



[12] 发明专利申请公开说明书

[21]申请号 93117061.3

[51]Int.Cl⁵

H05B 41 / 29

[43]公开日 1994 年 7 月 27 日

[22]申请日 93.8.31

[30]优先权

[32]93.1.14 [33]JP[31]4557 / 93

[71]申请人 松下电工株式会社

地址 日本国大阪府

[72]发明人 平松明则 迫浩行

五岛和宏 三本伸和

[74]专利代理机构 上海专利事务所

代理人 颜承根

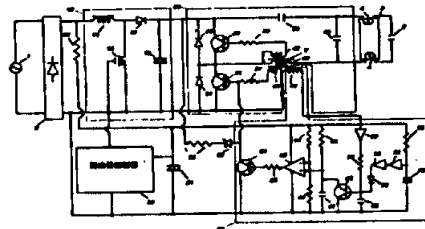
说明书页数:

附图页数:

[54]发明名称 热阴极放电灯的电子镇流器

[57]摘要

本发明用于热阴极放电灯的电子镇流器包括：直流电压源、斩波器和逆变器。该斩波器产生一平滑直流电压作为斩波器输出。逆变器产生一高频交流电压作为逆变器输出加到放电灯的阴极用于点亮放电灯。其特征在于包括逆变器控制器和延时电路。逆变器控制器控制逆变器使之有选择地工作于提供第一电平逆变器输出用于点亮灯的正常模式和提供比第一电平低的第二电平逆变器输出用于向阴极提供预热电流的限幅模式。该延时电路使逆变器的起动自斩波器的起动延时一段时间。



权 利 要 求 书

1. 一种驱动热阴极放电灯的电子镇流器，其功率电路包括：
直流电压源；

斩波器，它包括与电感器串联连接在所述直流电压上的斩波器开关装置，所述开关装置被驱动导通和截止以提供一周周期性中断的电压，该电压由电容平滑产生平滑的直流电压作为斩波器输出；

逆变器，它包括与所述斩波器输出相连的逆变器开关装置，由此产生一高频交流电压作为逆变器输出，加到所述放电灯的阴极用于点亮所述放电灯；

其特征在于改进部分包括：

逆变器控制器，它允许所述逆变器有选择地工作于提供第一电平的所述逆变器输出的正常模式，和提供基本上恒定的、低于所述第一电平并为所述阴极提供预热电流的第二电平的所述逆变器输出的限幅模式；

延时装置，从斩波器起动起按这样一种方式使所述逆变器延时起动，使得逆变器仅仅在所述斩波器的输出达到某一预定电平以后工作；

所述逆变器的控制器，控制所述逆变器在所述斩波器起动以后的预定时间内工作于所述限幅模式来预热所述放电灯，在此之后，所述逆变器控制器允许所述逆变器工作于所述正常工作模式以点亮所述放电灯。

2. 如权利要求 1 所述的电子镇流器，其特征在于所述逆变器包括向所述放电灯提供一谐振电压作为所述逆变器输出的谐振电路，所述逆变器开关装置可以在包含所述谐振电路的谐振频率的一个频

率范围内改变所述逆变器输出的频率，所述逆变器控制器工作于所述正常工作模式产生在所述谐振频率附近的第一频率的所述逆变器输出，所述逆变器控制器工作于所述限幅工作模式产生高于所述第一频率的第二频率的所述逆变器输出。

3. 如权利要求 1 所述的电子镇流器，其特征在于所述延时装置在一依赖环境温度的时刻向所述逆变器控制器提供起动信号以起动所述限幅工作模式，使得限幅工作模式能随环境温度变低而提早起动。

4. 如权利要求 3 所述的电子镇流器，其特征在于进一步包括当所述斩波器输出达到稳态电平就开始对预定的持续时间计时的定时器，所述定时器在所述持续时间结束时产生一结束信号，用于将所述逆变器从所述限幅工作模式切换到所述正常工作模式，使所述正常工作模式的起动不受环境温度变化的影响。

5. 如权利要求 3 所述的电子镇流器，其特征在于所述延时装置包括连接在斩波器输出端上的正温度系数的热敏电阻和电容，根据不同的环境温度以不同的速率使所述电容充电到阈值电平，一旦充电达到所述阈值所述电容就向所述逆变器控制器供电，起动所述逆变器使之工作于限幅工作模式。

6. 如权利要求 1 或 3 所述的电子镇流器，其特征在于所述逆变器控制器包括所述斩波器输出的电压检测器，所述逆变器控制器包括一定时器，它在由所述电压检测器检测的所述斩波器输出上升到预定电平后对一个预定的时间计时，并在所述时间的末尾送出中止信号来切换所述逆变器控制器，使所述逆变器从工作在限幅模式切换到工作在正常模式。

7. 如权利要求 1 所述的电子镇流器，其特征在于所述延时装置起动所述逆变器控制器使之在所述斩波器输出达到稳态电平之前工作于所述限幅模式，仅在所述斩波器输出达到所述稳定电平之后所

述逆变器控制器才控制所述逆变器从所述限幅模式切换到所述正常模式。

8. 如权利要求 7 所述的电子镇流器，其特征在于所述延时装置包括所述斩波器输出的电压检测器，当所述斩波输出达到选定为低于所述稳态电平的一个预定电平时就提供一预热开始信号，在所述斩波器输出达到所述稳态电平之后则提供预热结束信号，所述逆变器控制器响应所述预热开始信号使所述逆变器工作在所述限幅工作模式，并响应所述预热结束信号使所述逆变器工作在所述正常模式。

9. 如权利要求 1 所述的电子镇流器，其特征在于所述延时装置包括与所述斩波器的所述电感器相连的次级绕组，所述次级绕组经电阻器与电容器相连，伴随所述斩波器的起动由所述次级绕组的感应电压对所述电容器充电，所述电容器向所述逆变器控制器提供工作电压，从而在所述斩波器起动之后以延时方式起动所述逆变控制器，使所述逆变器工作在所述限幅模式。

10. 权利要求 1 所述的电子镇流器，其特征在于进一步包括与所述逆变器并联连接到斩波器输出端的虚负载。

11. 如权利要求 10 所述的电子镇流器，其特征在于进一步包括随着所述斩波器输出达到所述稳态电平使所述虚负载与所述斩波器断开的开关装置。

12. 如权利要求 10 所述的电子镇流器，其特征在于所述虚负载是设置在所述放电灯周围用于加热所述阴极的加热器。

13. 如权利要求 11 所述的电子镇流器，其特征在于所述开关装置由定时装置起动，在预定时间之后切断所述虚负载，此预定时间选择为小于在所述斩波器起动之后所述斩波器产生所述斩波器稳态输出所需的时间。

14. 如权利要求 1 所述的电子镇流器，其特征在于所述斩波器

的所述电感器包括一对次级绕组，它们产生感应电压分别送给所述阴极，用于预热所述阴极。

15. 如权利要求 14 所述的电子镇流器，其特征在于进一步包括随着斩波器输出达到稳态电平切断所述次级绕组与所述阴极连接的开关装置。

说 明 书

热阴极放电灯的电子镇流器

本发明涉及一种其灯丝在发光前需要预热的热阴极放电灯的电子镇流器，特别涉及包括斩波器和逆变器的组合在内用于由直流电源向放电灯产生驱动电压的电子镇流器。

电子镇流器广泛地用于驱动例如荧光灯之类的放电灯。如美国专利 US 5,144,195, US 4,959,591, US 5,177,408 所揭示的，电子镇流器通常设计为包括：从直流电压源提供一平滑和升高的输出电压的斩波器，和一个由斩波器的输出激励向放电灯提供一高频交流电压使之发光的逆变器。

美国专利 US 5,144,195 揭示一种镇流电路，它的斩波器被控制在逆变器起动以后才开始工作，这样逆变器在镇流电路通电之后紧接着的初始瞬间即开始工作，而此时斩波器尚不足以实际提供一稳态的斩波输出。

美国专利 US 4,959,591 揭示一种镇流电路，其中斩波器和逆变器在镇流电路通电之后同时开始工作，这样逆变器的输出在一初始瞬变期间之后稳定，斩波器也在此期间使其输出上升到一稳定电平。

在上述两专利的镇流电路中，逆变器在瞬变期间产生可以用来预热热阴极型放电灯的限幅输出。但是，逆变器在其工作开始时遭受不稳定的输入电压，因而很有可能引起不受控制的状况，导致逆变器输出的异常振荡，过多的噪声或加在逆变器开关元件上过高的强度，而这一切对于安全可靠的镇流工作都是应避免的。况且，这

些镇流电路不含有控制逆变器以限制其瞬变期间输出的有效方案，因而逆变器在此期间直接接受来自斩波器的不稳定电压，因而很可能引起预计不到和不希望的振荡。

美国专利 US 5,177,408 揭示一种瞬间起辉电灯(即冷阴极放电灯)的镇流器。虽然该专利的镇流器可允许逆变器在斩波器稳定之后才开始工作以提供一稳态电压来解决上述问题，但是该逆变器一经起动便产生其满幅电压，而不是受控制产生一预热热阴极放电灯所需的限幅电压。

鉴于上述问题和需要，本发明成功地提供一种用于热阴极放电灯的电子镇流器。本发明的镇流器包括直流电压源、斩波器和逆变器。斩波器包括一开关元件，它与电感器一起串联跨接在直流电压上，当它被驱动而通断时，产生一周周期性中断的电压，此电压经电容器平滑后产生一平滑的直流电压作为斩波器的输出。逆变器至少包括一个与斩波器输出相连的开关元件，由此产生一高频交流电压作为逆变器输出加到放电灯的阴极上，点亮此热阴极放电灯。本发明的电子镇流器其特征在于包括逆变器控制器和延时电路。逆变器控制器可控制逆变器有选择地工作于提供所述逆变器一级电平输出的正常模式和提供所述逆变器二级电平输出的限幅模式，此二级电平低于所述一级电平，并确定为给所述阴极以预热电流。延时电路的作用，是使逆变器的起动延时于斩波器的起动，以便在斩波器的输出上升到预定电平之后才允许逆变器工作。逆变器控制器控制逆变器使之在逆变器起动之后用于预热放电灯的规定时间内工作在限幅模式，此后，逆变器控制器允许逆变器工作在点亮放电灯的正常模式。按照这样设计的逆变器控制器和延时电路，可以在斩波器触发之后和向放电灯施加满幅的逆变器输出电压之前，以受控制的方式预热热阴极型放电灯，以确保可靠的电路工作和延长灯的寿命，同时避免引起不希望和不知道的振荡来保护逆变器。

因而，本发明的主要目的在于提供一种改进的电子镇流器，它在满幅的逆变器输出电压加到放电灯之前可以有效地预热热阴极型放电灯，以确保驱动此放电灯的电路更好和有效地工作。

在较佳实施例中，逆变器包括一谐振电路它提供谐振电压作为送至放电灯的逆变器输出。逆变器的开关电路允许逆变器的输出频率在含有谐振电路谐振频率的一个范围内变化。逆变器控制器在工作模式下，在谐振频率附近产生第一频率的逆变器输出，在限幅模式下产生高于第一频率的第二频率的逆变器输出。

因而本发明另一目的在于提供一种改进的电子镇流器，其中为了在发光之前对放电灯进行所需的预热，逆变器控制器控制调整逆变器的频率，以区分限幅工作模式和正常工作模式间的逆变器输出。

延时电路最好能提供使限幅工作模式的起动依赖于环境温度的起动信号，以便限幅工作模式随环境温度的升高而提前开始。这与灯的特性是一致的，允许在灯的环境温度升高时加快放电灯的发光，因此这是本发明又一目的。

逆变器控制器最好包括斩波器的电压检测器，和当电压检测器检测出斩波器输出上升到一个预定的电平后按照一预定的时间进行计时的定时器。在这预定时间的最后，定时器送出一中止信号来切换逆变器控制器，使逆变器从工作于限幅模式转换至工作于正常模式。

或者，延时电路也可设计为包括检测斩波器输出的电压检测器，当斩波器输出达到一选定在低于稳态电平的某预定电平时提供预热开始信号，当斩波器输出达到稳态电平时提供预热结束信号。逆变器控制器响应预热开始信号使逆变器工作于限幅模式，响应预热结束信号而允许逆变器工作于正常模式。

斩波器的电感器可以设有一次级绕组，它与一电容串联连接，

由次级绕组感应得到的电压对该电容充电。这一充电的电容向逆变器控制器提供工作电压，以便在斩波器启动后启动逆变器控制器以延时方式工作于限幅模式，这里斩波器是由它的开关元件启动的。这种安排构成从斩波器的启动开始以延时方式激励逆变器控制器的延时电路。

本发明的镇流器可以包括与逆变器并联在一起接到斩波器输出上的虚负载。有了虚负载，特别是当逆变器启动时，总能使斩波器在其输出端连接着一定负载的情况下工作，因而很好地防止其产生过电压以利于镇流器的安全工作，这是本发明的又一个目的。

可以设置一开关在斩波器输出达到稳态电平时就切断虚负载与斩波器的连接。而且，该负载可以用设置在放电灯周围的加热器的方式来提供，用于在逆变器未启动时预热灯，藉此相应地缩短由逆变器的后续动作点亮放电灯的时间，因而这是本发明的又一目的。该开关可以包括一用于在预定时间后切断虚负载连接的定时器，此时间应选为不低于斩波器在启动后产生稳态斩波器输出所需的时间。

对放电灯进行预热，电感器可以设有一对次级绕组，它们产生的感应电压分别送给放电灯的阴极。

通过下面结合附图对较佳实施例的说明，将会使本发明这些和其它目的与优点变得清楚。

图 1 是本发明第一实施例电子镇流器的电路图。

图 2A 和图 2B 是表示图 1 镇流电路工作的波形图。

图 3 是本发明第二实施例电子镇流器的电路图。

图 4A 和 4E 是表示图 3 镇流电路工作的波形图。

图 5 是图 3 镇流电路第一修改方案的电路图。

图 6 是表示图 5 镇流电路工作的波形图。

图 7 是图 3 镇流电路第二修改方案的电路图。

图 8 是图 3 镇流电路第三修改方案的电路图。

图 9 和图 10 分别是图 8 镇流电路其他修改方案的示意图。

图 11 是图 3 镇流电路又一修改方案的示意图。

第一实施例(图 1 和图 2)

参见图 1,这是示出本发明第一实施例的热阴极放电灯的电子镇流器。镇流器包括斩波器 10 和逆变器 30。斩波器 10 经二极管电桥形式的全波整流器 2 与交流电网 1 连接,由此接收整流的脉动直流电压,提供一升高的直流电压作为斩波器的输出送至逆变器 30。逆变器 30 产生一高频交流电压来驱动放电灯 3。斩波器 10 和逆变器 30 分别由斩波器控制器 20 和逆变器控制器 60 控制。

斩波器 10 包括串联连接在全波整流器 2 上的电感器 11 和 MOS 场效应管 14,以便 MOS 场效应管 14 周期性地中断来自全波整流器 2 的脉动直流电压,在电感器 11 上感应断续的电压。这样感应出的电压与整流器 2 的直流电压一起经隔离二极管 16 加到平滑电容器 15 上充电,给逆变器 30 提供平滑的升高了的直流电压。

斩波器控制器 20 由电容 21 加电,将驱动脉冲送给 MOS 场效应管的栅极,以较高的频率使 MOS 场效应管通断。电容 21 和电阻 22 串联连接在整流器 2 上,从镇流器与交流电网 1 接通起,经过由电容 21 和电阻 22 的时间常数所确定的较短时间 t_0 后,电容 21 充电到足以起动斩波器控制器 20 的电平。这个较短时间 t_0 通常设定为约几十毫秒,在此期间斩波器输出如图 2A 所示上升到交流电网 1 的峰幅电压($\sqrt{2}AC$)。然后, MOS 场效应管被起动,开始将断续的电压加到平滑电容 15 上,藉此如图 2A 所示,经过一后续瞬变时间之后使斩波器输出上升到一稳态电平 E_0 。

逆变器 30 包括跨接在平滑电容 15 上的一对串联的第一和第二晶体管 31 和 32,它们被交替地通断,将平滑后的斩波器输出变成振荡电压加到放电灯 3 上。第一晶体管 31 和第二晶体管 32 分别由

第一和第二二极管 34 和 33 反向并接。逆变器 30 还包括电容 35 和 36, 和具有初级绕组 40 和三个次级绕组 41—43 的变压器 T。初级绕组 40 和电容 35 同放电灯 3 串联连接, 电容 36 跨接在灯 3 上, 组成一跨接在第二晶体管 32 上的串联谐振电路。第一和第二级绕组 41 和 42 构成反馈绕组, 分别经各自的电阻 37 和 38 连接到第一和第二晶体管 31 和 32 的基极用于自激, 其详细内容将在以后论述。

电阻 51 和齐纳二极管 52 的串联组合通过与第一晶体管 31 的基极—发射极通路串联跨接在平滑电容 15 上, 在平滑电容 15 充电到预定电平时就由斩波器的输出向晶体管加一初始偏置。即, 镇流电路触发之后斩波器输出上升到一预定电平时, 齐纳二极管便导通将初始偏置加到第一晶体管 31 上使之导通。如图 2B 所示, 这一时序选择在迟于斩波器 10 开始产生断续电压的时序。在这种意义下, 电阻 51 和齐纳二极管 52 的串联组合起到延时电路的作用, 使逆变器 30 较斩波器 10 延时起动, 仅当斩波器输出上升到预定电平之后才使逆变器 30 起动。

第一晶体管 31 还与逆变器控制器 60 连接, 对逆变器 30 加以控制使之工作于产生点亮放电灯 3 的驱动电压的正常工作模式或产生一基本上为常量的较低电平用于预热放电灯 3 的限幅工作模式。逆变器控制器 60 包括一晶体管 61, 它连接在第一晶体管 31 的基极—发射极通路间, 晶体管 61 的集电极连接有齐纳二极管 52。对晶体管 61 加以控制使之在正常工作模式下保持载止而在限幅工作模式下进行通断。

在论述逆变器控制器 60 工作之前, 现论述在晶体管 61 保持载止的情况下逆变器的自激运行。

(1) 当第一晶体管 31 加上初始偏置并使之导通时, 逆变器 30 开始工作, 来自斩波器输出即电容 15 的电流经电容 35、放电灯 3 的阴极 4、电容 5、初级绕组 40 和第一晶体管 31 向电容 35 充电。

(2)当电流达到某一幅，在初级绕组 40 周围不再感应产生进一步扩展的磁场时，第一反馈绕组 41 感应出的电压减小，籍此使第一晶体管 31 载止，此后初级绕组 40 随着磁场的减弱继续沿相同方向经二极管 33 而不是晶体管 31，经电容 35、放电灯 3 的阴极 4 流过电流。

(3)第二反馈绕组 42 随着减弱的磁场感应出一正向偏置使第二晶体管 32 导通。绕组 40 至 43 的绕线方向由极性点表示在图 1 中。一旦这种情形发生，第二晶体管 32 导通使相反方向的电流从电容 35 经第二晶体管 32、初级绕组 40、阴极 4 回到电容 35。

(4)当电流达到某一幅，在初级绕组 40 周围不再感应产生进一步扩展的磁场时，使得第二反馈绕组 42 感应出的电压减小，从而使第二晶体管 32 载止。紧接着第二晶体管 32 的载止，初级绕组 40 还是继续通过放电灯 3、电容 35、平滑电容 15，并经跨接在晶体管 31 上的第二二极管 34 流过电流。

上述步骤按此方式重复，逆变器的谐振电路就可以提供一双向流动的振荡电流，其导通持续时间由谐振电路的电路常数确定。逆变器 30 在正常工作模式产生其频率在谐振电路的谐振频率附近的高频输出电压。

现在回到逆变器控制器 60，它包括一比较器 62，其输出经电阻 63 与晶体管 61 的基极连接。比较器 62 的反相输入端与跨接在向斩波器控制器 20 提供工作电压的电容 21 上的串联电阻 64 与 65 之间的接点相连，其同相输入端与同样跨接在电容 21 上的串联电阻 66 与电容 67 之间的接点相连。电容 67 在电路中由电容 21 的电压充电，并与另一晶体管 68 并接，电容 69 接在该晶体管 68 的基极—发射极通路上。逆变器控制器 60 还包括第三反馈绕组，它在第一晶体管 31 导通时就感应极性与第一反馈绕组 41 的极性相反的电压。第三反馈绕组 43 经非门 70 和电阻 71 与晶体管 68 的基极相连，这样

第三反馈绕组 43 感应出的电压在非门 70 倒相，进而下拉正向偏置使晶体管 68 载止。跨接在电容 21 上的还有电阻 72 和电容 73 的串联组合，该电容 73 经电阻 72 由电容 21 的电压充电，并且将充好的电压经非门 74 和 75 与二极管 76 的串联电路加到晶体管 68 的基极。

现在论述逆变器控制器 60 的工作。在进行叙述以前，应该知道晶体管 61 仅仅在从电路通电起到时刻 t_2 止这一限定的时间间隔内被允许导通和载止。其中 t_2 为电容 73 由电容 21 的电压充电至某一临界电平的时间，该电平足以将一个常量正偏置电压加到晶体管 68 上。这一时间间隔可选为从电路通电起大约一秒钟，在此期间斩波器的输出将变成稳态电平。一旦电容 73 充电到临界电平，晶体管 68 不管非门 70 也即第三反馈绕组 43 的输出为何而保撤短通。当晶体管 31 导通开始向放电灯 3 提供逆变器输出时，第三反馈绕组 43 将感应出的电压加到非门 70，它进而下拉对晶体管 68 的正偏置使之载止。出现这种情形，连接在电路中的电容 67 就开始经电阻 66 由电容 21 的电压充电。经过电阻 66 和电容 67 的时间常数所确定的预定时间之后，电容 67 则充电到高于送至比较器 62 反相输入端的分压电平。紧接着比较器 62 将正向偏置加到晶体管 61 的基极使之导通，进而在反馈绕组 41 使第一晶体管 31 载止之前在晶体管 31 的基极—发射极通路上分流使晶体管 31 载止。经过这样迫使第一晶体管 31 载止后，第三反馈绕组 43 感应出反向电压，同时第三反馈绕组 42 使第二晶体管 32 导通。第三反馈绕组 43 的反向电压进而使晶体管 68 导通，藉此使电容 67 放电，从而使晶体管 61 载止，使第一晶体管 31 准备好下一次由加在其基极上的感应电压导通。

就这样，由逆变器的自激电路组成所确定的第一晶体管 31 的正常导通时间被缩短了，以便在逆变器 30 触发后的一个短时间 $t_2 - t_1$ 内（示于图 2B 中，它定义了逆变器 30 的限幅工作模式）对逆变

器的输出加以限制。请注意这一缩短的第一晶体管 31 的导通时间是由电阻 66 和电容 67 的时间常数相对于送到比较器 62 的反相输入端的分压来决定的。因而，在限幅工作模式，晶体管 31 的导通时间缩短在一个恒定的范围，使逆变器输出如图 2B 所示基本上限制于一个不变的电平，以便接受控制的方式对放电灯 3 的阴极 4 预热，避免引起逆变器 30 所不希望的异常振荡。而且，导通时间虽然缩短了，但晶体管 31 的截止时间即晶体管 32 的导通时间却由于自激电路的组成基本上保持为常数。因此也可以说逆变器 30 在限幅工作模式的频率超过在正常工作模式时逆变器电路的谐振频率。而且，注意到电阻 72 和电容 73 形成一定时电路，由它确定限幅工作模式的结束，在此之前斩波器的输出将上升到稳态电平(此时序在图 2B 中由线 t_x 表示)。一旦电容器 73 充电到临界电平中止限幅工作模式，逆变器 30 便进入正常工作模式，在此模式晶体管 31 和 32 允许按上述自激方式导通和截止，将驱动电压加到放电灯 3 上用于其发光。

第二实施例(图 3 和图 4)

图 3 显示本发明第二实施例的电子镇流器，它包括与第一实施例相似组成的斩波器 110 和斩波器控制器 120，但包括与第一实施例不同组成的逆变器 130 和逆变器控制器 160。斩波器 110 包括按第一实施例的相似方式布置的电感器 111、MOS 场效应管 114、平滑电容 115、隔离二极管 116，通过使经滤波器 109 与交流电网 101 连接的全波整流器 102 束的直流电压周期性地中断，在电容 115 上产生一外高了的平滑电压。斩波器控制器 120 与 MOS 场效应管 114 连接，使之交替通断，斩波器控制器 120 由与电阻 122 一起串联跨接在整流器 102 上的电容 121 的充电电压供电。这样，使得交流变换器 110 从镇流电路通电起到由电阻 122 和电容 121(同第一实施例)的时间常数所确定的初始瞬变时间(示于图 4A)之前以延时方式

将断续电压加到平滑电容 115。另外，斩波器 110 中还包括一电阻 117 至 119 的电压分压网，它向斩波器控制器 120 提供分压，以反馈方式对斩波器 110 加以控制，从而在平滑电容 115 上提供不变的斩波器输出。连接在 MOS 场效应管 114 的源极与整流器 102 之间的电阻 113 向斩波器控制器 120 提供一监视电压，在斩波器控制器 120 中它用于控制使 MOS 场效应管 114 导通与截止。

逆变器 130 包括第一晶体管 MOS 场效应管 131 和第二晶体管 132，它们串联跨接在平滑电容 115 上，并且交替地导通和截止，经过具有初级线圈 145 和次级线圈 146 的变压器 144 将振荡电压加到放电灯 103 上。逆变器 130 还具有包括初级绕组 140 和次级绕组 142 在内的变压器 T 和电容 139。电容 139 和初级绕组 140 连接成一串联谐振电路。电阻 148 和 149 串联跨接在电容 139 上。电阻 134 和 135 组成的分压器跨接在第一晶体管 131 和电阻 136 的串联组合上。第二晶体管 132 由二极管 133 反向并接。次级绕组 142 作为反馈绕组经电阻 137 与第二晶体管 132 的基极连接用于自激。第一晶体管的栅极经电阻 138 与逆变器控制器 160 连接，由此控制该晶体管导通和截止。

具有正温度系数的热敏电阻 153 和电容 152 的串联组合跨接在平滑电容 115 上，在镇流电路通电以后较短的时间之后由整流器 102 的电压将电容 152 充电至阈幅电平。一旦达到阈幅电平，电容 152 就提供一工作电压来起动逆变器控制器 160。由于包含正温度系数的热敏电阻 153，因而电容 152 充电至预定电平所需的时间取决于环境温度。也就是说，环境温度越低电容器 152 充电越快，从而加快逆变器控制器 160 的起动，或逆变器 130 的工作进程。

逆变器控制器 160 基本上控制第一晶体管 131 在由第二晶体管 132 的截止时刻所限定的时间导通，并以下述方式调整第一晶体管 131 的导通持续时间，此方式即，使逆变器在逆变器起动后的初始

时期以提供限幅逆变器输出的限幅工作模式工作，在初始时期之后以向灯提供驱动电压的正常工作模式工作。初始时间或限幅工作模式的结束应确定为迟于某一时刻，在该时刻斩波器的输出变成稳态电平之后逆变器 130 才能进入正常工作模式，其详细内容将在此后详述。

为方便对逆变器动作的理解，首先对正常工作模式进行解释。逆变器控制器 160 包括一单稳态多谐振荡器 161，它在输出端 OUT 产生一输出脉冲，用于在电容 152 达到阈幅电平将电压加到多谐振荡器 161 的 Vcc 端之后使第一晶体管 131 导通和截止。

(1) 当多谐振荡器 161 分别在其端口 A 和 C 接收低电平信号时，在由跨接在电容 152 的电阻 162 和电容 163 的时间常数所确定的时间间隔由其输出端 OUT 将产生高电平输出。即，当由电容 152 对电容 163 充电至某一电平(此后称为截止电平)，该电平送给多谐振荡器 161 的 B 端，多谐振荡器 161 响应产生一低电平输出使第一晶体管 131 截止。此时，电容 163 经多谐振荡器 161 的内部电路(未示出)放电，使其电压下降到截止电平以下以便由电容 152 下一次对它充电。在晶体管 131 的导通时间，从平滑电容 115 流过的电流将流过谐振电路回路，即电容 139、变压器 144、初级绕组 140、第一晶体管 131、再回到平滑电容 115，用此电流对电容 139 充电。

(2) 接着第一晶体管 131 截止，初级绕组 140 沿相同方向继续使电流经过二极管 133 流到电容 139，而此时初级绕组 140 将使其周围的电磁场减弱，在反馈绕组 142 感应出加到第二晶体管 132 基极的正偏置用于自激。因而，当不再有电流经第一二极管 133 流到电容 139 之后，第二晶体管 132 便紧接着导通，电流从电容 139 经第二晶体管 132、初级绕组 140、变压器 144 流过，再回到电容 139。

(3) 当电流达到某一值，使它在初级绕组 140 周围感应产生的磁场不再增长时，在反馈绕组 142 上感应产生的电压趋于减小，使

第二晶体管 132 截止。

(4)第二晶体管 132 截止后，初级绕组 140 紧接着仍继续经变压器 144、电容 139、平滑电容 115、和第一晶体管 MOS 场效应管 131 固有的寄生二极管(未示出)流过电流，此状态可由跨接在第一晶体管 131 上的电阻分压器 134 和 135 检测。在这种情况下，在多谐振荡器 161 的 A 端所监测到的分压是低电平信号。此时多谐振荡器 161 的 C 端从电阻 136 接收低电平信号，多谐振荡器 161 再一次触发第一晶体管 131 使之导通。

上述步骤按此方式重复，逆变器的谐振电路可以提供双向流动的振荡电流，其导通持续时间由谐振电路的电路常数确定，并以约等于逆变器的谐振频率经变压器 144 驱动放电灯 103。

现在用逆变器控制器 160 附加的组成对逆变器的限幅工作模式加以叙述。逆变器控制器 160 还包括电阻 164 和二极管 165 的串联电路，该串联电路仅在逆变器控制器 160 起动之后的一段时间内与电阻 162 并联连接。在此期间，作为预热放电灯的限幅工作模式，使得对电容 163 的充电加快，以缩短第一晶体管 131 的导通时间，限制逆变器的输出。为了这一目的，逆变器控制器 160 具有一电压比较器 180，它包括比较器 181、电阻 182 和 183 构成的第一分压器，和电阻 184 和 185 构成的第二分压器。电阻 182 和 183 的第一分压器跨接在斩波器 110 的平滑电容 115 上成为斩波器输出的电压监视器，向比较器 181 的同相输入端提供一指示斩波器输出的分压，而电阻 184 和 185 的第二分压器跨接在电容 121 上向比较器 181 的反相输入端提供基本上不变的电压作为基准电压。比较器 181 的输出通过串联连接的电阻 169 和电容 170 与地连接。当斩波器输出上升到稳态电平时，比较器 181 就产生响应提供一高电平输出，在由电阻 169 和电容 170 的时间常数所确定的时间中将电容 170 充电至某一电平。电路中的另一比较器 166 使其反相输入端连接接收电容

170 上得到的电压，并使其同相输入端连接接收电容 152 上经电阻 167 和 168 分压得到的电压作为基准电平。比较器 166 的输出经电阻 164 和二极管 165 与电容 163 连接，仅当电容器 170 还未充电到足以超过同相输入端接收的基准电平比较器 166 根据这一状况而输出高电平时，才使电阻 164 与电阻 162 并联连接。

现参见图 3 和图 4A 至 4E 叙述逆变器在限幅工作模式下的动作。当斩波器控制器工作一较短时间之后，在图 4A 至 4E 的 t_0 所示的时刻利用从电容 121 接收到的工作电压起动斩波器 110，电容 152 经热敏电阻 153 充电使其电压 V_2 在图 4C 的是刻 t_1 (图 4E 的时刻 t_1') 达到阈幅电压 V_{TH} ，从而起动逆变器控制器 160，首先使第一晶体管 131 导通。逆变器控制器 160 起动后，一直到斩波器输出达到稳态电平(图 4A 中的时刻 t_x)，电容 170 在时刻 t_2 充电到比较器 166 的基准电平之前，比较器 166 均保持高电平输出，使电阻 164 和二极管 165 与电阻 162 并联连接，籍此加快对电容 163 的充电。如前面论述的，电容 163 一旦充电到截止电平并由 B 端接收，多谐振荡器 161 产生响应使第一晶体管 131 截止。这表明，对电容 163 充电到截止电平的时间将决定第一晶体管 131 的导通时间。因而，在这种情况下，由于电阻 164 与电阻 162 的并联连接，对电容 163 的充电比在正常工作模式下电阻 164 不与电阻 162 并联连接的场合要快，从而使第一晶体管 131 的导通时间减小。

第一晶体管 131 截止之后，逆变器 30 便动作使第二晶体管 132 导通截止，然后使第一晶体管 131 再一次导通。其情况与前面所述正常工作模式类似。因而，在从 t_1 到 t_2 期间，第一晶体管 131 的导通时间被减小，而第二晶体管 132 的导通时间基本上不变，逆变器 130 的切换频率超过谐振频率，从而将逆变器输出限幅到基本上保持不变，且适于对放电灯 103 的阴极 104 进行预热的电平。

当电压检测器 180 检测到斩波器输出达到稳态电平时，比较器

181 产生响应，开始对电容 170 充电。在一固定时间 t_F 之后，电容 170 充电到超过比较器 166 的基准电压，比较器 166 就产生响应并使电阻 164 和二极管 165 的附加充电路径与电阻 162 对电容 163 的充电路径断开，从而将对电容 163 的充电时间减缓到正常充电时间。这样，逆变器 130 切换到正常工作模式为点亮放电灯 103 提供较高的电压。在这种意义上，电容 170 和电阻 169 的电路可以视为确定限幅工作模式结束的定时器。

在此应该注意，由图 4B 和 4C 与图 4D 和 4E 比较可知，当环境温度升高，正温度系数的热敏电阻 153 会延迟对电容 152 充电至阈值电平 V_{TH} 的时间，从而逆变器控制器使逆变器 130 工作在限幅工作模式以相应地推迟起动时间。由图中可知，在较低环境温度下逆变器的起动表示为图 4C 中的时刻 t_1 ，而较高环境温度下的起动则为图 4E 中的 t_1' 。如前所述，由于限幅工作模式的结束是由电阻 169 和电容 170 构成的定时器确定的，并不依赖于逆变器的起动时间，因而放电灯 103 的点亮时间不因环境温度而改变，仅是预热时间不同。这与放电灯的特性是一致的，即阴极 104 在高的环境温度所需的预热时间比在低的环境温度的要少，并且符合用户的下述要求，即从接通镇流器起的恒定时间内将灯点亮不随环境温度而改变。而且，上述特征的优点还在于当镇流器断开之后立即接通时可使预热时间减少，在环境温度改变或在灯关掉后随即打开的场合，用户不会因点亮放电灯的时间长短不一而感到奇怪。

镇流器还包括与变压器 144 的初级绕组 145 耦合的辅助绕组 147、二极管 191、电阻 192 和 193、以及电容 194 所构成的输出监视器。这样组成的监视器向多谐振荡器 161 的 D 端提供一相应的 DC 电压。例如，当监视的 DC 电压由于无法预计的异常振荡而超出安全电平时，多谐振荡器 161 立刻产生响应，停止向第一晶体管 131 提供高电平信号，藉此中止逆变器动作，保护逆变器。而且，输出监

视器的 DC 电压无论在限幅和正常工作模式下都可以反馈方式将逆变器的输出保持在恒定的电平。这方面应注意到, 尽管斩波器输出达到稳态电平之前可以起动限幅工作模式, 逆变器 130 将控制工作于基本恒定的频率, 产生基本恒定电平的限幅输出。因而, 逆变器可以较好地避免由于不稳定的斩波器输出引起在其他情况下可能产生的不希望异常振荡。而且, 甚至在限幅工作模式下逆变器输出仍保持为常量, 因而从输出监视器至多谐振荡器 D 端的 DC 电压可以被利用在多谐振荡器内部提供一可靠偏置, 以便在限幅工作模式下出现异常逆变器动作时保护逆变器。

图 5 示出与第二实施例相似的第二实施例修改方案, 它采用电阻 151 代替热敏电阻 153, 放电灯 103 则采用附加的电容 146 代替变压器 140 与逆变器 130 连接。图 5 采用相同标号标注相同部分以避免重复说明。在此修改方案中, 如图 6 所示, 与电阻 122 和电容 121 的组合产生高于阈幅电平的电压 V_1 来起动斩波器 110 相比, 电阻 151 和电容 152 的组合对电容 152 充电时选择为需要更长的时间产生高于阈幅电平的电压 V_2 来起动逆变器 130。即, 逆变器 130 控制为在斩波器 110 起动之后延时 Δt 再起动。

图 7 示出与第二实施例基本相同的第二实施例第二修改方案, 不同的是有一第二绕组 112 与斩波器 110 的电感器 111 相耦合, 以提供对电容 152 充电的感应电压, 由此电容向逆变器控制器 160 提供工作电压。采用相同标号标注相同部分避免重复说明。在电阻 122 和电容 121 的时间常数所确定的预定时间之后斩波器 110 被起动开始使 MOS 场效应管 114 通断时, 第二绕组 112 经二极管 154 和电阻 151 使电容 152 充电到阈幅电平, 从而在斩波器起动之后以延时方式触发逆变器控制器 160, 使逆变器 130 以第二实施例叙述的方式先在限幅工作模式再在正常工作模式下工作。

图 8 示出与第二实施例相似的第三修改方案, 其不同只是有一开

关 202 与虚负载 201 串联后跨接在斩波器 110 的平滑电容 115 上，使虚负载 201 与斩波器输出相连接。此开关 202 由一定时器 210 控制，它对从斩波器 110 起动到逆变器将要起动这段时间进行计时。在此期间，定时器 210 启动闭合开关 202 使虚负载 201 与交流变换器输出临时连接，藉此防止斩波器 110 产生过高的输出，这种情况在逆变器尚未起动斩波器的输出无负载消耗的情况下是可能的。虽然图 8 中所示的虚负载 201 是辅助的白炽灯，但不限于此，它可以为其它合适的负载，例如图 9 中所示的加热器 203。

在图 9 中，加热器 203 设置在放电灯 103 的周围，除了上述的逆变器限幅工作之外对灯 103 进行附加的预热，以确保灯的有效预热。

图 10 示出与图 9 镇流器相似的进一步修改的镇流器，它采用电压检测器 220 代替定时器 210。电压检测器 220 通过接收连接在平滑电容 115 上的电阻 117 至 119 的分压对斩波器的输出监视，并操纵一个类似的开关 202，当斩波器输出超过预定电平时使加热器 203 与斩波器输出连接，其他时间则切断加热器。这样，即使斩波器相应于无负载的状况即逆变器未起动的状况而产生过高的输出，此电压也能被最佳地利用，送给加热器 203 来预热放电灯 103。

图 11 示出与图 5 镇流器相似的进一步修改的镇流器，其不同之处在于利用与斩波器 110 的电感器 111 交连的一对次级绕组 112A 和 112B 对放电灯 103 进行附加的预热。有了这种安排，即使斩波器 110 产生过高的输出，也可以将各个绕组 112A 和 112B 感应产生的相应升高的电压用来预热放电灯 103 的阴极 104，同时将过多的能量释放掉，避免在基本上无负载的状况下斩波器 110 产生不希望的高输出。虽然图中未表示出来，但可以增加一开关随逆变器 130 的起动使绕组 112A 和 112B 与阴极 104 切断，这样阴极 104 只能在斩波器 110 起动后和逆变器 130 起动前接收绕组 112A 和

112B 的感应电压。

说明书附图

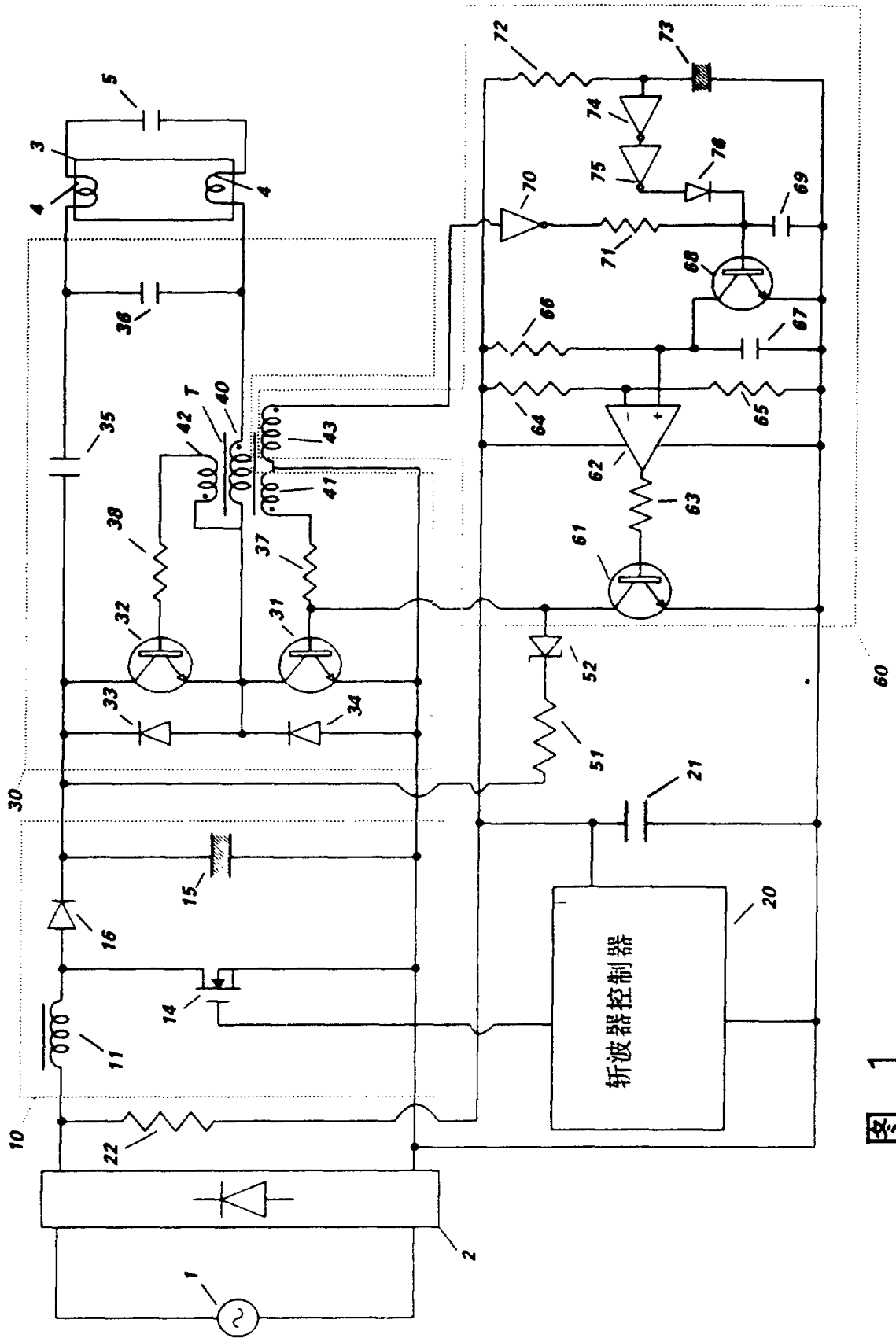


图 1

图 2A

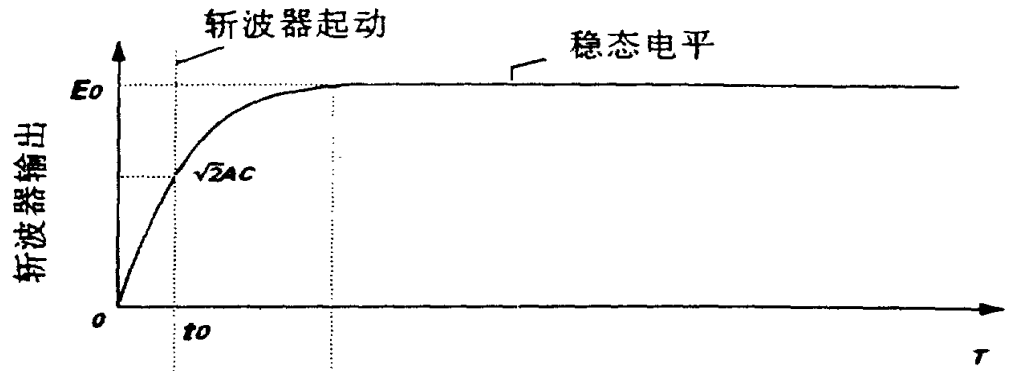


图 2B

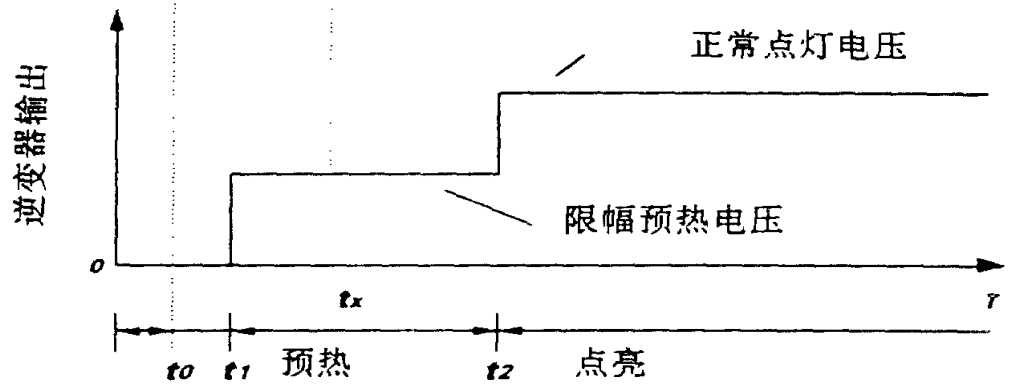
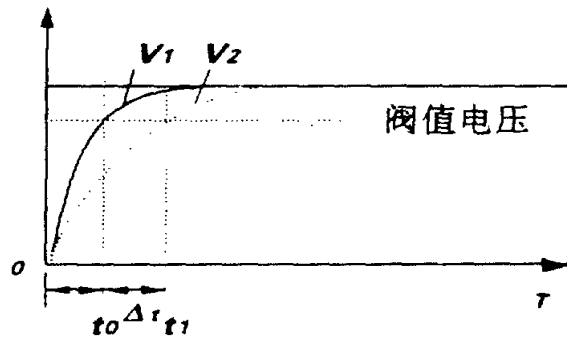


图 6



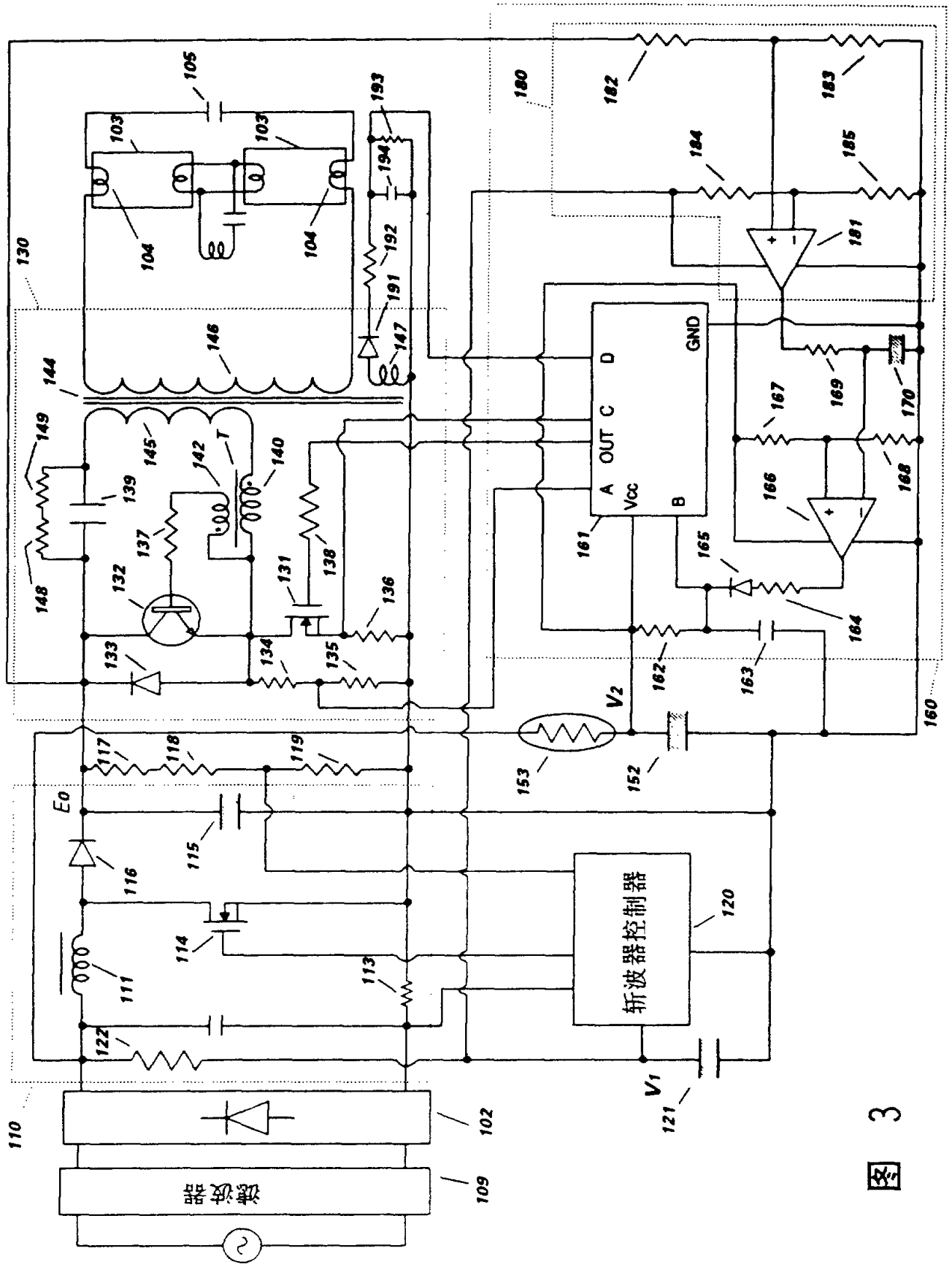


图 3

图 4A

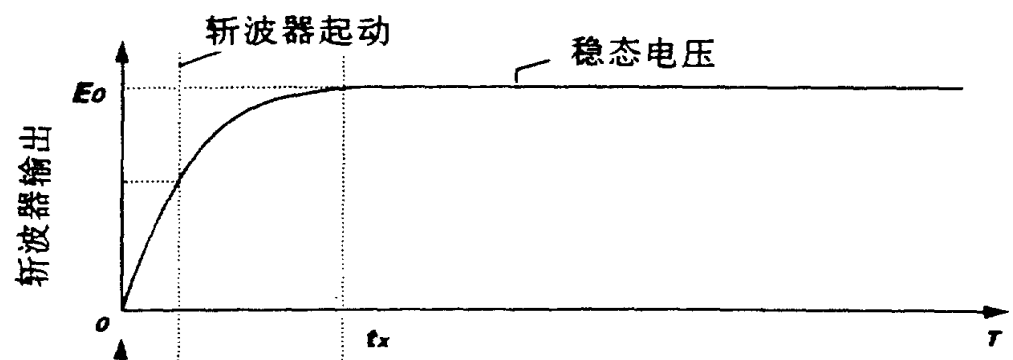
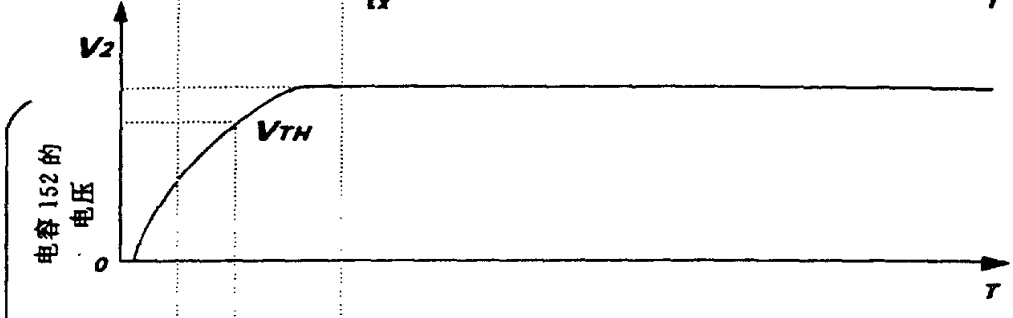


图 4B



低环境温度

图 4C

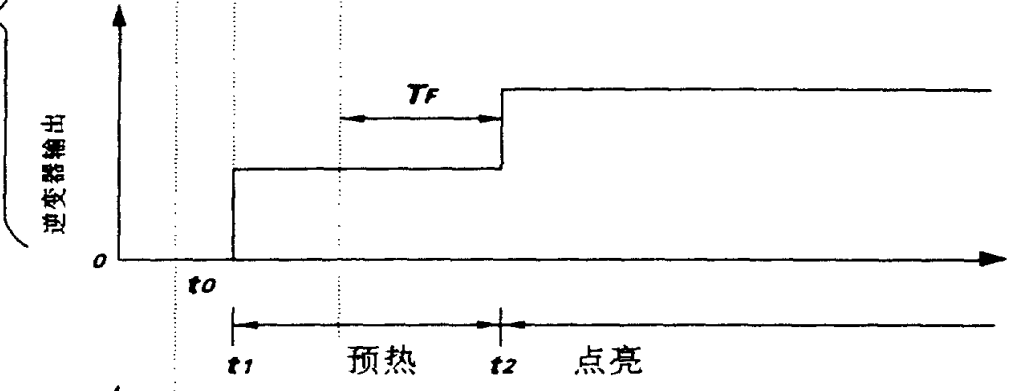
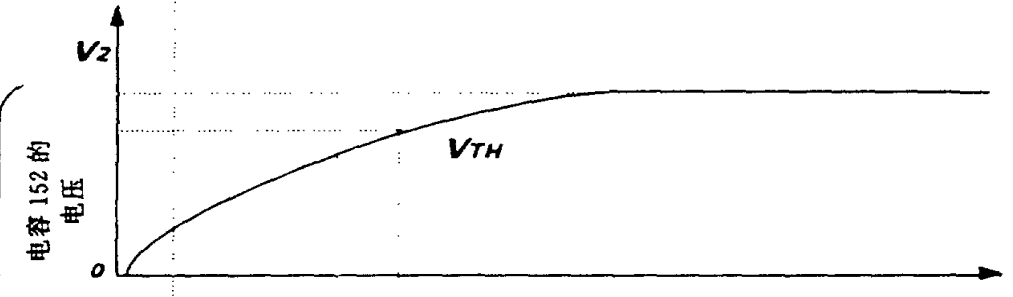
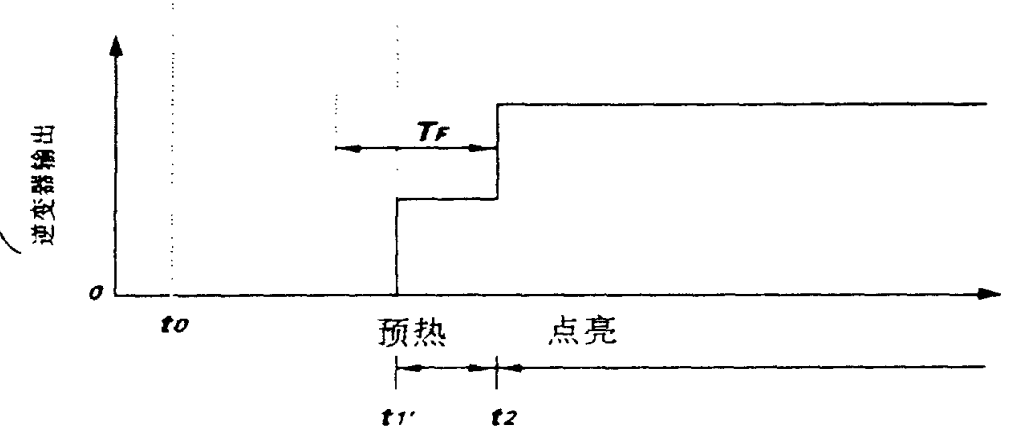


图 4E



高环境温度

图 4D



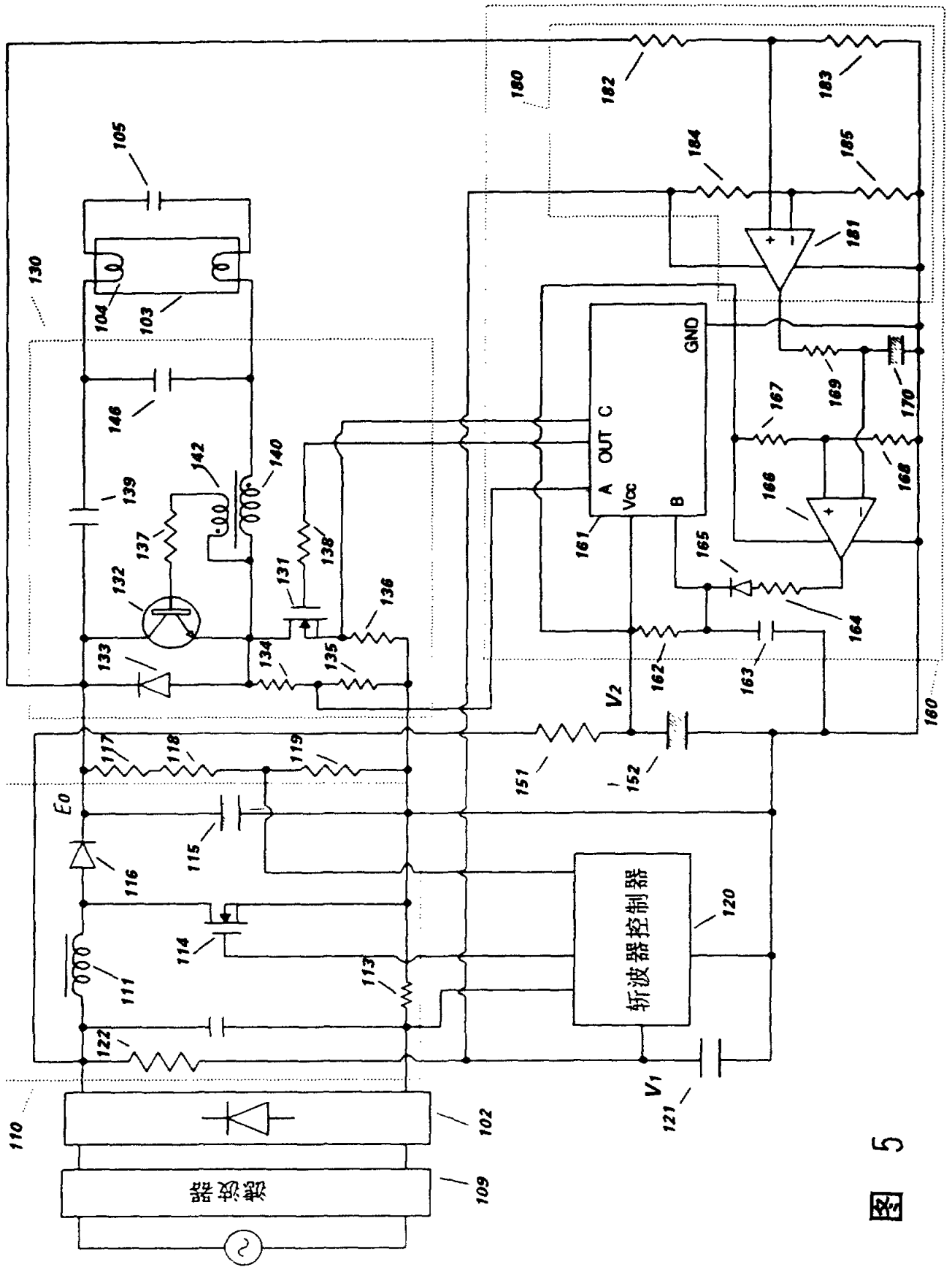


图 5

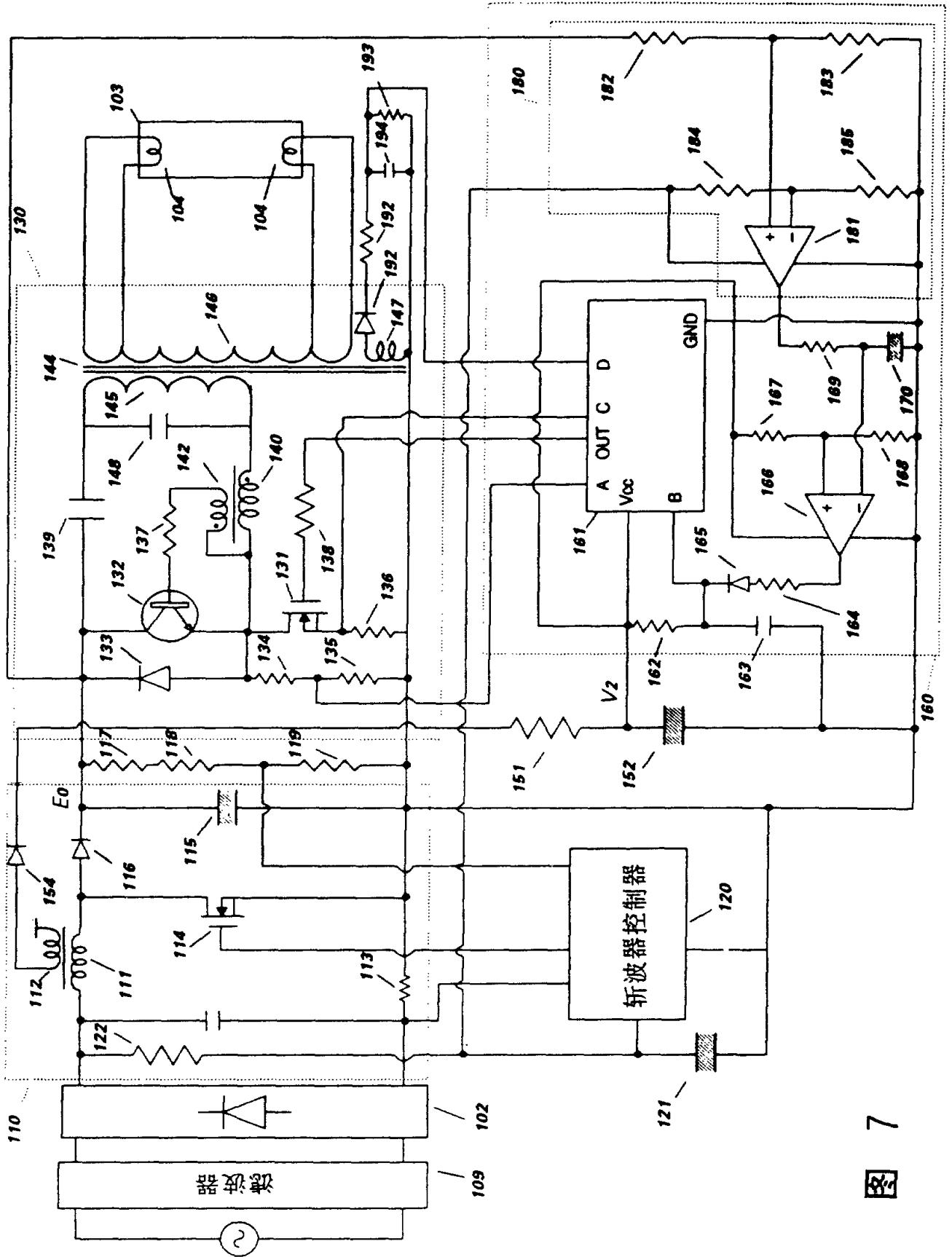
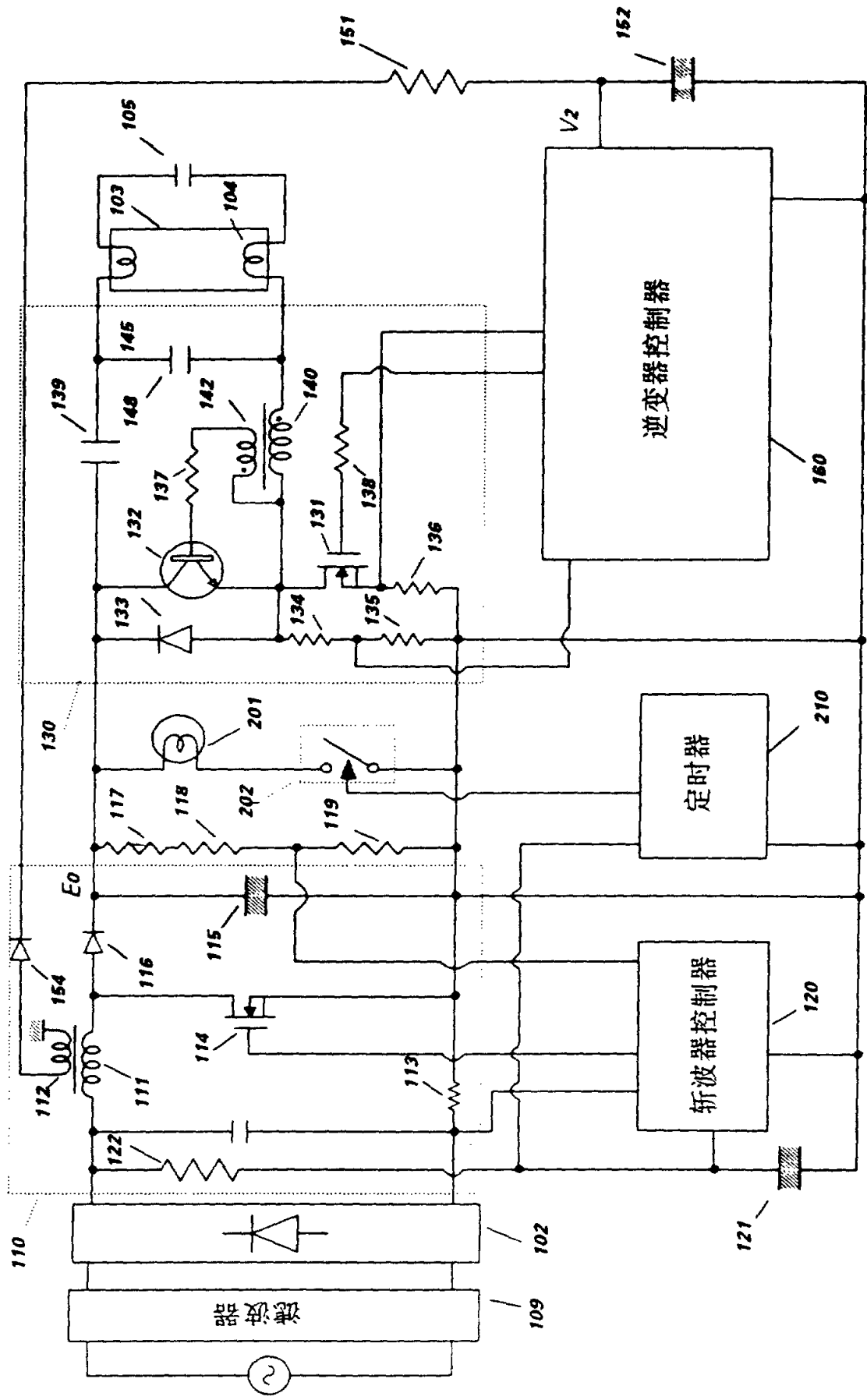


图 7



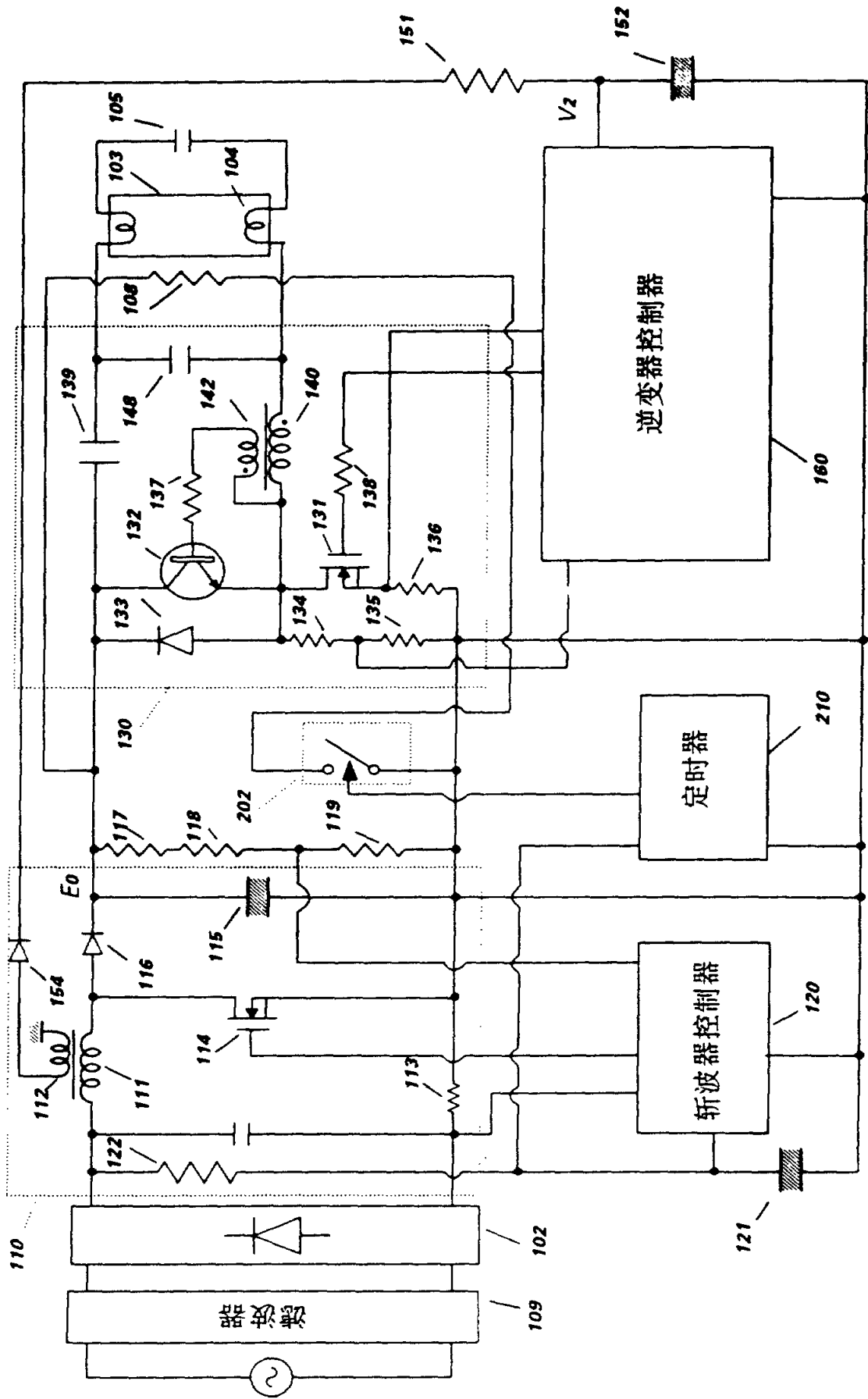


图 9

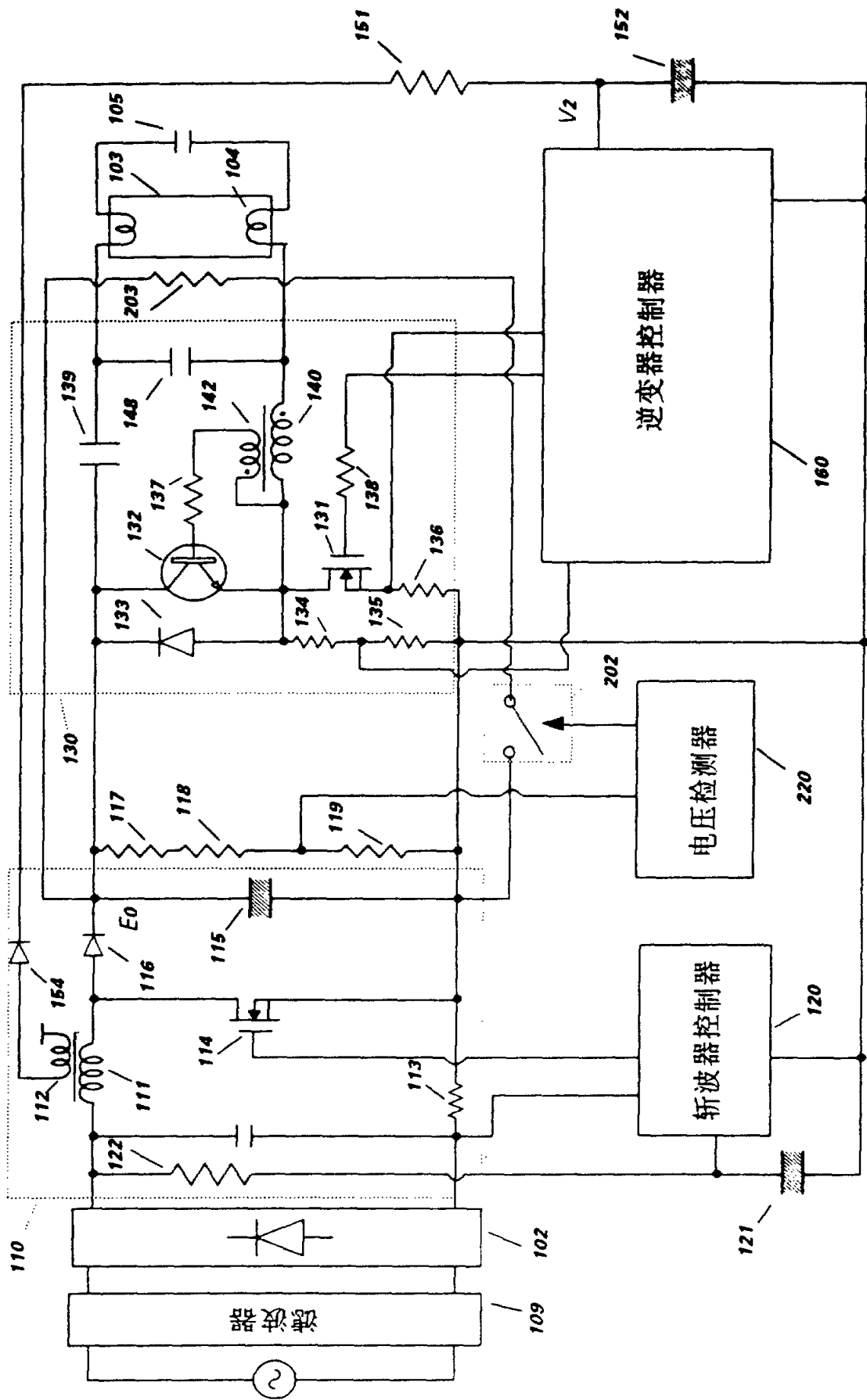


图 10

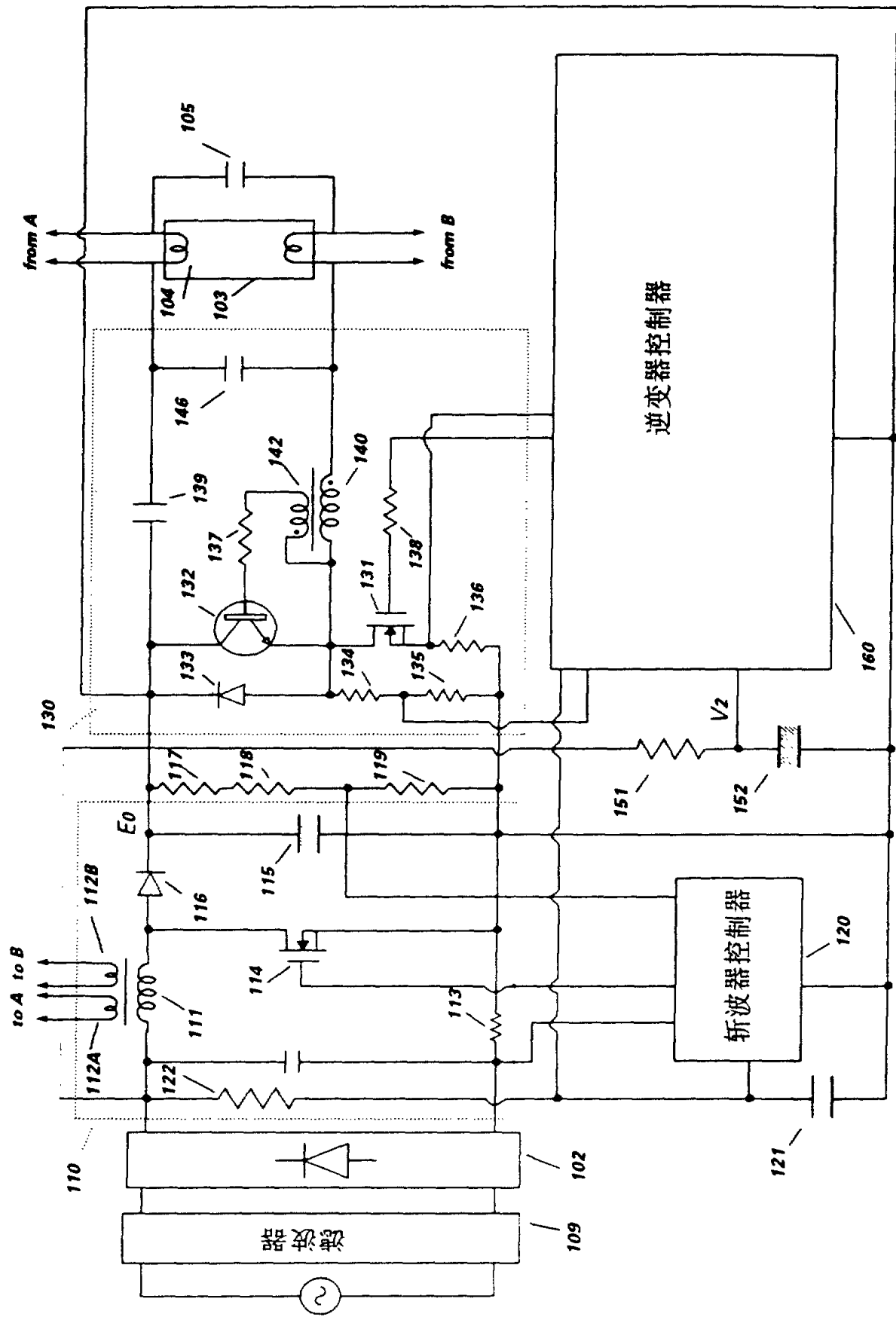


图 11