

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl<sup>7</sup>

H05B 39/04

H05B 41/38



# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03809530.0

[43] 公开日 2005 年 8 月 3 日

[11] 公开号 CN 1650674A

[22] 申请日 2003.3.25 [21] 申请号 03809530.0

[30] 优先权

[32] 2002.3.25 [33] AU [31] PS1312

[86] 国际申请 PCT/AU2003/000365 2003.3.25

[87] 国际公布 WO2003/081961 英 2003.10.2

[85] 进入国家阶段日期 2004.10.28

[71] 申请人 奇胜集成系统控股有限公司

地址 澳大利亚南澳大利亚

[72] 发明人 詹姆斯·罗伯特·温德森

[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

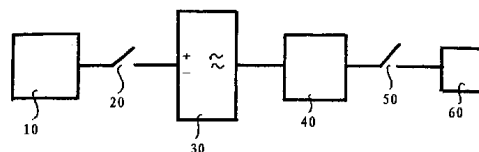
代理人 李德山

权利要求书 2 页 说明书 16 页 附图 5 页

[54] 发明名称 改善的调光器电路装置

[57] 摘要

公开了一种调光器电路装置，包含了用于控制传递电流到负载(60)的双向三极管开关(50)的运行的第二控制电路(40)，和用于控制控制负载电压上升速度的 IGBT 功率半导体开关(20)的运行的第一控制电路(10)。第一控制电路也控制第二控制电路的运行。



ISSN 1008-4274

1、一种用于控制到负载的功率传递的调光器电路，调光器电路包括：

用于控制第一开关的第一控制电路；以及

用于控制第二开关的第二控制电路；其中

上述的第一控制电路还控制上述的第二控制电路的运行。

2、根据权利要求1的调光器电路，其中上述的第一开关和上述的第二开关被整流电路隔开。

3、根据权利要求2的调光器电路，其中上述的第一控制电路经由上述的整流电路控制上述的第二控制电路。

4、根据权利要求3的调光器电路，其中上述的第二控制电路通过感测跨上述整流电路的电压从上述的第一控制电路获取控制信号。

5、根据权利要求4的调光器电路，其中上述的第二控制电路在感测到上述的电压下降至低于预先设置的电压门限后被启动。

6、根据权利要求5的调光器电路，其中上述的预先设置的电压门限由雪崩二极管确定。

7、根据权利要求5或6的任何一个的调光器电路，其中上述的预先设置的电压门限被设置为超过上述第一开关的导通电压电平。

8、根据权利要求3的调光器电路，其中上述的第二控制电路通过感测穿过上述的整流电路的电流从上述的第一控制电路获取控制信号。

9、根据权利要求8的调光器电路，其中上述的第二电路在感测到上述的电流上升至高于预先设置的电流门限后被启动。

10、根据权利要求1至9的任何一个的调光器电路，其中上述的第一开关是 IGBT 功率半导体。

11、根据权利要求1至10的任何一个的调光器电路，其中上述的第二开关是双向三极管开关。

12、根据任何一个前述的权利要求的调光器电路，其中上述的

第一控制电路控制上述的第一开关以控制在每个半周期内负载电压上升的速度。

13、 根据任何一个前述的权利要求的调光器电路,其中上述的第二控制电路控制上述的第二开关以控制提供给负载的负载电流。

14、 根据任何一个前述的权利要求的调光器电路,其中调光器电路是前沿相位控制调光器电路。

## 改善的调光器电路装置

### 技术领域

本发明涉及用于控制提供给负载的功率的电路装置，特别是用于控制如灯亮度或风扇速度的调光器电路。

### 背景技术

调光器电路用于控制从如电力源等电源提供给如灯或电动机等负载的功率。这种电路经常使用称为相控调光的技术。这使得可以通过改变把负载连接到电源的开关在给定周期内导通的时间量来控制提供给负载的功率。

例如，如果电源提供的电压能被表示为正弦波，那么如果把负载连接到电源的开关在所有时间内接通，就提供给负载最大的功率。这样，电源的所有能量传送到负载。如果开关在每个周期的一部分关闭（既可正的又可负的），那么正弦波成比例的量就有效地与负载隔离，从而减小提供给负载的平均功率。例如，如果开关接通并在每个周期的一半断开，则只有一半的功率传送给负载。因为这些类型的电路经常与电阻性负载而不是感性负载一起使用，所以重复地接通和断开电源的效果不明显，这是由于电阻性负载对它具有固有的惰性。例如在灯的情况下，总的效果将是平滑的调光动作，导致对灯的亮度的控制。该技术是本领域技术人员公知的。

这种电路通常包括两部分，第一部分是在每个电力源半周期控制负载电压上升的速度的部分。第二部分用于通过使用控制开关来控制提供给负载的负载电流。

多种手段用于同步这两部分间的动作，一些手段比其他的更复杂。传统上，同步是通过中央控制块完成的，它感测第一部分的各种参数，确定何时第二部分应该动作，然后在确定之后，提供控制信

号给第二部分来控制开关。该电路装置在设计和实现上都有些复杂。

在大批量生产的设备中，设计的简单性能导致明显的制造期间成本节约和最终产品功能的增大的可靠性。

对电路每一部分的相似考虑也适用，任何电路块的任何简化都能导致相似的益处。

因此，本发明的一个目的是提供一种导致简化的设计的调光器电路装置。

### 发明内容

根据本发明，提供一种用于控制向负载传送功率的调光器电路，该调光器电路包括：用于控制第一开关的第一控制电路；用于控制第二开关的第二控制电路；其中上述的第一控制电路也控制上述的第二控制电路的运行。

优选地，第一开关和第二开关被整流电路隔开。

优选地，第一控制电路通过整流电路控制第二控制电路。

优选地，第二控制电路通过自动检测越过上述整流电路的电压从第一控制电路获取控制信号。

优选地，第二控制电路自动检测到上述的电压下降至低于预先设置的电压门限后紧接着被激活。

优选地，上述的预先设置的电压门限由雪崩二极管确定。

优选地，预先设置的电压门限被设置超过上述的第一开关的导通电压电平。

可供选择地，第二控制电路通过自动检测经过整流电路的电流从第一控制电路获取控制信号。

优选地，第二控制电路自动检测到电流上升至高于预先设置的电流门限后紧接着被激活。

优选地，第一开关是 IGBT 功率半导体器件。

优选地，第二开关是双向三极管开关。

优选地，第一控制电路控制第一开关以控制负载电压在每个半周

期的上升速度。

优选地，第二控制电路控制第二开关以控制提供给负载的负载电流。

优选地，调光器电路是前沿相位控制调光器电路。

#### 附图说明

图 1 显示了本发明的调光器电路的第一实施例；

图 2 显示了另一种图 1 的双向三极管开关控制电路部分的装置；

图 3 显示了可用作图 1 和 2 的电压开关控制电路的可供选项的电流开关控制电路；

图 4 显示了图 1 的电路的简化方框图；以及

图 5 显示了另一种图 1 的电阻抗负载不稳定性检测器部分的装置。

#### 具体实施方式

双线、前沿相位控制灯调光器/风扇速度控制器的优选电路设计如图 1 所示。图 1 所示的设计在电磁兼容（EMI 适应）上特别有效。这参看电路产生的电磁干涉（EMI）的量。调光电路由于电路的高频开关产生的辐射的量被严格控制，该电路一定不能超过 EMI 的控制电平。

图 1 的电路设计控制由电路通过在每个电力源半周期上对负载电压上升速度的主动控制而产生的 EMI 电平。IGBT 形式的功率半导体器件用于该功能。IGBT 和相关联的驱动控制电路连接到二极管电桥的 DC 端以允许对电源电压的极性的控制。

一旦 EGBT 已经执行了要求的慢开关功能，功率双向三极管开关就用于处理负载电流。这把功率消散减小至最小，因为它具有低于 IGBT/电桥的导通电压的开态电压。

图 1 的 IGBT 电路能被分成下面的块：

——低电压 DC 功率轨道

- 主电压零交叉检测器
- 供电驱动限制
- 控制定时
- IGBT 栅极驱动器

IGBT 控制电路的功率通过负载得自电源，在 IGBT 运行开始之前的时期内的每个半周期，即，当电源电压穿过调光器出现。总的电流消耗长度足以允许 R1、R2、R4 和 R5 提供的相对低消散的电阻排的使用。平滑电容器 C9 存储了在每个半周期处提供的充分的电荷以在剩余期间提供给电路电流，具有相对低的波纹电压。额外的供给电流被压控雪崩二极管 DZ1 和 15 伏标称 DC 功率轨道的组合加以分流。该装置提供上面提到的低电压 DC 功率轨道块。

电源电压零交叉检测器在负载电流开始后的每个半周期重置控制定时电路（下面将更详细地描述）。当电源电压在跟随的半周期内重新出现在电路时，定时被允许再次开始。对电阻性负载这将对应于电源电压零交叉。但是，对电感性负载，这对应于发生在电源电压零交叉之后的负载电流零交叉。

具有连接到 DC 轨道的发射极的晶体管 Q2，具有被上面描述的电源电压降压电阻排驱动的基极。无论何时当穿过调光器电路的电压低于 DC 轨道电压时，集电极拉高“同步”。相反地，当电源电压穿过调光器电路存在时，晶体管 Q2 基极-发射极结电压反向偏置，防止集电极拉高。在此期间馈电电流通过基极-发射极分流二极管 D4 传递到 DC 轨道。

受控定时电容 C7 的重置由被限流电阻 R21 从 Q2 的“同步”输出端驱动的放电晶体管 Q12 执行。晶体管 Q12 具有基极-发射极分路电阻器 R22 和电容 C6 以减小截止态泄漏和增强 EFT 不敏感性。

供电驱动限制块的功能是通过暂时地分路控制定时电容 C7 的充电电流以在供电时最初的几个电力源半周期限制调光电路的运行。这要求启动软启动机制的正确运行，该机制依赖于已建立的涉及该功能的 DC 电压。一个有效地连接到 DC 轨道的小电容 C1 通过二极管 D3

提供电流，以在供电时轨道上升期间驱动放电晶体管 Q12。一旦 C1 在供电事件后变成完全充电，二极管 D3 就把 C1 从 Q12 驱动电路隔离。阻断电阻器 R8 其后服务于把 C1 维持在充分充电状态，另外在断电时提供放电路径。

控制定时块用于提供给调光器电路对电源电压波纹注入的不敏感性。

在每个电力源半周期开始时，定时电容通过电源/负载经由电流限流电阻器 R6 和 R7 充电。雪崩二极管 DZ4 确定的、来源于电阻器 R39 的参考电压用作终止定时过程的充电门限电平。在 C7 阳极端的电压必须总是达到两个二极管落差大约高于该参考电平的电平，如串联连接的二极管 D5 和晶体管 Q4 所确定的，以便于启动 IGBT 的运行。在预先定义的门限电压，定时电容充电电流被转向到晶体管 Q4，以便于运行 IGBT 驱动控制级。控制触发角的调整由于连接到定时电容阴极端的可变控制电压源而便利。该控制电压得自雪崩二极管的使用主调光器控制电位计 VR1 的参考电压。由 R28 和 C13 构成的 RC 滤波器在供电时提供了由于零起始电容电压条件的软起动属性。经滤波的控制电压的缓存由级联的晶体管 QS3 和 Q15 执行，以提供低电阻抗源电压。电阻器 R36 分路晶体管 Q15 的发射极以减小泄漏效应。

在最大控制电压（用于最大调光器导通角），要求的定时电容充电电压位于它的最低点。要求的最小定时电容器充电电压等于如二极管 D5 所确定的一个前向电压二极管压降，除穿过电阻器 R11 的小电压之外。该电平与雪崩二极管 DZ4 的参考电压的绝对值无关。因此，最大导通角是内在受限的，很大程度上独立于元件参数，从而确保充分的电流用于供给 DC 轨道。电阻器 R11 被包含在内以更进一步地限制最大调光器导通角。

PTC1 与 VR2 串联（在参考电压端）放置，如果调光器由于产品过载引起温度过高，它就提供导通角的自动减小。Trimpot VR2 与 VR1 串联（电路公共端）放置以通过提高最小控制电压允许最小导通角的调整。



IGBT 栅极驱动控制电路由晶体管 Q16、Q17 和 Q5 提供。该电路以不可再触发单稳态形式运转，并为 IGBT 提供可控们驱动电流以获得理想的慢开关产物。连接到 DC 轨道的晶体管 Q5，通过定时电阻器 R38 担当源 IGBT 栅极电流开启的开关。连接到电路公共端的晶体管 Q17 担当 IGBT 栅极电荷快速放电关闭的开关。

输入晶体管 Q16 的基极驱动电流来源于来自控制定时电路的 Q4。基极 - 发射极被电阻器 R27 和和电容 C4 分路以减小放电状态泄漏和增强 EFT 不敏感性。当晶体管 Q16 未被驱动，晶体管 Q17 通过电阻器 R3、R13、R35 和 R48 充分偏置，所以集电极把 IGBT 栅极维持在放电状态。这种状态下，晶体管 Q5 未被充分偏置来运行。当晶体管 Q16 被驱动，电阻器 R35 提供充分的偏置以运行晶体管 Q5，它通过 RZ 网络 R37 和 C8 为晶体管 Q16 提供再生的基极驱动。这导致了单稳态动作（大约 300 微妙输出持续时间）。在此活性状态期间，偏置从晶体管 Q17 去除。

IGBT 串联门限流电阻器 R38 和并联的栅极电容栅极 C14 的组合提供了要求的 IGBT 开启时 EMC 控制的慢启动特性。选定的值特定地适合于 IGBT 的习惯，该情况下是 IRG4BC20S。

图 1 中所示的双向三极管开关二极管电桥的 AC 端的电路块中。该电路的首要功能是，一旦 IGBT 完成慢开关 EMC 辐射减小操作就基于每个半周期触发双向三极管开关 Q23。一个根本上对称的电路用于在象限 1 和 3 提供给双向三极管开关栅极驱动脉冲（栅极驱动极性遵循电源极性）。

双向三极管开关控制电路执行的另外的功能包括过电流保护和调光器过电压保护。这些状态的任何一个将导致紧接的双向三极管开关触发。在过电流条件期间（例如白炽冲击电流），双向三极管开关从 IGBT 分流。在过电压条件期间（例如电源瞬变），双向三极管开关的分流作用将瞬变电位传递到负载。

双向三极管开关控制电路通过负载从电源得到它的功率，在 IGBT 运行开始前的期间内的每个半周期内，那是电源电压穿过调光

器出现的时间。平均电流消耗的长度足以允许由 R16、R17、R18 和 R19 构成的相对低消散的电阻链的使用。在每个电源半周期内，电阻链提供的电流用于把 C10 充电至一个由电源决定极性的电压。穿过电容 C10 产生的电压在每个极性上被限制在大约 20 伏，如分流雪崩二极管 DZ2 和 DZ3 定义的。每个半周期极性的驱动电路的运行次序如下：

——当电源电压呈现时，存储电容 C10 被充电。

——在调光器电压由于 IGBT 运行而降至低于大约 20 伏时，100 微秒时延电路（R24 和 C3）被起动。

——在时间延迟末，双向三极管开关 SQ23 栅极由通过限流电阻器 R41 来自电容 C10 的电流供给。

在正的电源半周期，存储电容 C10 由电源通过限流电阻器 R16、R17 和 R18 经由晶体管 Q18 的基极 - 发射极结充电至大约 20 伏。当调光器端点压降至低于 20 伏门限时，晶体管 Q6 经由限流电阻器 R24 为时延电容 C3 提供充电电流。当穿过 C3 的电压达到大约 0.6 伏时，晶体管 Q13 运行，它依次经由限流电阻器 R10 为输出晶体管 Q1 提供基极电流驱动。经由电阻器 R12 从晶体管 Q1 的集电极到晶体管 Q13 的基极的一些再生反馈加速了开关动作。晶体管 Q1 的集电极经由控向二极管 D7A 和门限流电阻器 R41 驱动双向三极管开关栅极。二极管 D7A 的功能是在存储电容 C10 在负的半电源半周期内充电期间隔离双向三极管开关栅极电流。这是必须的，因为输出晶体管 Q1 的基极 - 集电极结在此期间是正向偏置。

电容 C3 具有另外的在电阻器 R26 减小晶体管泄漏时增强晶体管 Q13 的 EFT 不敏感性。相似地，电阻器 R9 减小输出晶体管 Q1 的泄漏，从而影响 C3 的定时期间。

负的电源半周期电路的运行和上面描述的相同，只是使用了镜像元件组。

利用隔离的对调光器电平的 PWM 控制要求 IGBT（Q22）和双向三极管开关（Q23）以及相关联的驱动电路都永久性地连接到电源。

这不同于手动控制的双线模块的调光器应用，其中串联的电源通断开关总是用于的通/断控制。

一般在调光器电路设计中，双向三极管开关在调光器端电压由于 IGBT 的运行而降至低于门限电平时开始触发操作。

该运行方法要求对具有永久性的电源连接的隔离的控制接口调光器的改造。这种情况下必须禁用双向三极管开关的触发，否则它将在接近每个电源半周期末被起动。虽然负载有效地处于截止态，但由于非常低的通行的双向三极管开关导通角和因此的负载电压，导致的传导 EMC 辐射电平的线路将由于该双向三极管开关的运行而非常大。

要处理这种情况，已合并了附加电路，以区分电源电压由于 IGBT 运行在调光期间的变换速度，和当 IGBT 没有经由隔离的控制接口被激活时由于正常电源电压波形的变换速度。

在调光操作中，双向三极管开关通常被禁用，仅在检测到负载端电压由于 IGBT 运行的相对快速变化后的短时期内激活。在负载截止态条件期间，双向三极管驱动电路未被电源电压在每个半周期末附近相对低速的下降激活。

对该附加电路的一些重要的设计考虑在于对电源瞬变的高不敏感性，维持了电源波纹控制信号。

图 2 显示了如上所示的图 1 的双向三极管开关控制电路的改造的电路，其中共同的部件据此被确定。

紧接着是对关于图 2 的一个电源半周期极性的电路操作的描述。钳位晶体管 Q300 用于通过分流双向三极管开关的触发时间延迟电容 C3 的充电电流从运行中禁用双向三极管开关驱动电路。滤波电容 C300 通常经由电阻分配部件从  $\pm 20V$  轨道充电，R300 和 R301 具有该极性以维持对钳位晶体管的偏置。

在 IGBT，Q22 运行期间，导致的电桥电压  $dv/dt$  产生足够的穿过小的电源耦合电容 C301 的电流，以快速地对滤波电容放电以便于反向偏置钳位晶体管的基极 - 发射极结。由于滤波电容/偏置电阻器时间的常数，钳位晶体管保持偏置截止足够长以允许双向三极管触发时

间延迟电容的正常充电。对电源波纹入射的不敏感性通过电容和偏置电阻器的低通滤波作用获得。

与电源电压波形相关联的相对低的  $dv/dt$  在没有 IGBT 运行时不足以去除滤波电容上的偏置电压。那么钳位晶体管继续分流双向三极管开关的触发延迟电容的充电电流，以防止双向三极管开关运行的可能。

串联的电阻器部件 R302 在电源电涌/瞬变条件下为电源耦合电容提供限流保护。

反向连接的二极管 D300 被要求穿过钳位晶体管 Q300 的集电极-发射极结，以便于防止晶体管干扰相关联的在相反半周期的晶体管 Q301 的正确运行。在相反半周期，Q300 的集电极-发射极结变成正向偏置，且能够提供充分的偏置电流来运行相关联的晶体管 Q301。并联的二极管 D300A 的工作把集电极电压限制在仅一个正向二极管压降，从而把相关联的晶体管 Q301 的基极驱动电压限制在大约 0 伏。

上面的电压驱动双向三极管开关控制电路可等同地被图 3 所示的电流驱动双向三极管开关控制电路替代。再次，该电路的首要功能是一旦 IGBT 已完成慢开关 EMC 辐射减小操作就基于每个半周期触发双向三极管开关。该电路是基本上对称的，用于在象限 1 和 3 提供双向三极管开关栅极驱动脉冲（栅极驱动极性遵循电源极性）。

运行中，电流感测电阻器 R32 用于获得整个双向三极管开关驱动电路的驱动电位。达到定义的负载电流门限后，对双向三极管栅极的要求是充分的，额外的电流被串联连接的二极管 D3 和 D4 分流。产生的感测电压开始为电阻器 R33 和电容 C9 构成的时间延迟网络充电。一旦定时电路输出电压达到门限电平，比较器晶体管 Q14 就经由电阻器 R35 被驱动。该电平除了被晶体管 Q14 的基极-发射极结电压外，还被电压分配电阻 R34 和 R37（由起动感测电压提供源）。

晶体管 Q14 的运行导致了同时发生的经由各自的限流电阻 R26 和 R28 的晶体管 Q10 和 Q11 的基极驱动应用。晶体管 Q11 引用感测电压，继续经由电阻器 R36 驱动晶体管 Q15。晶体管 Q15 的运行通过

降低晶体管 Q14 的发射极电位减小了比较门限电压。该正反馈过程反馈加速开关动作。双向三极管栅极驱动电流是经由输出晶体管 Q10 和限流电阻器 R41。电阻器 R27 和 R28 被要求防止来自泄漏和晶体管 Q10、Q11、Q15 的可能的不良效应。

负电源半周期电路的运行和上面描述的相同，使用了镜像元件组。

在 IGBT 过电流条件期间，充分的电压穿过电流感测电阻器 R40 产生以偏置晶体管 Q18。这依次为向上的晶体管 Q10 提供基极电流驱动，直接地运行双向三极管开关把电流从 IGBT 电路转移开。电阻器 R39 把 Q18 的基极电流驱动限制在这些条件下的安全电平。这提供了嵌入电路保护机制。

在调光器过电压电流，双向三极管开关栅极被串联的 tranzorb（硅二极管的名称、类型或型号）BZ1 和 BZ2 直接驱动。电容 C10 被置于穿过双向三极管开关栅极-MT1 终端，以便于增强双向三极管开关对来自电源瞬变的触发  $dv/dt$  的不敏感性。电感 L1 限制负载电流从 IGBT 电路到双向三极管开关的传递速度以便于控制线路传导的 EMI 辐射电平。该功能要求的感测系数的量与双向三极管开关的开态电压和就在双向三极管开关运行前的穿过 IGBT 电路电流的电压间的差别有关。IGBT 电路电流路径中电流感测电阻器 R32 的呈现引入了附加的电压差分，从而影响了要求的感测系数的量。另外一种控制线路传导 EMI 辐射电平的方法是经由分流电容 C11，该电容与 L1 协调工作形成一个二阶低通滤波器。

本电路的一个特定的优点是双向三极管开关电路由 IGBT 电路直接控制的能力，而不是如现有系统的经由第三集中式控制块。

在电压驱动的驱动电路情况下，本电路在运行的 IGBT 的控制下从根本上监控二极管电桥电压，以便于确定双向三极管开关触发应何时发生。双向三极管开关栅极驱动要求的必要的充电在 IGBT 导通开始前的半周期期间从可用的电源电压处累积。双向三极管开关在二极管电桥电压减小至低于最小设置门限时从根本上被触发。该最小设置

门限被雪崩二极管 DZ2 和 DZ3 确定，在本例中，上述的最小门限是 20 伏（对正的和负的周期）。二极管电桥处的电压被晶体管 Q6 和电阻器网络 R17、R16、R18 和 R19 感测，如本领域技术人员所理解的。最小电压门限被使用的元件（该情况下是雪崩二极管 DZ2 和 DZ3）且一般设置为超过 IGBT 电路的导通电压一个合适的余量。

在电流驱动的驱动电路情况下，本电路在运行的 IGBT 的控制下从根本上监控二极管电桥电流，以便于确定双向三极管开关触发应何时发生。双向三极管开

关栅极驱动要求的必要的电流得自 IGBT 导通的半周期内导致的负载电流。再次，双向三极管开关当二极管电桥电流上升至高于该情况下被电阻器 R32 设置的最小门限时被触发。

这样，电路结构远比要求隔离的集中式控制块的现有技术设计简单，集中式控制块监控 IGBT 电路的电参数并参考那些感测的参数确定双向三极管开关应何时被触发，提供控制信号给双向三极管开关控制电路。可供选择的，集中式控制块有时基于预先设置的参数给 IGBT 和双向三极管开关控制电路均彼此独立地提供控制信号。

该电路装置的简化方框图如图 4 所示，其中部件 10 表示第一控制电路（IGBT 控制），部件 20 表示第一开关（IGBT），部件 30 表示整流电路（例如，二极管电桥），以及部件 40 表示第二控制电路（双向三极管开关控制），它经由整流电路 30 从第一控制电路 10 获取它的控制信号。部件 50 表示被第二控制电路控制的第二开关（双向三极管开关），以及部件 60 表示负载。

实际中，电压驱动双向三极管开关驱动控制电路比电流驱动双向三极管开关驱动电路更合适。但是，每种都有优势和缺陷。电压驱动双向三极管开关驱动电路允许 EMC 滤波元件的最小尺寸，这导致了最高的总的生产效率。但是，电压驱动电路要求电压压降部件从电源获得电源，因此引入本地功率消散问题（仅在低导通角设置，其中总的消散是低的）。而且，当没有出现 IGBT 驱动来完成截止态条件时（仅对没有串联的手动操作开关的应用要求），要求附加元件来禁用

双向三极管开关驱动。

相反，电流驱动电路不要求连接到电源的电源，因此没有遇到本地功率消散问题。而且，双向三极管开关在没有 IGBT 驱动来完成截止态时百分之百地被禁用（这仅对没有串联的手动操作的开关的应用来说是优势）。但是，电流驱动电路遭遇了这样的缺陷：电流感测元件的出现使更大的 EMC 滤波元件成为必需，且更低的总的效率是可完成的。

另一种电路块提供了对可能从 IGBT 的运行而出现的过电流条件的电路保护。在该条件期间，充分的电压穿过电流感测电阻 R42 产生以偏置晶体管 Q14。这依次为输出晶体管 Q1 提供了基极电流驱动，直接地运行双向三极管开关以把电流从位于二极管电桥的 DC 端的 IGBT 电路转移开。电阻器 R40 在这些条件下把晶体管 Q14 的基极电流驱动限制到安全电平。

当调光器过电压发生时，双向三极管开关栅极经由串联的 tranzorbD1 和 D2 和限流电阻器 R20 被直接驱动。电容 C11 被置于穿过双向三极管开关栅极 MT1 终端，以便于增强双向三极管开关对来自电源瞬变的  $dv/dt$  触发的不敏感性。

在该调光器设计拓扑中，不必合并电感来完成要求的 RF 辐射电平限制。但是，相对小的电感可被要求以在 IGBT 过电流条件期间为双向三极管开关提供一定程度的  $di/dt$  保护。在正常的运行中，穿过双向三极管开关且就在触发之前出现的电压是少数电压的数量级，根据实际的负载电流量级。该电压是 IGBT 饱和电压和二极管电桥正向电压特征的功能。在这么低的运行电压电平，双向三极管

开关的开关动作比标准高电压双向三极管开关应用中更渐进。这导致了具有低的相关联的 RF 辐射电平的电流从 IGBT 到双向三极管开关的固有的平滑传递。但是，添加了电感 L1，稍微增大了与电流从 IGBT 到双向三极管开关的传递相关联的 RF 辐射元件。这对应于在 IGBT 电流降至 0 时引入的小的电流波形的不连续性。

另外，在双向三极管开关自然地转换掉的每个电源半周期末，RF

猝发辐射由于负载电流波形的不连续性而出现。该辐射的衰减由穿过调光器终端放置的电容 C15 完成。该电容的一个重要的附加作用是改善整个调光器电路对 EFT 的不敏感性。

另一个电路块是电感性负载不稳定性检测器。该电路块的功能是在过度地非对称运行中关闭调光器控制，该非对称运行可能是连接到无载的铁芯 LV 照明变压器的结果。如果穿过调光器终端的平均电压在正的和负的半周期内不相似，则暂停调光操作。

再参考图 1，两个由电阻器 R43、R44、R29 和 R45 构成的电阻器分配链用于分别感测出现在活性端和负载终端的电源电压。当参照电桥公共（负的）端时，这些电压表示穿过调光器的电源电压的相反的极性。每个链的分配结连接到电容 C12 的相反端，产生与半周期电压的差别成比例的差分电压。如果差分电压超过了大约为 0.6 伏的门限，两个晶体管 Q9 和 Q10 用于产生公共参考信号。由晶体管 Q11 和 Q20 和电阻器 R32 和 R34 构成的锁存器电路具有被不稳定性检测器的输出驱动的输入。被布线为低泄漏二极管的晶体管 Q21 把锁存器的输出从晶体管 Q11 的集电极指引到“同步”，即驱动定时控制分路晶体管 Q12。

晶体管 Q21 作为阻断二极管动作，以防止零交叉检测器的任何锁存操作。基极 - 发射极分路电阻器 R31 和 R33 被要求最小化各自的晶体管的泄漏。相似地，电容 C5 和 C6 的出现是为了增强锁存器电路的 EFT 不敏感性。另外，电容 C5 为任何高频信号元件从不稳定性检测器的输出提供入射。

当操作电感性负载时，调光器电路合并适度敏感的双向三极管开关辅助装置以获得可以接收的执行水平，特别是在对称地操作最差情况的负载类型方面，即低值 VA，高电感性负载，如排气扇电动机。

在正常的调光操作中，IGBT 最初的运行后在固定的时间延迟后跟随着双向三极管开关的触发。在此预先的双向三极管开关延迟时间期间，电感性负载电流有在量级上发展的机会。该延迟时间因此也增大了双向三极管开关对这么困难的负载。



但是在非常低的导通角设置，可能没有充分的对可靠的双向三极管开关锁存可用的负载电流。在这种情况下，低电平负载 DC 元件将被与非线性负载感测系数相结合的调光器所支持。在这些条件下，没有由于相对较低的均方根电流量级而损伤负载的危险。如果负载 DC 元件电平变得过度，不稳定性检测器的运行将自动地关闭调光器控制。

一般，电容式输入电子 LV 变压器由于其导致的附加的调光器功率消散一般不适合前沿相位控制调光器。高电容充电电流脉冲增大了线路传导 EMC 辐射电平，可能在电源电压波形上产生重复的高频冲击猝发。

图 1 的调光器电路合并了在 IGBT 导通时期内适用的负载过电流感测。调光器到这种电容式负载的连接导致了过电流机制的持续运行，产生更高的 EMC 辐射电平。另外，通常在最初的几百微妙内出现的高频和幅度冲击电流波形可导致双向三极管开关的换向。如果该条件占优势，该不稳定性的保护器可促使调光器控制关闭。对有最大额定负载连接的电子变压器，该条件远不可能发生。

现在对如上面描述的图 1 的电感性负载不稳定性检测器的可供选择的电路装置参照图 5 加以描述，该图显示了图 1 的 IGBT 控制的可供选择的电路装置。

不稳定性检测过程的一般运行描述如下。用于表示导通时间的电容被重复地从零充电至由占优势的半周期导通时期确定的电平。在该“导通时间检测”电容产生的电压用于为第二电容设置峰值电压，以表示峰值导通时间。该“峰值导通时间”电容同时被固定的 dc 电流槽充电。导致的“峰值导通时间”电容电压波形包括两个成分。（1）具有与半周期导通时期成比例的量级而存在的 dc 成分。（2）以锯齿形式存在的 AC 成分，其量级由固定的参数确定，即电容值、dc 电流槽的量级和重复频率（ $2 \times$ 电力源频率）。

如果充分的差别在交替极性的半周期导通期间存在，导致的与“峰值导通时间”相关联的 AC 电压波形在仅一半的重复频率（电源频率）上具有两倍于正常幅度的幅度。具有 dc 阻断性质的简单的幅度门

限检测器用于激活锁存电路，以便于在检测到稳恒态条件时禁用调光器的运行。

参照实际元件的更详细的描述包含在下面：在调光周期的负载导通时期内，晶体管 Q2 的集电极能经由限流电阻器 R203 为“导通时间检测”电容 C201 提供源电流。当调光器转换到非导通态时，在每个半周期末，二极管 D200 隔离任何与主定时电容 C7 的充电相关联的电流。

晶体管 Q200 用于在每个半周期导通时期开始重置 C201 为 0 伏。相关联的 Q200 的脉冲基极驱动由与电阻器 R201 串联的电容 C200 提供。二极管 D201 与电阻器 R200 协调工作为 C200 提供必要的放电路径，为下一个电源半周期事件做准备。电阻器 R202 分路 Q200 的基极 - 发射极以在 C201 的充电时期内减小设备的截止态泄漏。

晶体管 Q201 被配置为射极跟随器，这样穿过 C202 的电压在 Q201 基极 - 发射极输入正向偏置的短暂时期内必须跟随 C201 的峰值电压。晶体管 Q202 与偏置电阻器 R204、R205 和 R206 协调工作被配置为 C202 的电流槽。

穿过 C202 的锯齿电压波形是经由二极管 D202/D203 和电容 C203 耦合到“门限检测”晶体管 Q203 的基极的 AC。串联连接的二极管 D203 行使提供足够的信号电压压降的功能，所以 Q203 在对称的调光器运行条件下不被驱动，其中幅度通常较低。电阻器 R207 除了为 C203 提供反向充电电流外，还减小 Q203 设备的截止态泄漏。二极管 D202 也形成 C203 反向充电路径的一部分。

在非对称调光器运行条件下，Q203 运行在低占空比脉冲模式。包括 R208 和 C204 的 RZ 网络用于为导致的脉冲序列提供平均功能。晶体管 Q204 形成当穿过 C204 的电压达到临界电平时触发的锁存器电路的一部分——该电平如电压分配电阻器 R209 和 R210 与 Q204 基极 - 发射极门限电位协调工作定义的。晶体管 Q205 和电阻器 R211 和 R212 协调工作形成锁存电路剩下的部分。

在电力源开启或在 PWM 调光器控制驱动初始激活时，必须确保锁存电路被清零至在许多完整的电源周期内为非锁存状态。该功能由

包括 R213 和 C205 的 RZ 网络执行,该网络最初把 Q2005 的基极驱动电压保持在小于发射极参考电平的电平。

应该理解,上面是已经参照优选实施例进行了描述,许多变形和修改是可能的,如本领域技术人员所理解的。

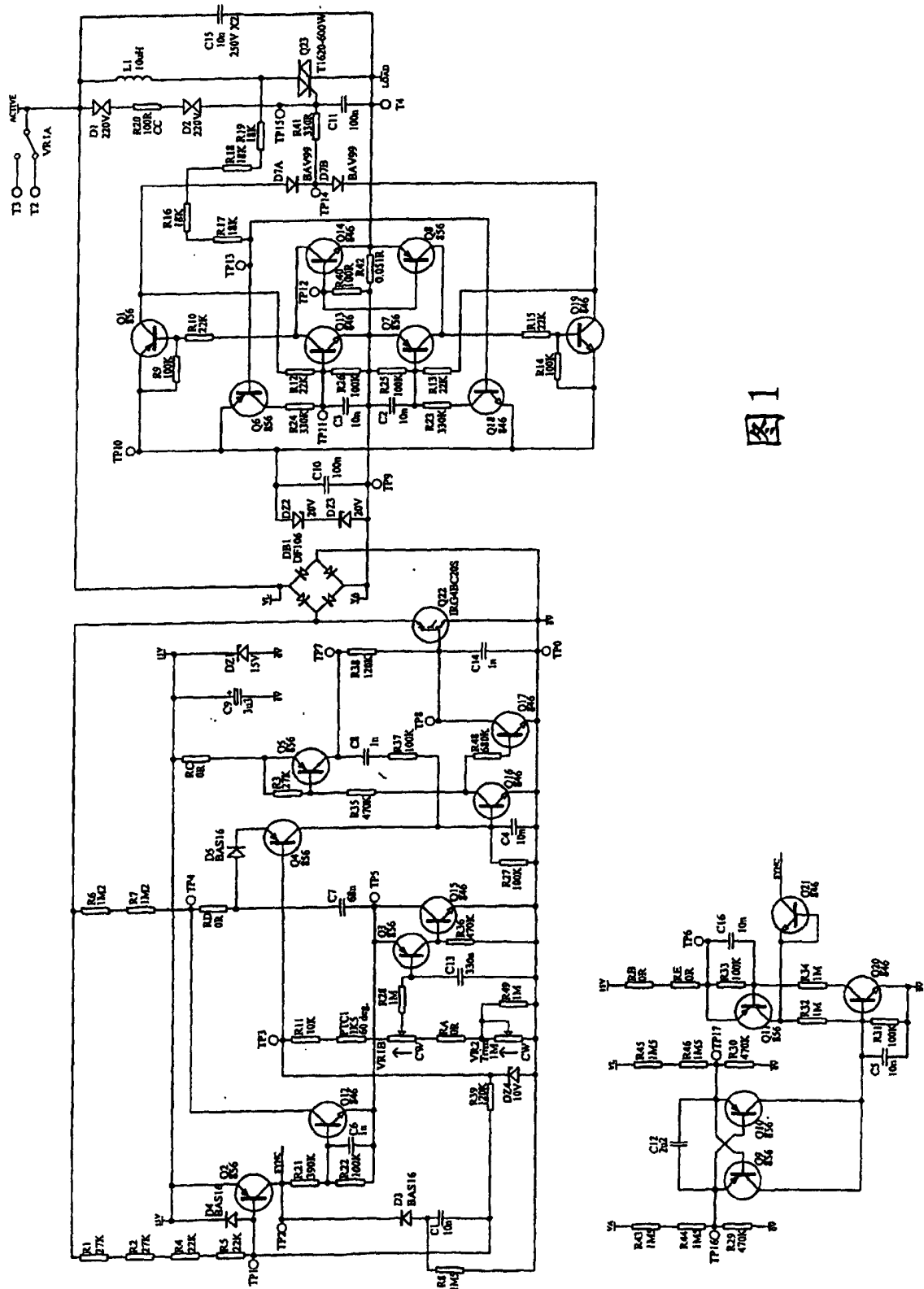


图 1

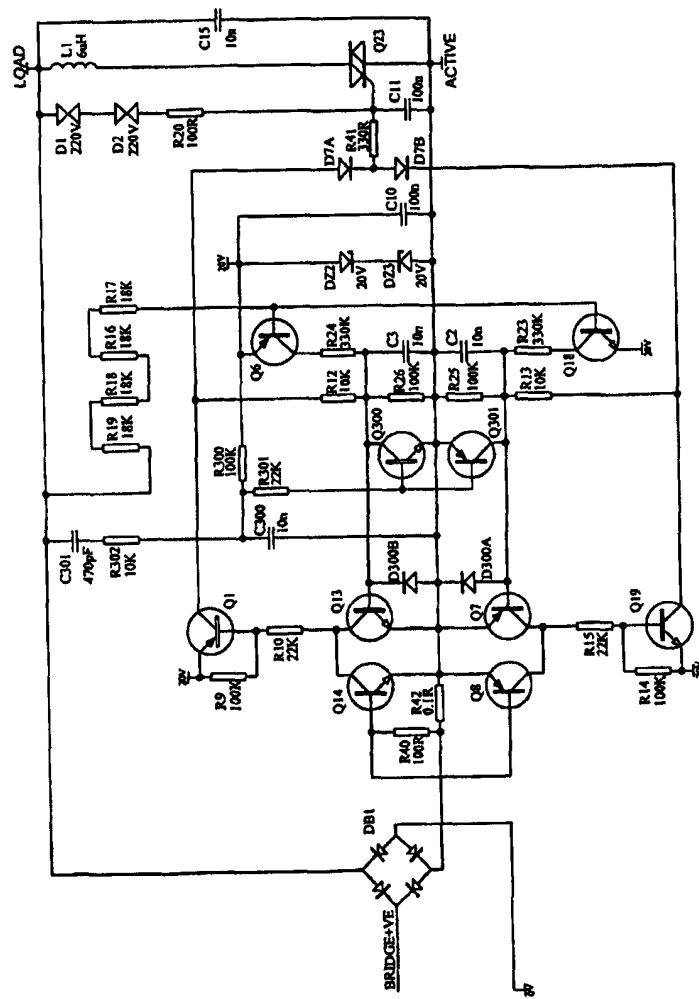


图2

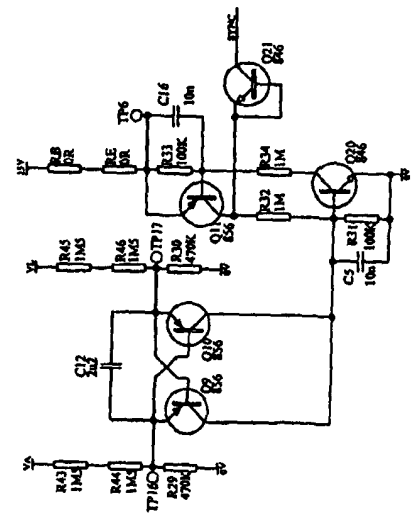
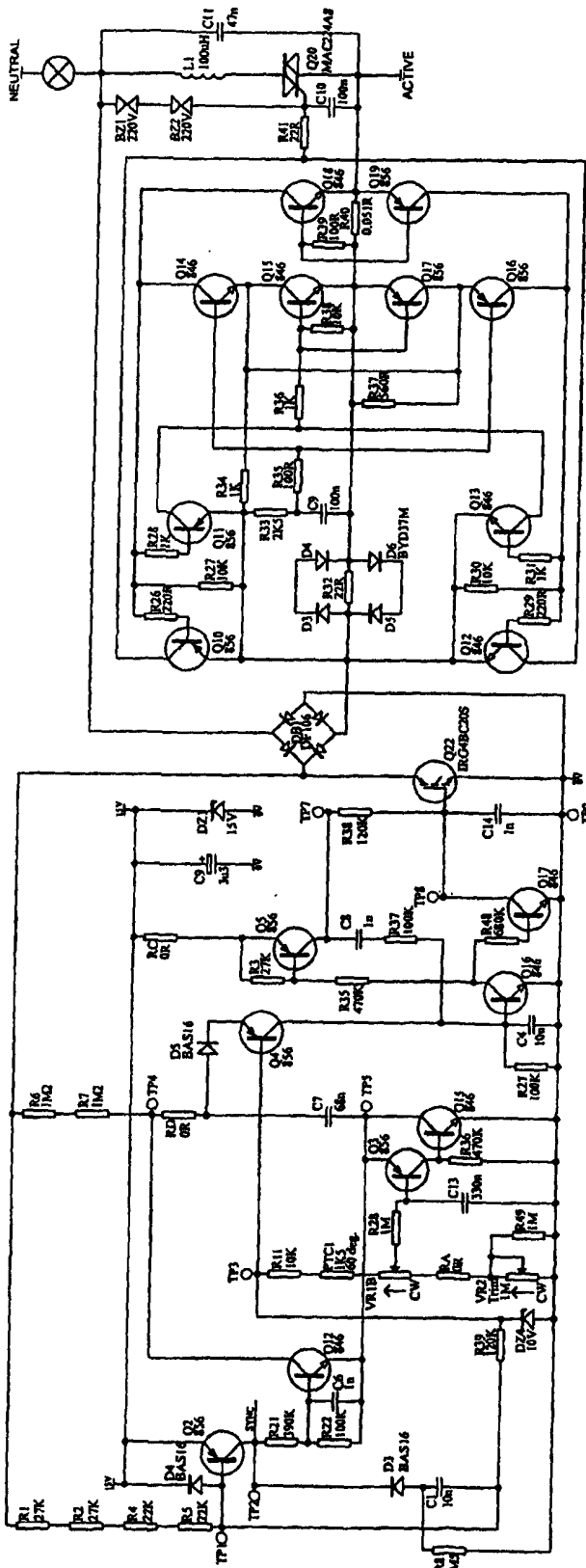
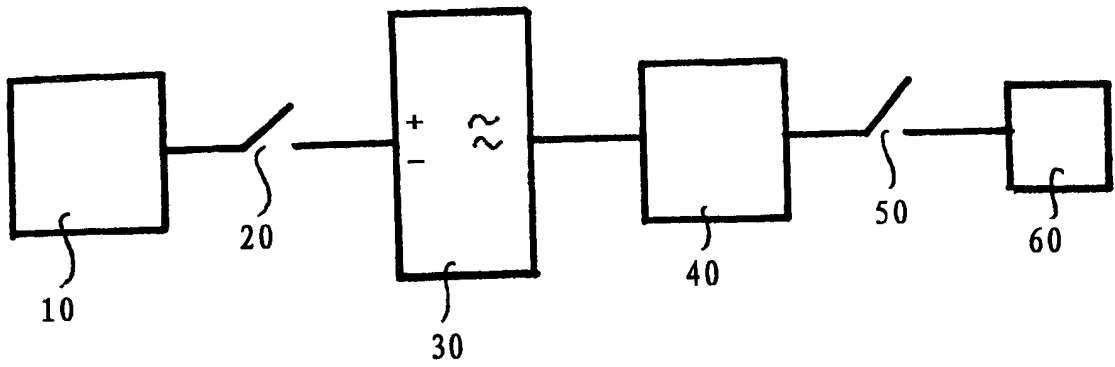


图3

图 4



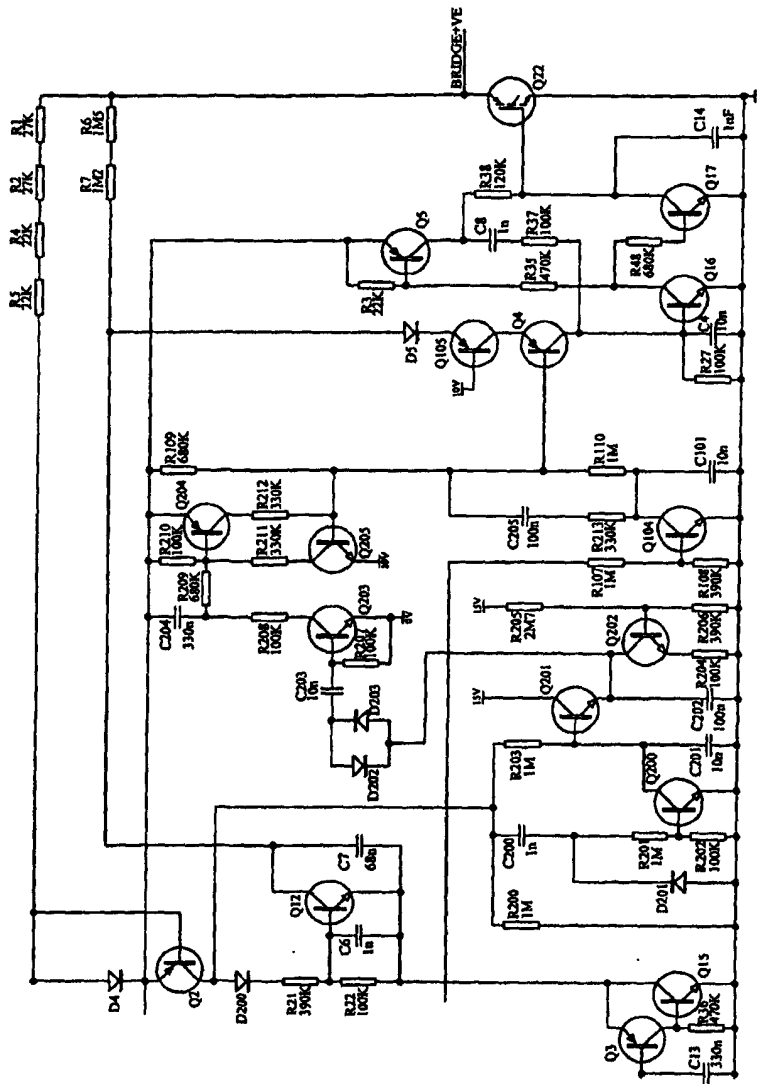


图 5