

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02H 7/12 (2006.01)

H02M 7/44 (2006.01)



# [12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200710166868.9

[43] 公开日 2008年6月18日

[11] 公开号 CN 101202438A

[22] 申请日 2002.7.3

[21] 申请号 200710166868.9

分案原申请号 02813683.7

[30] 优先权

[32] 2001.7.6 [33] US [31] 60/303,508

[32] 2001.12.10 [33] US [31] 10/013,746

[71] 申请人 卢特龙电子公司

地址 美国宾夕法尼亚州

[72] 发明人 理查德·L·布莱克

罗伯特·C·Jr·纽曼

格拉哈姆·克里斯滕森

史蒂芬·斯彭切尔·汤姆森

本杰明·阿伦·约翰逊 吴晨铭

肖恩·L·利克莱特

[74] 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限责任  
公司

代理人 陆锦华 穆德骏

权利要求书 8 页 说明书 19 页 附图 14 页

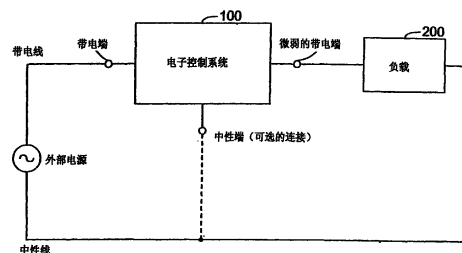
[54] 发明名称

电子控制系统及方法

[57] 摘要

电子控制系统中的一设备允许两线或三线操作。电源(150)将电源提供其内设置有两线和三线的闭合电路。使用两个独立的过零检测器以便在两线和三线配置中可汇集定时信息。两个过零检测器(110)被监控并用于自动配置电子控制。过压电路检测其处于断开状态的 MOSFET 的一过压条件并且导通 MOSFET, 以便希望其不会到达雪崩区。过流电路检测流过 MOSFET 的电流何时超过预定电流门限值并且断开 MOSFET 以便其不过超过 MOSFET 的安全操作区(SOA)曲线。采用锁存电路(120)以使即使在清除了故障条件之后保持保护电路一直有效。采用了锁定电路(130)以防止一个保护电路在由于故障条件而断开了其他电路之后也被断开。希望将保护电路输出配置成可绕过并不考虑正常导通和断开电阻且几乎直接作用于 MOSFET 的栅极。

最好是, 该系统具有与低频可控传导设备并联的高效开关型电源。



1. 一种可与具有线电压过零的一线电压相连的电子控制系统，该系统包括一可控传导设备，可操作所述电子控制系统通过使所述可控传导设备在所述电子控制系统监控线电压过零的线电压之前的预定时间段内可传导来检测该线电压过零。

2. 根据权利要求 1 的系统，其中对所述可控传导设备进行控制以使其在监控线电压过零的线电压的整个过程中都是可传导的。

3. 根据权利要求 1 的系统，其中电子控制系统在两线模式下是可操作的。

4. 根据权利要求 3 的系统，其中对可控传导设备进行控制以使其在所述电子控制系统监控线电压过零的线电压之前是不可传导的。

5. 根据权利要求 1 的系统，其中预定的时间段至少是大约  $200 \mu s$ 。

6. 根据权利要求 5 的系统，其中在线电压过零之前大约为两个连续线电压过零之间的时间的至少约 5% 开始对线电压过零的线电压进行监控。

7. 根据权利要求 5 的系统，其中在线电压过零之前至少大约 1 毫秒开始对线电压过零的线电压进行监控。

8. 根据权利要求 7 的系统，其中对可控传导设备进行控制以使其在所述电子控制系统对线电压过零的线电压进行监控的整个时间内都是可传导的。

9. 根据权利要求 1 的系统，其中电子控制系统在三线模式下是可

操作的。

10. 一种电子控制系统，该系统包括至少一个可控传导设备，在所述电子控制系统的无故障操作期间通过一高阻抗路径来驱动可控传导设备并且在所述电子控制系统检测到有故障条件之后通过一低阻抗路径来驱动可控传导设备。

11. 根据权利要求 10 的系统，进一步包括一过压保护器，该过压保护器检测所述至少一个可控传导设备所具有的一过压故障条件并且使所述至少一个可控传导设备是可传导的。

12. 根据权利要求 11 的系统，进一步包括一锁存电路，在已清除了过压故障条件之后，该锁存电路保持所述至少一个可控传导设备是可传导的。

13. 根据权利要求 11 的系统，进一步包括一过流保护器，该过流保护器检测所述至少一个可控传导设备的一过流故障条件并且使所述至少一个可控传导设备是不可传导的。

14. 根据权利要求 13 的系统，进一步包括一锁定电路，该锁定电路可防止在检测到一过流故障条件之后过压保护器仍对至少一个可控设备进行控制。

15. 根据权利要求 13 的系统，进一步包括一锁定电路，该锁定电路可防止在检测到一过压故障条件之后过流保护器仍对至少一个可控设备进行控制。

16. 根据权利要求 10 的系统，进一步包括一过流保护器，该过流保护器检测所述至少一个可控传导设备的一过流故障条件并且使所述至少一个可控传导设备是不可传导的。

17. 根据权利要求 16 的系统，进一步包括一锁存电路，在已清除了过流故障条件之后，该锁存电路保持所述至少一个可控传导设备是不可传导的。

18. 根据权利要求 10 的系统，其中高阻抗路径包括第一路径和第二路径，第一路径用于控制将所述至少一个可控传导设备从可传导转换到不可传导的转换速率，第二路径用于控制将所述至少一个可控传导设备从不可传导转换到可传导的转换速率。

19. 根据权利要求 18 的系统，其中所述第一和第二路径的阻抗彼此无关。

20. 根据权利要求 10 的系统，其中低阻抗路径包括第三路径和第四路径，第三路径用于控制将所述至少一个可控传导设备从可传导转换到不可传导的转换速率，第四路径用于控制将所述至少一个可控传导设备从不可传导转换到可传导的转换速率。

21. 根据权利要求 20 的系统，其中所述第三和第四路径的阻抗彼此无关。

22. 一种用于对外部电源传送到负载的电量进行控制的设备，该设备包括：

一可控传导设备，该可控传导设备连接在所述源与所述负载之间；

一控制电路，响应于表示从所述源传送到所述负载的预定电量的用户输入信号，该控制电路对所述可控传导设备进行控制，所述控制电路具有第一操作模式和第二操作模式；以及

一检测器电路，该检测器对其他输入信号的存在性进行检测并且当检测到存在所述其他输入信号时使所述控制电路将所述第一操作模式转换到所述第二操作模式。

23. 根据权利要求 22 的设备，其中当检测到存在所述其他输入信号时，检测器电路将来自所述其他输入信号的一信号提供给所述控制电路。

24. 一种用于对外部电源传送到负载的电量进行控制的设备，该设备包括：

一可控传导设备，该设备连接在所述源与所述负载之间，所述可控传导设备具有一可传导状态和一不可传导状态；

第一控制电路，响应于表示从所述源传送到所述负载的预定电量的用户输入信号，该第一控制电路在正常操作模式下对所述可控传导设备进行控制，所述第一控制电路使得所述可控传导设备以第一转换速率来在所述可传导状态与所述不可传导状态之间进行转换；

第二控制电路，响应于对故障条件的检测，该第二控制电路在故障操作模式下对所述可控传导设备进行控制，所述第二控制电路使得所述可控传导设备以与所述第一转换速率不同的第二转换速率来在所述可传导状态与所述不可传导状态之间进行转换。

25. 根据权利要求 24 的设备，其中第一转换速率小于第二转换速率。

26. 根据权利要求 24 的设备，其中第一转换速率包括第一导通速率和第一断开速率，并且第二转换速率包括第二导通速率和第二断开速率。

27. 根据权利要求 26 的设备，其中第一导通速率与第二导通速率不同。

28. 根据权利要求 26 的设备，其中第一断开速率与第二断开速率不同。

29. 一种用于对外部电源传送到负载的电量进行控制的设备，该设备包括：

第一主终端和第二主终端，所述第一主终端与所述外部电源相连并且所述第二主终端与所述负载相连以使电流从所述外部电源流到所述负载；

一电源，该电源从经由所述负载的所述外部电源中获取电源电流；

一第三终端，该第三终端与所述外部电源相连，其中当所述外部电源给所述第三终端通以电流时，所述电源电流的一部分流过了所述第三终端而不流过所述负载。

30. 根据权利要求 29 的设备，其中所述第一主终端与所述外部电源的带电端相连。

31. 根据权利要求 30 的设备，其中所述第三终端与所述外部电源的中性连接相连。

32. 根据权利要求 29 的设备，进一步包括一二极管，该二极管对流经所述第三终端而不是流经所述负载的所述电源电流的所述部分进行控制。

33. 一种用于对 AC 外部电源传送到负载的电量进行控制的设备，该 AC 外部电源在带有过零的预定线频率处具有基本上为正弦曲线的线电压，该设备包括：

一可控传导设备，该可控传导设备连接在所述 AC 外部电源与所述负载之间；

一控制电路，该控制电路对所述可控传导设备的传导性进行控制，所述控制电路响应于表示从所述 AC 外部电源传送到所述负载的预定电量的输入信号，所述控制电路响应于所述基本上为正弦曲线的线电压的所述过零以便使所述可控传导设备的传导性与所述基本上为正弦

曲线的线电压相同步；

所述控制电路使能所述可控传导设备的第一传导时间，该第一传导时间是与 AC 外部电源传送到负载的所述预定电量成比例的可变传导时间；

所述控制电路使能所述可控传导设备的第二传导时间，该第二传导时间是与所述第一传导时间相同的半周期中的固定传导时间，在所述基本上为正弦曲线的线电压的下一个过零之前开始所述第二传导时间，并且在相对于所述下一个过零的预定时间上结束第二传导时间；

所述控制电路使得可控传导设备在结束所述第一传导时间与开始所述第二传导时间之间的时段内是不可传导的。

34. 根据权利要求 33 的设备，其中第二传导时间大约为  $145\ \mu\text{s}$ 。

35. 根据权利要求 33 的设备，其中在大约所述下一个过零时间时结束第二传导时间。

36. 一种可减少由一系统中的电子变压器所驱动的电灯闪烁的方法，该系统是由 AC 线电压来供电的，该方法包括：

通过可串连的调光电路来将电流提供给所述电子变压器，其中所述电流在 AC 线电压半周期中的用户可选择的第一传导时间内流动；并且

恰好在 AC 线电压的下一个过零之前，提供与 AC 线电压的半周期相同的不重叠的第二传导时间。

37. 根据权利要求 36 的方法，其中所述第二传导时间是固定量的时间。

38. 根据权利要求 36 的方法，其中所述固定量的时间大约为 145 微秒。

39. 根据权利要求 36 的方法，其中所述第二传导时间在所述 AC 线电压的下一个过零之前的大约 1000 微秒内结束。

40. 一种用于对外部电源传送到负载的电量进行控制的电源控制设备，该设备包括：

第一和第二主终端，所述第一主终端可与所述外部电源相连并且所述第二主终端与所述负载相连以使电流从所述外部电源流到所述负载；以及

一电源，该电源从经由所述负载的所述外部电源中获取电源电流，所述电源具有大于大约 45% 的效率。

41. 根据权利要求 40 的电源控制设备，其中所述电源是一开关型电源。

42. 根据权利要求 41 的电源控制设备，其中所述电源是一降压转换器型开关电源。

43. 根据权利要求 41 的电源控制设备，其中所述电源是一逆向型开关电源。

44. 根据权利要求 40 的电源控制设备，进一步包括一可控传导设备，该可控传导设备与所述第一主终端和所述第二主终端相连，其中所述电源在所述可控传导设备的可传导和不可传导时段内都是可操作的。

45. 根据权利要求 40 的电源控制设备，其中所述电源被迫仅在所选择的 AC 线电压半周期的时间期间运行。

46. 一种在两线模式下将电源提供给电源控制设备的控制电路的方法，该电源控制设备包括至少一个与一负载相连的可控传导设备，



该方法包括步骤：

当所述可控传导设备处于不可传导状态时，通过所述负载将一电容充电到预定高压；以及

利用具有预定效率的一转换器来从所述电容中获取电流以为所述控制电路的操作提供电源电压。

47. 根据权利要求 46 的方法，其中所述转换器是一开关模式型转换器。

48. 根据权利要求 46 的方法，其中所述转换器是一逆向型变换器。

49. 根据权利要求 46 的方法，其中所述转换器具有至少大约 45 % 的效率。

## 电子控制系统及方法

本申请是国家申请号为 02813683.7、国际申请日为 2002 年 7 月 3 日、发明名称为“电子控制系统及方法”的申请的分案申请。

### 相互参照的相关申请

本申请要求在先的美国临时申请号为 No.60/303, 508, 申请日为 2001 年 7 月 6 日以及申请号为 No.10/013, 746, 申请日为 2001 年 12 月 10 日的优先权；通过参照优先权文本的整个内容都包含在这里。

### 技术领域

本发明涉及一般的电子控制系统及系统，尤其是涉及照明控制电路及系统。

### 背景技术

存在有多个应用，这些应用希望对传送到负载的电能的平均值进行控制。这种应用的一个例子就是利用调光器来控制灯的输出。调光器的典型功能就是对通过负载的电流传导性进行控制。可控传导设备与 AC 线电压相同步，并且对可控传导设备进行控制以使其在 AC 线电压的每半个周期中的预定间隔内是可传导的。也就是说，负载仅在 AC 线电压半周期的一部分内接收电能（导通）。传导时间越长，传送到负载的电能越多。由于相同的逻辑，传导时间越短，传送到负载的电能越少。

主要存在两种用于对诸如照明负载这样的 AC 负载进行控制的方法，即前相控制和逆相控制。可控传导设备是其传导性是由外部信号来控制的一设备。这些设备包括诸如金属氧化物半导体场效应晶体管（MOSFET）、绝缘栅二极管（IGBT）、二级结型晶体管（BJT）、三

端双向可控硅器件、可控制硅整流器（SCR）、中继器、开关、真空管等等这样的设备。这两种方法利用可控传导设备的可传导和不可传导状态来控制负载上的电能，并且使可控传导设备的传导性和不可传导性与 AC 线电压源的过零相同步。

如图 13 所示的前相控制方法使可控传导设备与 AC 外部电源相同步，并且将可控传导设备控制为在 AC 线电压半周期的第一部分内是不可传导的，此后将可控传导设备控制为在 AC 线电压半周期的剩余部分内是可传导的。在逆相控制的方法中，如图 14 所示，相对于时间而言使不可传导和可传导的周期反转。也就是说，对可控传导设备进行控制以使其在 AC 线电压半周期的第一部分期间是可传导的，之后是相同半周期的不可传导周期。逆相控制方法经常被用于对诸如电子变压器这样的电容性负载进行操作。

在基于前相控制的控制系统中，可控传导设备通常是三端双向可控硅器件或 SCR。可对这些设备进行控制以使其是不可传导的或者是可传导的。然而，如果对这些设备进行控制以使其是可传导的，仅仅能通过使流过这些设备的电流达到零而使其是不可传导的。由于这个特性，这类可控传导设备不用于基于逆相控制的控制系统，该系统需要具有可启用和禁止传导的能力。

电子控制设备必须获得电源以便为其相关的电子设备提供电能。此外，许多控制设备需要与定时信息有关的线性频率。仅具有两个电源终端的控制设备具有与 AC 外部电源的一带电线相连的这些终端中的一个（带电端）以及与负载的第一终端相连的其他终端（微弱的带电端）。具有这种连接的控制设备通常被称为“两线”控制。与其负载串行连接的两线控制设备必须对其电源充电并且通过该负载获得了定时信息。该负载通常具有很宽范围的输入阻抗。因而，在两线连接方案中兼顾了电源的操作和定时电路。然而，当在其不使用中性线的一应用中对控制设备敷设导线时，两线连接是必需的。

与带电线、负载、以及中性线相连的控制设备通常被称为“三线”控制。当 AC 外部电源的中性线用于连接控制设备的一中性端时，获得了与相连的负载无关的电源和过零信息，由此提高了性能。在许多应用中，不使用 AC 外部电源的中性线。因此，需要可正确操作的一控制以作为两线控制或三线控制，由此使得控制可用在其具有更大灵活性的宽范围的应用领域中。

用于将诸如 AC 线电压这样的高压电源衍变成非绝缘的低压电源的现有技术使用诸如猫耳电源这样的电路。该系统可在线电压过零时或接近线电压过零时进行传导，以便对储能电容器进行重新充电。该系统通常在从线电压过零开始的大约 1 微秒范围内进行适当操作。时间窗之外的操作可消除电源中的过多电能。

相对于提供给相连 DC 负载的平均电流而言，猫耳电源具有相对高的波峰输入电流和较高的平均输入电流。当所提供的这种技术用于两线模式下的与相位控制调光器相连的电子低压 (ELV) 负载型时，该较高的平均输入电流存在一个重大的问题。需要将电源提供给低压控制电路，该电路具有流经高压负载的较低平均输入电流。同时，典型的现有电源具有相对低的效率，这样它们需要较高的平均输入电流以提供典型的现有调光器的电能需要。

照明控制设备的现有电源的另一个缺点就是：在电源随电源所传送的电流量而增加的过程中损失了电源。现代照明控制设备的趋势是包括多个特征和功能。这些特征和功能需要不断增加电源所传送的电流量。因此希望为照明控制设备提供一电源，该电源可有效的提供比可从典型的现有电源中所获得的电流更多量的电流，而无需损失与该现有电源有关的电能。

存在多种照明控制设备所遭受的故障条件，这些故障条件包括例

如过压条件和过流条件。过压条件是例如由于导通和断开相连的磁性负载附近以及相连的磁性负载、与平行导线相耦合的电容与急速瞬变负载一起运行、雷击等等所造成的。过流条件是例如由于短路负载超出了控制速率、故障导线等等所造成的。诸如 MOSFET 这样的半导体设备具有这样的局限性，即在无故障的情况下这样半导体设备可以耐得住多大的电压和电流。为了保护其使用这些半导体的控制设备没有故障，最好是不超出这些限制。为了保护这些设备，希望快速检测故障条件并快速对其做出反应。

与此相反，在正常操作下，将这些半导体设备的可传导与不可传导之间的转换速率控制为很慢。这些慢速率的转换例如用于限制负载的电压和电流波形以遵从放射性及传导性射频干扰（RFI）的限制，或者限制感应电力布线所造成的电压回响。然而，正常操作期间的慢速率转换非常慢以足以保护这些半导体设备。因此，需要这样一种保护电路，即该电路可使在故障条件下转换速率很快，同时在正常操作条件下半导体设备仍以较慢的转换速率进行操作。

#### 发明内容

本发明致力于电子控制系统中的一设备，该设备可允许两线或三线操作。根据本发明的方面，该设备采用了一高效电源，该电源可将电能提供其内配置有两线和三线的电子控制系统的操作电路。

根据本发明的另一个方面，该设备采用一检测器，该检测器对中性线连接的存在性进行检测并且为响应所检测到的中性线连接而输出了一信号以使得当不存在中性线连接时电子控制系统以两线模式进行操作并且当存在中性线连接时电子控制系统以三线模式进行操作。

根据本发明的又一个方面，该设备采用了一过零检测器，该检测器以两线和三线模式进行操作。在一实施例中，过零检测器包括一带电过零检测器、一中性过零检测器、以及一微处理器。该带电过零检

测器产生了一带电过零信号。该中性过零检测器产生了一中性线过零信号。该微处理器响应过零信号以使该设备以两线模式和三线模式中的一个模式进行操作。

根据本发明的又一个方面，该设备采用了一系统，当该系统对与负载相连的电子低压变压器进行操作时，该系统可使电子控制系统所接收到的过零信号稳定。

本发明的另一实施例致力于对电子控制系统中所使用的诸如象 MOSFET 和 IGBT 的半导体设备这样的可控传导设备进行保护。过压电路对处于不可传导状态的可控传导设备上的过压条件进行检测，并对可传导的可控传导设备进行控制以便除去过压条件。过流电路检测通过可控传导设备的电流何时会超过预定的电流门限值并对可控传导设备进行控制使其不可传导以确保其未超过可控传导设备的安全操作区。希望将保护电路输出配置成其可旁路并替代可控传导设备的正常控制路径并使得可控传导设备在可传导和不可传导状态之间快速的转换。

根据本发明的另一个方面，采用了锁存电路以即使在除去了故障条件之后也可使保护电路的结果一直有效。在由于一特定故障条件而断开了其他保护电路之后，利用锁定电路来防止断开一个保护电路。

结合随后的附图，从本发明的下述详细说明中可显而易见的得出本发明的上述及其他方面。

#### 附图说明

为了说明本发明，附图中给出了优选的实施例，然而，应该明白的是本发明并不局限于所公开的特定方法和手段。

图 1 给出了根据本发明的一示例性系统的高级别方框图；

图 2 给出了根据本发明的一示例性控制系统的方框图；

图 3 给出了根据本发明的一示例性控制系统的一部分的电路示意图；

图 4 给出了根据本发明的一示例性控制系统的另一部分的电路示意图；

图 5 给出了根据本发明的一示例性控制系统的另一部分的电路示意图；

图 6 给出了根据本发明的一示例性控制系统的另一部分的电路示意图；

图 7 给出了根据本发明的一示例性晶体管驱动器的简化方框图；

图 8 给出了根据本发明的一示例性过零检测器的简化方框图；

图 9 给出了根据本发明的一示例性控制电路的简化方框图；

图 10 给出了根据本发明的用于去除过零的误差度的一示例性系统的简化方框图以及示例性的定时框图；

图 11 给出了本发明所使用的一示例性负载的电路示意图；

图 12 给出了根据本发明的一示例性系统的方框图，该系统包括与高电压可控传导设备并联的一低压电源；

图 13 给出了一示例性的前相控制波形的方框图；

图 14 给出了一示例性的逆相控制波形的方框图。

## 具体实施方式

本发明的一实施例是指电子控制系统，并且尤其是指一照明控制器，该照明控制器可自动确定是以两线模式还是以三线模式进行操作（也就是说利用中性线连接进行操作还是无需中性线连接即可操作）。该控制器检测是否存在与电子控制系统相连的中性线并且因此调节其操作。电子控制系统可自动的选择并持续监控连接模式。一实施例致力于诸如照明控制器或调光器这样的电子控制系统；然而，本发明还可更广的应用于其他电子控制方面。

图 1 给出了根据本发明的一示例性系统的高级别方框图。在这里还被称为照明控制器或调光器的电子控制系统 100 最好是连接在诸如

AC 线电压这样的输入源与负载 200 的第一终端之间，该第一终端诸如其具有相连的照明负载的一白炽灯或电子低压（ELV）变压器。典型的 AC 线电压包括一个 120V、60Hz 的单相电源。AC 线还包括一个 220 至 240V、50Hz 的单相电源等等。

电子控制系统 100 包括一带电端、一微弱带电端、以及一中性端，该中性端可选的与 AC 线的中性线相连。AC 线的中性线还与负载 200 的第二终端相连。

电子控制系统 100 利用基于预定选择的前相控制或者逆相控制来控制流向负载 200 的电流。对于电子低压负载而言，希望利用逆相控制来进行操作，因为电子低压负载具有电容性输入阻抗。如果利用前相控制来控制电子低压负载，那么当电子控制系统的可控传导设备从不可传导转换为可传导时，大的顺态电流流动。

电子控制系统 100 检测中性线是否被连接并且因此而调节其操作。尤其是，如下更加详细的描述，微处理器监控检测器的输出，并且确定电子控制系统是利用两线模式还是三线模式来对相连的负载进行控制。

图 2 给出了一示例性的电子控制系统 100 的方框图，并且图 3、4、5 及 6 是一示例性的电子控制系统 100 的各部分的电路示意图。电子控制系统 100 包括一过零检测器 110、一过压保护电路 120、一过流保护电路 130、一外部电源 150、一输出电路 160、以及一微处理器 190。带电端和中性端与过零检测器 110 相连，并且将微弱的带电端提供给过压保护电路 120。

电源 150 最好是具有高效率的开关电源（例如其效率是大约 50% 以上）。更具体的说，参考图 3，在两线模式和三线模式下电源 150 提供了足够的能量。二极管 D1、D2、D60、D61 以及 MOSFET 本体的两



个二极管 Q101 和 Q102（在如图 5 所示的输出电路 160 中）形成了电源电流的全波桥以在 AC 线电压的两个半周期内流动。

在电子控制系统具有与 AC 线电压的中性线相连的中性端（三线模式）的情况下，电源 150 的总线电容 150 通过在 AC 线电压的负半周期内从经由带电线和中性线的 AC 外部电源中取得电流以及在 AC 线电压的正半周期内从经由带电线和负载的 AC 电源中取得电流来进行充电。在两线模式的情况下，当 AC 线电压的绝对值大于总线电容电压  $V_{BMS}$  并且可控传导设备是不可传导时，在两个半周期内通过负载来对总线电容 C10 充电。图 3 的二极管 D10 可防止总线电容 C10 通过其他的相连电路而放电。总线电容 C10 用作高压 DC 电源以向有效功率变换器提供电源以提供低电压 DC 以对电子控制系统的控制电路进行操作。

如下利用为大家所熟知的降压转换器拓扑结构来对有效功率变换器进行操作。有效功率变换器包括下述主要部件 U10、L10、C13 以及一调节电路，该调节电路包括主要部件 U11、Z10、及 R12。当流过电容 C13 的电压小于齐纳二极管 Z10 和光耦合器 U11 的 LED 二极管压降的串连组合所确定的电压门限值时，没有电流流过这些部件，由此断开光耦合器 U11 的光耦合晶体管。当断开了晶体管时，没有电流从控制器 U11 的使能管脚 4 流动到其电源管脚 2, 3（诸如由位于加利福尼亚州圣约瑟的 Power Integrations 公司所制造的 TNY253 IC），由此使得控制器 U10 开始转换以便使 C13 的输出电压电平升高。此后控制器 U10 导通其内部 MOSFET，由此使得电流通过电感线圈 L10 从漏极流动到源极并流入输出电容 C13。电感线圈 L10 的感应系数限制了该电流的上升速率。当内部 MOSFET 中的电流到达控制器 U10 内部所设置的门限值时，断开内部 MOSFET。电流继续绕着电感 L10、电容 C13、以及二极管 D11 所定义的回路流动，直到电感中的电流达到零。以控制器 U10 所设置的最大速率 44KHz 来重复该转换周期，直到流过电容 C13 的电压超过了齐纳二极管 Z10 和光耦合器 U11 的 LED 二极管压降

的串连组合所确定的电压门限值。当超过了该电压门限值时，电流开始流过这些部件，以便导通光耦合器 U11 的光耦合晶体管。当导通该晶体管时，由此使控制器 U10 的使能管脚 4 与源管脚 3 相连，并且根据控制器 U10 的操作而结束该转换。此外，利用使能管脚 4 来选择电源的运行模式或不运行模式。利用该管脚来限制电源在所选择的 AC 线电压半周期的时间内进行操作。因为转换型电源产生了电噪声，因此其有利于强制电源在对噪声反应敏感的其他电路不进行操作的时间内进行操作。

在包括有其使用高频转换变换器的电源的现有电子控制系统中，连接电源以直接从诸如 AC 线电压这样的低阻抗中获取电流。在本发明实施例的设备中，使用高频转换变换器的电源获取了流过负载的电流，该负载典型的具有高阻抗。

希望提供一过压电路 120 和一过流电路 130，该过压电路 120 和该过流电路 130 检测并对流过电子控制系统中的可控传导设备的一过压或过电流条件作出反应以便保护电子控制系统不会被损坏。

图 4 给出了一示例性的过压电路 120 和一示例性的过流电路 130 的详图。在开始时，通过限流电阻 R114、电压调节齐纳二极管 Z111、以及噪声去耦电容 C111 从 8V MOSFET 驱动轨  $V_c$  中获得参考电压  $V_{REF}$ 。希望是向 IC U110 中的比较器提供 8V 电源而不是 5V 电源以使急速弯曲 (sharp-knee) 5.6V 齐纳二极管用作检测电路对其进行比较的参考电压。已很好调节的参考电压可使检测电路的容许误差窗变紧。

图 7 包括一示例性输出电路的简化方框图。图 5 给出了一示例性输出电路 160 的详图。众所周知的是，可通过选择驱动电路的阻抗来控制 MOSFET 传导状态之间的转换速率。阻抗越高，转换速率越低。在正常操作期间，通过高阻抗路径 165 来驱动输出晶体管 Q101 和 Q102，并且在故障条件期间，通过低阻抗路径 162 (图 4) 来驱动输出

晶体管 Q101 和 Q102。微处理器 190 与高阻抗路径 165 以及保护电路 120、130 相连。保护电路 120、130 还与低阻抗路径 162 相连。当保护电路 120、130 检测到一故障时，激活低阻抗路径 162。当检测到一故障时，仅激活低阻抗路径 162。故障路径取代了高阻抗路径 165 所提供的正常路径。

在正常操作过程中，使用高阻抗路径 165。通过电阻 R103 和 R104 而导通晶体管 Q101 和 Q102，并且通过电子 R104 而使其断开。在正常操作期间，两个微处理器端口提供了对晶体的控制，这两个端口即就是 Gate Drive（栅极驱动）和 Gate Drive Complement（栅极驱动补偿）（如图 6 所示）。为了导通 MOSFET Q101 和 Q102，将 Gate Drive 驱动为高电平，由此可导通晶体管 Q100: B（如图 5 所示），由此可导通晶体管 Q100: A，该晶体管通过由电阻 R103 和 R104 的串联组合所设置的一阻抗而将 8V 提供给 MOSFET Q101 和 Q102 的栅极。当 Gate Drive 是高电平时，Gate Drive Complement 是低电平，由此使晶体管 Q123: B 断开，这样使从 8V 到电路公共端的电流路径开路。

为了断开 MOSFET Q101 和 Q102，将 Gate Drive 拉到低电平，由此使晶体管 Q100: B 断开，由此断开晶体管 Q100: A，使从 8V 轨到 MOSFET Q101 和 Q102 栅极的电流路径开路。将 Gate Drive Complement 驱动为高电平，导通晶体管 Q123: B，由此通过电阻 R104 而使 MOSFET Q101 和 Q102 的栅极放电。

在正常操作期间，通过高阻抗路径来驱动 MOSFET Q101 和 Q102 以减小 RFI 发射。在故障条件期间，通过低阻抗路径来驱动 MOSFET Q101 和 Q102 以使其快速关闭。

在正常操作期间，比较器 U110: A（过压保护电路（OVP）比较器）的倒相输入端上的电压小于 5.6V 的参考电压，这样该比较器 U110: A 的输出是高阻抗。该高阻抗可保持晶体管 Q111: A 处于断开并且

MOSFET Q101 和 Q102 未受影响。只要 MOSFET Q101 和 Q102 断开，则微处理器端口 OVP\_RESET（如图 6 所示）是低电平，由此断开了晶体管 Q111: B 并且可使检测器正常操作。

此外，比较器 U110: B（过压保护电路（OVP）比较器）的倒相输入端上的参考电压小于非倒相输入端上的 8V，这样比较器 U110: B 的输出是高阻抗，并且 MOSFET Q101 和 Q102 未受影响。二极管 DN111: 1 和 DN120: 1 使 MOSFET Q101 和 Q102 与保护电路 120、130 之间相隔离。

在过压故障条件下，因为流过 MOSFET Q101 和 Q102 的电压升高了，电阻 R110 和 R111 公共节点上的分压也是如此。当与比较器 U110: A 倒相输入端相连的该节点电压超过了参考电压  $V_{REF}$  时，将比较器 U110: A 的输出拉到低电平，由此可使晶体管 Q111: A 导通，由此通过由电阻 R129 所设置的低阻抗路径而将驱动电压提供给 MOSFET Q101 和 Q102 的栅极。低阻抗路径使得以比操作的正常模式期间更快的一速率来导通 MOSFET Q101 和 Q102。因为顺态电压大约是数千伏，因此由最大值是大约 8.6V 的二极管 DN110: 1 来安全钳位 OVP 比较器的输入电压。

即使在去除了故障条件之后，也可借助于二极管 DN111: 2 的反馈作用来锁存 OVP 电路 120。该反馈可使比较器 U110: A 的倒相输入端电压一直处于参考电压  $V_{REF}$  之上，由此可保持晶体管 Q111: A 导通。

通过暂时将微处理器端口 OVP\_RESET 驱动为高电平来清除对 OVP 的锁存，由此可使晶体管 Q111: B 导通并且驱动比较器 U110: A 的管脚 2 小于参考电压  $V_{REF}$ ，由此可将 U110: A 的输出驱动为高阻抗。

当断开一个保护电路时，为了防止在过压保护与过流保护之间出

现振荡情况，锁定其他保护电路。当激活了过压保护电路 120 时，通过二极管 DN120 来使过流保护电路 130 不能正常工作。当激活了过压保护电路 120 时，DN120 的正极大约是 7.4V，并且即使断开了过流保护电路 130 以将其非倒相输入端拉到低电平，也可保持过流保护比较器 U110: B 的非倒相输入端足够高于此参考电压  $V_{REF}$ 。这可有效的使过流保护比较器 U110: B 不能正常工作。

在过电流故障条件期间，因为通过 MOSFETs 的电流增加了，因此流过电阻 R109（在输出电路 160 中）的电压增加了。因为该电压接近 0.6V，因此根据电流流动的方向而导通晶体管 Q120: A 或者 Q120: B。晶体管 Q120: A 或者 Q120: B 的导通将会将比较器 U110: B 的非倒相输入端拉到比参考电压  $V_{REF}$  低，由此将比较器的输出转换到低电平。该低电平输出通过二极管 DN120: 1 及电阻 R128 而很快断开 MOSFET Q101 和 Q102。由电阻 R124 和 R121 以及电容 C120、C121 和 C122 来过滤噪声。

即使在清除了故障条件之后，也可借助于二极管 DN120: 2 的反馈作用来锁存过流保护电路 130。该反馈可使比较器 U110: B 的非倒相输入端电压一直处于参考电压  $V_{REF}$  之下，由此可保持输出低电平。当 Gate Drive Complement 变成高电平、导通了晶体管 Q123: B（在输出电路 160 中）、由此而导通了晶体管 Q123: A 时，对过流保护电路进行复位，由此可将比较器 U110: B 的非倒相输入端驱动到 8V 并可清除锁存。

当激活过流保护电路 130 时，通过二极管 DN110 来使过压保护电路 120 不能正常工作。当过流保护比较器 U110: B 的输出变为低电平时，将过压保护比较器 U110: A 的倒相输入端拉到大约 0.8V，由此可防止激活过压保护电路。

电压比较器 U110: A 和 U110: B 提供了较快的反应速度和准确

度并且在很宽的温度范围内也可正常工作。每个比较器具有大约  $1.5\ \mu\text{s}$  的特定典型响应时间以及大约  $5\text{mV}$  的过驱动。在  $25^\circ\text{C}$  输入补偿电压具有大约  $2.0\text{mV}$  的特定典型值。由其输入来驱动电缆线的比较器的输入至输出响应时间大约是  $90$  毫微秒。在过流保护电路 130 中，从输入  $V_{\text{REF}}$  穿过 MOSFET 的 90% 断开点的时间被测定为大约是  $3.5\ \mu\text{s}$ 。在过压保护电路 120 中，从输入  $V_{\text{REF}}$  穿过 MOSFET 的 90% 打开点的时间被测定为大约是  $2.0$ 。

图 8 给出了一示例性过零检测器 110 的简化方框图。过零检测器 110 包括一带电过零检测器 112 和一中性过零检测器 115。该带电过零检测器 112 提供了一带电过零检测信号。当中性端与中性线相连时，该中性过零检测器 115 提供了一中性过零检测信号。微处理器 190 监控检测器 112 和 115 的输出。如果微处理器 190 检测到一中性线过零检测信号，确定该连接是三线连接并且激活三线模式，在该模式中来自中性检测器 115 的中性过零检测信号用于定时。否则，确定该连接是两线连接并且激活两线模式，在该模式中来自带电检测器 112 的带电过零检测信号用于定时。

就过零检测器 110 而言，通过连接在带电端与电路公共端之间的带电过零检测器 112 实现了该过零检测器 110 的一例子，图 3 给出了该过零检测器 110 的详图，用在两线模式中的过零检测器 110 产生了带电过零检测信号。电路公共端通过 MOSFET Q102 本体的二极管而与微弱带电端相连，并且通过 MOSFET Q101 本体的二极管而与带电端相连。在 AC 线电压的正半周期内电路公共端具有与微弱带电端相同的电位，并且在 AC 线电压的负半周期内具有与带电端相同的电位。电阻 R63 和 R64 对带电端与电路公共端之间的电压进行分压。当所分的电压达到大约  $0.6\text{V}$  时，导通晶体管 Q60: A，由此将处于正常逻辑高电平的微处理器端口 HOT\_ZC（如图 6 所示）拉到电路公共端。微处理器检测该转换并且由此获得了过零定时信息。在检测器 112 中，电容 C61 是噪声去耦电容器。

当电子控制系统的中性端与中性线相连时，希望从连接在中性端与带电端之间的中性过零检测器中获得过零定时信息，以这种方式获得过零定时信息，这与相连的负载无关并且这不受负载变化的影响，其中负载变化特别在磁性负载或者容性负载的情况下可导致过零时间偏移。此外，即使当电子控制系统将所有线路功率提供给负载时，也可获得过零信息。当将所有的功率传送到负载 200 时，带电过零检测器 112 不产生一信号，因为带电端和微弱带电端的电位基本上是相同的，并且由此在带电端与电路公共端之间基本不存在电压。

中性线过零检测器 115 以与带电过零检测器 112 相同的方式创建了转换，但是输出信号与微处理器端口 NEUT\_ZC 相连。中性线过零检测器 115 使用了带电过零检测器 112 未使用的两个二极管：二极管 D60，当电路公共端与带电端的电位相同时，该二极管 D60 通过阻挡电流来保护晶体管 Q60：B 的基极发射结不超过其规定的反向电压；以及二极管 D61，当 MOSFET Q101 和 Q102 是不可传导时，该二极管 D61 阻挡来自带电端的电流，不希望该二极管 D61 在正半周期内触发中性线过零检测器 115。微处理器 190 可以是诸如如图 6 所示的摩托罗拉 MC68HC908AB32 这样的任意类型的微处理器。

上述过零检测器将过零定时信息以及中性线连接信息提供给微处理器。可提供单独的与上述过零检测器相分离的中性线连接检测器。中性线连接检测器的主要功能是指示存在有中性线连接。中性线连接检测器还可将有关于是使用两线模式还是使用三线模式这样的信息提供给微处理器。可以使用其它类型的中性线连接检测器，诸如机械检测器，其中机械传感器检测中性线的存在并向微处理器提供有关中性线连接状态的信息。可利用手动开关或者诸如 DIP 开关这样的一组开关来手动的指示存在有中性线连接。

图 9 给出了一示例性控制电路的简化示意图。当中性线被连接时

（即在三线模式中），该控制电路通过中性端来对总线电容 C10 充电。通过起始于带电端、中性端、或微弱带电端的多个路径来对电容 C10 充电。通过带电端经由二极管 D2、通过中性端经由二极管 60, 61、以及通过微弱带电端经由二极管 D1 来对电容 C10 充电。

典型的现有两线电子控制系统通过使可控传导设备在每个 AC 线电压半周期的一个选定部分内可传导来控制传送到负载的功率。在所希望的 AC 线电压过零的时间之前，使电路打开检测窗以接收过零信号。当接收到过零信号时，电子控制系统与 AC 线电压相同步，并且由此可控传导设备的传导性与所接收到的过零信号相同步。

对于在两线模式中进行操作的电子控制系统而言，当负载阻抗主要是阻性时，该控制技术可很好的工作。当电子低压照明负载使用了该技术时，则由于电子低压变压器的多元输入阻抗而产生了一个问题。典型的电子低压变压器通过以高频来限幅提供其输入端的电压并且通过高频变压器来降低所限幅的电压而进行操作。该电路根据输入到电子变压器中的电压来以不同模式执行该限幅作用。当输入电压是低电平时，典型的不到大约 60V，那么限幅电路不运行并且变压器的输入阻抗很高，并且当停止了限幅作用时电子变压器的输入电容保持变压器上的电压实际值。当线电压达到大约 60V 时，限幅电路开始运行并且输入阻抗实质上跌至相连电灯负载所具有的负载。此外，在限幅器不运行期间，通过经由电子控制系统的任意漏泄路径而很容易的对输入电容充电。因为漏泄电流是变化的并且是基于多个参数的，因此电子变压器的输入电容的充电变化剧烈。这导致了在 AC 线电压半周期开始时电子低压变压器的输入电容电压是易变的，这足以导致在半周期至半周期起始时的电子低压变压器操作的初始条件发生变化。该变化对诸如照明控制器这样的典型两线相控电子控制系统的过零检测电路有影响，以至过零信号不稳定。过零信号的不稳定性会造成可控传导设备的传导时间的不稳定性，并且由此造成了相连电灯负载的闪烁效应。



为了使适用于两线模式的过零信号稳定以使电子控制系统对电子低压变压器进行操作,需要在接近 AC 线电压半周期的过零时稳定电子低压变压器输入电容的初始电压条件。已发现这是通过使得在 AC 线电压半周期的过零时间附近存在很短时段的传导而实现的。在一个实施例中,对电子控制系统中的可控传导设备进行控制以使其在 AC 线电压过零之前的大约 1 毫秒时的大约 200 微秒期间是可传导的。当 AC 线电压的绝对值很低时这个短时段的传导将电子低压变压器的输入电容复位到一贯的起始条件并且由此使电子控制系统所接收到的过零信号稳定。

图 10 给出了根据本发明的用于消除过零信号不稳定性的一示例性电路的简化框图以及示例性的时序图。

对于两线操作而言,对输出电路 160 的晶体管 Q101 和 Q102 进行控制以使其在每个 AC 线电压半周期的预定点时且在微处理器打开过零检测窗之前的预定时段内是可传导的。对于三线操作而言,晶体管 Q101 和 Q102 最好是通过 AC 线电压过零时间时仍保持可传导。

负载 200 (诸如如图 11 中的电路框图所示的电子低压变压器)与电子控制系统 100 相连。负载 200 包括要对其充电的电容 C1、C2,并且这些电容上的电压影响电子低压变压器的操作以及电子控制系统 100 所接收到的过零信号。在两线模式中,通过对经由调光器( $V_{\text{DIMMER}}$ )而从带电端至微弱带电端的压降进行测定来检测 AC 线电压的过零。然而,当 MOSFET Q101 和 Q102 诸如在 AC 线电压过零之前的时间期间是不可传导的,那么流过调光器的压降等于 AC 线电压( $V_{\text{LINE}}$ )减去流过负载 200 ( $V_{\text{LOAD}}$ )的压降。因为泄漏电流通过了调光器,因此电容 C2 可朝着负载 200 的双向击穿二极管所确定的击穿电压的方向进行充电。这使得调光器电压  $V_{\text{DIMMER}}$  小于该调光器其他时的电压。不希望的是,从一个过零检测窗到下一个过零检测窗时负载电压  $V_{\text{LOAD}}$  不是

始终如一的。这个问题本身表现为用户所不希望的灯光闪烁，尤其当灯光昏暗时在其低端出现了灯光闪烁。

因此，如前所述的，为了消除两线模式中的这个问题，对晶体管 Q101 和 Q102 进行控制以使其在预定时段内（例如最好是大约  $200\ \mu\text{s}$ ，更好的是大约  $250$  至  $300\ \mu\text{s}$ ）是可传导的（FET 栅驱动高），并且将其控制为在下一个过零检测窗开始之前是不可传导的。对晶体管 Q101 和 Q102 进行控制以使其在线电压足以击穿负载 200 的双向击穿二极管时是可传导的。对晶体管 Q101 和 Q102 进行控制以使其在过零检测窗开始之前是不可传导的。在将晶体管 Q101 和 Q102 控制为不可传导之后，微处理器 190 启动或开始一过零检测窗并且开始对过零检测器 110 的过零信号进行监控。最好是，在过零信号是所期望的信号之前的大约 1 微秒打开过零检测窗并且在打开之后的大约 2 微秒关闭该过零检测窗。

当一组目标电子变压器使用了电子控制系统 100 时，由预期效果来确定为了消除过零信号的不稳定性而将 MOSFET Q101 和 Q102 控制为在一时间段内是可传导的这段时间段的最短时间。也就是说，在线电压电平足够高时，MOSFET 在足够长的时间段内是导通的，以便这组目标电子变压器中的控制电路击穿为可传导的，由此在从一个过零检测窗到下一个过零检测窗时可使流过负载的电压恢复为一不变值。由多个因素确定了为了消除过零信号的不稳定性而将 MOSFETs Q101 和 Q102 控制为在一时间段内是可传导的这段时间段的最长时间，这些因素诸如是由电子低压变压器所驱动的任何电灯所输出的可见光效果以及 MOSFET 中的转换及传导损耗。例如，允许越长的 MOSFET 保持可传导，则越有可能的是电流流过负载或者灯光输出可增加到所希望的程度之上。

微处理器 190 监控供电频率并确定在哪里打开下一个过零检测窗。最好是，在下一个所期望的 AC 线电压过零之前的其是所测定的

AC 线电压半周期时段的大约 10% 的一时间时打开过零检测窗。如上所述的使过零信号稳定的优点在于还可通过消除流过电子低压变压器的电子控制系统的泄漏电流的影响来提高在三线模式中进行操作的电子控制系统的操作，该泄漏电流对电子控制系统的控制电路会产生不利影响。此外，因为在电子控制系统的三线模式操作中过零信号来自带电端和中性端，因此可控传导设备在通过 AC 线电压过零的时间时仍保持可传导，同时实现了上述过零稳定性的有利效果。

因此，对于两线和三线实现过程而言，最好是无需考虑负载即可对过零基准进行复位。这可清除始终如一的过零基准。

图 12 给出了与可控传导设备 Q101、Q102 并联的一示例性高频开关电源的简化框图。电源 150 通过利用开关转换器而获得了流经高压负载 200 的低电流以有效的将流经可控传导设备 Q101、Q102 的高压转换成低压电源。本实施例包括开关转换设备与一对高压可控传导设备的并连组合。图 12 中的 MOSFET Q101 和 Q102 表示高压可控传导设备。由低压电源 150 所供以动力的控制电路来驱动该设备 Q101、Q102 的栅极。在这种情况下，这种组合系统控制一个或多个电子低压变压器（负载 200）。

为了进一步对本发明各方面进行描述，传统的用于两线模式调光器的线性调节器猫耳电源通常是大约 10% 有效的作用于将高压电源转换成低压负载（即控制电路），然而本发明的电源具有 75% 的效率。因为电子控制系统需要大概 50 至 100mV 的电源以对其控制电路进行操作，因此在电源中消耗了大约 0.5 至 1 瓦特的功率。一般来说，这不是显著的问题。然而，猫耳电源低效这是因为最高峰值电流以及平均输入电流成为了给定平均输出电流的电源。通常，成为猫耳电源的峰值电流至少是平均输出电流的 10 倍。在两线模式调光器的情况下，由流过相连负载的猫耳电源所得到的峰值电流使得负载产生了可听噪声，尤其是当期望负载不具有流过其的大电流时负载处于断路状态。

当直接通过电子低压变压器时的猫耳电源的高平均电流造成了由于如上所述的过零信号的变化而产生的闪烁。此外，因为输入电源与输出电源间的差值增加了，因此猫耳电源的效率降低了。因此，其根本局限性在于在过零之后在大约 AC 线电压的第一个 1 毫秒之后才能操作猫耳电源。因此猫耳电源的可用传导时间的局限性使得如果需要稍微增加平均输出电流，那么输入峰值电流则明显上升。

与现有电源的缺点大不相同，本发明的电源具有很多优点。电源效率最好是大约 75%。因此，对于电源的给定供电要求而言，本发明电源的平均输入电流以及峰值输入电流明显的小于现有电源（例如猫耳电源）的平均输入电流以及峰值输入电流。当对电子低压变压器型负载进行操作时，这些较低的输入电流尤其有利。实际上，即使其效率是 50% 电源也呈现出显著的改善。另外，该效率是合理的，而与电源的输入电源与输出电压之间的差值无关。因此，本发明的电源并不局限于 AC 线电压过零时间左右的操作，而现有猫耳电源局限于 AC 线电压过零时间左右的操作。实际上，本发明电源的一个优点在于在 AC 线电压半周期整个期间内都可取得输入电流。

本发明的电源最好是使用降压转换器，该转换器可实现电压的逐步下降。也可采用其他有效高频转换调节器，这对于本领域的普通技术人员来说显而易见的。其他这种配置可以是逆向变换器。

在不脱离本发明的精神和范围的情况下，本发明具体表现为适当计算机软件的形式、或者适当硬件的形式、或者适当软件和硬件相结合的形式。另外，对于相关的公众而言，这种硬件和/或软件是显而易见的。此外，这里不必进一步对这种硬件和/或软件进行详细的说明。

尽管这里参考特定实施例进行说明和描述，然而本发明并不局限于所示的详细描述。而是，在权利要求等价体的范围之内且在不脱离本发明的情况下可做出各种修改。

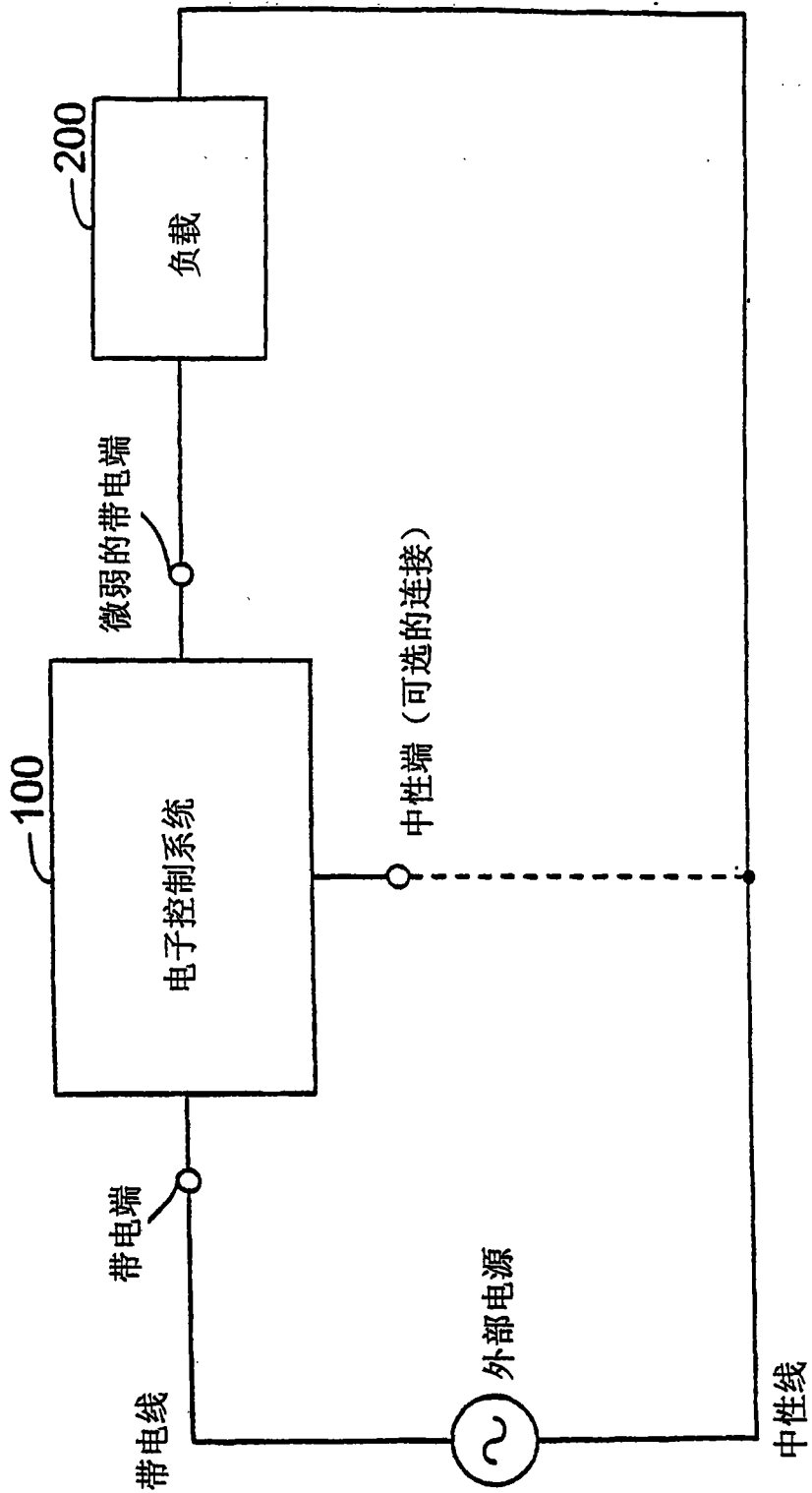
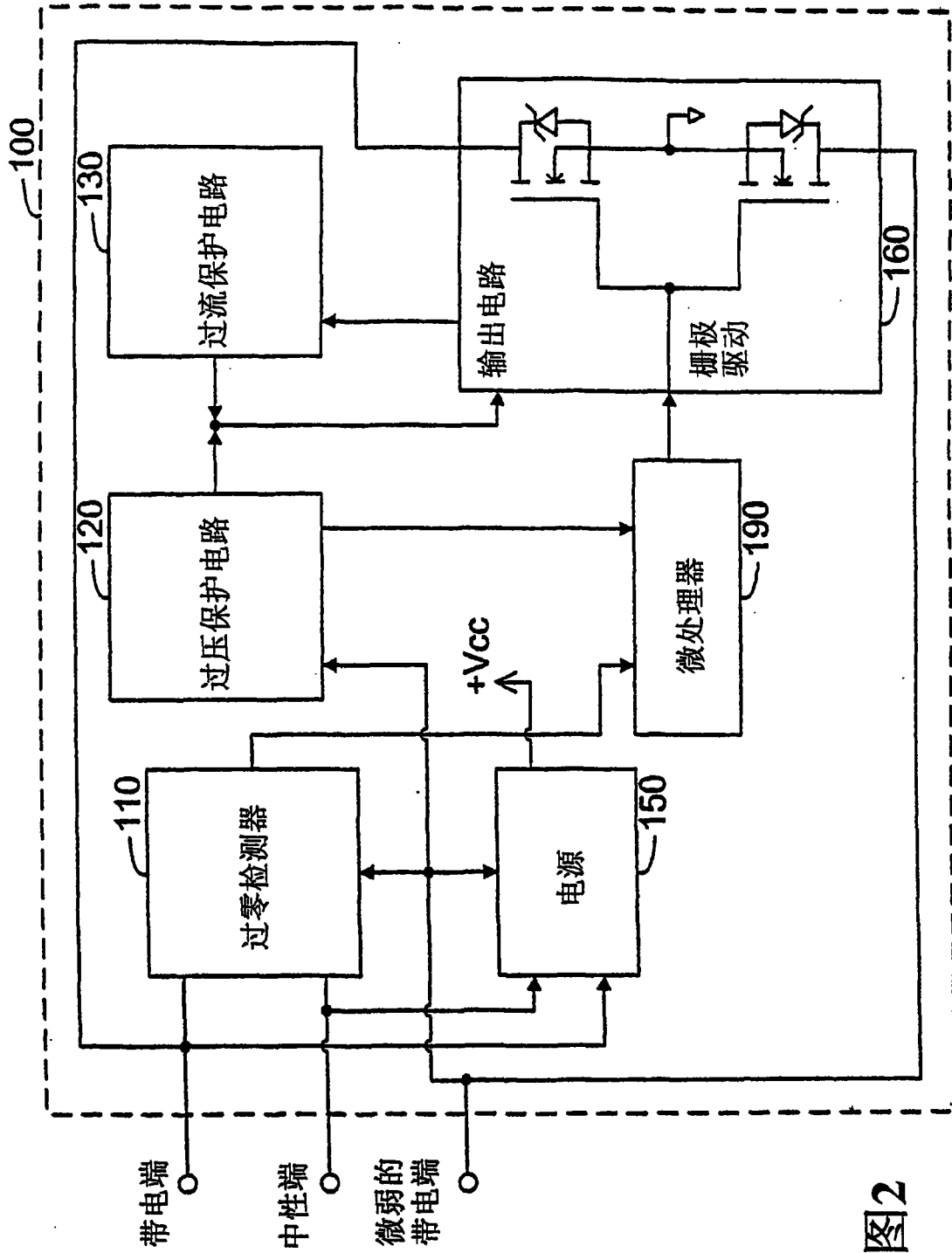
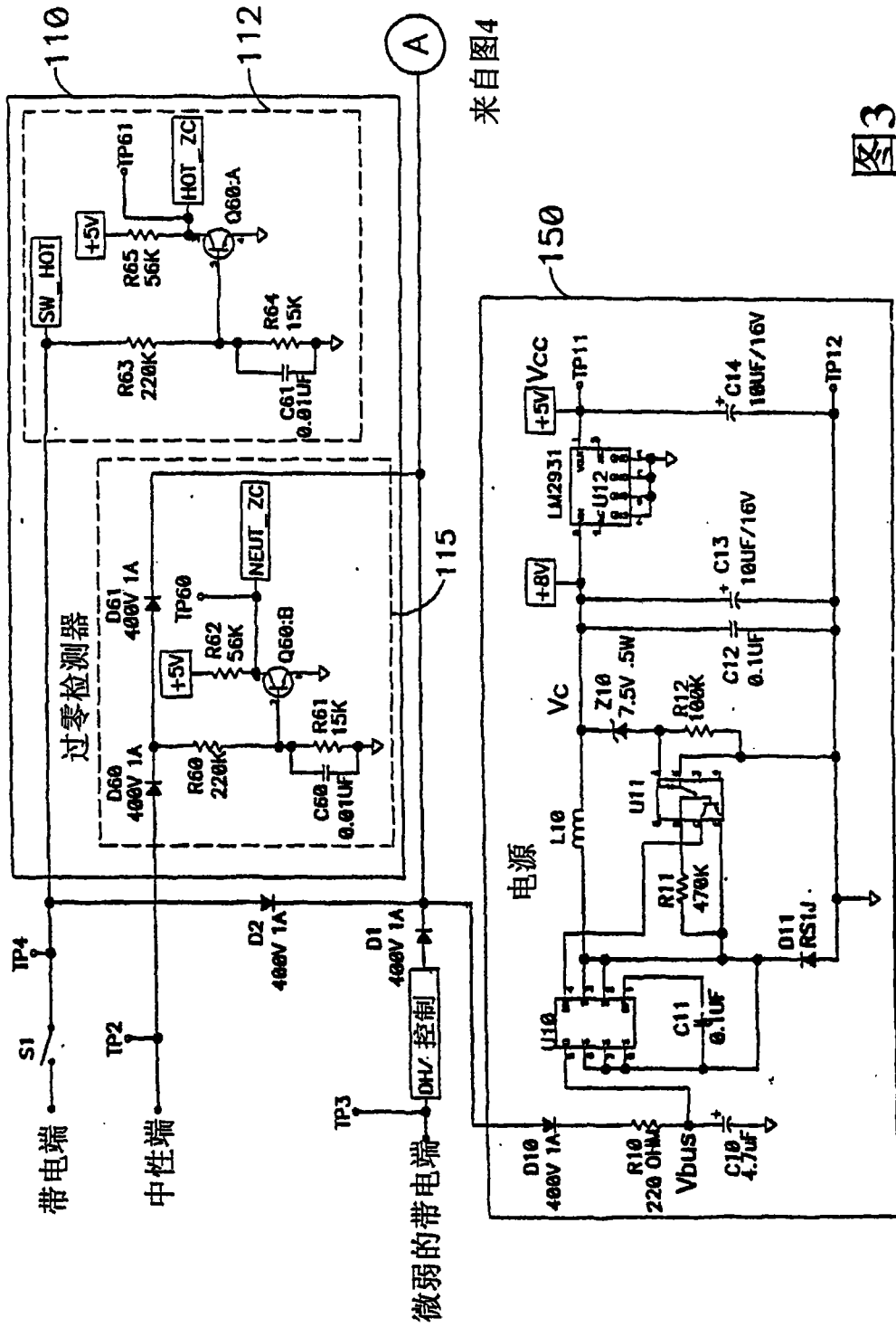


图1





来自图4

图3

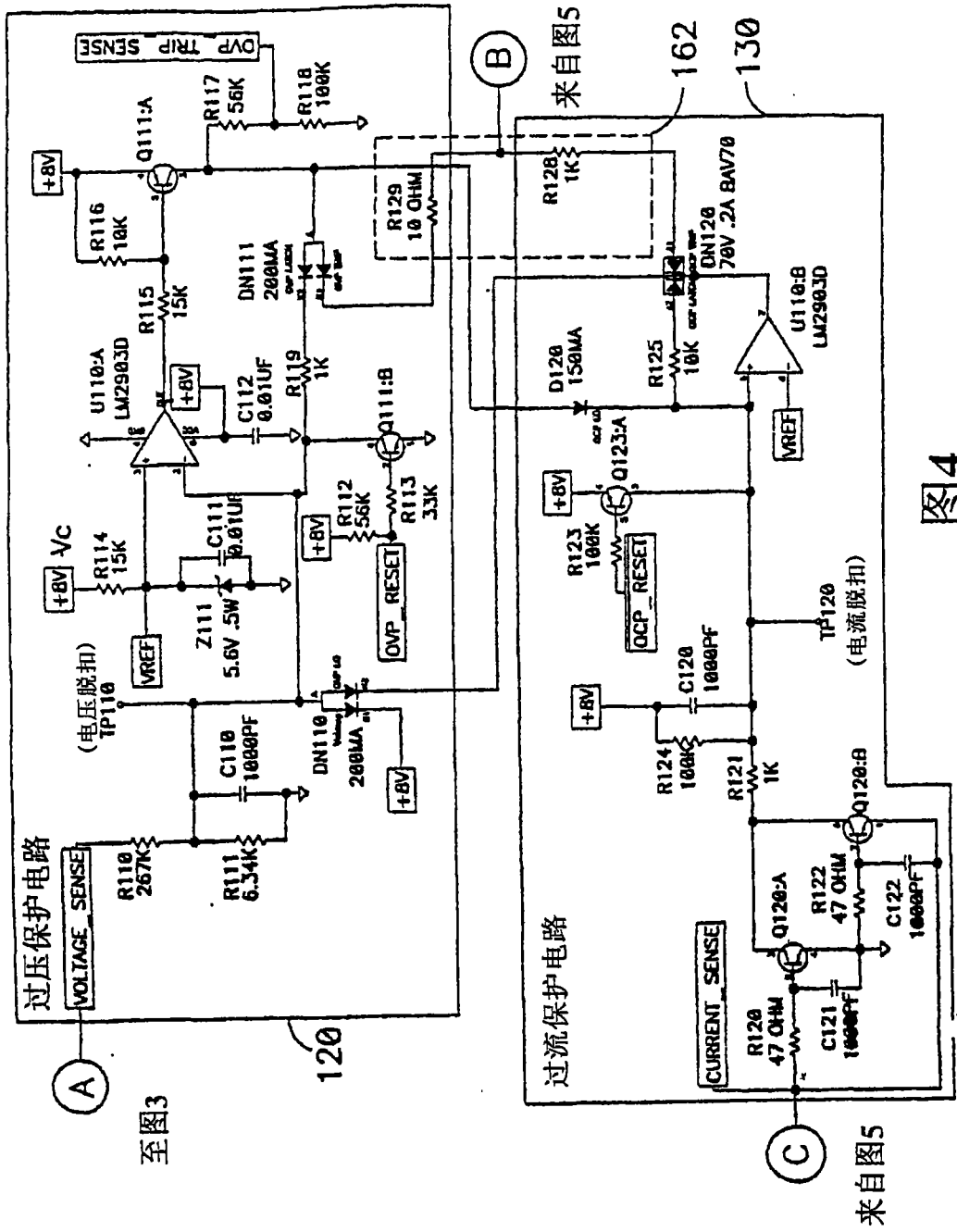


图4

至图3

来自图5

来自图5



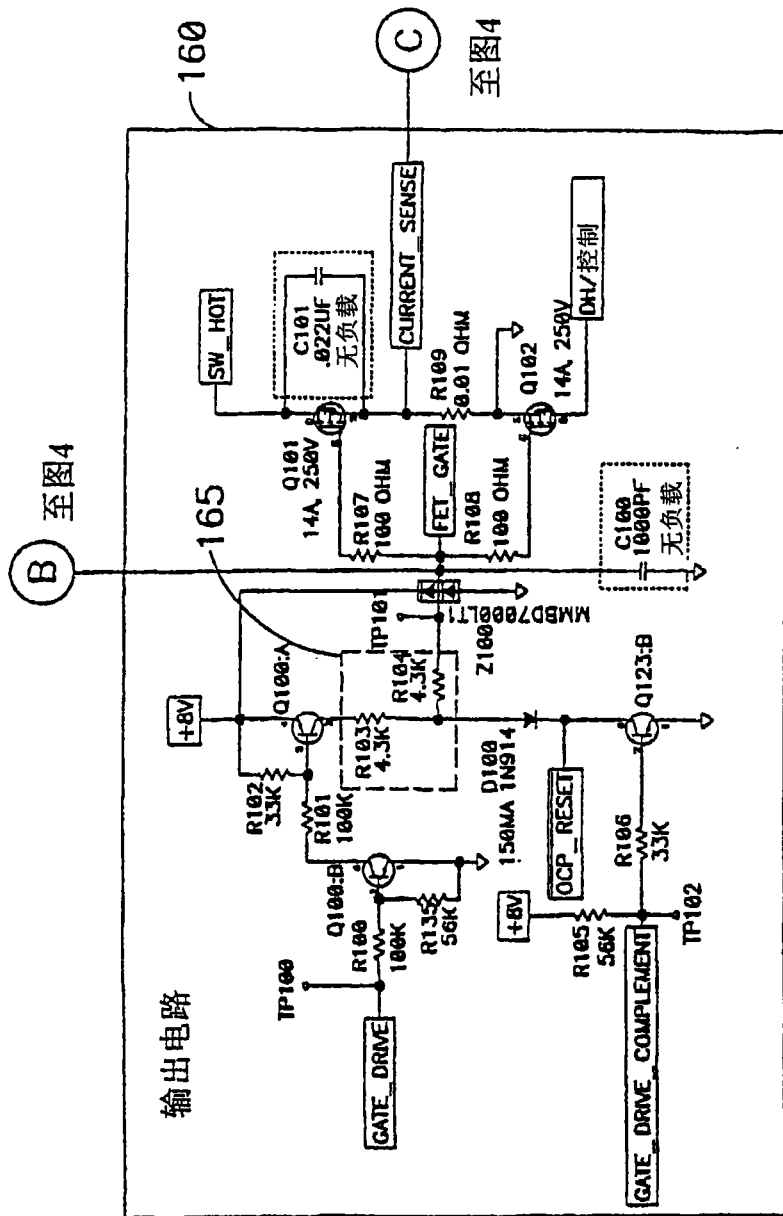


图5

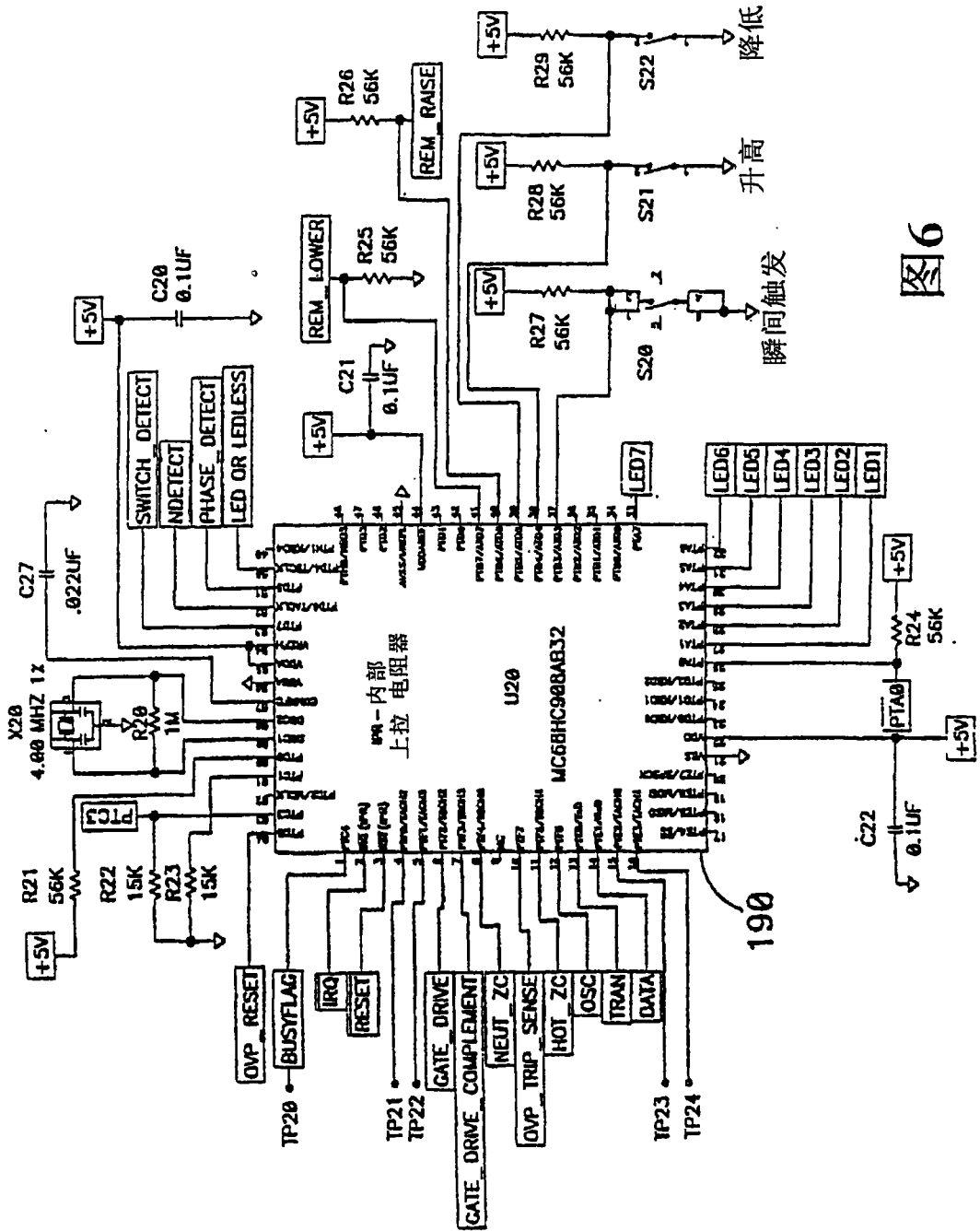


图6

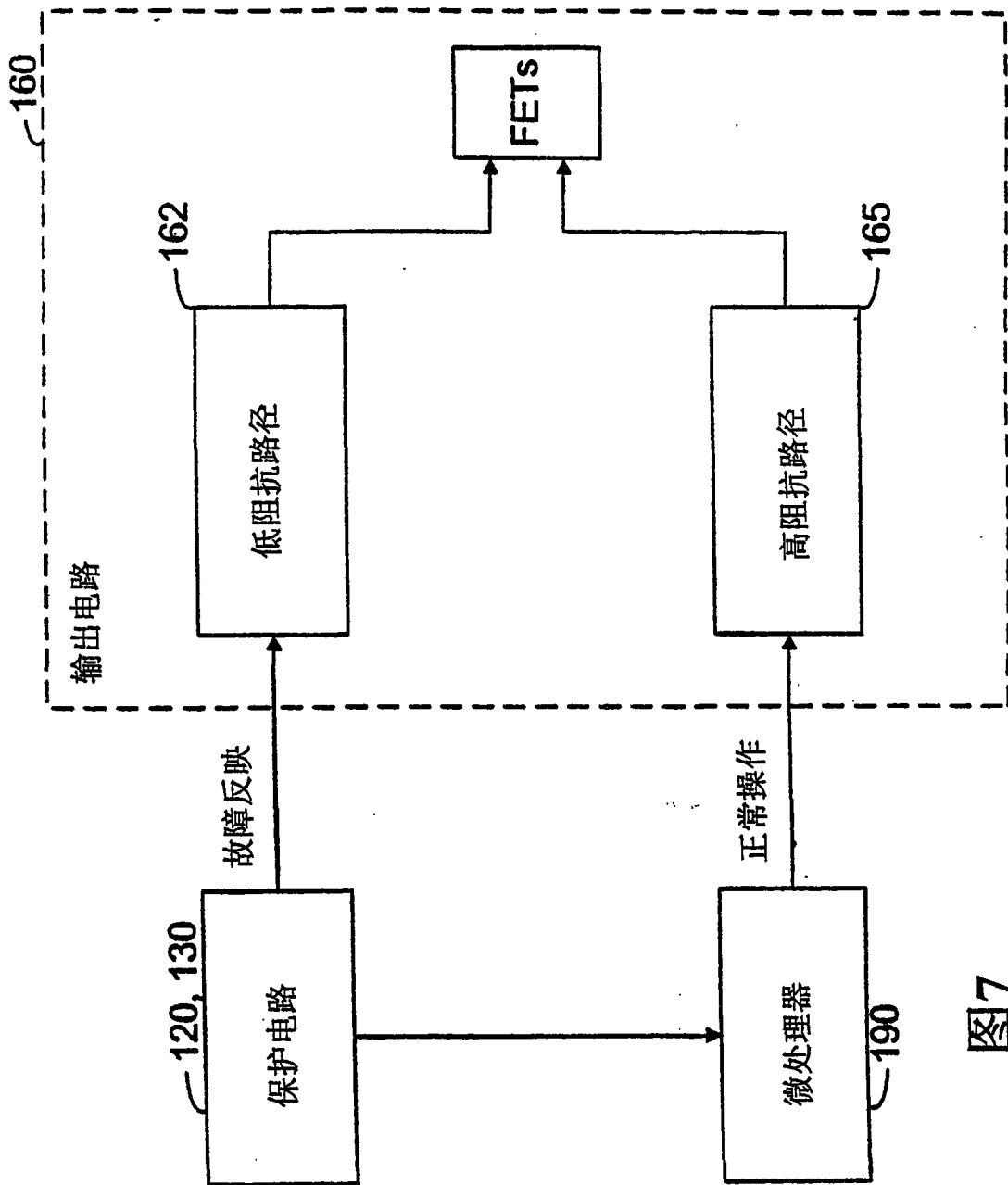


图7

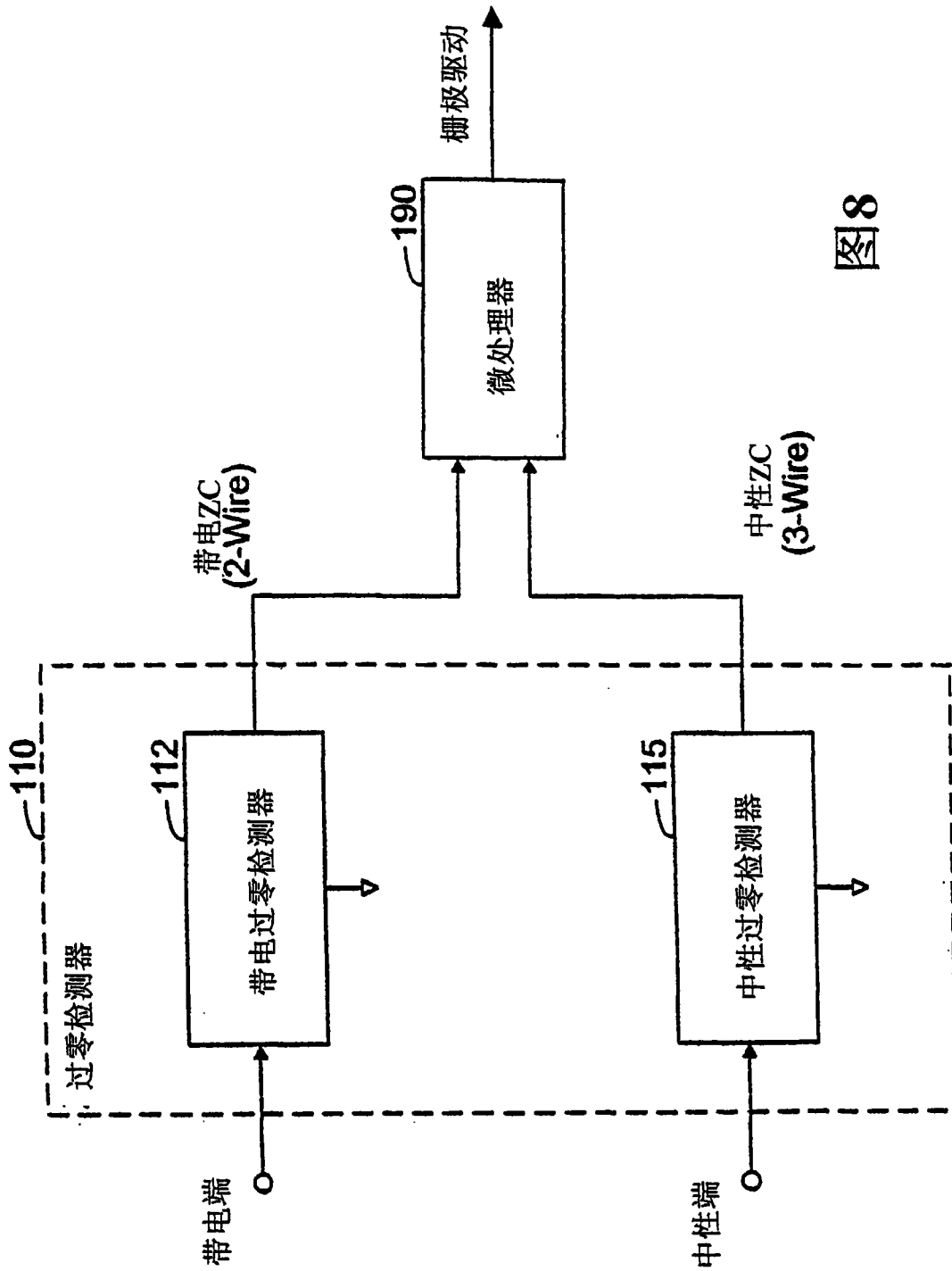


图8

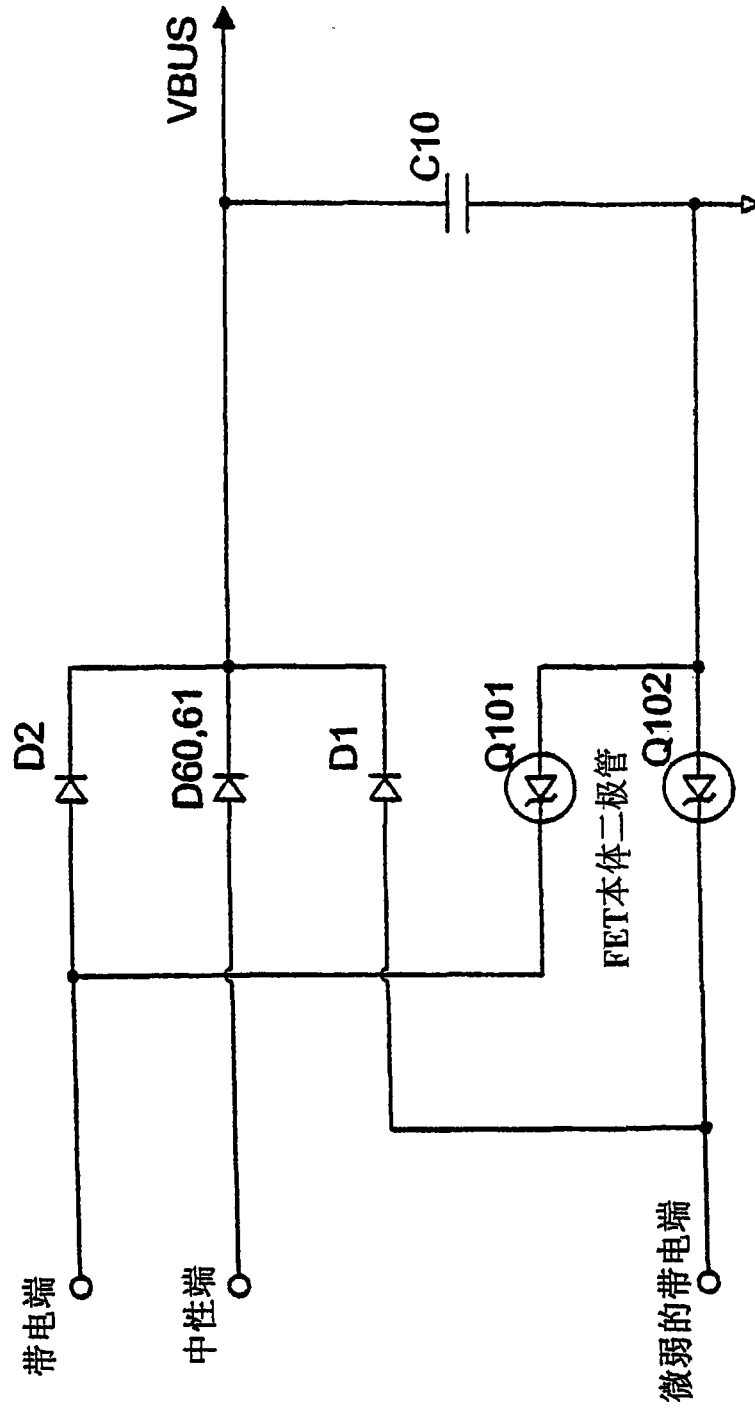


图9

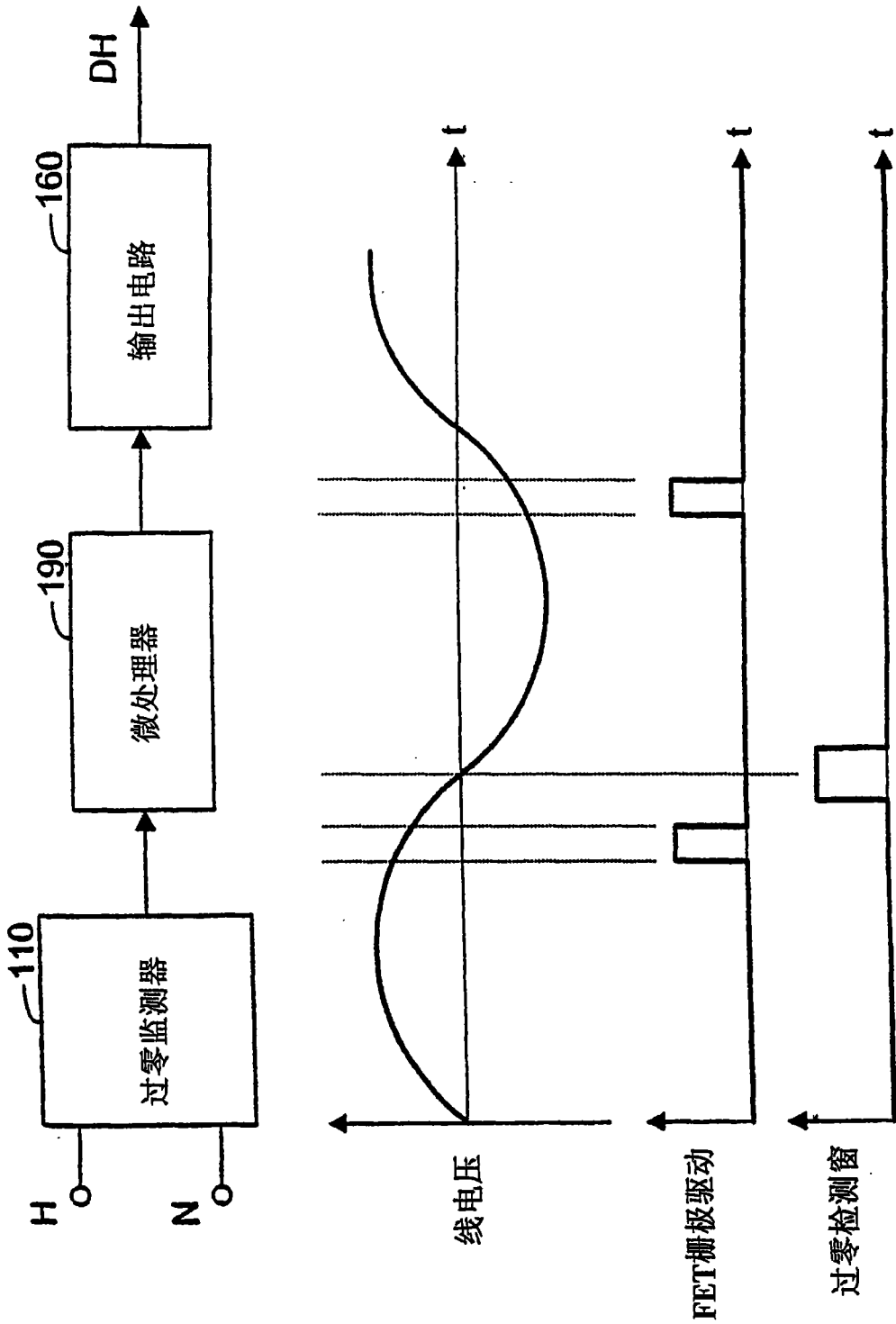
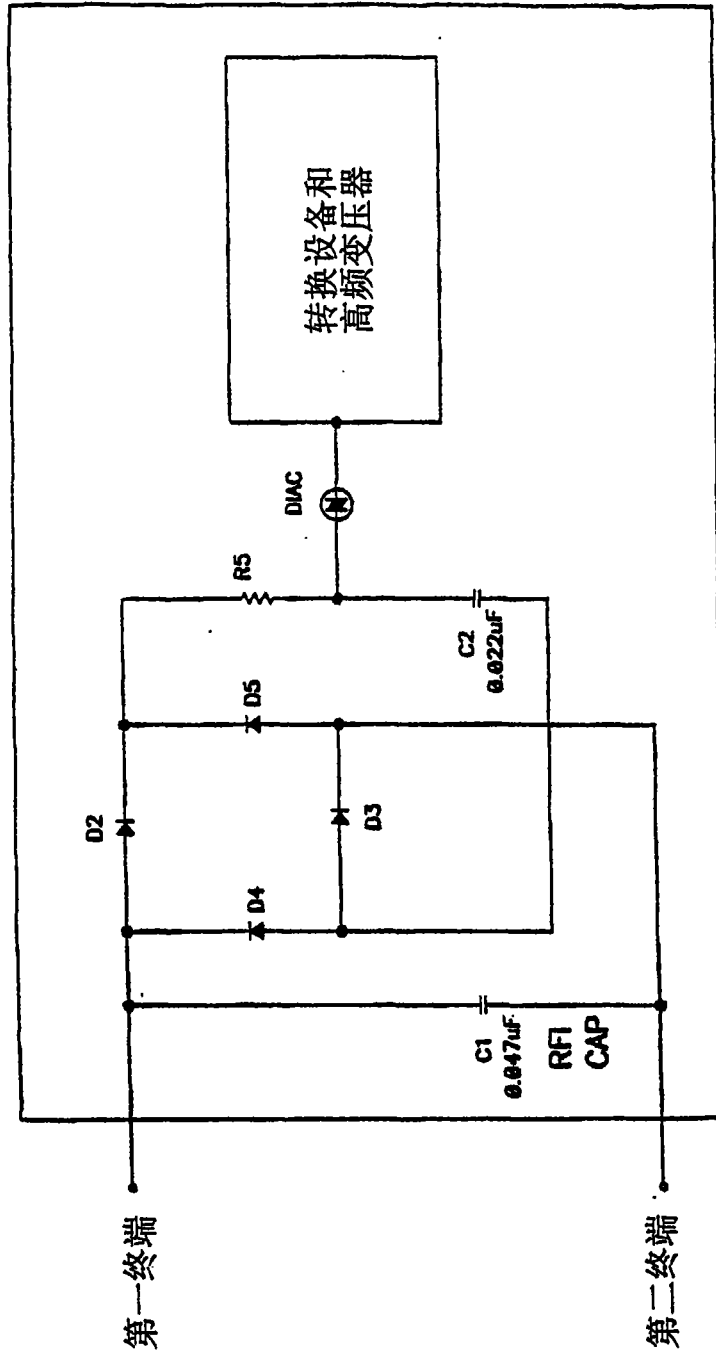


图10



200

图11

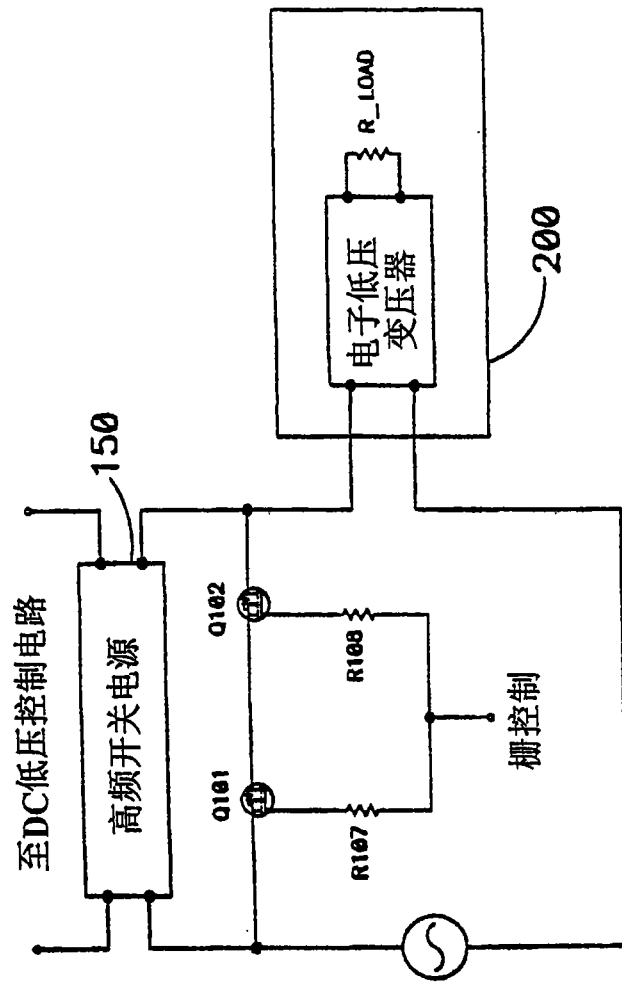


图12



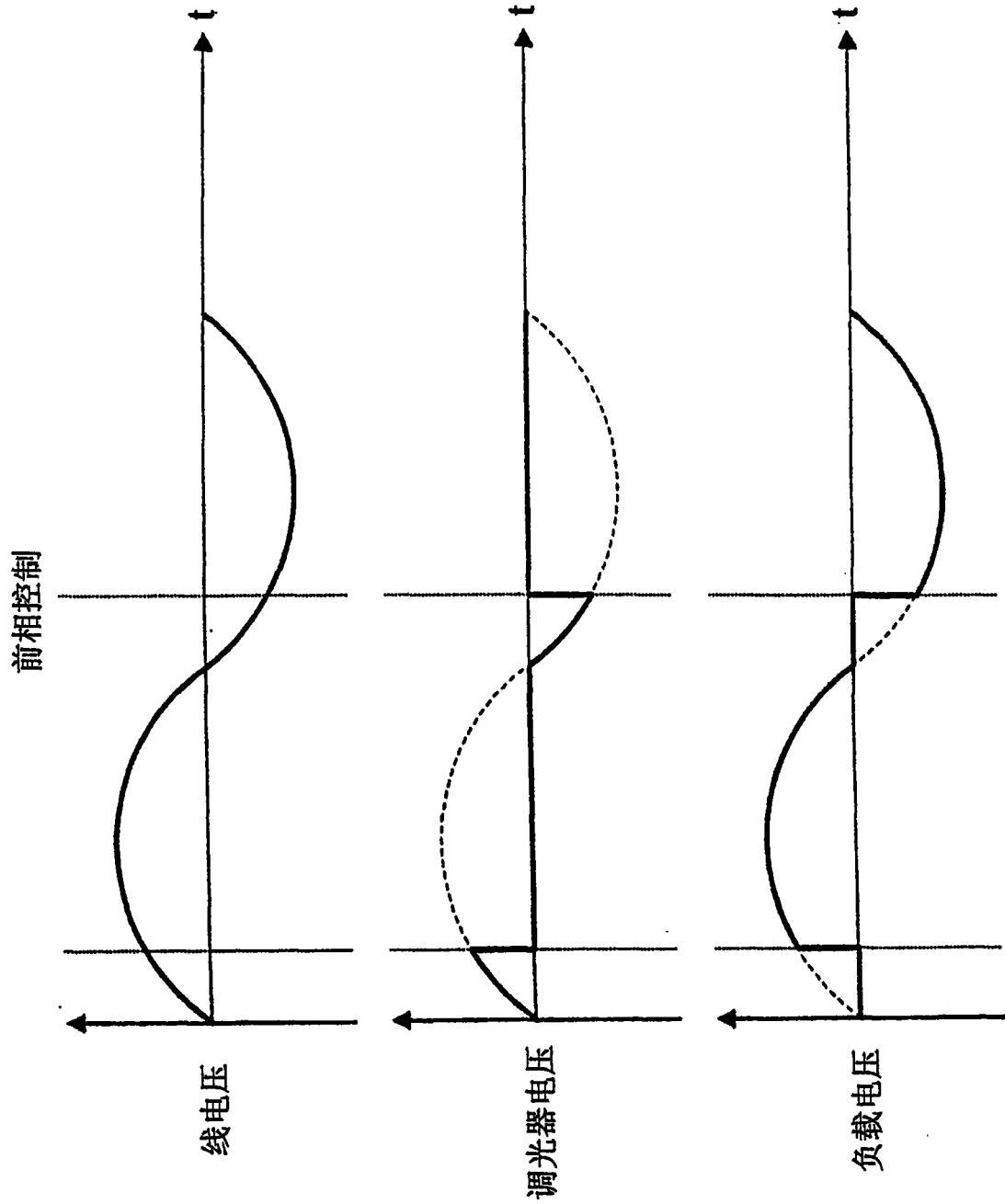


图13

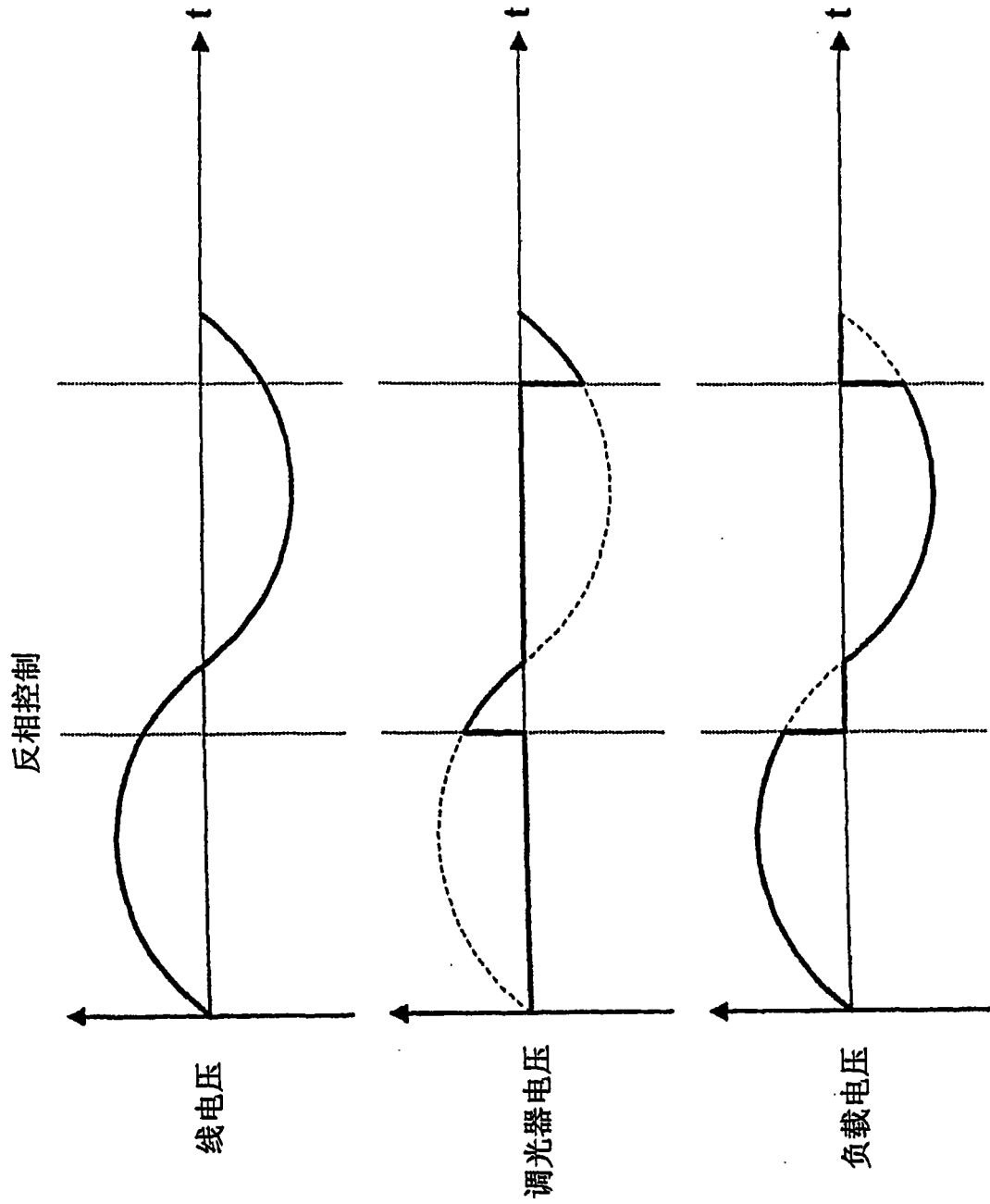


图14