



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 90103231.X

[51]Int.Cl⁵

H05B 41/38

[45]授权公告日 1995年6月14日

[24]颁证日 95.3.24

[21]申请号 90103231.X

[22]申请日 90.5.23

[30]优先权

[32]89.5.26 [33]US[31]358,257

[73]专利权人 飞利浦电子北美有限公司

地址 美国纽约州

[72]发明人 约翰·迈克尔·王

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 张志醒 王忠忠

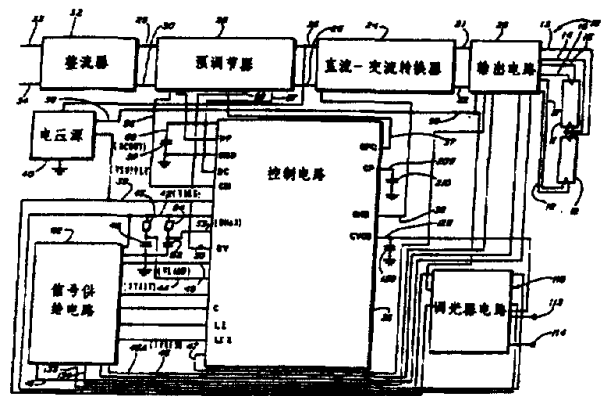
说明书页数:

附图页数:

[54]发明名称 带亮度控制装置的荧光灯控制器

[57]摘要

一种灯控制器，包括一个调光器电路，以根据控制电压控制灯的亮度。该电路包括：隔离变压器、将高频电流加到变压器初级绕组上的装置、输入端、负载装置、检测器和输出装置。负载装置耦合到次级绕组和输入端上，以根据控制电压限制次级绕组的电压，由此限制初级绕组上的电压。检测器和输出装置产生一个输出信号并加到控制器上，以控制灯的亮度。负载装置包括放大器，以便在电源的正负半周在次级绕组上产生放大的和基本相等的负荷电流。



1. 一种灯控制器(10), 包括一个控制电路, 该控制电路含有带输入端(25, 26) 和输出端(21, 22) 的直流—交流转换装置(24)、与所说输入端相连的直流电源装置(32, 28)、与所说输出端相连且安置成与灯负载连接的输出电路装置(20)、以及用以控制所说控制电路的工作且与所说直流电源装置及所说直流—交流转换装置连接的控制装置(36, 112); 所说控制装置连接到一个调光器电路(110), 以便根据一个控制电压源的控制电压来控制所说灯控制器, 并由此而控制灯的亮度, 其特征在于, 所说的调光器电路包括: 一个隔离变压器(116)、用于将高频电流从所说的控制器加到所说隔离变压器的初级绕组(117) 装置上的装置(98)、与所说的控制电压源连接的输入端(113, 114) 负载装置(123)、以及检测器和输出装置(124, 126, 132), 所说的隔离变压器包括相互耦合的初级和次级绕组(118) 装置, 所说的负载装置耦合到所说的次级绕组装置上和所说的输入端上, 以便根据所说的控制电压来限制所说的次级绕组装置的电压, 并由此来限制所说的初级绕组装置上的高频电压, 这个高频电压是由于高频电流而产生的, 所说的检测器和输出装置用来产生一个输出信号并将这个输出信号加到所说的控制器上, 以控制灯的亮度, 所说的灯的亮度相应于所说的初级绕组装置上所产生的高频电压, 所说的负载装置包括放大器装置(140), 并用来响应流过所说的电压源的小控制电流, 以便在所说高频电流的正半周和负半周内、在所说的次级绕组装置上产生放大的和基本上相等的负载电流, 这里所说的高频电流是加到所说的初级绕组装置上的。

2. 根据权利要求1 所说的灯控制器, 其特征在于, 所说的小控制电流是从所说的负载流向所说的电压源。

3. 根据权利要求1 所说的灯控制器, 其特征在于, 所说的放大器装置被设计成仅仅使一个方向的电流通过, 所说的负载电路包括一个全波整流器(135-138), 该整流器的第一和第二输出端耦合到所说的放大器装置上, 其输入端耦合到所说的次级绕组装置上。

4. 根据权利要求1 所说的灯控制器, 其特征在于, 所说的次级绕组装置包括一个带中间抽头的次级绕组(118a), 所说的中间抽头连接到所说的第一输出端上, 而且所说的全波整流器包括两个二极管(135a, 136a), 这两个二极管连接在所说次级绕组的相反的端部和所说的第二输出端之间。

5. 根据权利要求1 所说的灯控制器, 其特征在于, 所说的放大器装置包括: 一个有基极、发射极和集电极的晶体管(140)、将所说的发射极和集电极耦合到所说的全波整流器装置上的装置、连接所说的基极和发射极的电阻装置(142)、以及将所说的集电极和基极耦合到所说的输入端上的装置。

6. 根据权利要求3 所说的灯控制器, 其特征在于, 所说的小控制电流从所说的全波整流器的所说第二输出端流到所说的一个输入端, 然后通过所说的电压源流到另一个所说的输入端, 再从另一个所说的输入端通过所说的电阻装置流到所说的全波整流器的所说第一输出端。

7. 根据权利要求1 所说的灯控制器, 其特征在于, 所说的负载装置包括滤波器装置(145, 146, 147, 150), 所说的滤波器装置包括电阻装置(145, 146) 和电容装置(147, 150), 所说的电阻装置串联在所说的输入端和所说的放大器装置之间, 所说的电容装置并联到所说的输入端和所说放大器装置的所说输入端上。

8. 根据权利要求1 所说的灯控制器, 其特征在于, 所说的检测器和输出装置包括一个峰值检波器装置(124), 该峰值检波器装置直接连接到所说的初级绕组装置上并且用来产生一个正比于峰值电压的直流信号分

量，所说的峰值电压是在所说的高频电流的每一个正半周或负半周内所说的初级绕组上产生的。

9. 根据权利要求8 所说的灯控制器，其特征在于，该灯控制器还包括一个电平移位装置(122)，用来给所说的直流信号分量加一个偏移分量。

10. 根据权利要求9 所说的灯控制器，其特征在于，所说的电平移位装置包括晶体管装置(151) 和电平控制装置(121)，所说的晶体管装置串联到所说的初级绕组装置上，所说的电平控制装置用来控制由所说的晶体管装置所传导的电流，以便控制其电压，而且其中所说的峰值检波器装置响应这样的总电压，即在所说高频电压的每一个所说的正半周或负半周内所说的初级绕组装置和所说的晶体管装置上的总电压。

11. 根据权利要求10 所说的灯控制器，其特征在于，所说的电平控制装置包括温度补偿网络(154, 155, 156)，该网络包括一个热敏电阻(156)，而且它对受环境温度影响的所说晶体管的传导性进行控制。

12. 根据权利要求1 所说的灯控制器，其特征在于，所说的检测器和输出装置有一对输出端(133, 134) 连接到所说的控制器上，以便控制灯的亮，使其随着所说初级绕组上所产生的高频电压的变化而改变，所说的检测器和输出装置包括峰值检波器装置和输出装置，所说的峰值检波器装置直接连接到所说的初级绕组上并用来产生一个直流信号，该直流信号包括一个与所说的初级绕组上所产生的峰值电压相应的分量，所说的输出装置(126, 132) 根据所说的直流信号控制所说的一对输出端之间的有效电阻。

13. 根据权利要求12 所说的灯控制器，其特征在于，所说的输出装置包括：一个有第一和第二输入端的比较器(164)、将所说的直流信号加到所说的第一输入端的装置、将一个周期性三角波信号加到所说的第二输入端的装置、以及模拟开关装置(168)，该模拟开关装置耦合到所说

的一对输出端并且受所说的比较器控制。

14. 根据权利要求1所说的灯控制器, 其特征在于, 该控制器还包括开- 关控制装置(110), 以便根据所说控制电压的阈值来控制所说的灯控制器的开- 关状态。

15. 根据权利要求14所说的灯控制器, 其特征在于, 所说的开- 关控制装置包括比较装置(164), 用来将所说的直流信号与基准电压进行比较。

带亮度控制装置的荧光灯控制器

本发明涉及荧光灯控制器以及用于其中的亮度控制装置，更具体地说，本发明提供了一种亮度控制装置，这种亮度控制装置在输入端和灯的供电电路之间提供了保护性隔离，而且这种亮度控制装置便于在一个宽的范围內精确且安全地控制光的强度。本发明提供的亮度控制装置是高效的和高可靠性的，并且制造容易且经济。

有关荧光灯控制器的现有技术Mark W. Fellows、John M. Wong和Edmond 1988年7月15日申请的美国专利申请219923号的说明书的引言部分作了回顾，具体的细节参见参考文献，这些现有技术的参考文献包括Wallace的美国专利3611021号、Stolz的美国专利4251752号、Stupp等人的美国专利4453109、4498031，4585974，4698554和4700113号以及Zeiler的美国专利4717863号，它们涉及到各种不同的开关型电源电路(switch mode power supply circuit)，这些电路的工作频率高，使得荧光灯供电的效率较高，并且还有另外一些优点。现有技术还公开了控制电路，用来控制对荧光灯的供电，以便控制亮度并在需要时使灯变暗。

本发明的总目的是提供一种与荧光灯控制器一起使用的调光器控制装置，它能在一个宽的范围內有效地控制光的强度，同时具有隔离和其它保护性特点，并且能够容易和经济地制造。本发明的另一个目

的是，提供一种工作效率高且十分安全可靠的调光器控制装置。

在本发明的研制过程中，总是习惯于考虑使用各种可能的调光电路结构，并且本发明的重点涉及到识别这些结构的潜在问题以及识别有益的可利用的特性。本发明的进一步的具体目的是提供一种调光器控制装置，它能够与例如上述Fellows 等人的申请所公开的调光器一起使用，并能容易地与上述控制器连接，而且保持其全部优越的特性，以致于完全与其兼容。

Fellows 等人的系统具有许多优越的特性，其中包括考虑到控制亮度和能够用来调光，尽管在申请中没有特别说明。在Fellows 等人的系统中，用来作为调节电路的输出电路使得可变频的直流—交流转换电路的输出端耦合到负载荧光灯上。由控制器供电的控制电路使得直流—交流转换器以一定的高频率工作，这个高频率大大高于输出电路无负载时的谐振频率，还高于足以点火的输出电压频率。然后控制电路工作在点火状态，此时它逐步地降低频率直至点火发生为止。其后，控制电路工作在运行状态，此时，它通过控制直流—交流转换器的工作频率来自动控制灯的电流。

Fellows 等人的系统的另一特征是，谐振电容以如此方式与荧光灯负载及变压器绕组并联，即可根据灯的电压来限制绕组上的电压。这种并联结构还使得单个谐振电容既能用来点火又能用于工作状态。

由于Fellows 等人的申请所公开的系统具有上述特征和另外一些特征，因此，在远高于谐振频率的一个范围内，容易使工作稳定，这具有一个非常重要的优点，即保证直流—交流转换器的晶体管避免电容性负载状态，而在容性负载状态下，电流超前于电压，并且可能导致晶体管的毁坏。一个进一步的特征是，通过使用一种自动转换到安

全状态的电路，最好是通过将直流—交流转换器扫描至高频率上，而提供附加的保护措施，在上述安全状态下，电流相对于电压的相位小于一定的安全值。另外的特征涉及到预调节器电路，该电路被供给一个全波整流 50 或 60 Hz 的电压，并且它包括一个作为上转换器而给直流—交流转换器提供直流电压的开关型电源电路，为了稳定而有效地工作，上述直流电压被自动保持在较高的电位上。根据一个与预调节器电路的输出电压的平均值成正比的信号来控制加给电路的门脉冲的宽度，从而使电平得到自动控制。功率因素也得到控制。

Fellows 等人的申请所公开的系统的另一些特征涉及控制电路的结构和工作过程的具体细节，该电路既控制直流—交流转换器，又控制预调节器电路。控制电路最好制成一个单一的集成电路元件或者“芯片”，以便能与外部元件以某种方式一起使用，例如能够与不同类型的荧光灯或其它类似性能的负载一起使用，并且能够选择外部元件的参数以使得任何连接到其上的具体类型的荧光灯或其它负载都可获得最佳工作特性。它实现了串联的预调节器和直流—交流转换器电路的高要求的同步控制，并提供了可靠的起动性能，还提供了一些安全性和保护性特征，以保证高度的可靠性并防止毁坏性故障的发生，这种毁坏性故障可能是由于另外一些原因引起的，即使用了有毛病的灯管、或者没有灯管、或者任意一个可能出现的问题。

在按照本发明所构成的调光器电路中，用变压器来提供控制输入端与控制器电路之间的保护性直流隔离措施，控制输入端可能被使用者接触到，并且可能工作在低压下，而控制器电路的工作电压较高。将高频电流加到变压器的初级绕组上，而把控制电压输入端连接到变压器的次级绕组上，检测变压器的总负载以便控制灯的亮度。重要的

特征涉及到耦合电路和检测电路，所说的耦合电路将输入端耦合到次级绕组上，所说的检测电路是为了检测被变换并加到荧光灯控制器上的控制（系统）的负载，以便安全精确和可靠地控制灯的亮度。

按照本发明的一个具体的特征，用一个检测器电路来产生一个与变压器的负载相应的直流电压，调光器电路包括一个由检测器电路产生的直流电压控制的电路，该电路在一对输出端之间提供了一个受控制的阻抗，所说的这对输出端可连接到控制器的控制电路上以便控制其工作状态。在一种最佳设计中，比较器响应一个由控制器的控制电路所产生的三角形电压，以产生一个脉冲宽度调制的信号，该信号控制一个模拟开关。

另一个重要的特征是，以峰值检波器的形式提供了一个检测器电路，它最好直接连接到初级绕组上，不需要附加的绕组来检测变压器的负载。

另一个特有的特征是，提供了一个电平移位电路，它以串联的方式与初级绕组耦合并提供了一个偏置信号，这对于获得最佳工作状态来说是必要的。一个进一步的特有的特征是，提供了温度补偿措施，最好在电平移位电路中使用一个热敏电阻。

另外的重要特征涉及到限幅电路的结构，该限幅电路连接在变压器的次级绕组和调光器电路的输入端之间。全波桥式整流器耦合到次级绕组上，并且其输出耦合到输入端上，最好使用一个晶体管，由桥式整流器响应低幅度的输入控制信号而产生的输出电流通过该晶体管。限幅电路进一步包括滤波器装置，以便基本上避免杂波传输到输入端。

本发明的再一个特征是附加一个开/关电路，以便在控制输入电

压低于一定的值时获得低功率“关闭”状态。

进一步的特征是，使用了可从控制器电路中获得的信号，以及将调光器电路以某种方式连接到控制器电路上，以便获得一个高效率的、并且与控制器完全相容的结构，这里的控制器例如是Fellows 等人的申请所公开的控制器或者其它类似性能的控制器的。

下面结合附图对本发明作详细的说明，从说明书中本发明的其它目的、特征和优点将会更充分地体现出来。

图 1 是一个示意图，表示本发明的调光接口电路，以及与接口电路连接并由此控制的荧光灯控制器。

图 2 是图 1 所示的荧光灯控制器的输出电路的电路图。

图 3 是表示图 2 所示电路的输出特性以及其工作方式的曲线图。

图 4 是图 1 所示的调光接口电路的电路图。

图 4 A 表示一种使用中间抽头的变压器和两个二极管的电路，该电路可用来代替图 4 中使用的四个二极管的那部分电路。

图 5 是电路图，是模拟开关电路的改进型式，用于图 4 所示的调光接口电路中。

图 6 是组成图 1 所示的控制器的控制电路的一部分逻辑和模拟电路的示意图，该部分产生高频方波和脉宽调制的选通信号。

图 7 是一个示意图，表示组成图 1 所示的控制器控制电路的另一部分逻辑和模拟电路，该部分产生一频率控制信号，图 7 还示出了它与本发明的调光接口电路的连接关系。

图 8 是一个示意图，表示组成图 1 所示的控制器的控制电路的第三部分逻辑和模拟电路，该部分用来产生各种控制信号。

图 9 是波形图，表示在图 7 所示的相位比较电路中所产生的波形

，以便说明其工作过程。

图 1 0 表示按照本发明所构成的调光接口电路经改进后的形式，而且还示出了它与图 1 - 3 和图 6 - 8 所示的荧光灯控制器的连接方式。

参考数字 1 1 0 总是表示一个按照本发明的原理所构成的调光接口电路。如图 1 所示，接口电路 1 1 0 可以连接到控制信号供给电路 1 1 2 上以及荧光灯控制器的其它电路上，荧光灯控制器均用参考数字 1 0 表示。控制器 1 0 根据加给接口电路 1 1 0 的输入端 1 1 3 和 1 1 4 的一个低压直流控制信号来控制对两个荧光灯 1 1 和 1 2 的供电。接口电路 1 1 0 使得控制器 1 0 的未接地的电路和接地的调光控制装置之间形成了高压隔离，所说的调光控制装置连接到端点 1 1 3 和 1 1 4 上。这就将标准形式的低压直流输入控制信号变换成与控制器 1 0 的电路相容的形式。接口电路 1 1 0 由控制器 1 0 供电，并且它能够安全和高可靠性地控制对灯 1 1 和 1 2 的供电。

如前面所述的那样，本发明的调光器控制装置是特别用来连接到例如 Fellows 等人的申请所公开的控制器上的，而且它可以对荧光灯、卤素灯或其它气体放电装置进行供电，或者对其它类型的负载供电。很明显，这里参照荧光灯负载是便于说明，而这里和权利要求书中所提到的荧光灯和荧光灯负载可理解为包括所有其它类型的负载，这些负载能够由可与本发明的调光器控制装置相连的控制器供电。

图 4 的电路图详细地示出了本发明的接口电路 1 1 0 的结构，但由于电路 1 1 0 被特别设计成与所示的控制器 1 0 一起使用，因此，在详细描述图 4 的电路 1 1 0 之前，先描述控制器 1 0 的一些特征，应当认为，本发明的接口电路 1 1 0 可以与那些与所示的控制器 1 0

不同的控制器一起使用。

控制器 10 的电路 (图 1)

所示的控制器 10 是按照前述的 Fellows 等人的申请号为 2 1 9 9 2 3 的美国申请所公开的内容构成的, 详细的内容参见这份对比文献。如图 1 所示, 通过导线 1 3 - 1 8 可将荧光灯 1 1 和 1 2 连接到输出电路 2 0 上, 导线 1 3 和 1 4 连接到灯 1 1 的一个灯丝电极上和灯 1 2 的一个灯丝电极上, 导线 1 5 和 1 6 连接到灯 1 1 的另一个灯丝电极上, 导线 1 7 和 1 8 连接到灯 1 2 的另一个灯丝电极上。当然, 本发明不局限于一个仅仅与两个灯一起使用的控制器。

输出电路 2 0 通过导线 2 1 和 2 2 连接到直流 - 交流转换器电路 2 4 的交流输出端, 直流 - 交流转换器电路 2 4 通过导线 2 5 和 2 6 连接到预调节器电路 2 8 的输出端, 电路 2 8 通过导线 2 9 和 3 0 连接到输入整流器电路 3 2 的输出端, 电路 3 2 通过导线 3 3 和 3 4 连接到电源上, 该电源的频率为 5 0 或 6 0 H z, 其均方根电压值为 12 0 V。在所示的控制器 1 0 工作时, 电路 3 2 的输出端产生一个频率为 5 0 或 6 0 H z、峰值为 1 7 0 V 的电压, 预调节器电路 2 8 响应全波整流的该电压并给直流 - 交流转换器电路 2 4 提供了一个平均值约为 2 4 5 V 的直流电压。直流 - 交流转换器电路 2 4 将来自于预调节器电路 2 8 的直流电压变换成一个方波交流电压, 它被馈给输出电路 2 0, 其频率在约 2 5 到 5 0 K H z 的范围内。当然, 电压、电流、频率的值和其它可变因素, 以及各种元件的参数和类型都通过举例的方式给出, 以便于理解本发明, 但它们不能被认为是对本发明的限定。

预调节器电路 2 8 和直流 - 交流转换器电路 2 4 都包括有开关型

电源电路，它们均由控制电路 3 6 来控制，电路 3 6 相应输出电路 2 0 和预调节器电路 2 8 产生的各种信号。在所示的控制器中，控制电路 3 6 是一个集成电路，它包括图 6、7 和 8 中所示的逻辑和模拟电路，用来响应来自预调节器和输出电路 2 8 和 2 0 的各种信号，以便在导线 3 7 和 3 8 上产生并控制“GPC”和“GHB”信号。图 1 还示出了信号供给电路 1 1 2 的电路以及它与调光器电路 1 1 0 的连接关系。

预调节器电路 2 8 最好具有前述 Fellows 等人的申请所公开的结构，并且最好是一个占空度可变的上转换器。高频选通脉冲通过“GPC”连线 3 7 从控制电路 3 6 加到预调节器电路 2 8 的 MOS 场效应晶体管 (MOSFET) 的栅极上，以便产生电流流过扼流圈并使能量存储在其中，这样存储的能量在选通脉冲终止时的“回扫 (fly-back)”过程中传输到一个电容器上。

在所示的控制器 1 0 中，直流-交流转换电路 2 4 是一个半桥式 (half-bridge) 转换器，通过导线 3 8 将控制电路 3 6 的方波选通信号“GHB”传输到电路 2 4 上。它最好具有前述 Fellows 等人的申请所公开的结构，并包括一对由电平移位变换器驱动的 MOS 效应晶体管，以便轮流导电并产生一个方波输出，同时还具有 MOS 场效应晶体管的保护电路，它产生并延迟导通脉冲并能够快速截止。根据一个重要的特征，导线 3 7 和 3 8 上的选通信号“GPC”和“GHB”是同步的，并可以被相移以避免干扰问题并使得工作可靠性高。在所示的控制器 1 0 中，它们的工作频率是相同的。

在最初给控制器 1 0 供电时以及在它工作过程中，来自电压源 4 0 的工作电压通过“VSUPPLY”导线 3 9 供给控制电路 3 6。然后控

制电路 3·6 中的电压调节器电路就在“V R E G”导线 4 2 上产生一个稳定的电压，导线 4 2 连接到各个电路上，如图所示。

如所示的那样，“V R E G”导线 4 2 通过电阻 4 3 连接到“S T A R T”导线 4 4 上，导线 4 4 通过电容器 4 5 接地。当给控制器 1 0 供电以后，在“S T A R T”导线 4 4 上产生一个按时间的指数函数增加的电压，它被用来控制开启过程，这将在以后作详细说明。在一个典型的操作过程中，有一个预热阶段，在这个阶段，给灯 1 1 和 1 2 的灯丝电极供给高频电流，但不供给一个足以使灯点亮的电压。预热阶段后接着是点火阶段，在点火阶段，电压值逐步提高直到将灯点亮，然后，灯的电压由于负载的增加而下降，这里负载的增加是由于灯的导电而引起的。

控制器 1 0 的重要特征是，通过控制工作频率来控制灯的电压，在输出电路 2 0 中使用一些元件以得到谐振，以及使用偏离谐振频率的工作频率范围。在所示的控制器中，工作频率高于谐振频率，并且产生一个随频率降低而增加的电压。例如，在预热阶段，频率可在 5 0 K H z 的数量级上，在点火阶段，频率可以逐步地向谐振频率 3 6 K H z 的方向降低，通常在频率降至低于 4 0 K H z 之前就点亮了。

在点亮之后，由于电流流过灯，因而谐振频率就从较高的 3 6 K H z 的无载谐振频率降低到较低的接近 2 0 K H z 的有载谐振频率。工作频率是在 3 0 K H z 附近的一个较窄的范围内，高于有载谐振频率。根据灯的电流信号来控制工作频率，灯的电流信号是在输出电路 2 0 中产生的并通过电流检测线（current sense line）4 6 和 4 6 a 加到控制电路 3 6 上，线 4 6 A 是参考地线。当灯的电流随着

工作状态的变化而降低时，频率就向较低的有载谐振频率方向降低以提高输出功率并阻止灯电流的减小。同样，频率随着灯电流的增加而提高，以减小输出功率并阻止灯电流的增加。

正如下面所述的那样，使用的工作频率高于有载谐振频率具有一个重要的优点，即提供了一个容性负载保护特征，避免了容性负载状态，容性负载可能会使直流-交流转换器电路 2 4 中的晶体管产生毁灭性故障。附加的保护特征是通过在输出电路 2 0 中设置电路获得的，该电路在“IPRIM”导线 4 7 上产生一个信号，该信号相应于电路 2 0 的变压器初级绕组中的电流，而且该信号被加到控制电路 3 6 上。当导线 4 7 上的信号的状况变化而超出安全条件时，电路 3 6 中的电路就工作从而将“GHB”导线 3 8 上的选通信号的频率提高到一个安全的值，以便对直流-交流转换器电路 2 4 的晶体管提供附加的保护。

在预热和点火过程中，还根据灯的拆换 (removal)，灯电压调节器电路通过接口电路限制灯的最大开路电压，其工作过程响应一个通过电压检测线 4 8 并加至“VLAMP”输入线或控制电路 3 6 的端线 4 9 上的信号，接口电路在图 1 中以方框形式示出，在图 7 中示出了具体细节，并将在下面描述其连接情况。灯电压调节器电路工作促使进行再点火过程，在该过程中，工作频率迅速变到最大值，然后由最大值开始逐步降低以增大工作电压，从而对灯进行另一次点火。

相应于预调节器电路 2 8 的输出电压下降到低于一定值，并通过电路 3 6 中的比较器，灯的点火和再点火过程被防止，上述比较器通过“OV”导线 5 0 连接到预调节器电路 2 8 中的分压器电路上，“OV”导线 5 0 上的电压与预调节器电路 2 8 的输出电压成正比。

导线 5 0 的标记“OV”和它连接到电路 3 6 中的另一个比较器

有关，该比较器响应导线 5 0 上的过电压 (over voltage) 而使得预调节器电路 2 8 停止工作。

控制器的另一个重要的保护特征是，提供了低压闭锁 (lock-out) 保护电路，它将 “VSUPPLY” 导线 3 9 上的电压和导线 4 2 上的 “VREG” 电压进行比较，并阻止预调节器电路 2 8 和直流—交流转换器电路 2 4 工作，直到导线 3 9 上的电压上升到超过上跳点 (uppertrip-point) 为止。在电路 2 8 和 2 4 工作后，在导线 3 9 上的电压下降到低于下跳点时，同样的电路使电路 2 8 和 2 4 停止工作。然后直到导线 3 9 上的电压超出上跳点并且最小的时间延迟已经超过为止，直流—交流转换器电路 2 4 才能工作。所要求的时间延迟由电容器 5 2 的值确定，电容器 5 2 连接在 “DMA X” 导线 5 3 和地以及电阻 5 4 之间，电阻 5 4 连接在导线 5 3 和 “V R E G” 导线 4 2 之间。

控制器 1 0 的另一个特征是，在电路 3 6 中提供一个过电流比较器，它通过 “C S I” 导线 5 6 连接到预调节器电路 2 8 上，并且当流到电路 2 8 的电流超过一定的值时，它使得 “G P C” 导线 3 7 上的选通信号不能被加到预调节器电路 2 8 上。

另外的特征涉及到对选通信号持续时间的控制，选通信号通过 “G P C” 导线 3 7 加到预调节器电路 2 8 上，以便使预调节器电路 2 8 的输出电压平均值保持恒定，同时以某种方式控制选通信号的持续时间，例如可以使输出电流的谐波分量达到最小值以及获得一种可称为对功率因素的控制。在实现这种运行的过程中，通过 “D C” 导线 5 7 给控制电路 3 6 提供一个直流电压，它与预调节器电路 2 8 的输出电压平均值成正比。还通过 “P F” 导线 5 8 给电路 3 6 提供一个电压，它与预调节器电路 2 8 的输出电压的瞬时值成正比。外接电

容 5 9 通过“DCOUT”导线 6 0 连接到电路 3 6 上，其参数对于选通信号的定时具有有利的影响。对预调节器控制电路 2 8 来说，这也是重要的。

控制器 1 0 的输出电路 2 0 (图 2)

如图 2 所示，输出电路 2 0 包括一个变压器 6 4，变压器 6 4 最好按照stupp等人的美国专利 4 4 5 3 1 0 9 号的教导构成，具体细节参见该文献。正如图 2 中示意的那样，变压器 6 4 包括一个由磁性材料构成的铁芯结构 6 6，铁芯结构 6 6 包括绕有初级绕组 6 8 的部件 6 7 和绕有次级绕组 7 0 - 7 4 的部件 6 9，部件 6 7 和 6 9 的端部 6 7 A 和 6 9 A 相邻但被一个气隙 7 5 隔开，而它们相反的端部 6 7 B 和 6 9 B 通过铁芯结构 6 6 的低磁阻部件 7 6 内连接起来。此外，虽然没有用在最佳实施例中，但铁芯结构也可以另外包括一个所示的部件 7 7，它从部件 6 9 的端部 6 9 A 延伸至一个位置，气隙 7 8 将这个位置与部件 7 7 的中间位置隔开。在点火以后，次级绕组 7 0 - 7 4 中的较高的电流产生一种使谐振频率降低并且使“Q”也降低的条件。

次级绕组 7 0、7 1 和 7 3 是灯丝绕组，它们通过电容耦合到加热器电极上，这些电容用来防止灯丝线短路。绕组 7 2 是供给灯电压的绕组，而绕组 7 4 在导线 4 8 上供给一个灯电压信号。如图所示，绕组 7 0 的一端通过一个电容器 7 9 连接到导线 1 3 上，另一端直接连接到导线 1 4 上。绕组 7 1 的一端通过电容器 8 0 连接到导线 1 5 上，而另一端直接连接到导线 1 6 上。绕组 7 3 的一端通过电流变换器 8 2 的初级绕组 8 1 连接到导线 1 7 上，而绕组 7 3 的另一端通过电容器 8 3 并通过电流变换器 8 2 的第二初级绕组 8 4 连接到导线

1 8 上。绕组 7 2 的一端连接到导线 1 6 上，另一端通过一个电容器 8 6 连接到一个节点上，该节点通过电容器 8 7 连接到导线 1 6 上，通过电容器 8 8 连接到导线 1 4 上，并通过绕组 8 1 连接到导线 1 7 上。电流变换器 8 2 的次级绕组 9 0 与电阻 9 1 并联，并且连接到电流检测线 4 6 和 4 6 A 上。

初级绕组 6 8 的一端通过一个耦合电容器 9 3 连接到输入导线 2 1 上，而其另一端通过一个电流检测电阻 (current sense resistor) 9 4 连接到另一输入导线 2 2 上，导线 2 2 接电路的地。耦合电容 93 的作用是去除方波电压的直流分量，该方波电压是由直流-交流转换器电路 2 4 供给的。“IPRIM”导线 4 7 通过电容器 9 5 接地，并通过电阻 9 6 连接到电流检测电阻 9 4 的非接地端。初级绕组 6 8 的抽头通过导线 9 8 连接到电压源 4 0 上，以便供给一个大约 $\pm 20\text{ V}$ 的方波电压，使得在起动以后电压源 4 0 工作，这将在后面说明。

导线 9 8 也连接到本发明的调光器电路 1 1 0 上，以便供给它同样的方波工作电压。

输出电路起到一个谐振电路的作用，其频率取决于有效的漏电感、次级绕组的电感和起谐振电容作用的电容器 8 7 的大小。电容器 8 7 跨接在串联组合的两个灯 1 1 和 1 2 上，并且还通过电容器 8 6 跨接在次级绕组 7 2 上，电容器 8 6 相对于谐振电容器 8 7 来说具有较高的电容值，而且电容器 8 6 起反整流 (anti-rectification) 电容器的作用。电容器 8 8 是一个旁路电容，它有助于灯的起动，并且其电容值较低。

图 3 的曲线表示输出电路 2 0 的一般类型的工作过程，电路 2 0 例如是所示的电路。虚线 1 0 0 是一条无载响应特性曲线，表示该电

路无负载时，理论上在次级绕组 7 2 上可能产生的电压，其频率可以在 1 0 至 6 0 K H z 的范围内变化。如所示的那样，无载状态下的谐振频率大约为 3 6 K H z ，如果电路工作在这个频率上，则将会产生一个无穷大的初级电流，这个电流会使得晶体管和其它元件热击穿。在频率大约为 4 0 K H z 时，产生一个比较高的电压，通常这足以将灯点亮。虚线 100 表示在有载状态下次级绕组 7 2 上将产生的电压，这里所用的负载是该电路中有灯时的等效负载。如所示的那样，在有载状态下的谐振频率是一个实质上较低的频率，接近 2 0 K H z 。有载状态下的谐振峰也具有较宽的波形，并且由于负载阻抗而使得幅度较低。应该理解，示出谐振峰是便于说明，实际工作范围偏离谐振频率。

实际工作过程由图 3 中的实线所示。开始时工作频率比较高，大约 5 0 K H z ，如图中的点 1 0 5 所示。这时，灯上的电压不足以使其点火，但在加热器绕组 7 0 、 7 1 和 7 3 上产生较高的电压。在预热过程中，频率保持在点 1 0 5 上或者点 1 0 5 附近。然后预点火过程开始，在这个过程中，频率沿着无载响应特性曲线 1 0 0 向无载谐振频率 3 6 K H z 的方向逐步减小。在到达点 1 0 6 时或者之前，灯 1 1 和 1 2 将正常点火，点 1 0 6 的频率大约为 4 0 K H z ，其电压大约为 6 0 0 V （峰值）。

在点亮以后，有效负载阻抗减小，工作过程移到负载状态特性曲线 1 0 2 上。根据点亮后的负载电流，工作频率迅速降低到点 1 0 8 上，此时频率大约为 3 0 K H z ，基本上大于有载状态下的谐振峰 1 0 3 处的频率。此后，在点 1 0 8 附近的一个较窄的范围内继续工作过程，并根据工作状态而移动，以使得灯电流的平均值基本保持恒

定。

调光器接口电路（图 4）

图 4 表示调光接口电路 1 1 0，这是按照本发明的原理所构成的电路的最佳形式。如前所述，接口电路 1 1 0 连接到控制器 1 0 的控制信号供给电路 1 1 2 上，以便根据加到接口电路 1 1 0 的输入端 1 1 3 和 1 1 4 上的低压直流控制信号来控制对荧光灯 1 1 和 1 2 的供电。它在控制器 1 0 的未接地的电路与接地的调光控制装置之间提供了高压隔离装置，而且，它将标准形式的低压直流输入控制信号转换成一种能够与控制器 1 0 的电路相容的形式。它由控制器 1 0 供电，从而不需要单独的电源。

调光器接口电路 1 1 0 包括一个变压器 1 1 6，其初级和次级绕组 1 1 7 和 1 1 8 绕在一个磁性材料的铁芯 1 2 0 上，以便使它们之间具有高的磁耦合系数。控制器 1 0 提供一个高频交流电源，以便给初级绕组 1 1 7 供电。如图 4 所示，初级绕组 1 1 7 的上端通过电阻 1 2 1 连接至导线 9 8 上，而导线 9 8 连接到输出电路 2 0 中的变压器 6 4 的初级绕组 6 8 的抽头上。如前所述，在导线 9 8 上产生一个大约 $\pm 20\text{V}$ 的方波电压，在完成一个起动过程后，用这个方波电压控制电压源 4 0。初级绕组 1 1 7 的下端通过一个电平移位电路 1 2 2 接地。

次级绕组 1 1 8 连接到限幅电路 1 2 3 上，电路 1 2 3 将次级绕组上的电压限制或固定在一个与加到输入端 1 1 3 和 1 1 4 上的电压成比例的值上，从而限制了次级绕组 1 1 8 上的电压。由于初级和次级绕组 1 1 7 和 1 1 8 之间具有紧密的耦合或者高的耦合系数，并由于初级绕组与电阻 1 2 1 形成的阻抗串联，因此，初级绕组 1 1 7 的

交流电压被限制到一个相应的值上。

初级绕组 1 1 7 上产生的、受控制的交流电压，再加上由电平移位电路 1 2 2 所产生的电平移位电压一起被加到峰值检波器和校准电路 1 2 4 上。电路 1 2 4 产生一个相应的直流电压，该直流电压用来控制一个连接到信号供给电路 1 1 2 上的阻抗的有效值，而且它以某种方式控制该控制器 1 0，以便以某种方式控制对灯 1 1 和 1 2 的供电，这些将在下面说明。

为了这样提供一种受控制的阻抗，峰值检波器和校准电路 1 2 4 的输出端通过导线 1 2 5 连接到比较器电路 1 2 6 的一个输入端，电路 1 2 6 的第二个输入端通过导线 1 2 8 连接到控制电路 3 6 上，导线 1 2 8 通过一个电容器 1 3 0 接地。正如下面所述的那样，电容 1 3 0 被充电和放电，以便在导线 1 2 8 上产生一个周期性变化的三角形电压。通过将这样产生的三角形电压与峰值检波器和校准电路 1 2 4 的输出电压进行比较，在比较器电路 1 2 6 的输出端产生一个脉宽调制的方波信号，其占空度受输入导线 1 2 5 上的电压控制，通过一根输出导线 1 3 1 将上述方波信号加到模拟开关电路 1 3 2 上。开关电路 1 3 2 通过导线 1 3 3 连接到控制电路 3 6 上，通过导线 1 3 4 连接到信号供给电路 1 1 2 上，以便以某种方式控制该控制器 1 0 的工作过程，如下所述。

限幅电路 1 2 3 包含四个二极管 1 3 5 - 1 3 8，这四个二极管形成一个桥式整流器电路，其输入端连接到次级绕组 1 1 8 上，其输出端连接到晶体管 1 4 0 的集电极和发射极，还通过一个二极管 1 4 1 和一个电阻 1 4 2 连接到电路节点 1 4 3 和 1 4 4 上，节点 1 4 3 和 1 4 4 通过电阻 1 4 5 和 1 4 6 连接到输入端 1 1 3 和 1 1 4 上。晶

晶体管 1 4 0 的基极连接到电路节点 1 4 4 上。电容器 1 4 7 和齐纳二极管 1 4 8 连接在电路节点 1 4 3 和 1 4 4 之间，电容器 1 5 0 连接在导线 1 1 3 和 1 1 4 之间。齐纳二极管 1 4 8 将电路节点 1 4 3 和 1 4 4 之间的电压限制到一个安全值。

在工作过程中，在输入端 1 1 3 和 1 1 4 之间加一个直流控制电压，其大小例如在 1 到 1 0 V 之间。晶体管 1 4 0 导通以限制整流器电路的输出电压，使该电压的值仅仅略大于加到输入端 1 1 3 和 1 1 4 的控制电压。注意，晶体管 1 4 0 起电流放大器的作用以便使所要求的流过控制电压源的损耗电流 (sinking current) 限制在一个比较小的值上。从次级绕组 1 1 8 的任意一端流出一个正的控制电流，它流过一个相应的二极管 1 3 5 或 1 3 6，然后流过二极管 1 4 1 和电阻 1 4 5 到达端点 1 1 3，然后流过控制电压源到达端点 1 1 4，然后再流过电阻 1 4 6 和由晶体管的发射结 (base-emitter junction) 和电阻 1 4 2 并联的组合电路，再流过二极管 1 3 7 或 1 3 8 到达次级绕组的任意一端，这时的电流是负的。通过晶体管 1 4 0 的放大，流过的负载电流足以使次级绕组 1 1 8 的峰压限制到一个仅仅略高于控制电压的数值上，并能可靠地在初级绕组上获得一个相应的电压来控制对灯的供电。控制电流是非常小的，它沿着供能的方向流向控制电压源，而且当控制电压最大时控制电流最小。因此，当需要时，一些调光接口电路的控制线能够并联连接到一个普通的控制电压源上。由于有变压器 1 1 6，从控制器电路到输入端没有直流通路，而且控制器电路与输入端、电压源和 / 或其它控制器的电路是隔离的，这里所说的其它控制器具有连接到输入端的接口。电阻 1 4 5 和 1 4 6 与电容器 1 4 7 和 1 5 0 一起提供了另一种隔离措施，它将控制器电路

产生的开关噪音滤波，从而基本上防止了这些噪音传输到输入端 1 1 3 和 1 1 4 上。

由二极管 1 3 5 - 1 3 8 组成的桥式电路将晶体管 1 4 0 的单向直流限幅作用转换成双向交流限幅作用，以便限制次级绕组 1 1 8 两端的交流电压。最好，二极管 1 3 5 - 1 3 8 是低压降的肖特基 (Schottky) 二极管。

由于初级和次级绕组 1 1 7 和 1 1 8 之间具有牢固的耦合或者高耦合系数，因此，初级绕组 1 1 7 上的交流电压相应于次级绕组 1 1 8 的交流电压。变压器 1 1 6 的匝数比可以优先选择 1 : 1，以致于两个电压基本相同。电阻 1 2 1 的阻值是足够地低而使得初级绕组 1 1 7 上产生的电压在所要求的范围内，同时限制电流并防止交流源过载，该交流源是通过导线 9 8 由控制器 1 0 提供的。

图 4 A 表示另一个负载电路，该电路包括变压器 1 1 6 A，它具有一个初级绕组 1 1 7 A 和次级绕组 1 1 8 A，绕组 1 1 8 A 带有一个中间抽头，它可以连接到晶体管 1 4 0 的发射极，如图所示，次级绕组 1 1 8 A 可通过两个二极管 1 3 5 A 和 1 3 6 A 连接到晶体管 1 4 0 的集电极并且还连接到二极管 1 4 1 的阳极。可以看出，这个替换电路的工作方式类似于图 4 中的相应电路。将控制电流放大以便使两个半周期的负载电流基本上相等并且将初级绕组 1 1 7 A 上的电压限制在一个与控制电压相应的值上。

电平移位电路 1 2 2 包括一个晶体管 1 5 1，其发射极通过一个保护性二极管 1 5 2 连接到初级绕组 1 1 7 的下端，其集电极接地。反向连接的二极管 1 5 3 并联到由晶体管 1 5 1 和二极管 1 5 2 串联所组成的电路上，因而，不仅在所加交流电压的正半周可以导通电流

，而且在负半周也能导通电流。晶体管 1 5 1 的基极通过一个电阻 1 5 4 接地，而且还通过一个电阻 1 5 5 连接到前述的“V R E G”导线 4 2 上，控制电路 3 6 在该导线 4 2 上供给一个稳定的电压。最好将一个热敏电阻 1 5 6 并联到电阻 1 5 5 上。

电平移位电路 1 2 2 工作使得增加一个正的直流电压，它大约等于“V R E G”导线 4 2 上的电压，晶体管 1 5 1 起缓冲器的作用以限制“V R E G”导线 4 2 上所需的电流消耗。热敏电阻 1 5 6 的使用对改善系统的性能，尤其是对改善系统在高温下的性能来说是重要的。已经发现，在没有热敏电阻 1 5 6 时，由于二极管电压的积累效应下降并且处于低亮度状态，因而调光过程与温度密切相关，在 2 5 至 8 0 ℃ 的温度范围内，灯的电流可能会漂移 3 2 % 左右。在所示的电路中，用正温度系数的热敏电阻与电阻 1 5 4 和 1 5 5 相连接，从而形成一个分压器网络并改变电平移位的幅度来补偿调光电路中所有二极管压降的温度效应。

峰值检波器和校准电路 1 2 4 包括一个二极管 1 5 8，其阳极连接到初级绕组 1 1 7 的上端，而其阴极通过电容 1 6 0 和分压器接地，分压器由电阻 1 6 1 和 1 6 2 组成，输出导线 1 2 5 连接到电阻 1 6 1 和 1 6 2 的接合点上。在初级绕组 1 1 7 的上端为正值的半周内，电容器 1 6 0 充电，使其电压等于初级绕组 1 1 7 上的电压与电平移位电路 1 2 2 所产生的电压之和。电容器 1 6 0 的电压的一部分加到比较器电路上，其大小取决于电阻 1 6 1 的阻值与电阻 1 6 1 和电阻 1 6 2 的总阻值之比。已经发现，为了获得最佳性能，这些电阻值应该与电阻 1 5 4 和 1 5 5 的阻值和热敏电阻 1 5 6 的特性相配，电阻 1 5 4 和 1 5 5 以及热敏电阻 1 5 6 都是在电平移位电路中。

比较器电路 1 2 6 包括一个比较器 1 6 4，它由“VSUPPLY”导线 3 9 供给一个工作电压。比较器 1 6 4 的负输入端通过导线 1 2 8 连接到控制电路 3 6 上。正输入端通过一个电阻 1 6 5 连接到峰值检波器和校准电路 1 2 4 的输出线 1 2 5 上。比较器 1 6 4 的输出端连接到导线 1 3 1 上，通过一个电阻 1 6 6 连接到它的正输入端以及通过一个电阻 1 6 7 连接到“VSUPPLY”导线 3 9 上。

如前所述，控制电路 3 6 使电容器 1 3 0 充电和放电，从而在导线 1 2 8 上产生一个周期性变化的三角形波。举例来说，电压可以从大约 2.48 V 变化到大约 4.6 V，频率在 30 KHz 量级上。当由峰值检波器和校准电路 1 2 4 加给正输入端的电压大于通过导线 1 2 8 加给负输入端的三角形波的电压时，比较器 1 6 4 就被触发到“导通”状态。这样，在输出线 1 3 1 上就产生了脉冲，其持续时间受导线 1 2 5 上所加的信号的电位控制。电阻 1 6 6 起正反馈和滞后作用，它使得比较器 1 6 4 产生较整齐的无噪声输出信号，而不会明显地影响比较器 1 6 4 的阈值。可以用另一种不同形状的周期性参考信号来代替周期性变化的三角形波。

模拟开关电路 1 3 2 包括一个集成电路模拟开关元件 1 6 8，它由导线 3 9 供给工作电压。电阻 1 7 0 跨接在开关 1 6 8 上。举例来说，开关 1 6 8 可以是一种 MC 1 4 0 6 6 B C P Quad CMOS 模拟开关的四分之一。比较器 1 2 6 通过导线 1 3 1 给开关 1 6 8 提供控制信号，开关 1 6 8 根据这个控制信号来有效地开路或短路，当“高”输入时则短路，而当“低”输入时则开路。

经改进的模拟开关电路（图 5）

图 5 表示一个经改进的模拟开关电路 1 3 2'。它包括 MOS 场效

应晶体管开关 1 7 1，它连接在导线 1 3 3 和 1 3 4 之间，电阻 1 7 2 与其并联。M O S 场效应晶体管 1 7 1 的栅极连接到晶体管开关 1 7 3 的发射极，晶体管 1 7 3 的集电极连接到电源线 3 9 上。晶体管 1 7 3 的基极通过电阻 1 7 4 连接到比较器电路 1 2 6 的输出导线 1 3 1 上，二极管 1 7 5 连接在导线 1 3 1 和 M O S 场效应晶体管 1 7 1 的栅极之间。晶体管 1 7 3 起发射极跟随器作用，它将比较器 1 6 4 输出的阻抗较高的集电极输出信号变换成低阻抗的，以便加速 M O S 场效应晶体管 1 7 1 的门脉冲上升时间 (gate rise-time)。二极管 1 7 5 在 M O S 场效应晶体管 1 7 1 和比较器 1 6 4 的输出端之间提供一个直接放电的通路。

控制电路 3 6 (图 6 - 9)

控制电路 3 6 的内部电路及其外接元件如图 6、7 和 8 所示。图 6 表示脉宽调制器和振荡器电路，用来在导线 3 7 和 3 8 上产生“G P C”和“G H B”选通信号；图 7 表示用来给图 6 所示的振荡器电路提供可变的频率和控制信号的电路，还示出了在图 1 中用方框表示的信号供给电路 1 1 2；图 8 表示用来给图 6 所示的脉宽调制电路提供控制信号的电路；图 9 是一曲线图，表示图 7 所示的相位比较电路所产生的波形，用来说明其工作过程。

脉宽调制器和振荡器电路 (图 6)

如图 6 所示，“G P C”和“G H B”导线 3 7 和 3 8 连接到控制电路 3 6 的“P C”和“H B”缓冲器 1 9 1 和 1 9 2 的输出端。“P C”缓冲器 1 9 1 的输入端连接到“与”门 1 9 3 的输出端，“与”门 1 9 3 有三个输入端，其中一个输入端连接到“P C”触发器 1 9 4 的输出端，它用来控制脉宽调制的脉冲的产生。“H B”缓

冲器 1 9 2 的输入端连接到比较器 1 9 5 的输出端，比较器 1 9 5 具有两个输入端，分别连接到“H B”触发器 1 9 6 的两个输出端上，触发器 1 9 6 被控制而作为振荡器工作并产生一个方波信号。

首先来描述“H B”振荡器触发器 1 9 6 的电路，这些电路在每个周期内控制“P C”触发器 1 9 4 的置位时间，而“P C”触发器

1 9 4 的复位则由其它电路来完成，从而控制了脉冲宽度。如所示的那样，“H B”触发器 1 9 6 的置位输入端连接到比较器 1 9 7 的输出端，比较器 1 9 7 的正输入端通过“C V C O”导线 1 9 8 连接到外部电容器 2 0 0 上。比较器 1 9 7 的负输入端连接到一个电阻分压器上（未示出），该分压器供给一个电压，该电压是导线 4 2 上的稳定的电压“V R E G”的一部分，图中所示的分压比为 $5 / 7$ 。

“H B”触发器 1 9 6 的复位输入端连接到“或”门 2 0 1 的输出端，“或”门 2 0 1 的一个输入端连接到第二比较器 2 0 2 的输出端。比较器 2 0 2 的负输入端连接到“C V C O”导线 1 9 8 上，其正输入端连接到一个分压器上，该分压器供给一个电压；该电压是“VREG”电压的一部分，它小于加给比较器 1 9 7 的负输入端的电压，图中所示的分压比为 $3 / 7$ 。

“C V C O”导线 1 9 8 通过一个电流源 2 0 4 接地。电流源 2 0 4 是双向的，并且通过与“H B”触发器 1 9 6 的输出端相连的级电路（stage）2 0 5 来控制，以便当“H B”触发器 1 9 6 复位时电容 2 0 0 以一定的速率充电，当“H B”触发器 1 9 6 置位时电容 2 0 0 以同样的速率放电。充电和放电的速率是相同的，并且保持一个恒定的值，通过控制“FCONTROL”导线 2 0 6 上的控制信号可以调节上述充电和放电速率。

在前述“HB”振荡器电路的工作过程中，电容器200通过电流源204充电，直到电压达到加给比较器197的参考电压的高电平为止，这时触发器196置位从而使电流源204转换到放电状态。然后电容器200放电，直到电压达到加给比较器202的参考电压的低电平为止，这时触发器196又复位从而开始了下一个周期。其频率由充电和放电的速率控制，充电和放电的速率由“FCONTROL”导线206上的控制信号来控制。

在脉宽调制器电路中，电流源208连接在地和“CP”线209之间，“CP”线209连接到一个外接电容210上，电流源208也是由“FCONTROL”导线206上的信号控制，它仅仅以充电的方式工作。一个固态开关211跨接在电容器210上，当触发器194复位时，固态开关211闭合。当比较器202的输出端产生一个信号使“HB”触发器196复位时，这个信号也加给“PC”触发器194的置位输入端，然后“PC”触发器194工作而使得开关211打开并使得电容器210以恒定的速率充电，这个恒定的速率由“FCONTROL”导线206上的控制信号来确定。

在正常的工作过程中，电容器210持续充电，直至其电压达到“DCOUT”导线60上的信号的电平值为止，上述信号是由电路36中的其它电路产生的，这将在后面结合图8来说明。

导线60上的“DCOUT”信号加到比较器214的负输入端，其正输入端连接到“CP”导线209上。比较器214的输出信号通过“或”门215和另一个“或”门216加到“PC”触发器194的复位输入端上，“PC”触发器194工作使得开关211闭合并使得电容器210放电，从而使导线209处于地电位。导线

209 保持地电位直至触发器 194 响应比较器 202 的输出信号而重新置位为止。

“PC” 触发器 194 也可以响应另外三种过程或状态中的任何一种而复位。“或” 门 216 的第二输入端连接到“PWMOFF” 导线 217 上，导线 217 连接到控制电路 36 中的其它电路上，这将在后面结合图 8 说明。“或门” 215 的第二输入端连接到比较器 218 的输出端，比较器 218 的正输入端连接到“CP” 导线 209 上，其负输入端连接到一个电阻分压器上，未示出，该电阻分压器供给一个电压，该电压是导线 42 上的稳定的电压“VREG” 的一部分，图中所示的分压比为 $9/14$ 。在触发器 194 置位后的任何时刻，如果导线 209 上的电压超过加给比较器 218 的负输入端的参考电压，那么触发器 194 将复位。从而，所产生的脉冲宽度有一个上限。

“或” 门 215 的第三输入端连接到比较器 220 的输出端，比较器 220 的正输入端连接到导线 209 上，而其负输入端连接到前述的“DMAX” 导线 53 上。“DMAX” 导线 53 也连接到控制电路 36 中的其它电路上，有关“DMAX” 导线 53 的工作方式将在后面说明。

可采取措施使半桥式振荡器和脉宽调制器电路都响应“HBOFF” 导线 222 上的信号而截止。“HBOFF” 导线 222 连接到固态开关 223 和 224 上，开关 223 和 224 工作而使得“CVCO” 和“CP” 导线 198 和 209 接地。导线 222 也连接到“或门” 201 的第二输入端，以便使“HB” 触发器 196 复位。倒相器电路 225 连接在触发器 194 的置位输入端和“与门” 193 的一

个输入端之间。另一个倒相器 2 2 6 连接在“或”门 2 1 5 的输出端和“与”门 1 9 3 的第三输入端之间，以保证只有在合适的条件下脉宽调制器电路才产生输出信号。

频率控制和信号供给电路（图 7）

图 7 示出了控制电路 3 6 中的频率控制电路的具体细节，还示出了信号供给电路 1 1 2，本发明的调光接口电路 1 1 0 连接到信号供给电路 1 1 2 上。图 7 的频率控制电路控制“F CONTROL”导线 2 0 6 上的频率控制信号的大小，该信号被供给图 6 所示的振荡器和脉宽调制器电路的电流源 2 0 4 和 2 0 8。如图 7 所示，导线 2 0 6 连接到加法电路 2 2 8 的输出端，其输入端连接到两个电流源 2 2 9 和 2 3 0 上。电流源 2 2 9 与起动过程一起受到控制，当灯点火起动失败时，电流源与“再”点火起动过程一起受到控制。电流源 2 3 0 按照输出的灯电流进行控制。

在正常的工作过程中，点火后，电流源 2 2 9 的电流是恒定的，其频率变化只受电流源 2 3 0 的控制。电流源 2 3 0 连接到灯电流误差放大器 2 3 1 的输出端，在放大器 2 3 1 的负输入端供给一个参考电压，该参考电压是由电路 3 6 中的分压器（未示出）产生的，图中所示的参考电压为稳定的电压“V REG”的 $2/7$ 。

放大器 2 3 1 的正输入端连接到“C R E C T”导线 2 3 2 上，导线 2 3 2 通过信号供给电路 1 1 2 连接到本发明的调光接口电路 1 1 0 的一条输出导线 1 3 3 上。放大器 2 3 1 的正输入端还通过电流源 2 3 4 接地。电流源 2 3 4 受一个有源整流器 2 3 6 控制，整流器 2 3 6 的输入端通过“ L_1 和 L_2 ”和导线 2 3 7 和 2 3 8 以及外接电阻 2 3 9 和 2 4 0 连接到电流检测导线 4 6 和 4 6 A 上。如所示的那

样，电流检测导线 4 6 a 是一根内部接地线。

在信号供给电路 1 1 2 中，“C R E C T”导线 2 3 2 通过一个电容器 2 4 1 接地，而且它还连接到本发明的调光接口电路 1 1 0 的输出导线 1 3 4 上。调光接口电路 1 1 0 的第二输出导线 1 3 3 通过一个电阻 2 4 2 接地，而且还通过一个电阻 2 4 3 连接到电路节点 2 4 4 上，节点 2 4 4 通过一个电阻 2 4 5 接地，而通过电阻 2 4 6 和 2 4 7 连接到电路节点 2 4 8 上。电路节点 2 4 8 通过一个二极管 2 5 0 连接到电压检测导线 4 8 上。通过一个电容器 2 5 1 接地，而且还通过一对电阻 2 5 3 和 2 5 4 接地，“V L A M P”导线 4 9 连接到电阻 2 5 3 和 2 5 4 之间的节点上。二极管 2 5 6 连接到电阻 2 4 6 和 2 4 7 的节点与“V R E G”导线 4 2 之间，以便使该节点的电压限制到导线 4 2 上的稳定电压上。

在工作过程中，放大器 2 3 1 受电流源 2 3 4 所供给的第一控制信号与“C R E C T”导线 2 3 2 所供给的第二控制信号之和的控制。同样，放大器 2 3 1 本身又控制电流源 2 3 0，电流源 2 3 0 通过加法电路 2 2 8 和导线 2 0 6 来控制电流源 2 0 4（图 6）并因此而控制工作频率。

由电流源 2 3 4 供给的第一控制信号受有源整流器 2 3 6 控制，整流器 2 3 6 则根据电流变换器 8 2 取出的灯电流进行控制。从而灯电流被调节到一个数值上，这个数值取决于来自本发明的调光接口电路 1 1 0 的第二信号。尤其是，调光接口电路 110 控制“C R E C T”导线 2 3 2 与电阻 2 4 2 和 2 4 3 的节点之间的有效电阻，并从而控制了通过导线 2 3 2 加到灯的误差校正放大器 2 3 1 上的信号。因此，按照调光电路 1 1 0 的输入端 1 1 3 和 1 1 4 所加的控制信号使得

工作过程得到控制。二极管 2 5 6 用来限制 “C.R E C T” 导线在起动过程中所产生的电压。电阻 2 4 2、2 4 3、2 4 5、2 4 6 和 2 4 7 的阻值由灯及其它元件的特性决定，并且可以改变以适合不同规格或类型的灯。

为了得到最小的工作频率，通过 “F M I N” 导线 2 5 7 将一个控制电流加到电流源 2 2 9 上，“F M I N” 导线 2 5 7 通过电阻 2 5 7 A 连接到一个电路节点上，该节点通过电阻 2 5 8 接地并通过一对电阻 2 5 9 和 2 5 9 A 连接到 “V R E G” 导线 4 2 上。

电流源 2 2 9 也受频率扫描放大器 2 6 0 的控制，放大器 2 6 0 的正输入端连接到一个基准电压源上，图中所示的基准电压为导线 4 2 上的稳定的电压的 $4/7$ 。放大器 2 6 0 的负输入端连接到 “S T A R T” 导线 4 4 上，并且还通过两个开关 2 6 1 和 2 6 2 接地。开关 2 6 1 受比较器 2 6 3 控制，当预控制器电路 2 8 的输出电压小于一定的阈值时，它就闭合。如所示的那样，将导线 4 2 上的稳定的电压的 $5/7$ 作为基准电压，该基准电压加到它的正输入端，而其负输入端连接到 “O V” 导线 5 0 上。

开关 2 6 2 连接到 “V L A M P O F F” 触发器 2 6 4 的输出端，触发器 2 6 4 的复位输入端连接到 “S T A R T” 比较器 2 6 5 的输出端。比较器 2 6 5 的负输入端连接到 “S T A R T” 导线 4 4 上，而其正输入端连接到一个基准电压上，所示的基准电压为导线 4 2 上的稳定的电压的 $3/14$ 。触发器 2 6 4 的置位输入端连接到 “或” 门 2 6 6 的输出端上，“或” 门 2 6 6 有三个输入端，用来接受三个信号中的任何一个信号，这三个信号能使得 “V L A M P O F F” 触发器置位并使开关 2 6 2 闭合。

“或”门 2 6 6 的一个输入端连接到灯电压比较器 2 6 7 的输出端，比较器 2 6 7 的负输入端连接到“V R E G”导线 4 2 上，而其正输入端连接到“V L A M P”导线 4 9 上。当灯电压超过一定的值时，灯电压比较器 2 6 7 就供给一个信号使触发器 2 6 4 置位，并由此而使开关 2 6 2 有效地闭合以及“S T A R T”导线 4 4 接地。

“或”门 2 6 6 的第二输入端的连接应使之能与后面将说明的并在图 8 中示出的脉宽调制电路的一个触发器的置位响应。

“或”门 2 6 6 的第三输入端的连接应使之响应于下面将要说明的电路所产生的一个信号，当“I P R I M”上的信号的相位变化到超过安全值时，使触发器 2 6 4 工作。

在起动过程中，电流源 2 2 9 的电流具有最大值，电流源 2 3 0 的电流具有最小值，频率在预定的最大值上，如 5 0 K H z 。一旦预调节器和直流—交流转换器电路 2 8 和 2 4 开始工作，那么输出电路供给的电压就足以使灯丝加热但不足以使灯点火。当能量开始加到控制器 1 0 上时，开关 2 6 1 闭合而开关 2 6 2 断开。在“O V”导线 5 0 上的电压超过“V R E G”导线上电压的 $5/7$ 之后，开关 2 6 1 由低 H B 电压比较器 2 6 3 断开。然后“S T A R T”导线 4 4 上的电压响应电阻 4 3 上流过的电流而开始按指数规律上升。

当“S T A R T”导线 4 4 的电压接近一定的值时，点火阶段开始，这里所说的电压的一定值由加给频率扫描放大器 2 6 0 的基准电压来确定，大约是“V R E G”电压的 $4/7$ 。这时，频率扫描放大器 2 6 0 起动，使得流过电流源 2 2 9 的电流减小，通过加法电路 2 2 8 和导线 2 0 6 使工作频率减小。当频率减小到一定的值时，灯将点火，通常在一个高于 4 0 K H z 的频率上。然后灯的工作阶段开

始。这时，输出电路的有效谐振频率大大降低。同时，用电流变换器 8 2 来读取灯的电流，并且有源整流器 2 3 6 产生一个控制信号使频率降低到一个适用于灯工作的范围内，大约 3 0 K H z 。

如果在点火阶段灯没有点燃，那么频率将继续降低，而灯电压将继续增加，直到“V L A M P”导线 4 9 上的电压达到一定的值为止，这时，灯电压比较器 2 6 7 将提供一个信号通过“或”门 2 6 6 使触发器 2 6 4 置位，并使开关 2 6 2 瞬时闭合，从而使“S T A R T”导线 4 4 接地以及使电容器 4 5 放电。于是，“S T A R T”导线 4 4 的电压下降到低于一定的值，而且促使比较器 2 6 5 供给一个复位信号使触发器 2 6 4 复位。然后“S T A R T”导线的电压又开始按指数规律升高。当它达到一定的较高的值时，通过频率扫描比较器 2 6 0 按上述方式工作而使点火阶段重新开始。这样一次或多次重复上述过程，直到点燃为止，或者直到控制器的供电停止为止。

如上所述，当“I P R I M”导线上信号的相位变化到超过安全值时，触发器 2 6 4 也可以被控制在置位状态。图 7 所示的电路进一步包括一个初始电流比较器 2 6 8，其负输入端连接到“I P R I M”导线 4 7 上，其正输入端连接到一个基准电压源上，该基准电压源未示出但它可以提供 -0.1 V 的基准电压，如所示的那样。比较器 2 6 8 的输出端连接到“与”门 2 6 9 的一个输入端而且还连接到“或非”门 2 7 0 的一个输入端上。“与”门 2 6 9 的输出端连接到“C L P”触发器 2 7 2 的复位输入端上，触发器 2 7 2 的输出端连接到“或非”门 2 7 0 的第二输入端上。触发器 2 7 2 的置位输入端连接到倒相器 2 7 3 的输出端上。倒相器 2 7 3 的输入端和“与”门 2 6 9 的第二输入端一起通过导线 2 7 4 连接到图 6 所示的半桥式振荡器电路上，

连接到半桥式触发器 1 9 6 的输出端。“或非”门 2 7 0 的输出端通过“或”门 2 6 6 连接到触发器 2 6 4 的置位输入端。

在工作过程中，只有当触发器 2 7 2 复位时，“或非”门 2 7 0 才是高输出，同时初始电流比较器 2 6 8 是低输出。只有当导线 4 7 上的电流相对于导线 2 7 4 上所加信号的相位在加载方向变化到超过一定的阈值角时，这样的状态才会产生，这里所说的一定的阈值角取决于初级电流比较器 2 6 8 上所加的基准电压。导线 2 7 4 上的信号是由“H B”触发器 1 9 6（图 6）的输出端供给的，它给直流—交流转换器或者半桥式转换器电路 2 4 提供选通信号。

图 9 是一个特性曲线图，表示“I P R I M”导线上的信号相位在加载方向超前时，导线 2 7 4 上的电压和比较器 2 6 8、触发器 2 7 2 以及“或非”门 270 的输出端的电压的关系。当比较器 2 6 8 的输出脉冲的后沿产生在触发器 2 7 2 的输出脉冲前沿之前时，“或非”门 2 7 0 产生高输出，并通过“或”门 2 6 6 使“V L A M P”触发器 2 6 4 置位，而且以前面所述的方式使频率变高。

图 7 所示的包括元件 2 6 8、2 6 9、2 7 0、2 7 2 和 2 7 3 的电路按照所示的结构工作，仅用来检测电路 2 4 中的一个 M O S 场效应晶体管的导电。通常，就其它的 M O S 场效应晶体管来说，使用所示的和所述的电路将提供更加充分的保护。然而可以推测，对于另外的保护或者根据其它类型的转换器电路，所示的相位比较装置可以用于转换器中的每一个其它 M O S 场效应晶体管或者其它类型的晶体管。

脉宽调制器控制电路（图 8）

“D C O U T”导线 6 0 上的电压控制由图 8 的脉宽调制电路所

产生的脉冲的宽度，该电压在乘法器电路 2 7 6 的输出端产生，乘法器电路 2 7 6 的一个输入端通过电流源 2 7 7 接地，电流源 2 7 7 受直流误差放大器 2 7 8 控制。放大器 2 7 8 的正输入端连接到电压调节器的导线 4 2 上，而其负输入端连接到“D C”导线 5 7 上，在导线 5 7 上供给了一个与预调节器电路 2 8 的输出电压成比例的电压。倍增器电路 2 7 6 的另一输入端连接到加法电路 2 8 0 的输出端上，加法电路 2 8 0 连接到两个电流源 2 8 1 和 2 8 2 上。

电流源 2 8 1 供给一个恒定的单向基准电流或偏置电流，而电流源 2 8 2 在“P F”导线 5 8 的电压的控制下供给一个反方向的电流。电流源 2 8 2 连接到“P F”放大器 2 8 3 的输出端，放大器 2 8 3 的正输入端连接到导线 5 8 上，负输入端接地。在工作过程中，输入波形实际通过电流源 2 8 2 的控制被倒相，并且然后被迭加到由电流源 2 8 1 确定的基准上，波形被放大一定的倍数，这个放大倍数与预调节器电路 2 8 的平均输出成比例。

通过适当地调节就可以对各个选通脉冲的宽度进行控制，以便使在各个全选通信号周期的短期间内的平均输入电流与恒定的预调节器电路的输入电压值成比例。同时，通过电流源 2 7 7 来控制脉冲宽度，以便根据每个完整的半周期内所加的全部高频选通信号来控制总的传输能量，所述的半周期是所加的全波整流的低频 5 0 或 6 0 H z 电压的半周期。其结果是，预调节器电路 2 8 的输出电压基本恒定，同时输入电流的波形与输入电压的波形成比例并且同相，因此，当输入电压波形是正弦波时，输入电流波形也是正弦波。

“P W M O F F”导线 2 1 7 连接到“或”门 2 8 6 的输出端，“或”门 2 8 6 的一个输入端连接到过电流比较器 2 8 7 的输出端。

比较器 2 8 7 的正输入端连接到基准电压源（未示出）上，该电压源供给一个 -0.5 V 的电压，如所示的那样，比较器 2 8 7 的负输入端连接到“C S I”导线 5 6 上。在工作过程中，如果预调节器电路 2 8 的输入电流超过一定的值，那么过电流比较器 2 8 7 就提供一个信号给“或”门 2 8 6 到导线 2 1 7 并通过“或”门 2 1 6 使预调节器触发器 1 9 4 复位（见图 6）。

“或”门 2 8 6 的第二输入端连接到“P W M O F F”触发器 288 的输出端，触发器 2 8 8 的置位输入端连接到施密特（schmitt）触发器电路 2 8 9 的输出端，触发器电路 2 8 9 的一个输入端连接到“V S U P P L Y”导线 3 9 上，而它的第二个输入端连接到电压调节器导线 4 2 上。如所示的那样，电压调节器 2 9 0 包含在控制电路 3 6 中，并通过导线 3 9 被供给电压以便在导线 4 2 上产生稳定的电压。施密特触发器电路 2 8 9 的输出还加到触发器 2 9 2 的置位输入端，触发器 2 9 2 连接到“H B O F F”导线 2 2 2 上。在工作过程中，如果电源电压下降到低于一定的值，那么两个触发器 2 8 8 和 2 9 2 都置位，使得脉宽调制器和半桥式振荡电路截止。

触发器 2 9 2 的复位输入端连接到“D M A X”比较器 2 9 4 的输出端，比较器 2 9 4 的正输入端连接到“D M A X”导线 5 3 上，负输入端连接到一个基准电压源上，基准电压可以是“V R E G”电压的 $1/7$ ，如所示的那样。触发器 2 8 8 的复位输入端连接到倒相器 2 9 5 的输出端，倒相器 2 9 5 的输入端连接到比较器 2 9 4 的输出端。“D M A X”导线 5 3 还通过开关 2 9 6 接地，开关 2 9 6 由“P W M O F F”触发器 2 8 8 控制。

注意，触发器 2 8 8 的输出端还通过导线 2 9 7 连接到图 7 所示

的频率控制电路中的“或”门的第三输入端。过压比较器 300 的一个输入端连接到“OV”导线 50 上，输出端通过“或”门 256 连接到“PWMOFF”导线 217 上。

在图 8 的脉宽调制器控制电路的工作过程中，当控制器开始被供电时，触发器 288 和 292 当然处于复位状态。在延迟一定的时间以后，根据要求在“VSUPPLY”和“VREG”导线 39 和 42 上产生电压，施密特触发器电路工作使两个触发器 288 和 292 都置位，但其后，“DMA X”比较器 294 的输出通过倒相器 295 使触发器 288 复位。然后，当“DMA X”电容器 52 充电到大于 $1/7 (V_{REG})$ 的值时，“DMA X”比较器工作使得“HBOFF”触发器 292 复位。同时，“HB”振荡器触发器（图 6）可以开始工作。“PC”触发器 194（图 6）也可以开始工作。开始，通过增大“DMA X”导线 53 上的信号来控制“GPC”门脉冲的宽度，以便使预调节器电路 28 的输出逐步增大并因此得到“软（soft）”起动。

开始供电以后，“DMA X”电压就这样控制振荡电路的开启时间的延迟，并在其后控制由脉宽调制器触发器 194 所产生的脉冲的宽度，从而获得逐步增大的电压，并获得软起动。

所示的这种调光接口电路的结构具有特别的优点，它可以与控制器 10 一起使用并能容易地连接到控制器 10 上，如所示的那样，它能够自动根据工作状态的变化和元件特性或大小的变化以某种方式进行动态控制，例如获得安全可靠的工作过程，同时达到最佳性能和效果，例如，调光器电路工作在宽的频率范围内，这些频率是例如在工作过程中所产生的频率，控制器 10 如此工作以致于允许输出电路的

谐振频率有较大的变化。限幅电路严格控制次级绕组上的电压，并且初级和次级绕组之间紧密耦合，限幅电路直接检测初级绕组上的电压，调光电路的输出端与输入端之间的关系在一个较宽的频率范围内与频率无关。

带有开/关控制的改进型电路（图 1 0）

图 1 0 表示一个改进的调光接口电路 3 0 2，该电路 3 0 2 按照本发明的原理构成并且有一个“关”的功能。电路 3 0 2 包括变压器 1 1 6、电平移位电路 1 2 2、限幅电路 1 2 3、峰值检波器和校准电路 1 2 4、比较器电路 1 2 6 和图 4 所示电路中的模拟开关电路 1 3 2。另外，它包括一个开/关电路 3 0 4，电路 3 0 4 的输出端 3 0 5 和 3 0 6 连接到“FMIN”导线 2 5 7 和“START”导线 4 4 上。输出端 3 0 5 通过电阻 3 0 7、二极管 3 0 8 和模拟开关 3 1 0 连接到“VREG”导线 4 2 上。输出端 3 0 6 通过第二模拟开关 3 1 2 接地。

模拟开关 3 1 0 和 3 1 2 受比较器 3 1 4 的输出信号控制，比较器 3 1 4 的负输入端连接到峰值检波器和校准电路 1 2 4 的输出线 1 2 5 上，正输入端通过电阻 3 1 5 连接到“VREG”导线 4 2 上，通过一个电阻 3 1 6 接地，并且通过电阻 3 1 7 连接到比较器 3 1 4 的输出端，比较器 3 1 4 的输出端还通过电阻 3 1 8 连接到“VSUPPLY”导线 3 9 上。

在工作过程中，在比较器 3 1 4 的负输入端读取峰值检波器和校准电路 1 2 4 的输出信号，并且当读取值等于正输入端所加的基准电压时，比较器 3 1 4 的输出就从“低”状态变化到“高”状态，同时使得两个模拟开关 3 1 0 和 3 1 2 变换到“导通”或闭合状态。开关

3 1 2 导通使电容器 4 5 充电，电容器 4 5 连接到“S T A R T”导线 4 4 上，同时模拟开关 3 1 0 使校准的直流电流流到控制电路 3 6 的“F M I N”输入端。校准的直流电流由电阻 3 0 7 的阻值来确定，并使得控制器电路的工作频率远高于预热的频率。在这样的高频状态下，工作频率远离谐振点，并且没有充足的能量供给灯负载（包括灯丝）。结果灯处于熄灭状态，并且形成低功率“关闭”状态，但是，通过增大输入端的控制电压可以迅速给灯供电。正反馈电阻 3 1 7 的滞后作用保证变换过程无噪声（clean transition）。

可以理解，在不脱离本发明的新颖构思的精神和范围的前提下，能够对本发明做许多改进和变换。

说明书附图

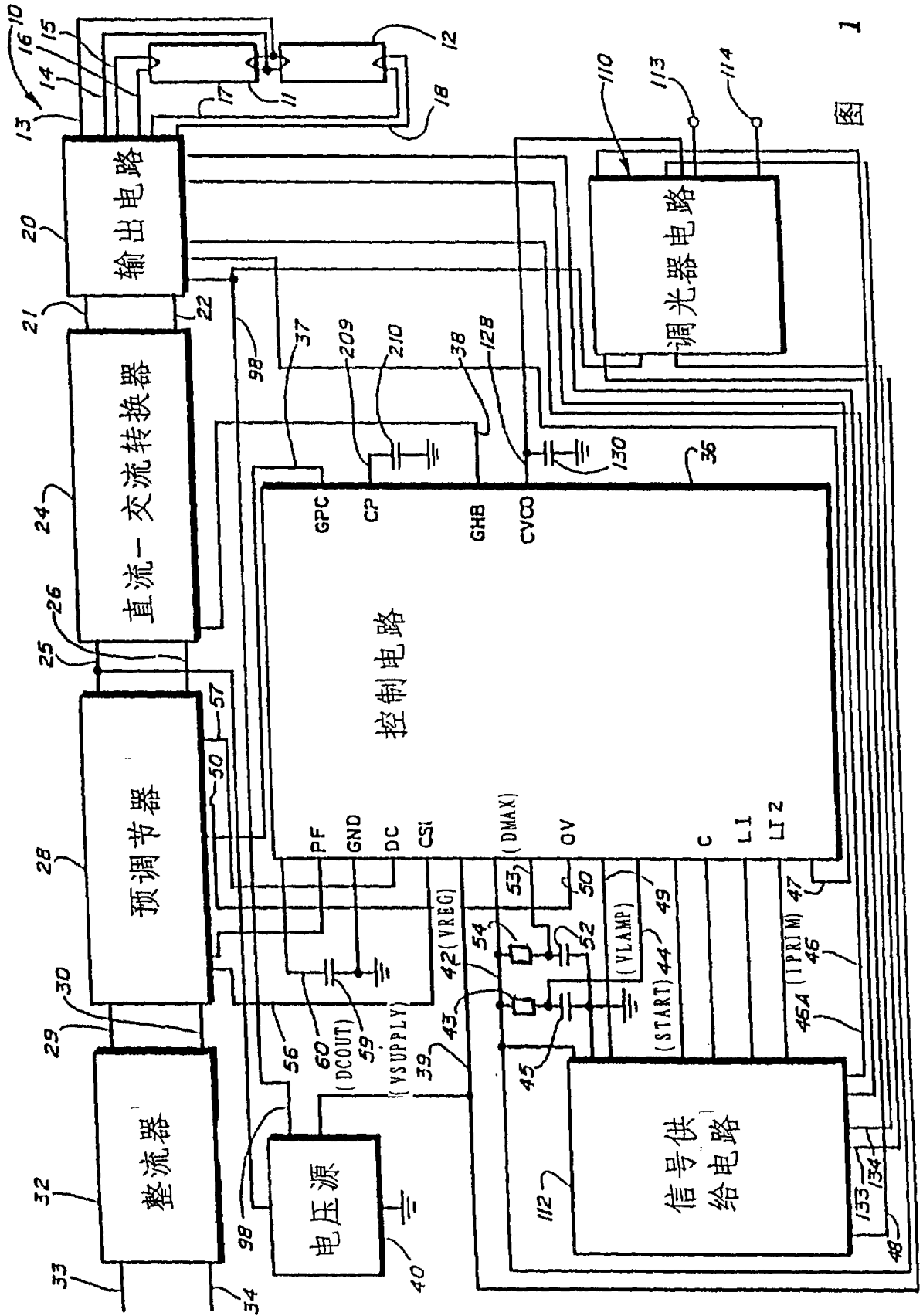
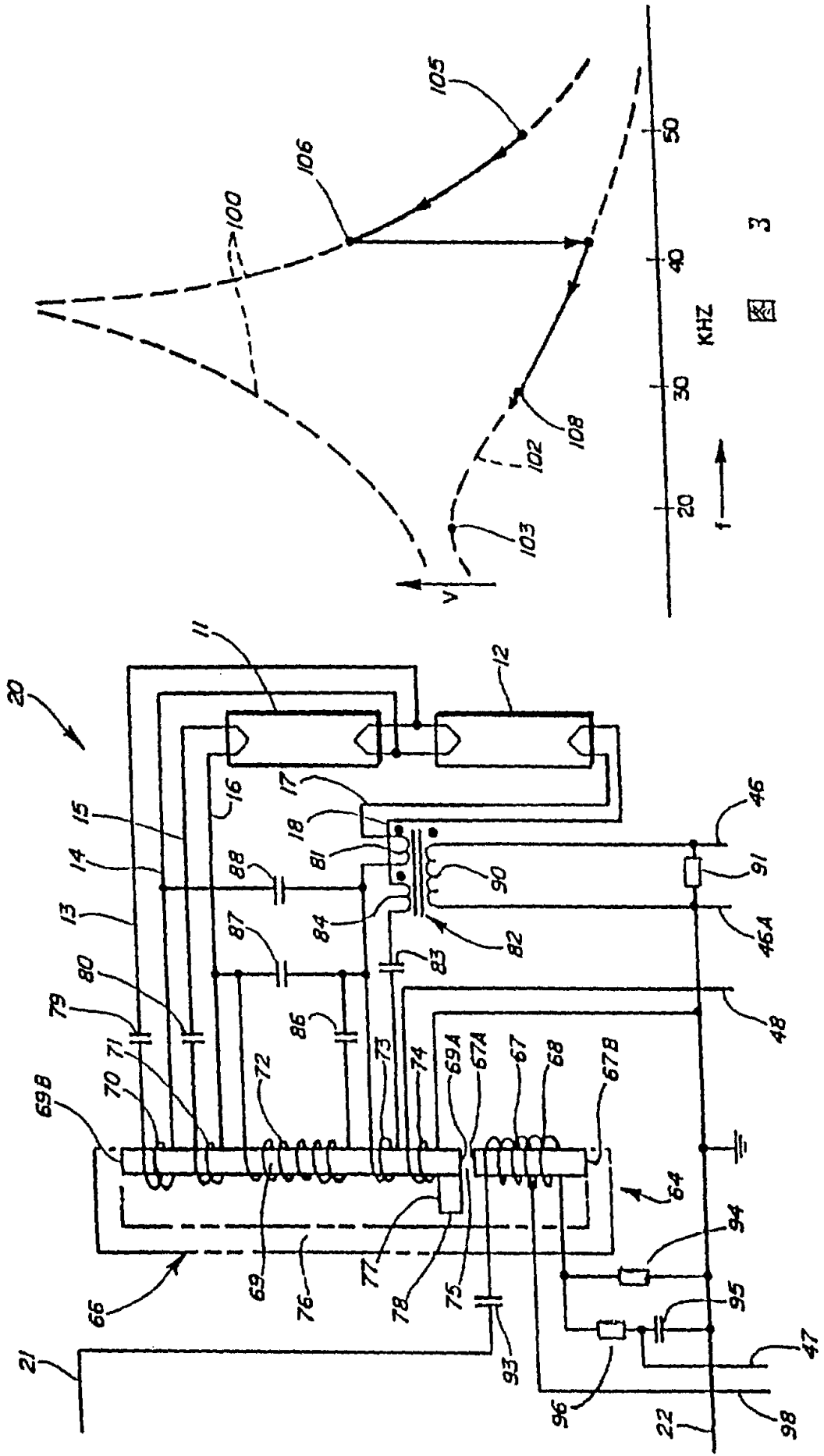


图 1



2

图 2

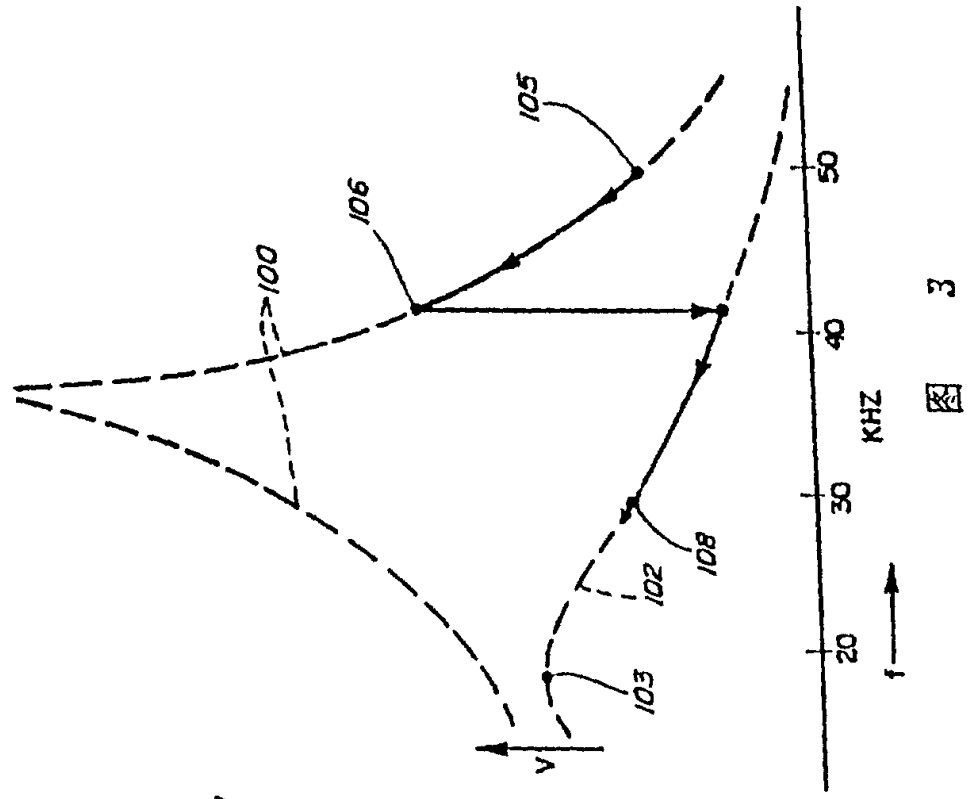


图 3

图 3

图 5

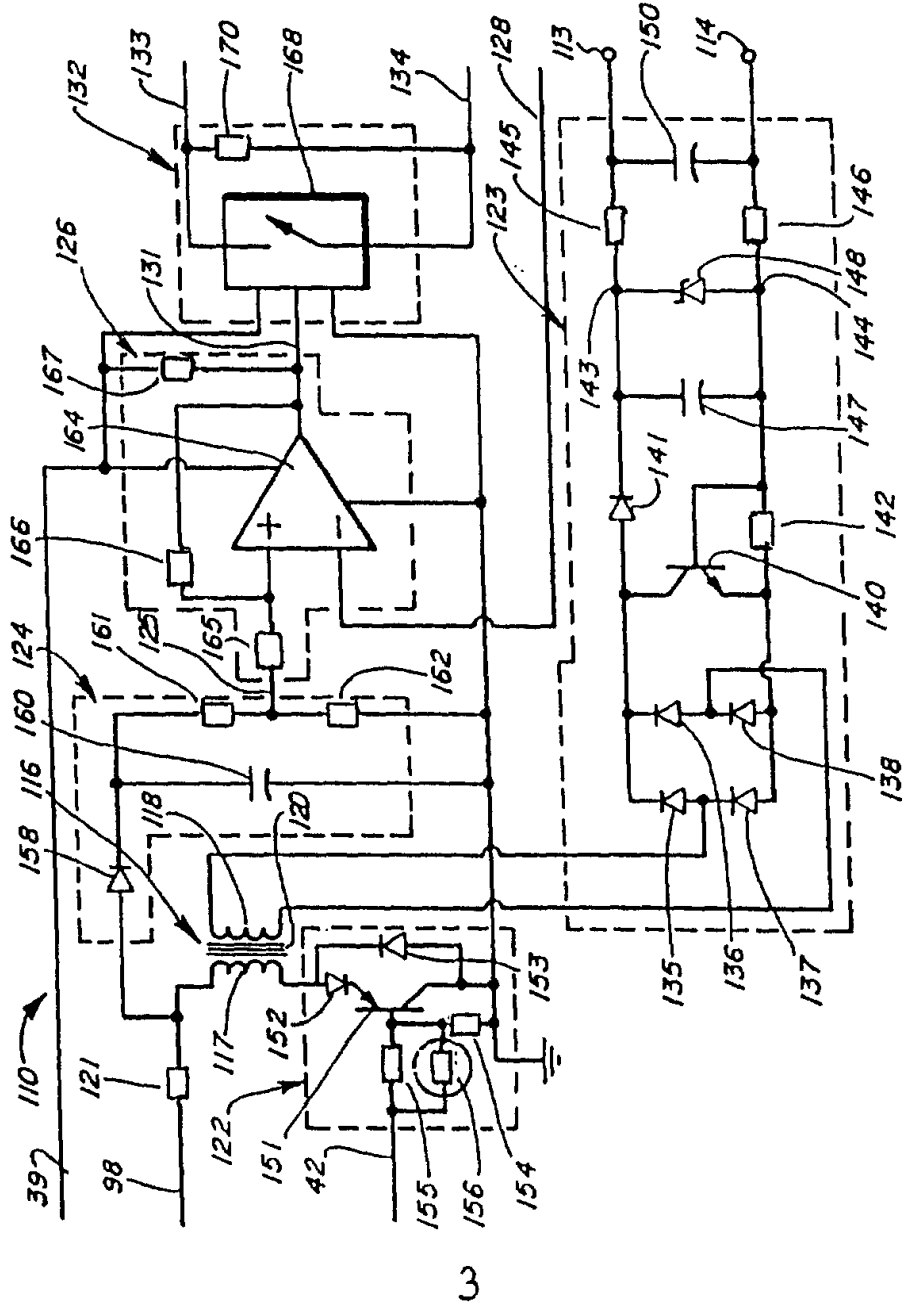
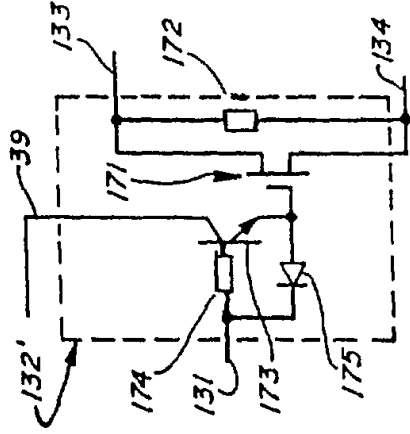


图 4 A

图 4

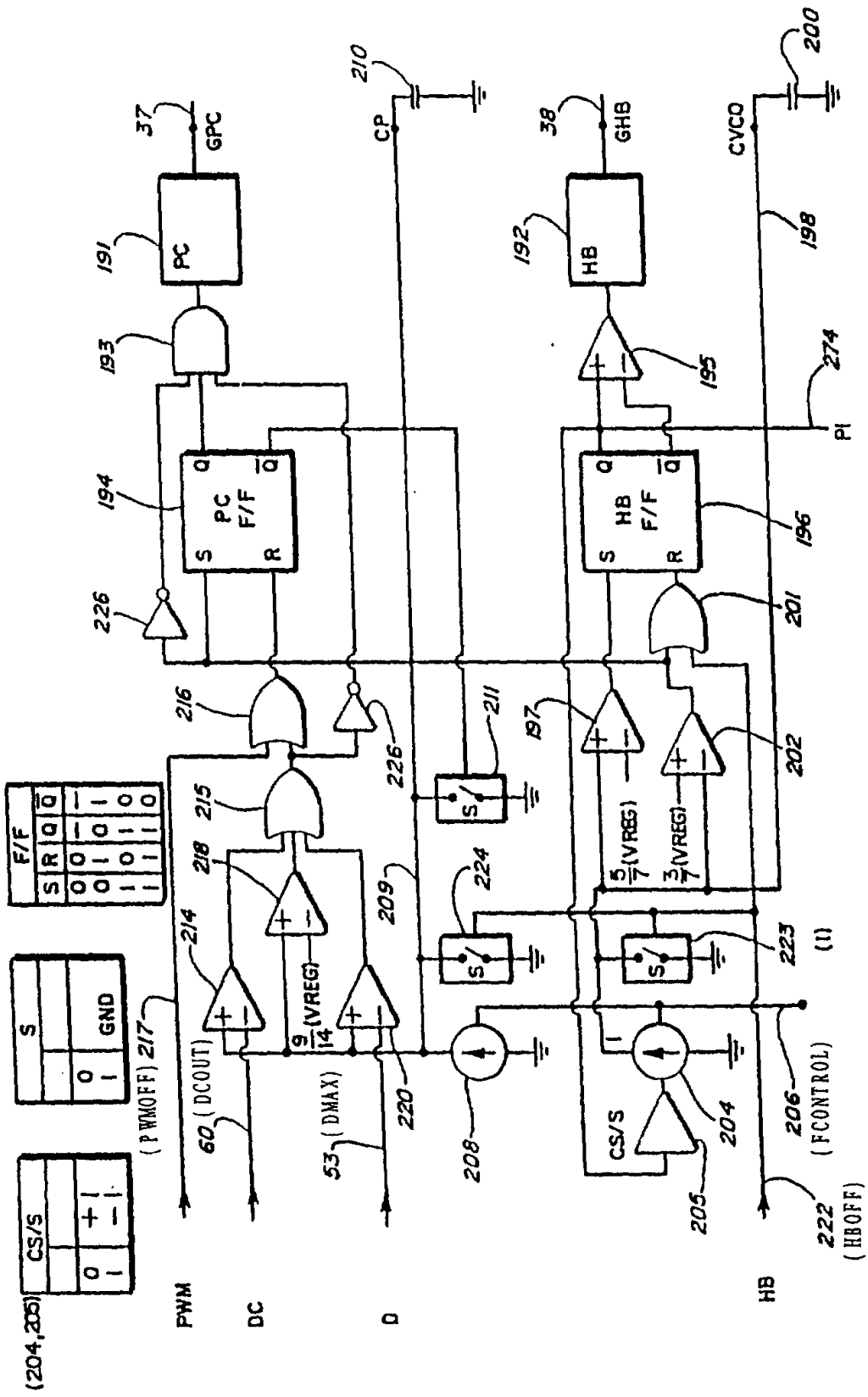


图 6

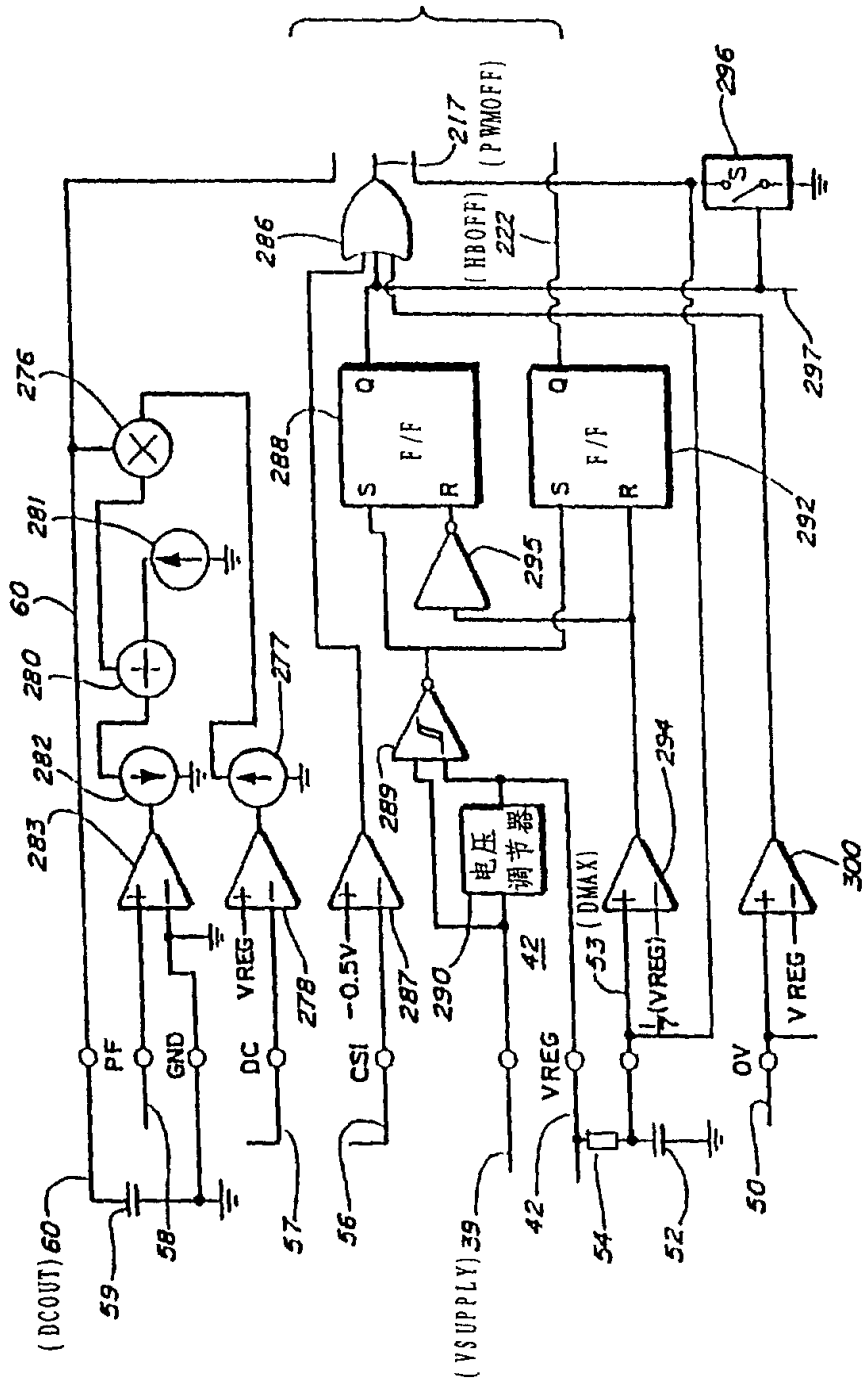


图 8

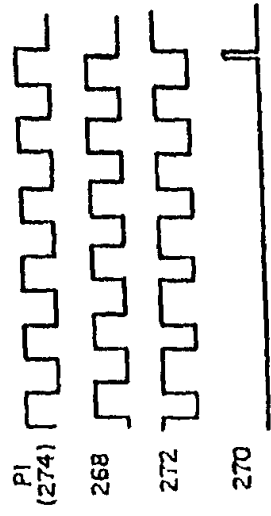


图 9

图 8

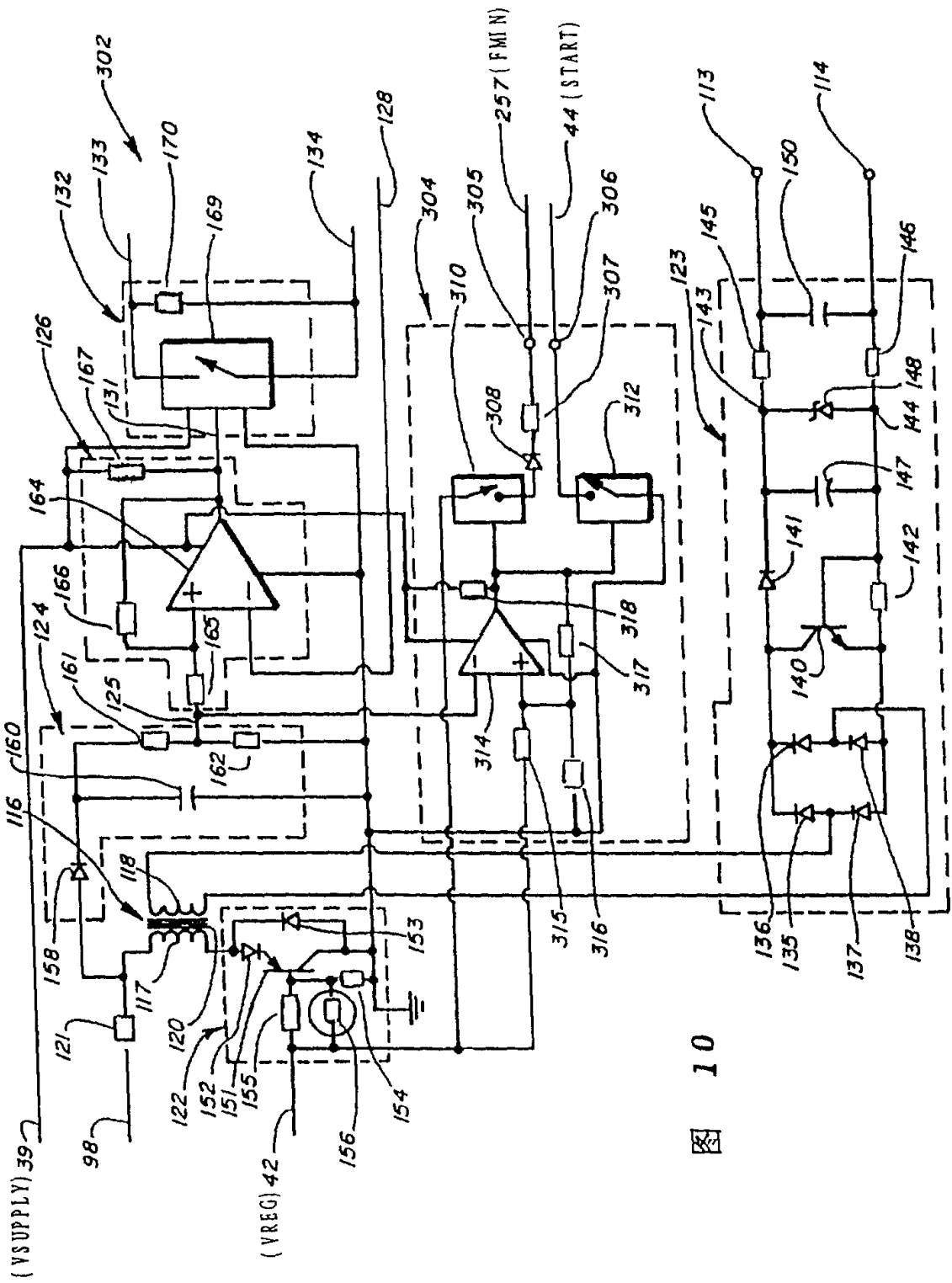


FIG 10