预定电压之前, 控制功率部分 3 的 UVLO 电路 50 保持锁定状态, 从而防止受控电源 60 输出 V_{cc} 。当输入电压高于一预定值时, 锁定状态结束而使得受控电源可以输出 V_{cc} 。一旦 V_{cc} 被加于 ZVS 控制器 2, 该控制器即正常操作。于是谐振模转换器 30 就正常操作, 并且受控电源 60 通过由谐振模转换器 30 转换的电压而输出 V_{cc} 。如发生不正常情况, 则使得保护电路输出一断电信号。于是, 谐振模转换器 30 不能正常操作, 那么就不会有向 ZVS 控制器 2 的电流输出。于是控制功率 3 的输入电压降低, 并且 UVLO 电路 50 被锁定。其结果是 V_{cc} 对于除去过流保护电路 150 与 UVLO 电路 50 以外的所有电路都关断。

由于驱动信号发生器 5 的软起动电路 100 使得锯齿波信号发生器 110 的锯齿振荡频率 FSN 变得高于正常状态的频率。于是, 供给一负载(荧光灯)的电压开始是低的, 这可提高负载的耐用性。即当开始时加功率时, 以及在检测电路 7 探测到不正常情况并输出停电信号之后恢复正常状态时, 软起动电路 100 输出一操作停止信号到负载状态检测电路 160, 功率控制 4 与 ZVS 开关保证电路 6 以便

停止控制操作。然后,软起动电路控制 100 控制锯齿波信号发生器 110 以产生具有高于正常状态的频率的锯齿。于是,在负载(灯)放电之前有少量的电流流经灯丝以便预热。从而,输入电压限制电路 130,过热保护电路 140,过流保护电路 150 以及检测电路部分 7 的负载状态检测电路 160 的断路输出信号是提供给控制信号驱动器 120 以及软起动电路 100。

锯齿波信号发生器 110 接收到软起动电路 100,模拟开关 90,零电压开关保证电路 6 与降压电路 8 的输出,从而产生锯齿波信号,然后将该信号与参考电压比较。结果是零电压开关(ZVS)可行信号和驱动脉冲 K 被输出。

控制信号驱动器 120 接收来自锯齿波信号发生器 110 的驱动脉冲并输出一驱动信号用于谐振模转换器 30 的开关元件的开关。这时,当来自输入电压限制电路 130,过热保护电路 140,过流保护电路 150 或负载状态探测电路 160 的至少之一的断电信号输入时,则控制信号驱动器 120 就不会产生驱动信号。于是控制信号驱动器 120 通过停止开关而保护了系统,并在状态转入正常时又重新输出驱动信号。

功率控制部分 4 的功率控制电路 70 通过电阻器 WR2 接收来自谐振模转换器 30 的谐振模转换器 30 的电压,并从负载探测电路 160 输入有关负载状态的信息,并接收整流器 20 的输出以便探测出输入电压和负载以及控制电流的输出的变化。照明电路 80 探测出环

境照明并控制施加到负载 40 上的电压从而输出一控制电流以便可维持一种最佳照明。模拟开关 90 向锯齿波信号发生器 110 输出一来自正常状态下照明电路 80 与功率控制电路 70 的控制电流输入以便控制锯齿振荡频率。

当输入电压降落到低于预定电压时,降压电路 8 关断模拟开关 90。于是控制电流停止流动,且降压电路 8 直接控制锯齿波信号发生器 110 使得锯齿波信号产生器 110 可在预定的频率上振荡。当输入电压降低时,加于负载的电功率也被降低以节省电能。

输入电压限制电路 130 可检测出输入电压高于额定电压的两倍或低于额定电压的一半,并输出一停机信号。过热防护电路 140 可输出停机信号以便防止谐振模转换器 30 的开关元件过热。过流防护电路 150 可输出停机信号以便防止谐振模转换器 30 的开关元件过电流。负载状态检测电路 160 可检测出无负载状态以便输出停机信号,并使无负载侧的开关停机或当加有两个负载时可检测出负载状态。这样,谐振模转换器 30 的开关 SW_1 与 SW_2 受到控制。

图 4 是图 3 中所示的主功率器件一部分的电路图。通过线滤波器 10 输入的市电 AC 由整流器 20 整流,而输出 DC 电压 V_{dd} 。图 4 中所示装置的谐振模转换器 30 包括:控制变压器 31,用于连接 ZVS 控制器 2 与谐振模转换器 30;一个第一开关部分 32,其控制极连接到控制变压器 1 的次级线圈 n_{21} ,又其漏极连接到整流器 20 的正输出端(V_{dd});一个第二部分 33,其栅极连接到控制变压器 31 的次级

线圈 n_{22} , 又其漏极连接到整流器 20 的负输出端; 以及连接到控制变压器 31 的导向线圈 n_{23} 的谐振电路部分 34。谐振模转换器 30 把稳定的电功率传送给负载(灯 1 与 2)。

参见图 4, 谐振模转换器的控制变压器 31 包含连接到 ZVS 控制器 2 的输出端的控制线圈 n_{11} , 连接到第一开关部分 32 的第一开关线圈 n_{21} , 连接到第二开关部分 33 的第二开关线圈 n_{22} 圈以及连接到谐振电路部分 34 的导向线圈 n_{23} 。第一开关线圈 n_{23} 和第二开关线圈 n_{22} 的绕制使得它们具有相反的极性。第一开关部分 32 包含: FET(场效应晶体管) Q_1 , 其栅极连接到变压器 31 的第一开关线圈 n_{21} ; 二极管 D_{F1} 和电容器 C_{F1} 并连在 FET Q_1 的源极/漏极两端。第二开关部分 33 包括 FET Q_2 , 其栅极连接到变压器 31 的第二开关线圈 n_{22} ; 以及二极管和电容器 C_{F2} 并连在 FET Q_2 的源极/漏极之间。谐振电路部分 34 由两个负载谐振的部分构成。第一负载谐振部分包含: 谐振线圈, 它连接到导向绕组 n_{23} 的一边, 该绕组的另一边串连在第一与第二开关部分 32 与 33 的共公结点上; 一个谐振电容器 Cr_1 ; 电容器 Cr_3 与二极管 D_{F3} 分别相互并连在谐振电容器 Cr_1 与 V_{dd} 的正向端子之间; 电容器 Cr_5 与二极管 D_{F5} 分别彼此并连在沿谐振电容器 Cr_1 与 V_{dd} 的负端之间。第二负载部分包含连接到导向绕组 n_{23} 阵边的谐振线圈 Lr_2 , 谐振电容器 Cr_2 , 电容器 Cr_4 与二极管 D_{F6} 彼此分别并连在谐振电容器 Cr_2 与 V_{dd} 正端, 电容器 Cr_6 与二极管 D_{F6} 分别彼此并连在谐振电容器 Cr_2 与 V_{dd} 的负端。于是, 谐

振电路部分 34 把电功率传递到两个负载(灯 1 与灯 2)上。二极管 D_{r3} 到 D_{r6} 在整个系统非正常操作并且电容器 Cr_3 到 Cr_6 的电压高于 DC 电压 V_{dd} 时对电容器 Cr_3 到 Cr_6 的电压位。此外,流经灯 1 与 2 的电流是由探测变压器 35 感应出的,该变压器用于探测流经谐振线圈 $Lr1$ 和 $Lr2$ 的电流,该电流输入到 ZVS 控制器 2 的负载状态探测电路 160。负载状态探测电路 160 根据负载的状态通过转换开关 SW_1 与 SW_2 的通断而向灯 1 和 2 提供电力或断电。

图 5 是表示图 3 中所示软起动电路 100 与锯齿波信号产生电路 110 的图示。当 ZVS 控制器 2 的输入电压超过阈值电压,并且从而 UVLO 电路 50 的锁定状态消除时,软起动电路 100 起动操作以便使得锯齿波信号产生电路 110 的振动频率高于正常频率。锯齿波信号产生电路 100 根据控制电流生成锯齿波,将该锯齿波与参考电压比较并输出驱动脉冲 K 和 ZVS 可行信号。

参见图 5,软起动电路 100 的输出端与锯齿波产生电路 110 之间的二极管 D_{13} 在软起动电路 100 的电容 CW_1 两端的电压变得与锯齿波信号产生电路 110 的电阻联合($R_{14}+VAR_1+R_{15}$)两端的电压相同之前是导通的。在电容器 CW_1 的电压开始增加的瞬间,二极管 D_{13} 停止导通。换言之,从这一时刻开始软起动电路 100 与锯齿波信号产生电路 110 被关断。于是,当无充电电压的起始源功率加于电容器 CW_1 (起始驱动)以及当系统在操作过程中被非正常状态所关断并向正常状态恢复时,软起动如下进行。关断信号的输入可

经过端子 103 来自:过流保护电路 150, 负载状态探测电路 160, 过热保护电路 140 与输入电压限制电路 130。然后晶体管 TR_2 导通从而使高容量电容器 CW_1 放电。于是软起动再次进行。此外,从过热保护电路 140 向端子 104 输入控制信号以使得流经静态电流源 TR_1 与 TR_3 的电流受到限制而保持低的温度。于是向电容器 CW_1 充电的时间周期被延长。软起动时间在低温下延长,这使得起初加热时间充分的长。于是,由起始电流冲击所引起的灯寿命的缩短可被防止。比较器 $U2A$ 通过对软起动操作的探测输出一复位信号功率用于在较为不重要的非正常状态发生时进行复位,并继续向负载状态探测电路 160 通端子 101 供电。比较器 $U2B$ 在软起动电路 100 操作过程中向功率控制器 4 和零电压保持电路通过端子 102 输出不可行信号。即在软起动步骤中,所提供的电功率必须故意对于负载的起始加热是低的。这样控制电路的操作使得提供给负载的电功率不能增加。

用于操作软起动电路 100 的时间周期可由电阻 $R7$ 和电容器 CW_1 表示如下。

$$T_{st} = \frac{CW_1 \times V_{th}}{I_{c1}} \dots\dots (1)$$

其中 V_{th} 比较器 $U3$ 的参考电压, I_{c1} 是流向电容 CW_1 的电流, T_{st} 是软起动时间,例如,为几毫秒。

对于其负载与荧光灯相同的放电灯的情况,软起动电路 100 产

生锯齿波,其频率要高于正常状态下功率开关元件的开关频率,从而防止放电冲击电流和电压放电。这样,灯丝被予热而延长了灯的寿命。

在锯齿波信号产生电路 110 中,当静态电流通过由晶体管 TR_7 与 TR_8 构成的镜式静态电流源流向电容器 BC_{10} 时,电容器 BC_{10} 的充电电压以规则的斜率增加。当电容器 BC_{10} 的电压达到比较 U_3 的参考电压(V_{ref1})时,比较器 U_3 的输出变“高”。于是晶体管 TR_{12} 导通,并且电容器 BC_{10} 立即被放电。当电容器 BC_{10} 的负载完全被放电时,来自静态电流源的电流使电容器 BC_{10} 再充电。当电容器 BC_{10} 的电压重又达到比较器 U_3 的参考电压(V_{ref1})时,使电容器 BC_{10} 放电的电压过程重复进行,从而可连续产生锯齿波。在锯齿波信号产生电路 110 中,锯齿波振荡频率可表示如下。

$$F_{sw} = \frac{IC_2}{V_{th} \times BC_{10}} \dots\dots (2)$$

其中, U_{c2} 是流向电容器的电流, V_{th} 是比较器 U_3 的参考电压 V_{ref1} , F_{BC10} 是电容器 BC_{10} 的电容量, F_{sw} 是锯齿波振荡频率。

同时,谐振式转换器 30 的输入电压和用于补偿负载电流的变化的控制电压由电功率控制 4 的模拟开关 90 经端子 112 输入。然后,流经电容器 BC_{10} 的电流的变化使之对锯齿波振荡频率进行控制。换言之,供给谐振式转换器负载的电功率在谐振转换器 30 中的

第一与第二开关部分的开关频率高时是低的,而当该开关频率低时则该电功率是高的。于是,开关频率的控制是使得能向负载提供稳定的电功率而不论负载和输入电压如何变化,从而使得灯的照明是规则的。但是,开关频率是对锯齿波信号产生电路 110 的振荡频率(F_{sw})成正比变化的,并且锯齿波振荡频率 F_{sw} 如表达式(2)所示可通过流经 BC_{10} 的电流 I_{c2} 而改变。从而,提供给负载的电功率可通过控制流过 BC_{10} 的电流 I_{c2} 来控制。同时,当输入电压低并且控制信号从降压电路 8 经端子 111 输入而引起晶体管 TR_{11} 导通时,流经晶体管 TR_{10} 的电流增加。于是当降压电压 8 关断电功率控制电路 4 的控制电流时所引起的冲击可被减轻,并且可保持一个恒定的电流。此外,零电压开关保证电路 6 的输出是通过端子 11 输入的以便提供给谐振式转换器 30 的电容器 C_{F1} 与 C_{F2} (图 4)以足够的放电时间周期。这样,比较器 $U3$ 的输入电压受到控制使得开关电压为 0。其结果是锯齿波的振幅增加,这延长了静寂时间。

这样产生的锯齿波信号被输入到比较器 $U4B$ 的反向输入端并与输入到比较器 $U4B$ 的非反向输入端的参考电压 V_{ref2} 进行比较。于是用于驱动谐振型转换器的电功率开关元件 Q_1 与 Q_2 的驱动信号和用于确定静寂时间的驱动脉冲(K)经端子 115 输出到控制信号生成器 120。静寂时间必须按照如图 4 所示的元件 $Lr_1, Lr_2, Cr_2, Cr_3, Cr_4, Cr_5$ 和 Cr_6 值变化,这决定了谐振式转换器的自然谐振频率。从而,锯齿波比较器 $U4B$ 的参参考电压 V_{ref2} 也变化。同时,锯齿波信

号被输入到比较器 $U4A$ 的非反向输入端并与输入到比较器 $U4A$ 的反向输入端的参考电压 V_{ref3} 比较。于是零电压开关 (ZVS) 可行信号经过端子 114 被输入到零电压开关保证电路。在图 5, 标号 R_1 到 R_{27} 是电压分配电阻。

图 6A 到图 6E 表示图 5 中所示锯齿波信号产生电路的操作波形。图 6A 表示当电容器 BC_{10} 由流经电容器 BC_{10} 的恒定电流源所充电并在比较器 U_3 的输出高时突然放电时所产生的锯齿波信号的波形。图 6B 表示比较器 U_3 的输出波形, 即当电容器 BC_{10} 的充电电压超过参考电压 (V_{ref1}) 时所产生的脉冲信号波形。图 6C 表示图 6A 的锯齿波信号和参考电压 V_{ref2} 与 V_{ref3} 。图 6D 表示驱动脉冲 (K), 该脉冲在锯齿波信号高于图 6C 中的参考电压 V_{ref2} 时是低电位而在锯齿波信号低于参考电压 V_{ref2} 时则是高电位。图 6E 表示 ZVS 可行信号, 该信号在锯齿波信号高于参考电压 V_{ref3} 时为高电位, 而在锯齿波信号低于参考电压 V_{ref3} 时为低电位, 注意与图 6C 的锯齿波及参考电压 V_{ref3} 比较。

图 7 是表示图 3 的控制信号驱动器 120 的电路简图。驱动逻辑 126 与驱动电路 128 输入驱动脉冲信号 (K) 以便输出驱动信号用于谐振式转换器的开关元件 Q_1 与 Q_2 。

即, 驱动脉冲 (K) 是从锯齿波信号产生电路 110 经端子 121 和反相器 $U8C$ 输入到 D 触发器 $U5B$ 。并且经端子 121 直接输入到 D 触发器 $U5A$ 。 D 触发器 $U5A$ 与 $U5B$ 的输出 a, b, c, d 被输入到

NAND(与非)门 U6A 与 U6B 而使得分别作为驱动逻辑信号 M 与 N 而输出。然后,两个另外的驱动逻辑信号被输出这是在驱动逻辑信号 M 和 N 经与非门 U6C 与 U6D 与从谐振转换器 30 来的经端子 124 输入的一个信号共同被输入时被输出的。当来自输入电压限制电路 130,过热保护电路 140,过流保护电路 150,或负载状态探测电路 160 至少之一的关断信号经端子 122 输入时,D 触发器 U5A 与 U5B 被复位,从而驱动信号的输出被解除。

驱动逻辑信号 A, B, M 与 N 经阻容并连电路($R_{30}, BC_6; R_{21}, BC_7; R_{32}, BC_8; R_{33}, BC_9$),输入到四个晶体管 $TR_{13}, TR_{15}, TR_{16}$ 与 TR_{14} 的基极,这些晶体管分别被导通/关断。于是驱动信号 DS_1 — DS_2 经减法器 127 中的端子 1 23 被输入谐振型转换器 30 的控制变压器 31 的初级绕组 n_{11} 上,从而使开关元件 Q_1 与 Q_2 转换。图 7 中,二极管 D_1 到 D_4 用于防止反向电流。

图 8A 到图 8L 表示图 7 中所示装置每一部分的操作波形。图 8A 表示输入到控制信号驱动器 130 的驱动脉冲(K)。图 8B 和 8C 表示输入到与非门 U6A 的波形 a 与 b。图 8D 与图 8E 表示输入到与非门 U6B 的波形 c 与 d。图 8F 与图 8G 表示与非门 U6A 与 U6B 的输出波形 M 与 N。图 8H, 8I, 8J 及 8K 表示输入到晶体管 $TR_{13}, TR_{15}, TR_{16}$ 的驱动逻辑信号 A, B, M 与 N。图 8L 表示驱动信号 DS_1 — DS_2 ,即控制信号产生器 120 的输出。

图 9A 到图 9F 表示图 3 与 F_1 中所示装置的操作波形。图 9A

表示第二开关元件 Q_2 的漏与源之间的电压, 其中当第二开关元件 Q_2 导通时该电压接近零, 而第二开关元件 Q_2 关断时该电压接近 V_{dd} 。特别地, 如图 9A 中所示, 由电容器 C_{F1} 与 C_{F2} 所生成的斜波在信号波形上升和下降时是平缓的。因而在往常的硬开关中所出现的突变已经不出现了, 并且谐波频率分量减少了。于是高频噪声显著减少。图 9B 表示驱动信号 DS_1-DS_2 , 该信号就其电压值(由虚线表示)而言是正负方波, 本发明中具有频率 56KHz。图 9C 表示谐振转换电路的谐振电流(i_r)。图 9D 表示由谐振型转换器 30 到控制信号驱动器 120 所传递的电流。图 9E 表示负载两端所发生的电压信号。图 9F 表示第二开关元件 Q_2 的漏极电流。

本发明的操作将参见图 3 到图 9E 加以说明。如果 $t=t-1$, 则图 7 的晶体管 TR_{13} 与 TR_{16} 导通。如果晶体管 TR_{14} 与 TR_{15} 是导通的, 则图 9B 的驱动信号的正向方形信号经端子 123 流经控制变压器 31 的初级绕组, 并通过阻容并连电路($R_{30}, BC_6; R_{31}, BC_7; R_{32}, BC_8; R_{33}, BC_9$)流到端子 123'。于是在第一开关绕组 n_{21} 上感应出正电压而命名得第一开关元件 Q_1 导通, 同时该电压向施加于第二开关元件 Q_2 使之关断。即使在第一开关元件 Q_1 导通时, 谐振电流(i_r)也在反方向流动。于是, 反向流动的电流是流经二极管 D_{F1} 。如果 $t=t_0$, 在谐振电流改变其方向即由负向变为正向时, 图 9C 的谐振电流(i_r)通过第一开关元件 Q_1 流动而积累能量。由于晶体管 TR_{13} 与 TR_{16} 是导通的, 并且谐振电流(i_r)正向流动, 通过控制变压器 31 从

控制信号驱动器 120 的二极管 D 与 D_2 转移的谐振电流使得控制功率 3 的电容器 CW_3 经电阻 WR_3 充电。控制功率 3 从 V_{dd} 在早些时候获得功率电流从而可输出 V_{cc} 。但是从电容器 CW_3 如上充电的时间起。电容器 CW_3 由图 9D 所示的由谐振型转换器 30 导入的电流充电,从而这被用作 V_{cc} 功率源。于主供电装置 1 的“赋能模式”(Powering mode),而对于 ZVS 控制装置 2 则称为“功率再生模式”。如果 $t=t_1$,则晶体管 TR_{13} 由驱动信号关断,又如果 TR_{14} 导通则第一开关元件 Q_1 导通。当第一开关元件 Q_1 关断时,谐振电流(i_r)使得同第一与第二开关元件 Q_1 与 Q_2 并连的电容器 C_{F1} 与 C_{F2} 充电/放电。详细来说,电容器 C_{F1} 被充电而电容器 C_{F2} 被放电。这时,流向 V_{dd} 的电流值与从 V_{dd} 流出来的值一样大,并且通过二极管 D_{21} 与晶体管 TR_{14} 进行电流的自由轮转而转移到 ZVS 控制器 2。于是,图 9D 中所示的感应输入电流突然降为零。而且,当第一开关元件 Q_1 关断,电容器 C_{F2} 放电时,图 9A 所示第一开关元件 Q_1 的漏极电压缓慢下降。这称为“自由谐振”模式,自然谐振频率由于 C_{F1} 与 C_{F2} 连接于谐振电路 34 而稍有增加。当电容 C_{F2} 的电压降为零即图 9A 的电压为接地电势时,二极管 D_{F2} 导通。然后,用于将谐振电路 34 中所产生的一部分能量通过二极管 D_{F2} 而返回 V_{dd} 的功率再生模式段作为自由轮转而进行。在该阶段中驱动信号必须改变以便对第二开关元件 Q_2 进行零电压开关。换言之,如果 $t=t_3$,且控制信号驱动器 120 的晶体管 TR_{14} 与 TR_{15} 导通,则由流经过晶体管 TR_{15} ,端子 123' 以

及控制变压器 31 流向控制变压器 31(图 4)初级绕组 n_{11} 的正极,并经过端子 123 流向晶体管 TR_{14} ,从而使得第二开关元件 Q_2 导通。这时由于第二开关元件 Q_2 上的电压处于接地电势,于是进行零电压开关。即使第二开关元件 Q_2 是导通的,由于谐振电流 i_r 的方向还没有从正向转变为负向,故保存在谐振电路 34 中的能量被再生到 V_{dd} 方向。这时再生的通道是二极管 D_{F2} ,且自由轮转是对谐振电流 i_r 进行的。于是残留的只是极少的谐振电流,这意味着二极管 D_{F2} 不会导通。这时,生成电流通过二极管 D_{F2} 反向流动的阶段。

如果 $t=t_4$,并且当谐振电流 i_r 从正向负流动,则二极管 D_{F2} 的导通时间以及使得第二开关元件 Q_2 反向流动的时间是由驱动信号与谐振电流在 $t_3 < t < t_4$ 阶段的相位差所决定的。而且如果 $t=t_4$,并且当谐振电流 i_r 是从正向负流动的,则电流开始经第二开关元件 Q_2 流动。谐振电路 34 的能量积累的状态称为“赋能模式”。ZVS 控制器 2 的控制信号驱动器 120 的极性由控制变压器 31 改变。于是感应输入电流经由二极管 D_2 与 D_{20} 使得控制功率源 3 的电容器 CW_3 (图 10)充电。如果 $t=t_5$,则控制信号驱动器的晶体管导通。当晶体管 TR_{15} 关断时,则第二开关元件 Q_2 关断,从而使得主功率装置 1 的电容器 C_{F1} 与 C_{F2} 充电/放电。如果 $t=t_6$,当电容器 C_F 充电 V_{dd} 时,则反向并连的二极管 D_{F1} 对电容器 C_{F1} 导通。于是谐振电路 34 的能量由 V_{dd} 功率再生。控制信号驱动器 120 的晶体管 TR_{13} 必须被导通以便对第一开关元件 Q_1 进行零电压开关。然而,即使晶体管

TR_{13} 与 TR_{16} 是导通的, 谐振电流 i_r 是负向流动的, 直到 t 等于 t_8 以前谐振电流是反向流过第一开关元件 Q_1 的。于是谐振电流能量由功率源再生。这时控制功率源 3 的电容器 CW_3 放电。如上所述, 谐振模转换器 30 和 ZVS 控制器 2 由重复从 $t=0$ 到 $t=t_8$ 的操作而运行。这一操作过程可表示如下。

表 <1>

阶段 (t)	驱动信号发生器				开关元件		操作
	TR_{13}	TR_{14}	TR_{15}	TR_{16}	Q_1	Q_2	
$t=t-1$	通	断			通	断	TR_{13} 通 + TR_{14} 断 Q_{13} 通
$t-1 < t < t_0$	通	断	断	通	通	断	通过 Q_2 电流反向流动
$t=t_0$					通	断	通过 Q_1 电流开始前向流动
$t_0 < t < t_1$	通	断	断	通	通	断	向谐振电路提供能量: 赋能模式
$t=t_1$	断	通			断	断	TR_{13} 断, TR_{14} 通 Q_1 断
$t_1 < t < t_2$	断	通	断	通	断	断	谐振波模转换器中 C_{F1} 充电 C_{F2} 放电

$t=t_2$					断	断	C_{F2} 放电后电压为零
$t_2 < t < t_3$	断	通	断	通	断	断	Q_2 : 零电压
$t=t_3$			通	断	断	通	TR_{15} 通, TR_{16} 断, Q_2 通
$t_3 < t < t_4$	断	通	通	断	断	通	电流反向流经 Q_2
$t=t_4$					断	通	电流开始前向流过 Q_2
$t_4 < t < t_5$	断	通	通	断	断	通	向谐振电路积累能量赋能模式
$t=t_5$			断	通	断	断	TR_{15} 断, TR_{16} 通, Q_2 断
$t_5 < t < t_6$	断	通	断	通	断	断	在谐振波模转换器中 C_{F1} 放电 C_{F2} 充电
$t=t_6$					断	断	由于 C_{F1} 放电及 C_{F2} 充电的完成 Q_1 两端电压为零
$t_6 < t < t_7$	断	通	断	通	断	断	Q_1 的零电压阶段
$t=t_7$	通	断			通	断	TR_{13} 通, TR_{14} 断, Q_1 通 ($t_7 = t - 1$)
$t_7 < t < t_8$	通	断	断	通	通	断	电流反向流过 Q_1
$t=t_8$					通	断	电流开始向前流过 Q_1 ($t_8 = t_0$)

如表<1>所示,开关元件 Q_1 与 Q_2 的电压是根据零电压下的驱动信号进行开关的。因而,由于几乎没有由于开关元件 Q_1 与 Q_2 所引起的热损失,因而不需要附加散热板。换言之,如图 9A 与 9F 所示,不存在漏极电压重迭漏极电流的阶段。因而开关元件自身是不耗能的,这就大大提高了能效。而且,如图 9A 所示,开关元件上的电压是通过电容器的充放电逐渐增加和减少的。于是二次谐波的噪声是很低的,这对于 EMI 的特性是很有利的。

图 10 是图 3 中所示的控制功率源的电路图。该控制功率源包括 UVLO 电路 50 和控制功率供电源,从而由整流器 20 输入的 DC 电压可被转换成操作电压 V_{cc} 然后提供给 ZVS 控制器 2。当 DC 电压从 AC 输入电压通过由二极管构成(未示出)的整流器 20 加到 DC 链路上时,电容器 CW_3 由 DC 电压经过输入电压 51 与电阻 WR_1 充电。这时,电容 CW_3 通过流动的电流按规则坡度增加电压。当电容 CW_3 的电压达到比较器 U7A 参考电压(V_{ref4})时,锁定状态被释放。于是电压加到 ZVS 控制器 2 的功率源 V_{cc} 上。同时,在谐振电流通过谐振模转换器 30 的操作开始其向 ZVS 控制器 2 的再生时,所产生的电流通过控制信号驱动器 120 的电阻 WR_3 输入到端子 52,并然后电容器 CW_3 充电。于是,这能量被用作 ZVS 控制器 2 的功率源。如果控制信号驱动器 2 被防护电路 7 关断,这防止了驱动信号的输出,感应电流不能来自谐振模转换器 30。于是电容 CW_3 的电压

降低为 UVL0 电路 50 的磁滞宽度。如果电容 CW_3 的电压低于参考电压 V_{ref4} , 则通过比较器 $U7A$ 而发出警告。于是, 由于功率不能提供, 关断信号通过端子 53 提供给负载状态探测电路 160。从而除了 UVL0 电路 50 与过热防护电路 140 以外的所有电路停止操作。于是 UVL0 电路 50 上流经电阻 WR_1 的电流对电容 CW_3 再充电。然后当电容器 CW_2 的电压达到比较器 $U7A$ 的参考电压 V_{ref4} 时警告状态释放, 并且 ZWS 控制器 2 供以功率源。其中标号 R_{41} 到 R_{48} 为分压电阻, $U6A$ 为反相器, TR_{17} 到 TR_{18} 为晶体管, D_{16} 为齐纳二极管 U_1 为 UVL0 电路。

图 11 是图 3 中所示功率源控制器 4 的电路图。功率源控制器 4 包括: 功率控制电路 70, 照明电路 80 以及模拟开关 90, 从而使得整个系统相对对于交流输入电压及负载的变化可作稳定的运行。当交流电流输入变化时, 经端子 72 输入的 DC 链路电压 V_{dd} 受到前馈功能的控制而被输出到模拟开关 90。当负载变化时, 有关负载的信息从负载状态传感器电路 160 经端子 73 及二极管 TR_{29} 输入, 并且流经检测着流经谐振模转换器 30 电流的电阻 WR_2 的电流经端子 71 输入, 从而整个系统是被稳定化的。即, 谐振模转换器 30 的 DC 链路电压 V_{dd} 输入到端子 72, 并且流经连接在谐振模转换器 30 与控制器 2 之间的电流传感电阻 WR_2 的电流的平均值输入到端子 71。然后, 输入 DC 链路电压 V_{dd} 与该平均值经比较器 U_{17A} 与 U_{17B} 及倍增器 U_{16} 倍增。然后, 谐振模转换器 30 的开关频率应用该倍增值进

行控制,使得可根据经端子 73 由负载状态传感器电路 160 输入的负载状态令负载与参考功率一致。其中功率控制电路 70 经端子 74 向模拟开关 90 输出控制信号。由于由功率控制电路 70 的误差放大器的放大程度向锯齿波产生电路 110 所传递的电流量是变化的,开关频率要视锯齿波振荡频率 F_{sw} 的变化而加以控制。当整个系统操作时,功率控制电路 70 运行在高于正常操作频率的频率上,这是由于软起动电路 100 的操作。同因而系统的输出电压是很低的。于是不可行信号从软起动电路 100 输入到端子 81,使得功率控制在软起动时不能进行。这时晶体管 TR_{26} 的操作使得暂时停止功率控制。换言之,在软起动电路 100 操作过程中功率控制电路 70 不可操作。在软起动电路 100 操作的终结点,输入可行信号而使得重新运行的功率控制。其中标号 R_x, D_x, VAR_x, TR_x 和 BC_x 分别表示电阻,二极管,可变电阻,晶体管和电容,这里的“x”表示对应的下标。

照明电路 80 通过应用照明探测器探测环境的照明,该探测器的安装使其暴露在外部,从而可有规律地控制光的输出,例如使其放电。换言之,当环境照明高时该电路降低光的输出,而当环境照明低时增加光的输出。于是控制电流输出到模拟开关 90 使得相对于环境的光的输出可保持在最佳状态。从而当本发明的装置应用到具有照明度变化很大的场所时,可节约能源而又保持照明在适宜的水平。通过端子 93 模拟开关 90 接收电功率控制电路 70 的端子 74 所提供的输入并在正常状态下通过照明电路 80 的端子 92 向锯齿波信

号产生电路 110 输出控制电流,而当由降压电路 8 经端子 91 输入关断信号时则关断该控制电流。

图 12 是图 3 中所示零电压开关保证电路的电路图。零压开关保证电路探测由谐振模转换器 30 供给 ZVS 控制器 2 的电流,从而控制锯齿波的振荡频率使得开关元件 Q_1 与 Q_2 可稳定地进行零压开关操作。换言之,当谐振模转换器 30 的 DC 链路电压 V_{dd} 或交流电输入显著低于牵态时,则第一与第二开关 32 与 33 的开关频率运行在略高于自然谐振频率上,从而可保持稳定的输入电压。于是流向负载的谐振电流量增加。当开关运行在这样的频率上时,对于并连于开关元件 Q_1 与 Q_2 的电容器 C_{F1} 与 C_{F2} 的充/放电时间周期是不够的,而开关元件 Q_1 与 Q_2 可能无法执行零压开关。于是对流经电流传感器电阻 WR_2 的电流量进行探测而作为端子 61 的输入。该输入电流通过比较器 UTB 与参考电压比较普通过端子 64 连接到锯齿波信号产生电路 110 的比较器 U_3 的非反相输入中去。锯齿波信号产生电路 110 增加锯齿波的振荡频率使得可满足零压开关操作,从而相对延长驱动信号的静寂时间。控制信号由软起动电路 100 经端子 62 输入,并且 ZVS 可行信号从控制信号驱动器 120 经端子 63 输入。从而零压开关保证电路的输出定时可被控制。其中,标号 R_x , TR_x , BC_x 与 VAR_x 分别为电阻,晶体管,电容和可变电阻,这里“x”表示对应的下标。标号 $U9B$, $U9C$ 与 $U9D$ 为 NAND 门(与非门), $U10$ 为放大器。

图 13A 到图 13D 表示图 12 所示装置的操作波形。图 13A 表示从谐振模转换器 30 经过电阻 WR_3 到端子 61 的电流波形,其中虚线表示出现在比较器 $U7B$ 的非反相输入端的参考电压。图 13B 表示比较器 $U7B$ 的输出,该输出在图 13A 的输入高于参考电压 V_{ref} 时为高电位。图 13C 表示经由端子 63 来自控制信号驱动器 120 的 ZVS 可行信号的输入。锯齿产生电路被延时到相对于信号波形的“高”电位部分以便延长静寂时间。于是谐振模转换器的电容 C_{F1} 与 C_{F2} 可充分放电使得在其两端测得的是零电压。图 13D 表示锯齿波产生电路的输出,该输出被来自 ZVS 保证电路 6 的信号输入延迟。

图 14 是表示图 3 中所示的输入电压限制电路 130 与降压电路 8 的电路图。当交流输入电压显著高于或低于市电时,整个系统可能操作不稳定。因而控制电路被关断。

输入电压限制电路 130 经端子 131 输出 V_{dd} 并应用两个比较器 $U13A$ 与 $U13B$ 探测过电压和过电流,并经由端子 132 与 133 向软起动电路 100 与控制信号驱动器 120 输出关断信号。当输入电压为了节能而故意低落时,这由降压电路 8 探测出。然后,模拟开关 90 经端子 81 被关断,而正规电流被输出到锯齿波信号产生电路 110。其中标号 R_x 与 TR_x 分别为电阻与晶体管,其中“x”表示对应的下标。标号 $U12B$ 为比较器。

图 15 是图 3 中所示负载状态探测电路 160 的电路图。该电路探测流过谐振电感器 L_{r1} 与 L_{r2} 的谐振电流 i_r ,从而探测了负载的状

态。此即,由谐振电感器 Lr_1 与 Lr_2 经端子 161 与 162 感生的电流被探测到,从而探测到是否装设了灯,是否灯已点亮,正常的负载及灯的寿命的终止。这时,探测的结果被输出到功率控制电路 70,软起动电路 100,控制信号驱动电路 120 与谐振模转换器 30。控制信号从软起动电路 100 经端子 163 输入,并且功率复位(POR)信号经端子 166 输入。当无负载时,向软起动电路 100 及控制信号驱动器 120 经端子 164 及 165 输出一关断信号。这时,负载状态传感器电路由 D 触发器 U19A 闭锁。当该系统转入正常时,该控制装置通过该控制装置的软起动电路 100 的 POR 起动操作。当灯未点亮时,负载状态传感器电路 160 经过端子 168 与 169 关断控制信号驱动器 130 并在收到来自软起动电路 100 的驱动信号后重新起动操作控制信号驱动器 120。而且,负载状态探测电路 160 可区分出存在一个灯还是两个灯并把该结果输出给功率控制电路 70 使得系统可被稳定地操作。同时,负载状态探测电路 160 可探测出每一灯的寿命,并当灯达到其寿命终止时,负载状态传感器探测 160 通过端子 170 与 171 控制谐振模转换器的开关 SW_1 与 SW_2 ,以防止负载电流流过已达到其寿命的灯。于是整个系统操作是稳定的并可节约能源。负载的状态是经由端子 167 传递给功率控制电路 70 的。而且负载状态与通过经验数值计算出的参考电压 $Vref_{10}$, $Vref_{11}$, $Vref_{12}$ 进行比较。然后执行考虑到负载状态的适当控制。其中,标号 U22C, U22D 与 U25A—U25D 表示比较器;U23A, U24C, U24D 与 U24E 表示 AND(与)门;

U24A 与 U24B 分别表示“同”门及“异”门; X16B 与 X16C 表示开关; U26A 与 U26B 表示 D 触发器。

图 16 为图 3 中所示过热保护电路 140 的电路图。测温二极管 TR_{22} 装在外壳以便探测开关元件的温度。当开关元件过热时, 控制电路被关断。换言之, 测温二极管 TR_{22} 装设在开关元件 Q_1 与 Q_2 附近(图 4)以防止开关元件 Q_1 与 Q_2 升温而损坏。于是温度是由与二极管温度变化相关的电压特性来探测的。如果开关元件 Q_1 与 Q_2 的热度增加到高于预定的参考温度, 则由比较器 U12A 经过端子 142 向软起动电路 100 和控制信号驱动器 130 发出关断信号。在探测的状态下, 比较器 U12A 的参考电压 V_{ref_6} 是可变化的, 使得可把参考温度设定为低于原始参考温度。只有当开关元件的温度低于该参考温度时, 控制电路才能正常运行。而且当负载是一种放电灯, 即与荧光灯相同的灯, 且灯的环境温度低于 0°C 时, 灯的寿命在低温起动放电冲击电流下受到致命的影响。为防止这一点, 过热保护电路具有用于充分予热灯丝的功能。而在低温下, 晶体管 TR_{21} 的集电极通过端子 141 连接在软起动电路 100 的电阻 R_5 与晶体管 TR_1 的发射集之间, 从而减少了流向确定软起动时间的电容器 CW_1 的电流值。于是流向延长预热时间而解决了起动放电冲击电流的问题。其中 R_x 与 TR_x 分别表示电阻与晶体管。标号 V_{ref_6} 为参考电压; U11A 与 U11B 为比较器。

图 17 是图 3 中所示的过流保持电路 150 的电路图。该电路把流

经谐振模转换器 30 和 ZVS 控制器 2 的电流通过端子 151 和电阻 WR_2 输入到比较器 U18A, 并通过 D 触发器 U19B 控制流经开关元件 Q_1 与 Q_2 的过电流, 并把所探测到的过电流经端子 153 输出。

电流传感电阻 WR_2 装在谐振模转换器 30 与 ZVS 控制器 2 之间以防止过电流流过开关元件 Q_1 与 Q_2 。这时平均电流值与比较器 U18A 的参考电压 V_{ref5} 比较。当平均值高于参考值时, 通过端子 153 向软起动电路 100 及控制信号驱动器 120 发出关断信号。一旦发出关断信号, 即使过流状态由于触发器 U10B 所引起的闭锁状态而被阻挡, 并断状态仍然维持。于是谐振模转换器 30 由于关断操作而停止运行, 且没有电流向 ZVS 控制器 2 提供。于是电容器 CW_3 的电压降低, 且控制电路锁定。当控制电路恢复正常状态时, UVLO 电路 50 在被恢复正常状态中释放锁定, 锁定信号通过端子 152 复位, 控制电路的关断被释放并加上偏压, 从而恢复谐振模转换器 30 的操作。图 17 中, R_x 为电阻, 其中“x”表示对应的下标。

图 18 是表示据本发明的谐振模转换器和 ZVS 控制器的另一实施例的框图。图 18 示出 AC 整流器 210, 谐振模转换器 220 与 ZVS 控制器 230, 其中市电 AC 的输入可使得向负载 227 提供稳定的电源。

AC 整流器 210 从外部插口 (未示出) 输入市电 (一般为 110/220V AC, 60Hz)。然后输入功率通过全桥二极管 211 和输入电容器 C_6 转换为 DC 功率并向谐振模转换器 220 输出。

谐振模转换器 220 由控制变压器 221, 第一开关 222, 第二开关 223, 谐振器 224 及供电器 225 构成。谐振模转换器 220 根据 ZVS 控制器 230 的控制的开关频率对来自 AC 整流器 211 的电流电压输入将行开关而向负载 227 提供稳定的功率。变压器 221 的构成为: 与 ZVS 控制器 230 的一个输出相连的控制绕组, 与第一开关 222 连接的第一开关绕组, 与第二开关 223 连接的第二开关绕组, 以及与谐振器 224 连接的感应绕组。第一与第二开关绕组的绕制使其有相反的极性。第一开关 222 的构成如下: $FETQ_1$, 其栅极连接到控制变压器 221 的第一开关绕组; 二极管 D_{F1} 与电容 C_{F1} , 它们并连到 $FETQ_1$ 的漏极与源极。第二开关 223 的构成如下: $FETQ_2$, 其栅极与控制变压器 221 的第二开关绕组连接; 并连在 $FETQ_2$ 的漏极与源极的二极管 D_{F2} 与电容 C_{F2} 。谐振器 224 的构成如下: 感应绕组, 其一端连接于第一开关 222 与第二开关 223 的公共点; 谐振线圈 L_r 与谐振电容 C_r 与感应绕组串连; 并连在谐振电容 C_r 与第一开关 222 之间的二极管 D_{F3} ; 以及并连在谐振电容器第二开关 223 之间的二极管 D_{F4} 。供电器 225 的构成如下: 供电变压器, 其第一绕组并连于谐振电容 C_r , 其次级绕组的中心抽头接地; 分别与供电变压器次级绕组两端连接的二极管 D_{F5} 与 D_{F6} ; 接在二极管 D_{F5} 与 D_{F6} 及电源接地之间的负载 227; 与负载 227 并连的电容 C_{F5} ; 以及串连在电容器 C_{F5} 两端的电阻 R_1 与 R_2 。

ZVS 控制器 230 的构成如下: 反馈控制器 232, 它连接于谐振

模转换器 220 的一个输出端探测差错电压；连接于谐振模转换器 220 一个输出端的无负载控制器 233，它检测无负载状态以便停止谐振模转换器 220 的开关；连接于反馈控制器 232 与无负载控制器 233 的主控制器 231，它控制着谐振模转换器 220 的开关。反馈控制器 232 的构成如下：差错放大器 ERR ，用于从分压电阻 R_1 与 R_2 输入反馈电压 V_H ，这是对供电器 225 的负载电压进行分压并通过阻抗 Z_f 至反向端子，该放大器还用于向其非反向输入端输入参考电压以便通过阻抗 Z_f 与 Z_i 确定放大率；以及电流变换器 234，用于根据差错放大器 ERR 的输出变换电流。于是，反馈控制器 232 放大反馈电压 V_H 与参考电压 V_{ref} 之间的差值并把放大结果转变为电流而将其输出到主控制器 231。无负载控制器 233 的构成如下：磁滞电压生成器 235，用于生成具有磁滞特性的参考电压；以及磁滞比较器，用于输入反馈电压 V_H 而与磁滞参考电压作比较以检测无负载状态。无负载控制器 233 检测是否有负载以便在无负载时防止过电压加于功率传递器部分 225 的变压器次级绕组。主控制器 231 的构成如下：软起动生成器 236，用于缓冲起始加于负载 227 的功率；三角波产生器 237，用于根据从反馈控制器 232 的电流输入改变振荡频率以便产生三角波信号；参考电压产生器 238，用于产生参考电压与三角波进行比较；第一比较器 $CDMP1$ ，用于从参考电压产生器 238 向第一比较器 $COMP1$ 的反向输入端输入第一参考电压 V_{r1} 并将该第一参考电压 V_{r1} 与输入到其非反向输入端的三角波进行比较；第

二比较器 COMP2, 用于从参考电压产生器 238 向第二比较器 COMP2 的非反向输入端输入第二参考电压 V_{r2} 并将该第二参考电压 V_{r2} 与输入到其反向输入端的三角波进行比较; 连接到第一比较器 COMP1 和磁舌比较器 COMP3 的输出的第一控制输出端 240; 连接到第二比较器 COMP2 和磁束比较器 COMP3 的输出的第二控制输出端 239。主控制器 231 输入反馈电压 V_H 从而检测反馈电压 V_H 与参考电压之间的差。然后主控制器 231 通过控制变压器 221 控制开关 222 与 223 使得负载可被供给稳定的功率。

图 19A 到 19F 表示图 18 中所示装置的操作波形。图 19A 表示产生于三角波产生器 237 的三角波, 该三角波的放电时间周期与充电时间周期相同, 其中 V_{r1} 是参考电压产生器 238 的第一参考电压, V_{r2} 是参考电压产生器 228 的第二参考电压, a' 与 b' 总是相同的。图 19B 表示第一比较器 COMP1 的输出。图 19A 的三角波与第一参考电压 V_{r1} 比较。当三角波高于参考电压 V_{r1} 时, 第一比较器 COMP1 的输出信号是高位, 并且该三角波低于参考电压 V_{r1} 时, 第一比较器输出信号是低位。该输出信号与由第一控制输出端 240 输出的第一控制输出 V_{out1} 是相同的。图 19C 表示第二比较器 COMP2 的输出。当图 19A 所示的三角波低于第二参考电压 V_{r2} 时, 第二比较器 COMP2 的输出信号是高位, 且三角波高于第二参考电压 V_{r2} 时, 第二比较器信号输出为低位。该输出信号与由第二控制输出端 239 所输出的第二控制输出 V_{out2} 是相同的。图 19D 第一

$FETQ_1$ 的通/断定时。当第一控制输出 V_{out_1} 为高位, 第二控制输出 V_{out_2} 为低位时, 第一 $FETQ_1$ 导通, 否则第一 $FETQ_1$ 关断。图 19E 表示第二 $FETQ_2$ 的通/断定时。当第一控制输出 V_{out_1} 为低位, 第二控制输出 V_{out_2} 为高位时, 第二 $FETQ_2$ 为导通, 否则第二 $FETQ_2$ 关断。图 19F 表示流经谐振线圈 L_r 的电流 i_L , 其中“1”是第一 $FETQ_1$ 的导通时间周期, “m”与“o”是第一与第二 $FETQ_1$ 与 Q_2 两者的关断(静寂)时间周期, “n”是第二 $FETQ_2$ 的导通时间周期, “ T_1 ”与“ T_2 ”是零压开关操作时间周期。

参见图 18 以及图 19A 到 19F, 现对本发明的另一实施例操作予以说明。首先, ZVS 控制器 230 输入来自谐振模转换器 220 的电压(反馈电压), 该转换器 220 是把市电功率输入整流以输入一电流有向电压, 输入是到负载的两端, 通过分压电阻 R_1 与 R_2 再到 ZVS 控制器 230 的反馈控制器 232。当全桥输出增加时, 反馈控制器 232 通过阻抗 Z_f 把反馈电压 V_H 输入到差误放大器 ERR 。差错放大器 ERR 把反馈电压 V_H 与参考电压之间的差放大并将结果输出到变流控制电路 234。变流控制电路 234 变化反馈控制器 232 的控制电流 i_c 并把结果输出给三角波产生器 237。控制电流 i_c 的增/减取决于反馈电压 V_H , 施加于负载的电压的增/减。当控制电流 i_c 增加时, 三角波产生器 237 的三角波频率增加。当控制电流 i_c 减小时, 三角波产生器 237 的三角波频率降低。当三角波频率上升时, 谐振模转换器 220 的供电率降低。于是全桥输出降低。当三角波频率下降时, 谐振

模转换器的供电率上升。于是全桥的输出增加,结果是全桥输出达到稳定化。软起动产生器 236 在早期控制着三角波产生器 237 以产生高于正常开关频率的频率,该频率高于开关频率。于是在早期加到负载上的电压可较低。换言之,从起动到预定的时间里三角波频率高于平时。于是谐振模转换器 220 的供电器 225 的输出端中的电容器 C_{F5} 的充电电流在早期操作中是被限制的。当负载不在全桥的输出端并且突然增加的输出电压高于由磁滞产生器 235 生成的参考电压时,无负载控制器 233 的磁滞比较器 $COMP3$ 把输出信号转到“低”位并将该结果输出给第一及第二输出端 240 与 239。于是第一与第二控制电压 K_1 与 K_2 转为“低”电位,从而关断开关。一旦磁滞比较器 $COMP3$ 操作,磁滞生成器 235 的参考电压就降低并与具有低全桥输出的参考信号比较。于是,磁滞比较器 $COMP3$ 的操作直到全桥输出降到一预定电平或更低之前是关断的。主控制器 231 的第一和第二比较器 $COMP1$ 与 $COMP2$ 对由参考电压产生器 238 输入的参考电压 V_{r1} 与 V_{r2} 与三角波进行比较以便输出第一与第二控制输出 V_{out1} 与 V_{out2} , 分别如图 19B 与图 19C 所示。下表<2>示出由控制输出进行通/断控制的第一与第二 $FETQ_1$ 与 $FETQ_2$ 。

表<2>

第一控制输出 (Vout1)	第二控制输出 (Vout2)	第一 FET	第二 FET
高位	低位	通	断
低位	高位	断	通
高位	高位	断	断
低位	低位	断	断

如表<2>所示,当第一控制输出 V_{out1} 为高位且第二控制输出 V_{out2} 为低位时,电流流向控制变压器 221 的初级绕组的负极。于是正电势加到该绕组上。于是正向偏压加到第一 $FETQ_1$ 的栅极,从而使得第一 $FETQ$ 导通,而反向偏压加到第二 $FETQ_2$ 的栅极而使得第二 $FETQ_2$ 关断。反之当第一控制输出 V_{out1} 为“低”位而第二控制输出 V_{out2} 为“高”位时,电流流向控制变压器 221 初级绕组的正极。于是负电势加于该绕组上。反向偏压加到第一 $FETQ_1$ 的栅极而使得第一 $FETQ_1$ 关断,并且正向偏压加到第二 $FETQ_2$ 的栅极而使得第二 $FETQ_2$ 导通。如果第一与第二控制输出 V_{out1} 与 V_{out2} 都是关断的。这时如图 18F 所示,流调谐线圈 L_r 的电流 i_L 在电流 i_L 于第一 $FETQ_1$ 导通时刻起而变为零之前是流过 D_{F1} 的。这里,第一 $FETQ$ 的漏极—源极电压接近于零。因而在 T_1 阶段,即使和第一 $FETQ_1$ 是导通的,由谐振电流 i_L 在第一 $FETQ_1$ 中引起的开关损耗接近为零。在阶段 T_1 之后电流 i_L 重新在正向生成。这称作谐振周期。参见图 19F,即谐振周期即是阶段 $1-T_1$ 。而且,从第二 $FETQ_2$ 导通时刻起直到电流 i_L 变为零,电流 i_L 流过二极管 D_{F2} 。这时第二 $FETQ_2$ 的漏极—源极电压几近为零。从而在阶段 T_2 ,由谐振电流 i_L 在第二 $FETQ_2$ 中引起的开关损耗即使第二 $FETQ_2$ 为导通的也几近为零。电流 i_L 在阶段 T_2 之后在负方向再生成,该阶段称为谐振周期。参见图 19F,谐振周期即为阶段 $n-T_2$ 。

如上所述,本发明的装置是用于谐振模转换器的,是在开关元件两端电压为零时执行开关操作的。于是元件的功耗可防止而提高了电源效率。而且二次谐波所引起的噪声也被降低,其结果是获得良好的 EMI 特性(电磁干扰特性)。而且在赋能模式中应用了再生功率,从而提高了能量使用效率。此外,本发明的控制装置可用于电子镇流器以便根据环境照明控制电源。当输入电压降低时,通过应用降压电路以减少功耗而可以节约能源。并且,本发明的控制装置可向负载提供稳定的电能而不论输入电压与负载如何变化。于是由于在起动时的预热作用而可以延长灯的寿命。特别是在低温下通过温度传感电路可进行充分的预热。于是可防止由脉冲电流所引起的负载的损坏和过电流。

图 1 (先有技术)

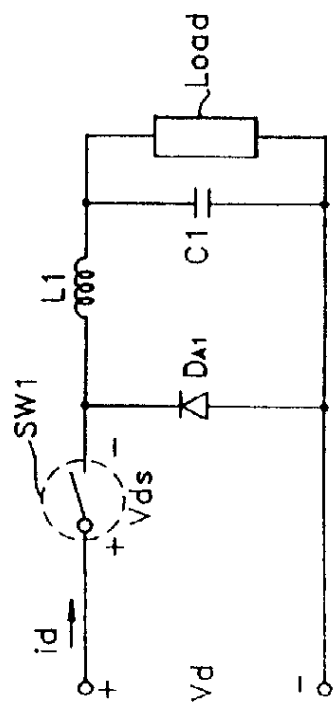


图 1B
(先有技术)

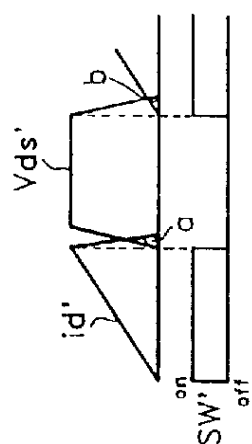
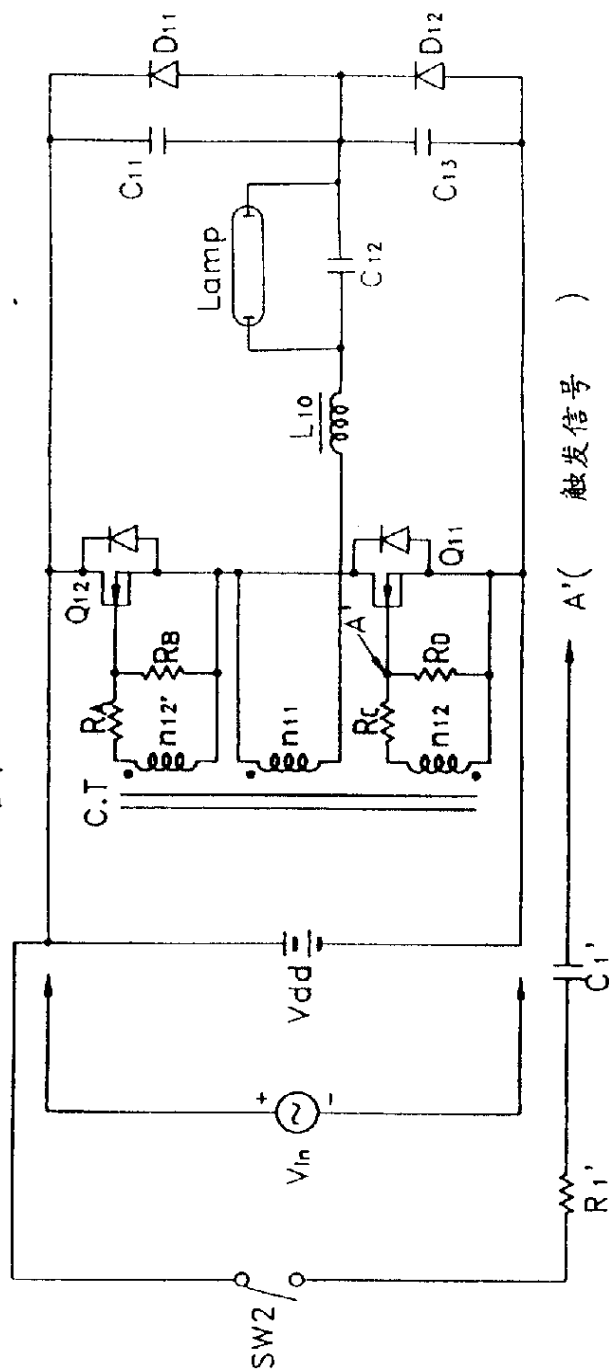


图 1C
(先有技术)

图 2 (先有技术)



[illegible]

图 4

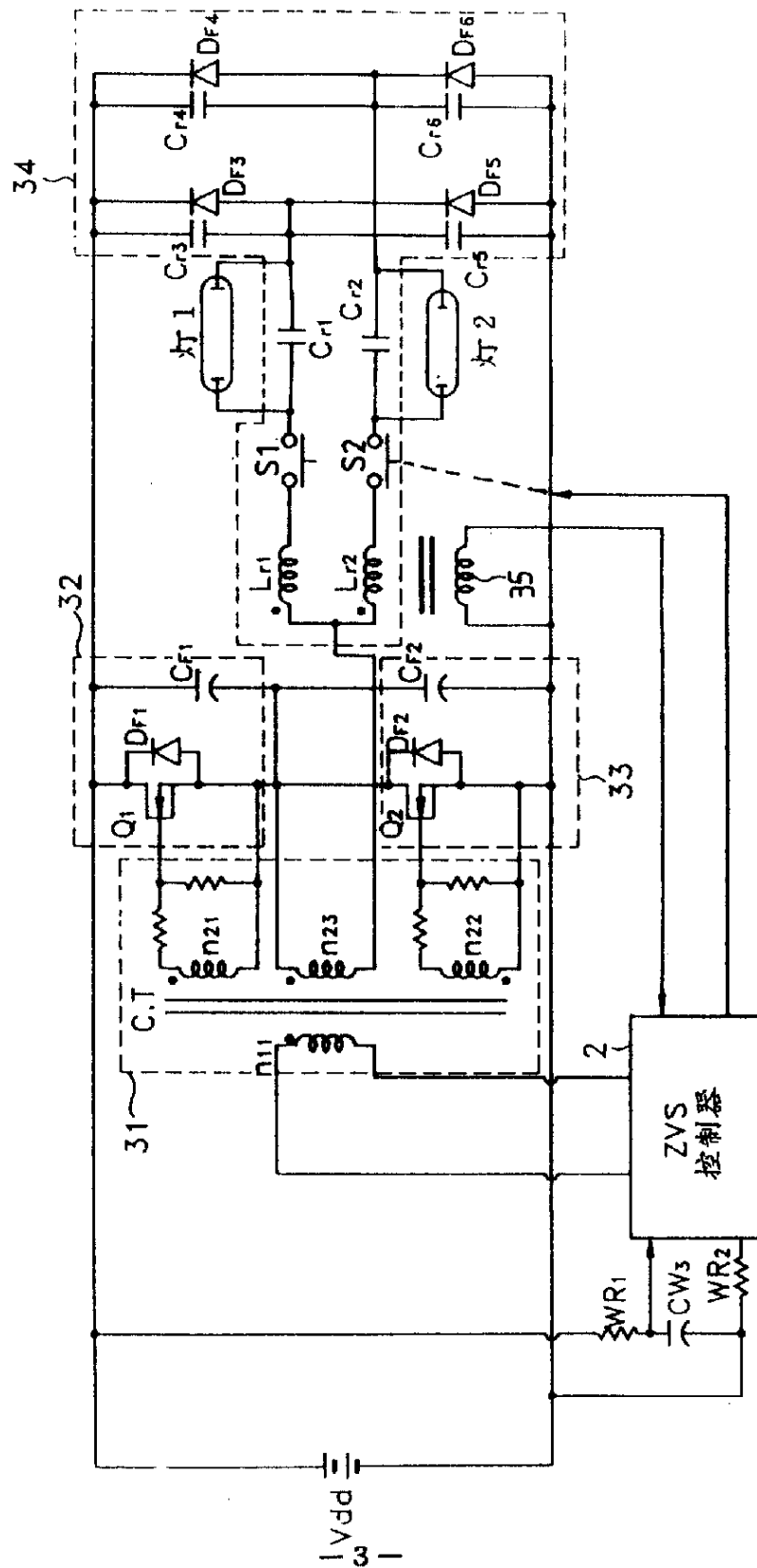
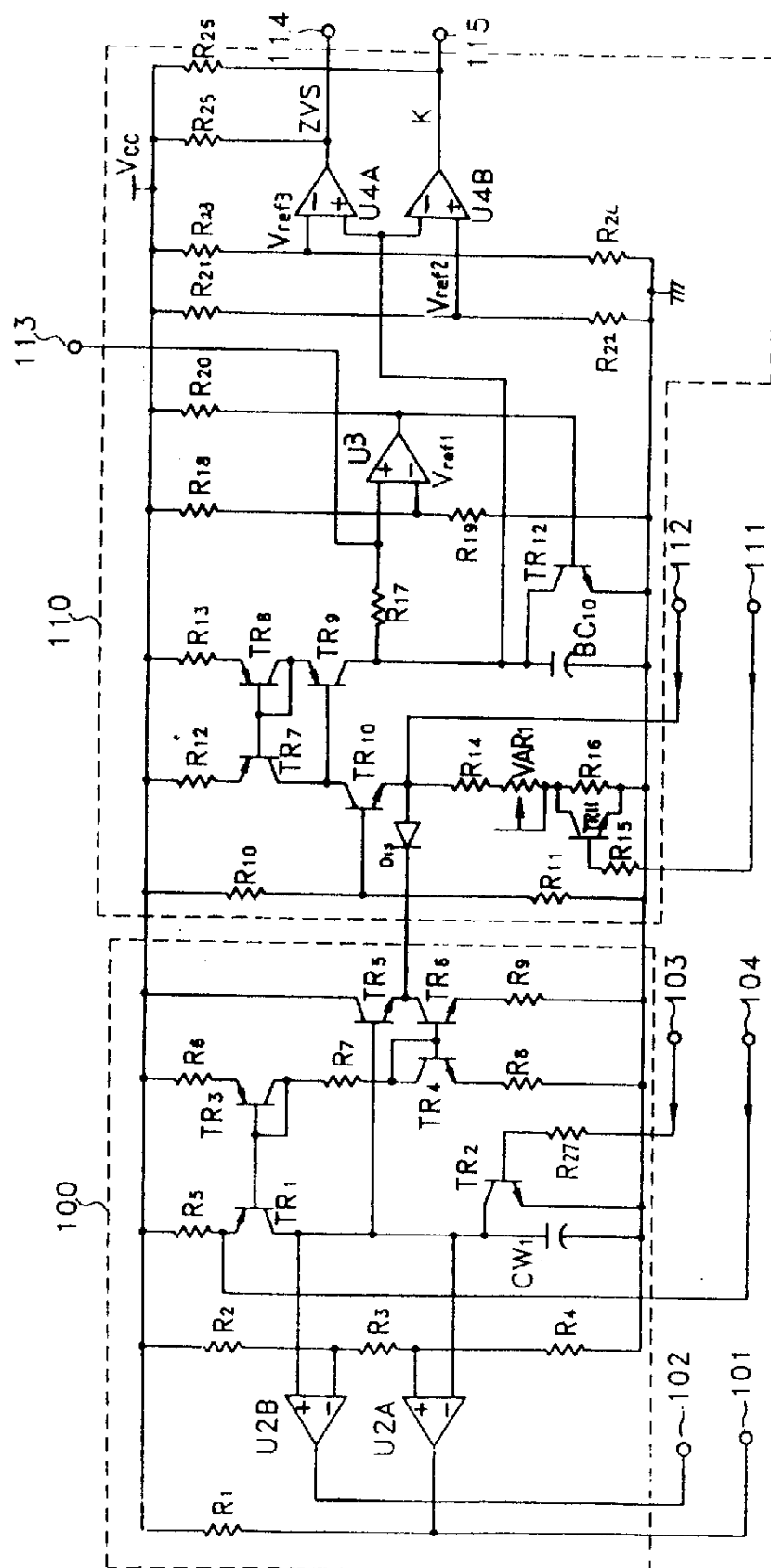
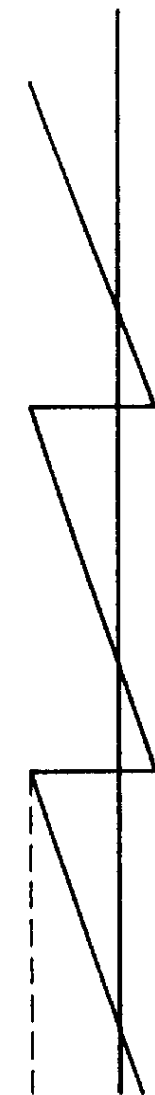


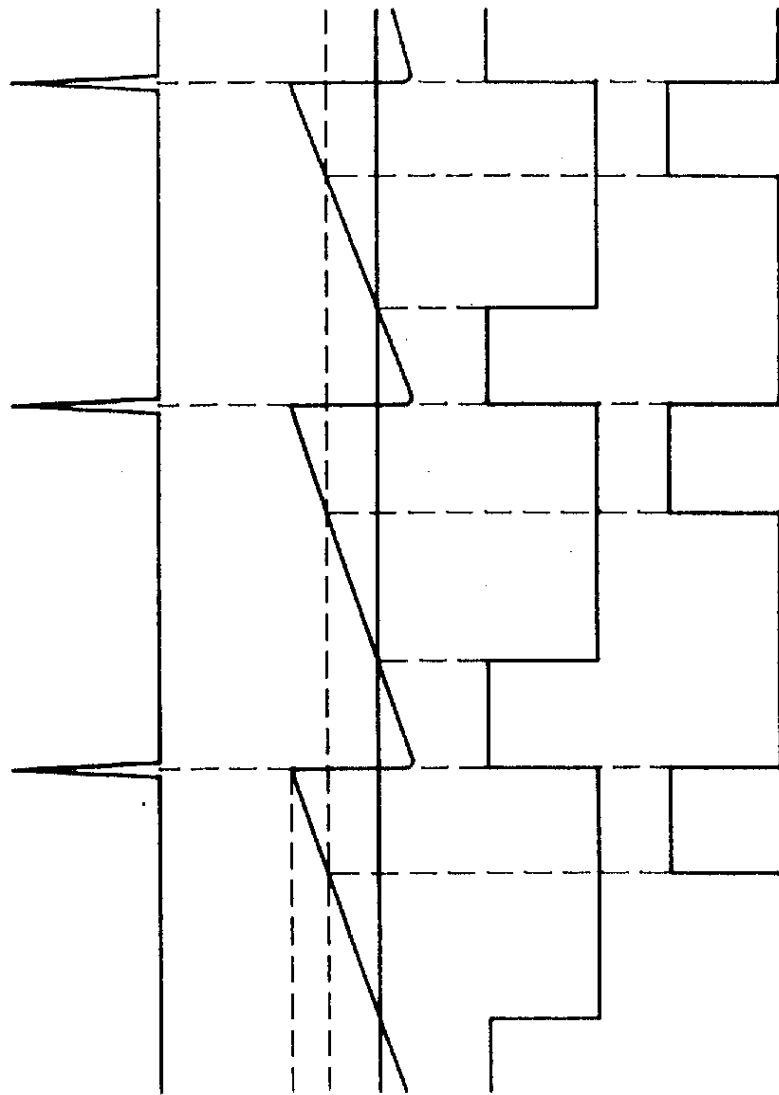
图 5





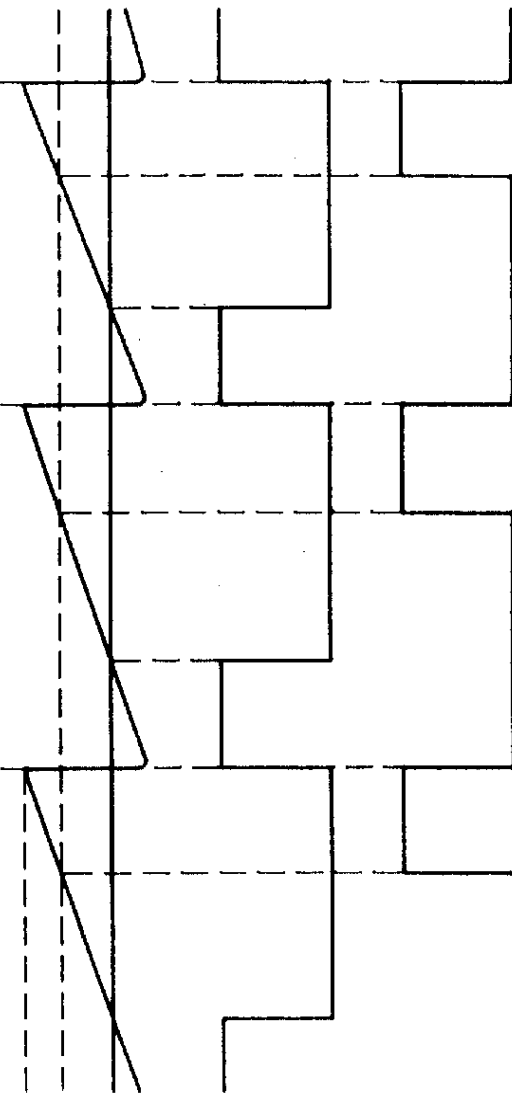
BC₁₀ 电压

图 6A



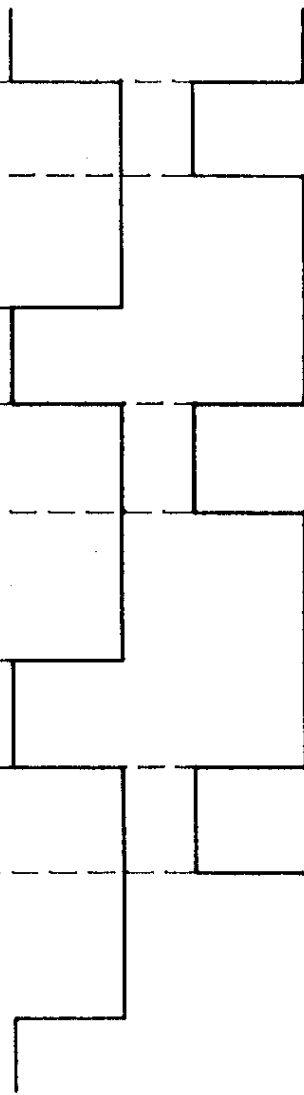
U3 输出

图 6B



BC₁₀ 电压
Vref3
Vref2

图 6C



U4B 输出

图 6D



U4A 输出

图 6E

图 7

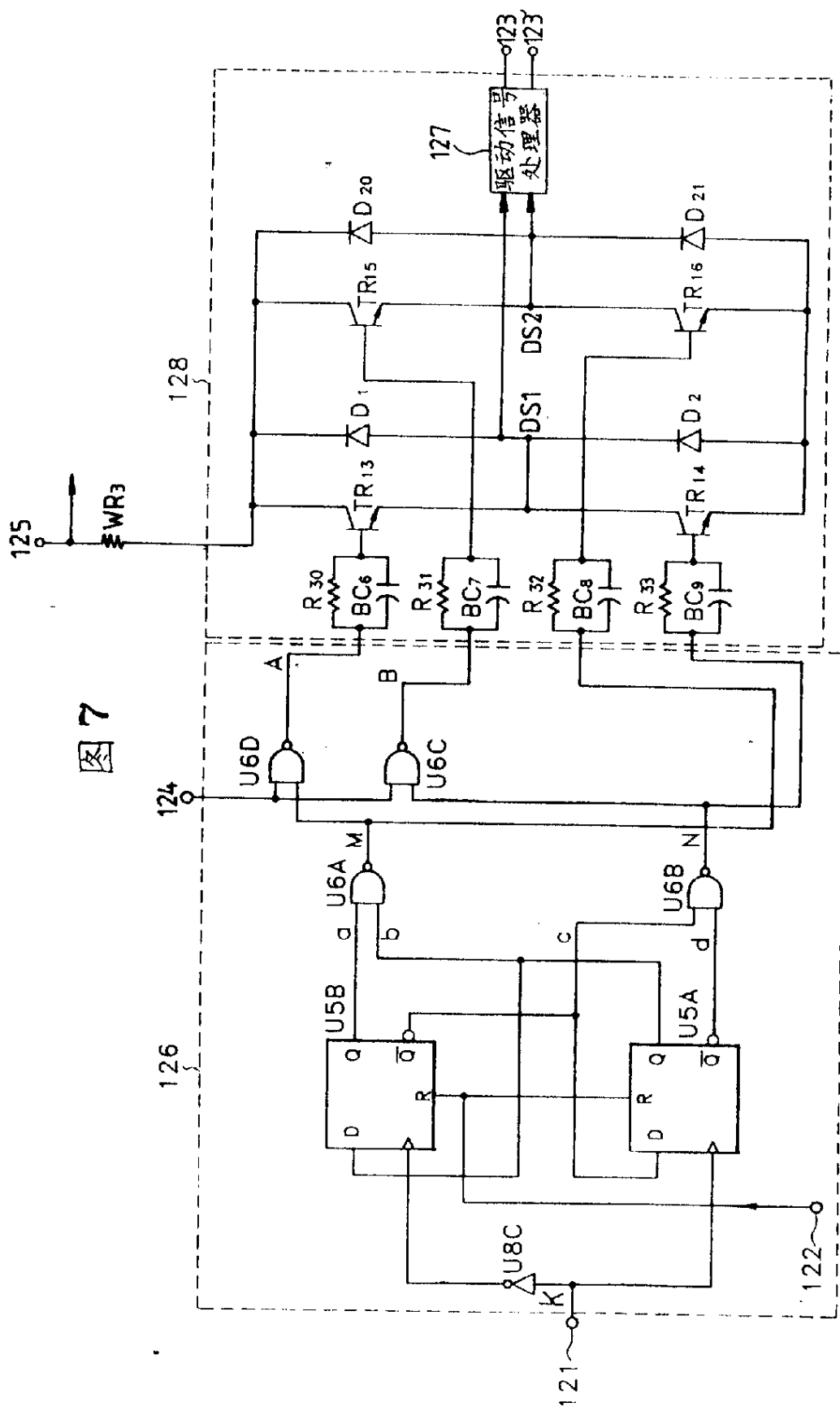


图 8A



图 8B

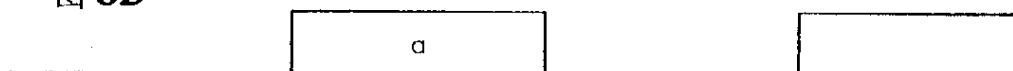


图 8C



图 8D



图 8E



图 8F

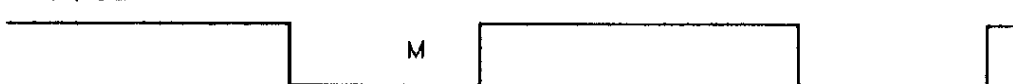


图 8G



图 8H

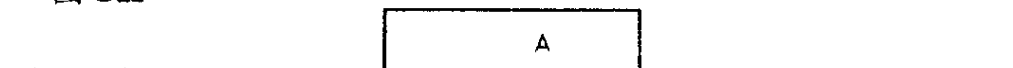


图 8I



图 8J

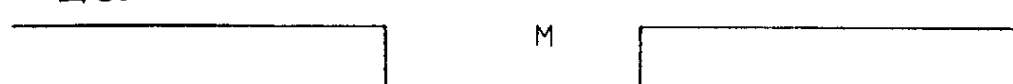


图 8K

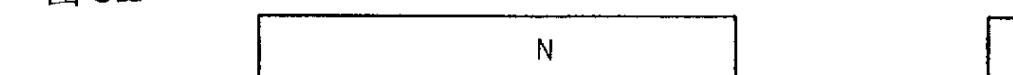


图 8L

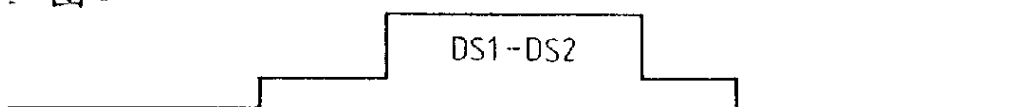


图 9A

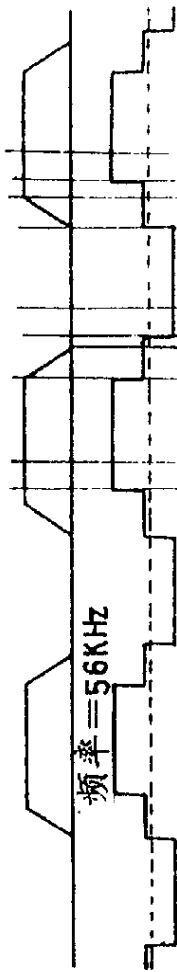


图 9B

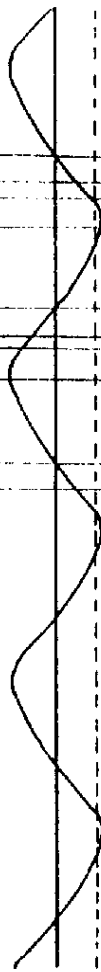


图 9C

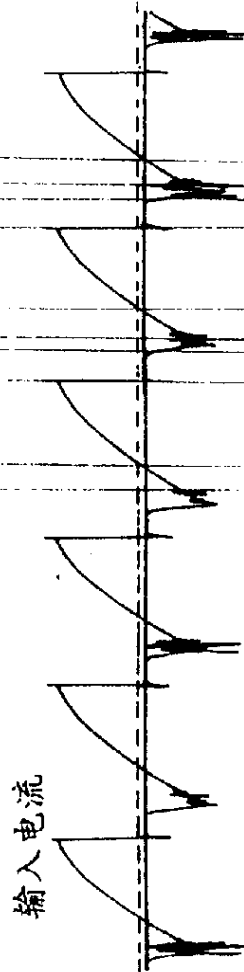


图 9D

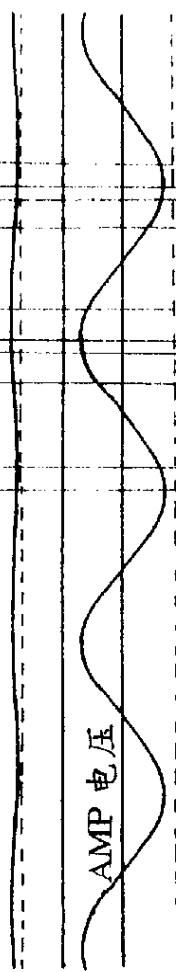


图 9E

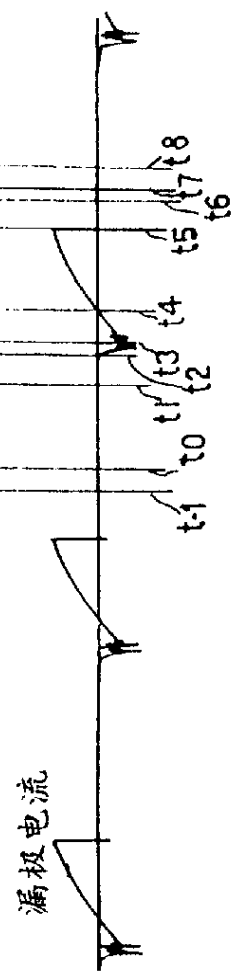


图 10

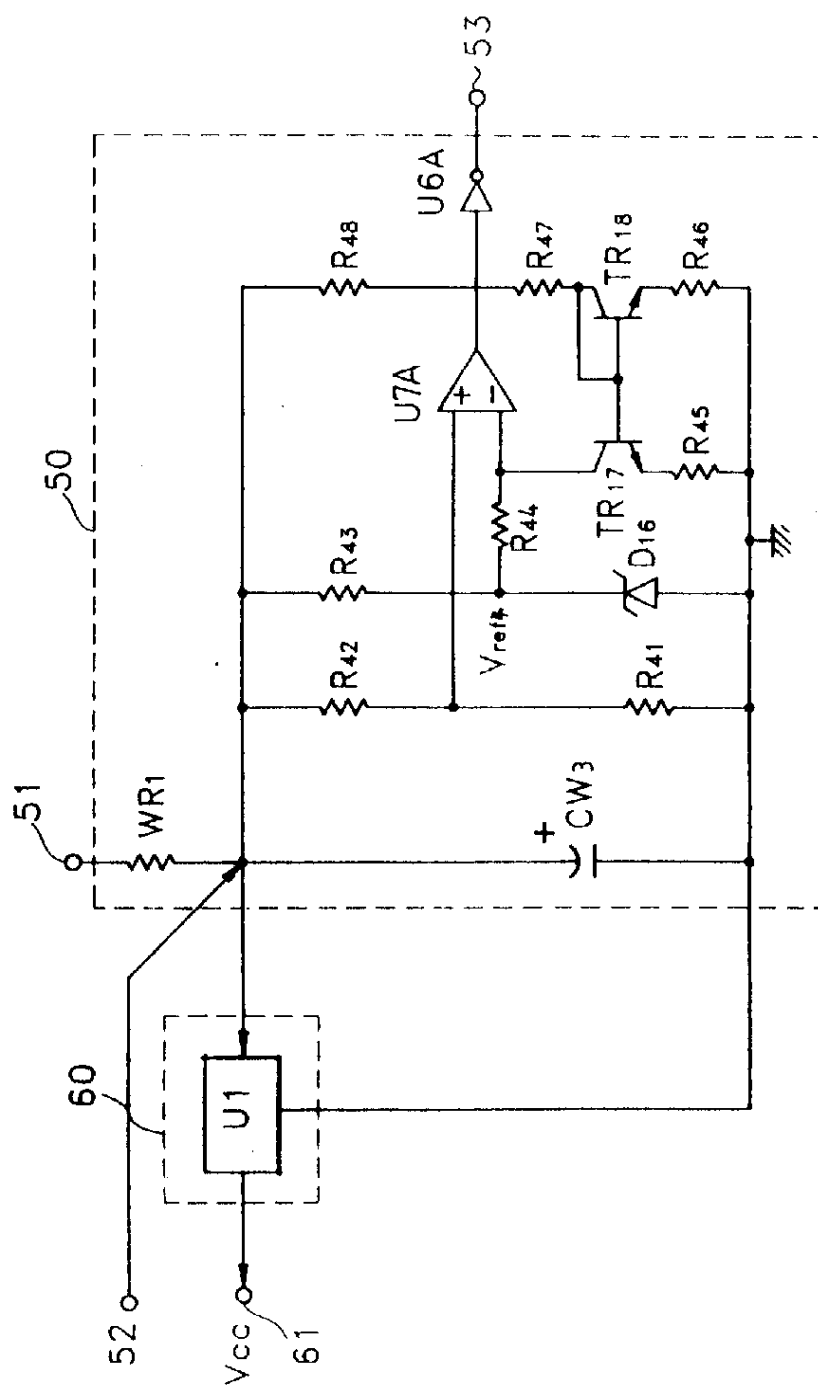


图 11

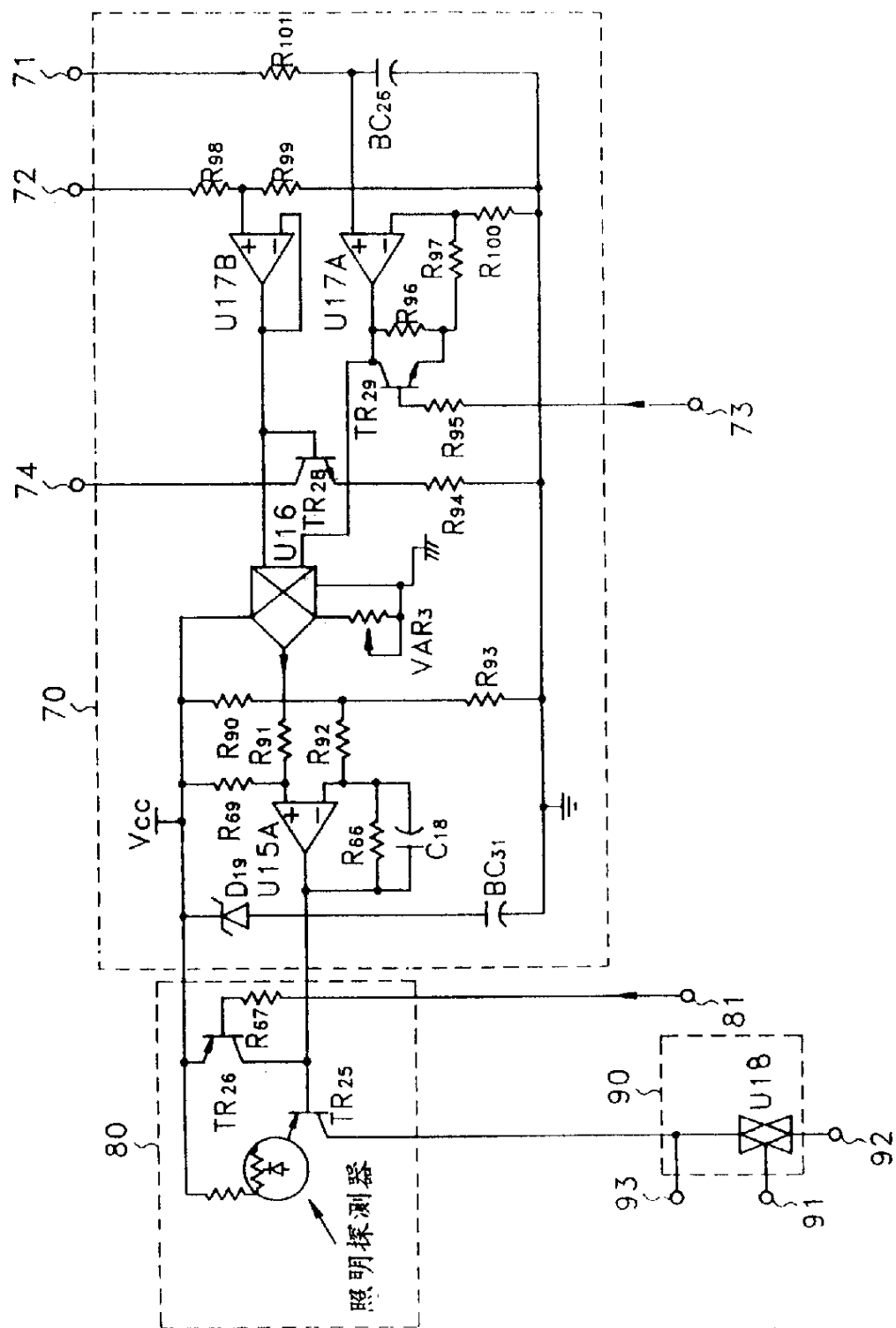


图 12

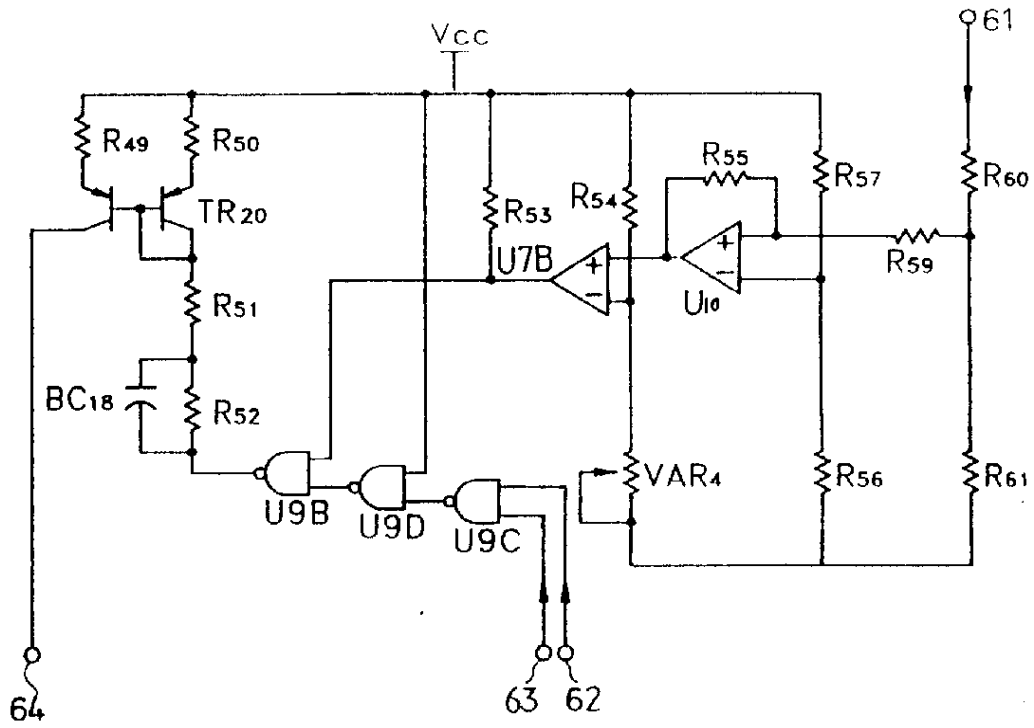


图 13A

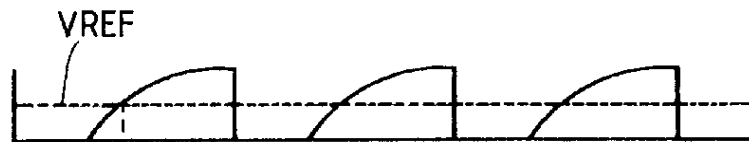


图 13B



图 13C



图 13D



图 14

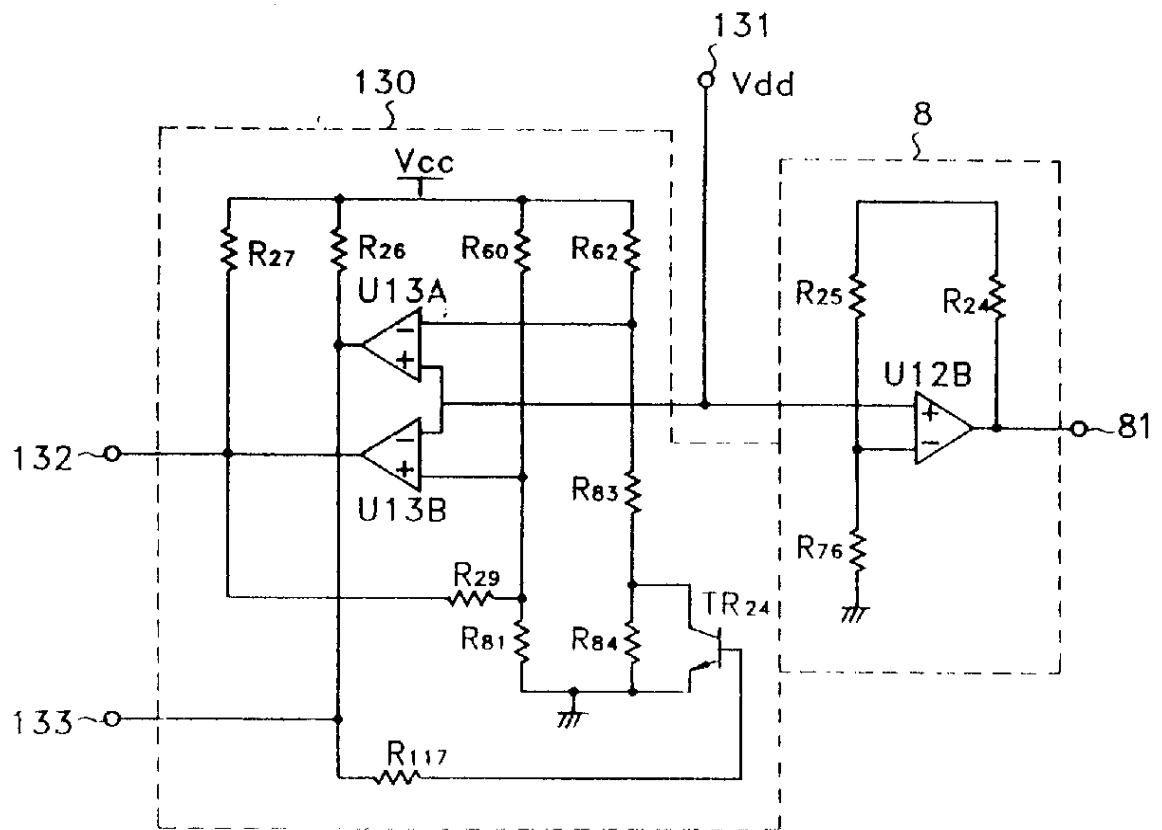


图15

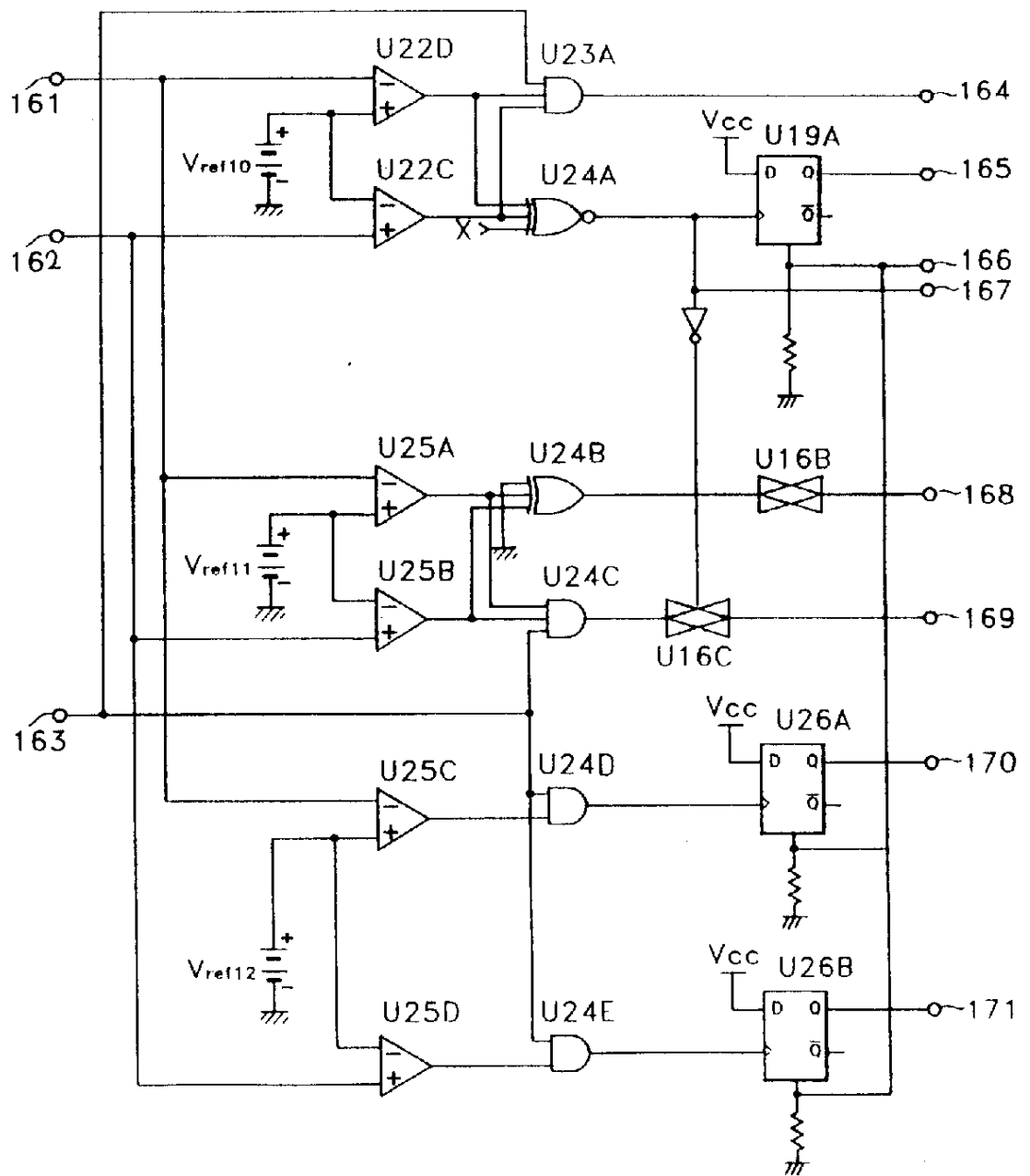


图 16

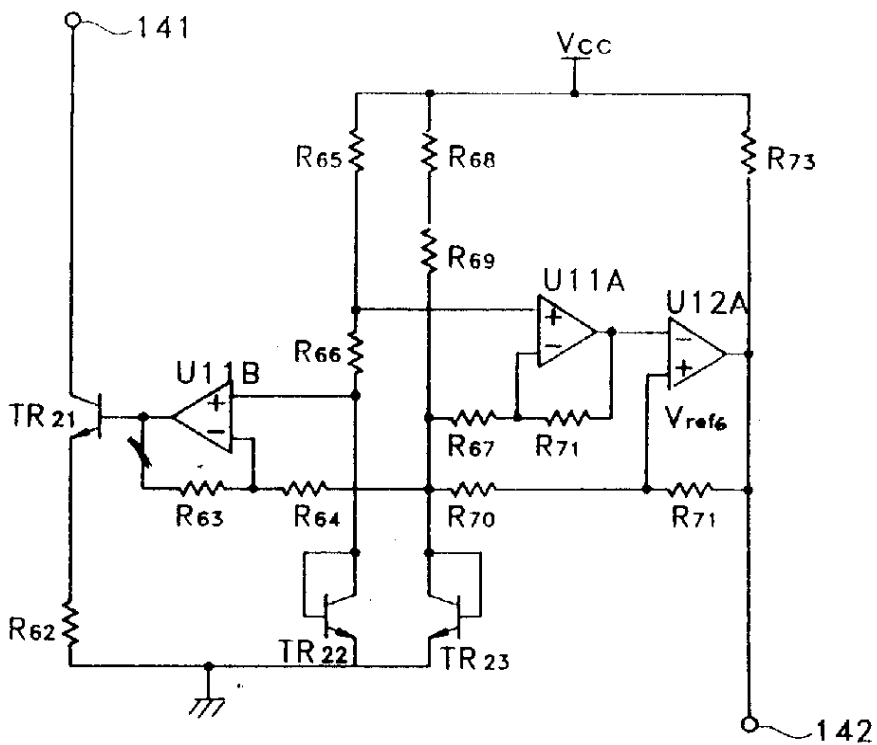


图 17

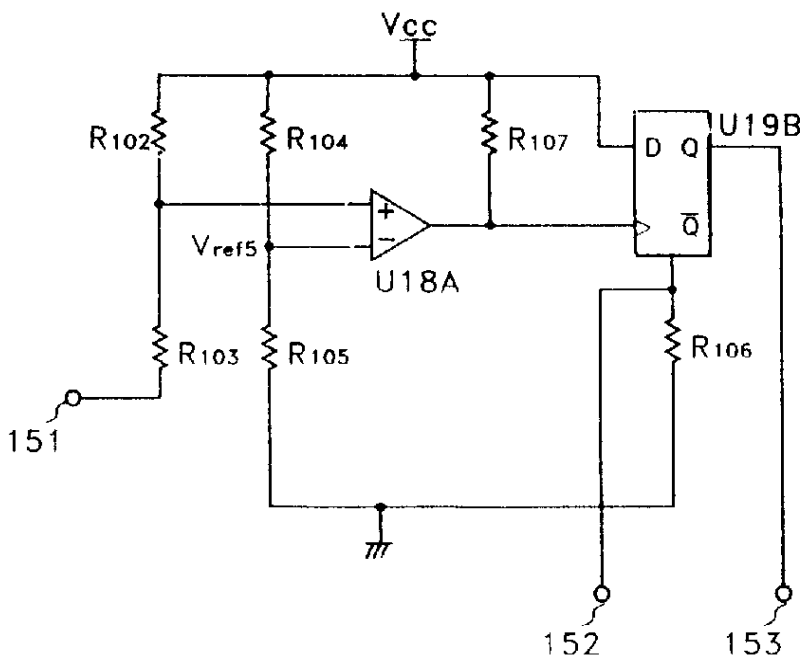


图 18

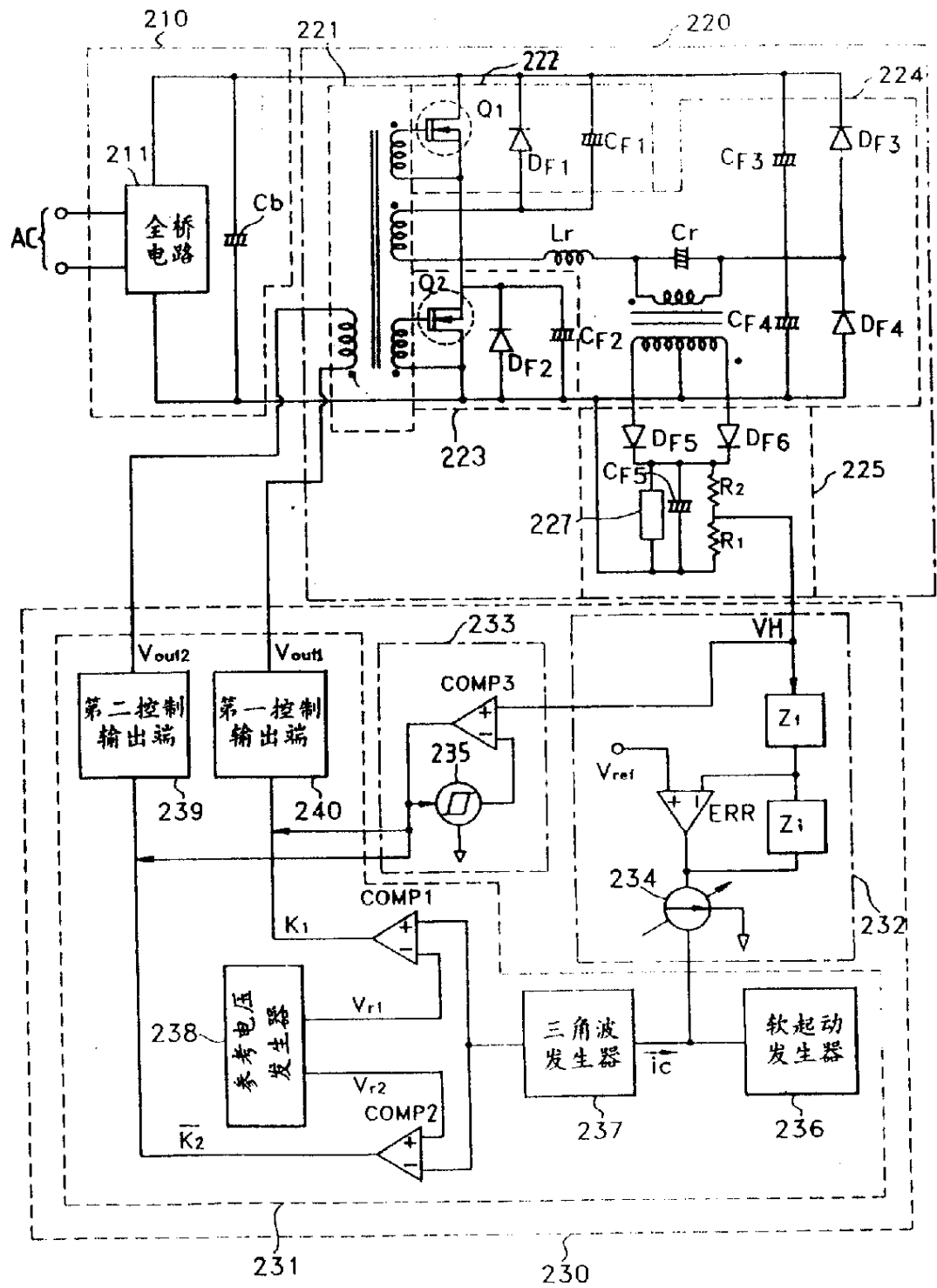


图19A

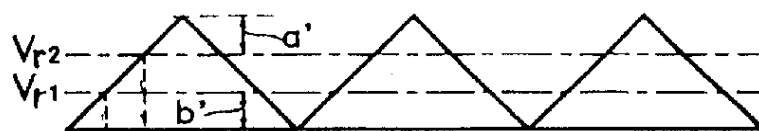


图19B



图19C



图19D



图19E

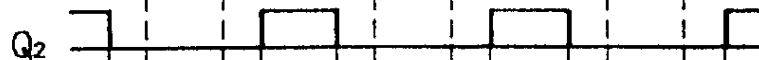


图19F

