



[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 95109506.4

[45] 授权公告日 2003 年 12 月 24 日

[11] 授权公告号 CN 1132409C

[22] 申请日 1995.8.2 [21] 申请号 95109506.4

[30] 优先权

[32] 1994. 8. 3 [33] US [31] 285580

[71] 专利权人 汤姆森消费电子有限公司

地址 美国印第安纳州

[72] 发明人 J·B·乔治

审查员 陈 源

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

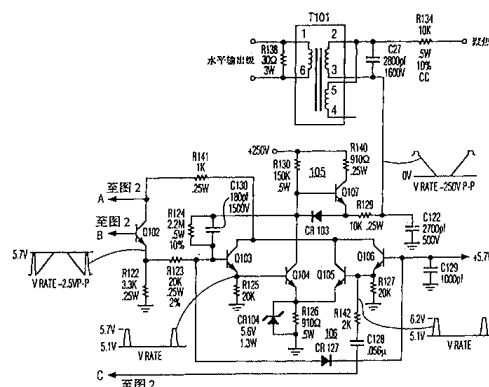
代理人 董江雄 王 岳

权利要求书 3 页 说明书 9 页 附图 3 页

[54] 发明名称 动态聚焦放大器的保护电路

[57] 摘要

耦合于高压电源(+250V)的有源正偏配置(105)产生工作电压。动态聚焦调制信号的放大器由工作电压激励并具有以差分结构耦合为达林顿对的多个晶体管。一个低压晶体管以推挽结构串联耦合在正偏配置中的电阻与电源回路之间。推挽结构中的故障状态可毁坏电阻并导致开路状态。开关耦合在放大器的一个晶体管与电源回路之间。该开关防止在故障状态下晶体管反向击穿,直到电阻被毁坏。该电阻可是可熔断电阻。



1. 一种聚焦放大器的保护电路，它包括：
用于产生阴极射线管电极的动态聚焦调制信号的装置（107）；
以及，
电压源回路（地）；
其特征在于：
产生工作电压的有源正偏配置（105）；
用于所述调制信号的放大器（106），其具有以推挽结构耦合在所述正偏配置（105）与所述电源回路之间并由所述工作电压加偏压的多个晶体管（Q103，Q104，Q105，Q106），在所述推挽结构的故障状态下所述晶体管受到损坏；
至少一个所述晶体管串联耦合在所述正偏配置（105）的元件（R140）与所述电源回路之间；以及
耦合在所述至少一个晶体管（Q104）与所述供电回路之间、用于切换其间作为电压阈值的函数的电流的切换装置（CR104），所述切换装置具有在所述故障状态将损坏所述晶体管的电平之下的电压阈值。
2. 如权利要求 1 所述的聚焦放大器的保护电路，其特征在于：所述故障状态是在所述正偏配置的电压源（+250V）与所述电源回路之间通过所述正偏配置（105）和所述至少一个晶体管（Q104）的短路。
3. 如权利要求 2 所述的聚焦放大器的保护电路，其特征在于：所述电压阈值（5.6V）在所述晶体管的反向击穿电平以下。
4. 如权利要求 1 所述的聚焦放大器的保护电路，其特征在于：所述晶体管（Q103，Q104，Q105，Q106）是以差分结构耦合的低压达林顿对。
5. 如权利要求 4 所述的聚焦放大器的保护电路，其特征在于：所述低压晶体管（Q103，Q104，Q105，Q106）在所述故障状态下受到反向击穿。
6. 如权利要求 1 所述的聚焦放大器的保护电路，其特征在于：所述切换装置（CR104）包含二极管。
7. 如权利要求 1 所述的聚焦放大器的保护电路，其特征在于：

所述切换装置 (CR104) 包含齐纳二极管。

8. 如权利要求 1 所述的聚焦放大器的保护电路, 其特征在于: 所述电源回路是地。

9. 如权利要求 1 所述的聚焦放大器的保护电路, 其特征在于: 所述正偏配置 (105) 的所述元件 (R140) 包含可熔断电阻, 所述切换装置 (CR104) 防止对所述晶体管 (Q103, Q104, Q105, Q106) 的所述损坏直到破坏所述可熔断电阻终止所述故障状态。

10. 如权利要求 2 所述的聚焦放大器的保护电路, 其特征在于: 所述正偏配置 (105) 的所述元件 (R140) 包含可熔断电阻, 所述切换装置 (CR104) 防止对所述晶体管 (Q103, Q104, Q105, Q106) 的损坏直到损坏所述可熔断电阻, 断开所述短路路径。

11. 如权利要求 1 所述的聚焦放大器的保护电路, 其特征在于: 所述正偏配置 (105) 的所述元件 (140) 以耦合到电压源 (+250V) 的负载电阻 (R140) 的形式构成;

电压源回路 (地);

所述多个晶体管形成为以差分式推挽结构耦合在所述工作电压与所述电源回路之间的达林顿对 (Q103 和 Q104, Q105 和 Q106), 至少一个所述达林顿对具有与所述正偏配置 (105) 串联耦合的器件 (Q104);

所述电压阈值 (5.6V) 在所述达林顿对的反向击穿电平之下。

12. 如权利要求 11 所述的聚焦放大器的保护电路, 其特征在于: 所述切换装置 (CR104) 在通过所述负载电阻 (R140) 和所述器件 (Q104) 出现短路的情况下防止所述达林顿对 (Q103 和 Q104, Q105 和 Q106) 的反向击穿, 直到损坏所述电阻 (R140) 断开所述短路路径。

13. 如权利要求 12 所述的聚焦放大器的保护电路, 其特征在于: 所述电阻 (R140) 是可熔断电阻。

14. 如权利要求 11 所述的聚焦放大器的保护电路, 其特征在于: 所述切换装置 (CR104) 包含二极管。

15. 如权利要求 11 所述的聚焦放大器的保护电路, 其特征在于: 所述切换装置 (CR104) 包含齐纳二极管。

16. 如权利要求 11 所述的聚焦放大器的保护电路, 其特征还在于: 用于产生由所述达林顿对 (Q103 和 Q104, Q105 和 Q106)

放大的动态聚焦调制信号的装置 (107); 以及, 阴极射线管的偏转系统 (101)。

17. 如权利要求 9 所述的聚焦放大器的保护电路, 其特征在于: 所述电源回路是地。

动态聚焦放大器的保护电路

本发明涉及电视设备的受调聚焦电压放大器中的保护电路。

阴极射线管从偏转中心到被扫描光栅的扫描距离是不均匀的。当电子束从屏幕中心部分水平和垂直偏转时扫描距离发生显著变化，因此，在光栅的拐角散焦最严重。近年来在增大尺寸和更宽偏转角的显像管的选用上已强调在扫描部分拐角处的散焦效应。

已作出努力通过改变聚焦电势相对电子束从光栅中心偏移的大小，亦即通过动态聚焦来控制静电聚焦的管中的聚焦。相对静电聚焦阴极射线管的聚焦电极的单向电势在光栅中心建立适当的聚焦状态，而同时应用适当改变电势的方法则在整个扫描光栅保持该状态。

在静电聚焦CRT系统的动态聚焦电路中，可能有必要将大约800伏的行频P-P抛物线校正和大约200伏的帧频P-P抛物线校正施加于聚焦电极。行频校正一般在以电容器结尾的升压变压器的次级产生。一般借助于由例如+250伏电源操作的放大器与行频校正串联加上帧频校正。为了获得对最小偏置电源的对称响应，可利用AB类放大器用低阻抗正偏对负载电容器充电。如果两个设备同时通电这类推挽放大器会遭受严重损坏，这样在+250伏电源与地之间发生短路。

通过在放大器与+250伏电源之间设置R-C去偶级可解决该问题，这样在正常工作期间存在最小直流压降而在故障期间存在大保护压降。短期瞬态经由滤波电容旁路。这样去偶级所需的电容器是大电容，例如额定300伏时为 $0.33\mu\text{f}$ ，而且很贵。R-C滤波级的串联电阻还带来一个问题。串联电阻在正常工作时引入大约20伏的电压损失，这限制放大器输出的波动。

本发明的目的是提供一种配置以允许放大器工作于几乎等于电源电压的输出电压波动状态。当发生故障时，敏感低电压装置用电压限制齐纳二极管保护直到熔断电阻开路。

按照本发明的设备包括：用于产生阴极射线管电极的动态聚焦调制信号的装置；产生工作电压的有源正偏配置；电压源回路；调制信号放大器，具有耦合在正偏配置与电源回路之间的推挽结构中并由工作电压加偏压的多个晶体管，在推挽结构中故障状态下所述晶体管受到损坏；至少一个晶体管串联耦合在正偏配置的元件与电源回路之间；以及耦合在至少一个晶体管与电源回路之间的切换装置，以切换其间作为电压阈值函数的电流，该切换装置具有在晶体管会因故障状态损坏的电平之下的电压阈值。

故障状态是在正偏配置的供电电压与电源回路之间通过正偏配置和至少一个晶体管的短路路径。电压阈值在晶体管的反向击穿电平以下。

正偏配置的元件包含可熔电阻。切换装置防止对晶体管的损坏直到破坏熔断电阻而终止故障状态。

晶体管可是以不同结构耦合的低压达林顿对。切换装置可包含二极管，例如，齐纳二极管。电源回路可是地。

按照本发明的放大器包含：耦合到电压源并产生工作电压、包括负载电阻的有源正偏配置；电压源回路；在工作电压与电源回路之间以不同推挽结构耦合的达林顿对，至少达林顿对之一具有与正偏配置串联耦合的器件；以及，耦合在该器件与电源回路之间的切换装置，用以切换其间作为电压阈值函数的电流，该切换装置具有在达林顿对的反向击穿电平以下的电压阈值。

切换装置防止在通过负载电阻与器件短路的情况下达林顿对反向击穿，直到毁坏电阻断开短路路径。电阻器可是可熔电阻。

切换装置可包含二极管，例如，齐纳二极管。电源回路可是地。

该放大器可结合产生动态聚焦受调信号的装置和阴极射线管的偏转系统实施。

图1是用于理解可包含本发明配置的环境的动态聚焦控制电路的原理图。

图2和图3合在一起是实施新保护电路的动态聚焦控制电路的电路原理图。

图1中示出了动态聚焦电压产生电路100。未详细示出的常规垂直偏转电路101在串联耦合于垂直偏转绕组LV的取样电阻R01中产生帧频锯齿信号VSAW。在扫描时间TRACE期间，信号VSAW实际上是线性上升电压。在回扫时间RT内，信号VSAW是下斜电压。

信号VSAW交流耦合于作为非反相放大器2作的放大器U102的非反相输入端。放大器U102的反相输入端通过电容器C20a交流耦合到隔直流电容器C01。电容器C01串联耦合于电阻R01。+6.8伏电压源经由电阻R13耦合到放大器U102的非反相输入端，经由电阻R14耦合到放大器U102的反相输入端。这种配置仅需+12伏的正电压源而不需负电压源激励放大器U102。

在垂直扫描时间TRACE内，放大器U102产生斜波方式的输出信号V102。类似，信号VSAW交流耦合于作为反相放大器工作的放大器U103。在时间TRACE内放大器U103产生以斜坡方式但以与信号V102相反方向或相位变化的输出信号V103。信号V102和V103分别通过作为开关操作的二极管CR20和CR21有选择地耦合到箝位晶体管Q01的发射级。在晶体管Q01的基极产生+5.6伏的箝位参考电位。

在时间TRACE的开始近似三分之一长度内，上斜信号V102小于+5.6伏。因此，二极管CR20导通，箝位晶体管Q01不导通。在晶体管Q01的发射极产生梯形信号VT的上斜部分TR1。跟随时间TR1，当信号

V102超过+5.6伏时,二极管CR20变为不导通,信号VT被晶体管Q01箝位到等于箝位电平VCLAMP的电压。箝位电平VCLAMP等于+6.2伏,这是+5.6伏与晶体管Q01的正向射-基极电压之和。晶体管Q01将信号VT保持在电平CLAMP达时间TRACE长度的近似三分之一的时间以形成TR2部分。此后,在时间TRACE的最后三分之一时间内,下斜信号V103小于电平VCLAMP与二极管CR21正向电压之差。因此,二极管CR21导通,晶体管Q01不导通。由此产生信号VT的下斜坡分TR3。在垂直回扫时间RT内,由于垂直消隐,信号VT的波形不是很明显。梯形信号VT经射级跟随器晶体管Q20耦合到电阻R23。电阻R23耦合到放大器104的反相输入端104a。

在斜坡部分TR1和TR3期间,通过晶体管Q02基-射极正向电压的相应变化补偿二极管CR20或CR21正向电压与温度相关的变化,并防止对晶体管Q02发射极电压的影响。类似地,在TR2部分期间,晶体管Q01正向电压的温度相关变化由晶体管Q02的加以补偿。

响应晶体管Q02的温度补偿射级电压的放大器104由一对晶体管Q03和Q06形成,Q03和Q06各以射级跟随器结构工作,且发射极分别耦合到一对晶体管Q04和Q06的基极。晶体管Q04和Q06按形成差分放大器的晶体管对相互耦合。晶体管Q04的集电极耦合到常规的自举正偏配置105。配置105包括耦合到+250伏电压源的晶体管Q04的集电极负载电阻R30。当晶体管Q04的集电极电压增大时按射级跟随器工作的有源正偏晶体管Q07的基极耦合到晶体管Q04的集电极。当晶体管Q04的集电极电压下降时耦合在晶体管Q07发射极与晶体管Q04集电极之间的二极管CR03提供有源反偏电流路径。包括电阻R24的负反馈路径耦合在晶体管Q04的反相输入端104a与集电极之间。

当晶体管Q01进行箝位操作时,在放大器104的非反相输入端104b形成的电压基准等于晶体管Q02的发射极电压。在信号VT的TR2部分期

间当晶体管Q02的发射极电压等于标称+5.6伏时,电阻R24引起集电极电压因此在放大器104输出端104C的电压VT2近似为0伏。在信号VT的TR3部分内,端点104c的电压VT2为向下斜坡,而在TR1部分内,电压VT2是向上斜坡。放大器104的增益是使得104C处梯形电压VT2的峰值电平是+200伏。

当电压源在宽容限范围内变化时电压VT2的波形不下降或变化,公共模式抵消。而且,无需以不同垂直偏转频率加以修改即可使用相同电路,因为它对频率变化不敏感。

在端点104C以帧频形成的梯形电压VT2耦合到变压器T01次级绕组W2的终端W2a。水平输出级99中以常规方式产生的行频信号施加到变压器T01的绕组W1。在绕组W2的W2b端形成的输出信号VOUT等于W2a端的帧频波形与绕组W2产生的行频信号之和。信号VOUT交流耦合到提供动态聚焦电压的聚焦电极F。信号VOUT以常规方式叠加在由高压阴极电压U在分压器110中产生的高电平直流电压上。

+6.8伏和+5.6伏的偏压源由接收+12伏输入电源级20提供。电源级20由额定+6.8伏的齐纳二极管CR25稳压并包括电容器C26、C25和C24以及电阻R31、R32和R33。电阻R32和R33形成由齐纳管稳压的+6.8伏分出+5.6伏的分压器。

图1中除Q04和Q07外所有NPN晶体管为工业型MPSA20。晶体管Q04和Q07为工业型MPSA42。所有PNP晶体管为工业型MPSA55。

在如相对图1所描述的动态聚焦电路中,在垂直回扫期间存在对所需扫描波形时间压缩的不希望拷贝。该波形在图1中以Q02发射极“RT”时间的波形和C22两端“RT”时间的电压示出。该波形也在图3中在晶体管Q102的发射极示出。该波形在垂直消隐期间出现,因此不改善图象的聚焦。反之,它导致聚焦电压发生额外的不必要变化,而不是与诸如高压调节的其它电路相互作用,因此出现不希望的阻尼

振荡。

按照本发明的配置可去除该波形的不需要部分。进一步结合参见图2和图3,用于产生帧频锯齿波形的装置107存在两个输入端SENSE1和SENSE2。输入端SENSE1和SENSE2传输未示出的与垂直偏转线圈串联耦合的取样电阻两端的信号。该取样电阻与“S”校正电容器串联,未示出。信号SENSE2是“S”电容器两端的电压并且有加到直流电压上的垂直抛物线。该“S”电压随垂直波形调节变化并随温度漂移。必须消除它对动态聚焦的影响。如下所述将SENSE2的交流分量反相并加到SENSE1的交流分量上可解决该问题。

除了加有与垂直偏转线圈电流成正比的垂直锯齿外,SENSE1处的电压与SENSE2处的相同。由电容器C120和C121去除直流,在每一波形插入+6.8伏的新直流电平。这样做使得当SENSE1等于SENSE2时最终的输出锯齿信号具有+6.8伏的值。这发生在偏转线圈中的电流是0伏时。在四重运算放大器U101的7脚出现单位增益反转的信号SENSE2。该信号加到信号SENS1并以3.9的因子放大以在运算放大器U101的脚1产生垂直锯齿信号。然后对该脚1的锯齿信号进行单位增益反转并在运算放大器U101的14脚输出。脚1和14分别通过二极管CR120和CR121耦合到箝位晶体管Q101的发射极。当任一锯齿电压小于+6.2伏时,它确定该电压。其结果是以相对图1描述的方式对其最大电压箝位的反转梯形。在回扫期间该信号重复。

最好除去回扫波形而无需使用电视接收机中别处存在的常规消隐脉冲,这会增加额外的配线。为获得等效消隐,由运算放大器U101的14脚处的波形形成垂直消隐脉冲。该波形在扫描期间是斜率为负的帧频锯齿,在垂直回扫期间是斜率为正的帧频锯齿。该波形通过电容器C129和R142耦合到Q106发射级与Q105基级的接点。在扫描期间,Q106作为射级跟随器工作并保持其发射极电压比其基极+5.7伏基准低0.6

伏。在扫描期间，C128通过电阻R142充电。此外，R142形成隔离防止运算放大器U101 14脚的高频噪声以反转其射-基结偏压，令Q106截止的方式影响Q106的射极跟随器功能。这是重要的，因为该电路能从电视接收机中可能是邻近的水平电源电路获取带状信号。

在回扫期间，运算放大器U101的14脚的正向电压变化的幅度远大于噪声，并足以使Q106的射极截止并增大Q105基极的电压。这导致流经差分对发射极电阻R126的电流增大直到齐纳二极管CR104导通。由于反馈，Q103和Q104基极的电压也增加以保持Q104中的电流，使得反馈回路(Q103、Q107和R124)平衡。当Q103基极的电压已上升0.6伏时，二极管CR127导通并将Q103基极电压上升部分箝位。Q106发射极的电压继续上升，增大Q104发射极的电压。此时基极箝位的晶体管Q103成为射极跟随器并保持Q104的基极电压不变。然后Q104截止。Q104集电极的电压接近+250伏电源。在垂直回扫期间该状态继续。换言之，在垂直扫描期间晶体管Q106可以射极跟随器模式工作，这期间电容器C128以锯齿波形按第一方向充电。在垂直回扫期间电容器C128以相反方向充电，这使晶体管Q106截止而使晶体管Q105导通。

垂直回扫期间通常在Q104集电极的不希望的负向波形被除去而代之以小的正向脉冲。由于齐纳二极管CR104的箝位作用，大电流可流过在回扫期间饱和的Q105。该电流受电阻R141限制。传统电路工作不需要CR104，若不用齐纳二极管R141也不需要。

在具有静态聚焦的CRT系统的动态聚焦电路中，例如图2和3所示出的，有必要在聚焦电极施加行频的大约800伏P-P抛物线校正和帧频的大约200伏P-P抛物线校正。行频校正一般在以电容器结尾的升压变压器的次级产生。一般借助于由例如+250伏电源操作的放大器与行频校正串联地加上帧频校正。为了获得最小偏置电源的对称响应，可利用AB类放大器用低阻抗正偏对负载电容充电。如果两个设备同时通电

，这类推挽放大器会受到严重损坏，因此在+250伏源与地之间发生短路。

在放大器与+250伏电源之间提供R-C去偶级，以使在正常工作期间存在最小直流压降，而在故障发生时存在大保护压降可以解决该问题。通过滤波电容使短期瞬态旁路。在本设计中，应使用高压滤波电容器，例如，额定300伏的 $0.33\mu\text{f}$ ，该电容器大且昂贵。R-C滤波器的串联电阻也带来问题。该串联电阻在正常操作中引入20伏数量级的电压损失，这限制放大器输出的波动。本发明配置允许放大器以几乎等于电源电压的输出电压波动操作。当出现故障时，用限压齐纳二极管保护敏感的低压装置直到熔断电阻开路。

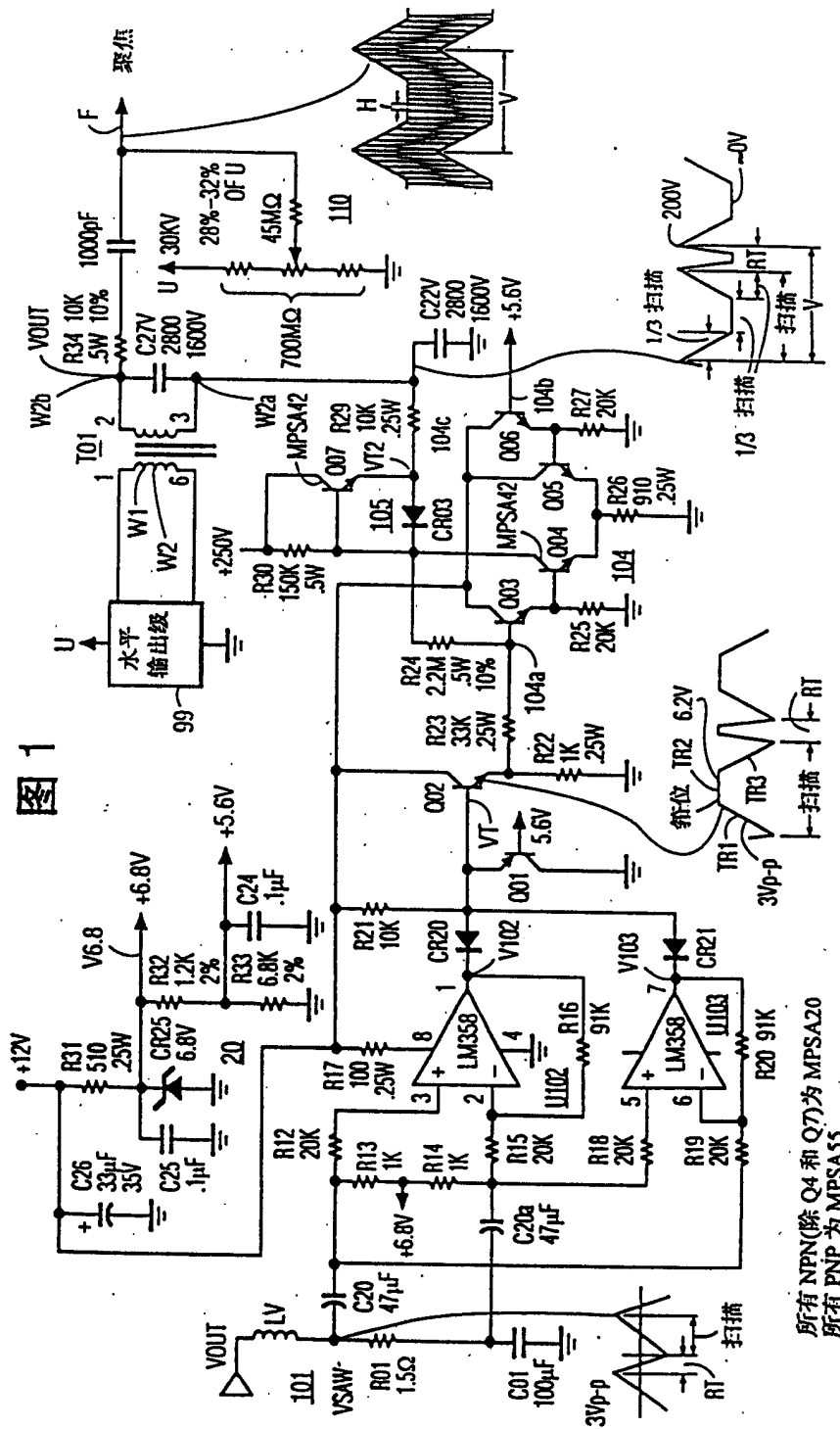
具体参见图3，输出级和保护电路106代表图1所示放大器104和正偏配置105的改进形式。该放大器是差分式，具有AB类输出，其工作如下。R122两端产生的驱动电压加在R123与R122的接点，并在R123中引入电流。并联反馈电流流经C130和R124。放大器输出电压获得抵消驱动电流的数值，因此产生大约 $2.2\text{M}/20\text{K}=110$ 的低频增益。晶体管Q103和Q104形成达林顿对，晶体管Q106和Q105形成第二达林顿对。这两个达林顿对进行差分连接。该配置使温漂最小并提供大输入阻抗，这样象运算放大器一样的操作是有可能的。

如结合图1电路104和105所阐述的，设计驱动电路使得驱动信号的最大值等于相对差分输入端的偏压。这允许当该驱动为最大时输出接近0伏。当Q107和Q104同时导通时带来问题。这在正常工作状态下是不可能的，但是如果一个或二个器件外部短路或出故障和变为内部短路则成为可能。如果出现同时导通，R140可具有如0.25A大的电流，并耗放60W左右。这将导致R140烧断并损坏电路。可将电阻R140以其引脚装配在印刷电路板之上，这样它可烧断而不会烧焦印刷板。齐纳二极管CR104限制从Q104射极到地的电压，因此低压晶体管Q103、

Q105和Q106不会被过压或过流毁坏。可选择齐纳二极管仅在垂直回扫消隐期间导通。牺牲该电阻而保存晶体管，这通过防止对其余放大器电路的潜在破坏简化修理和维护。

如果如图1情形那样，CR104不存在，通过C125的电流可能引起象125伏一样高的电压。这会导致其它三个低压晶体管的反向击穿和可能损坏。

由接收+12伏输入的电源级120提供+6.8伏和5.6伏的偏压源。电源级120用额定+6.8伏的齐纳二极管CR126稳压，并包括电容器C126、C125和C124以及电阻器R131、R132和R133。电阻器R132和R133形成从齐纳管稳定的+6.8伏分得+5.6伏的分压器。



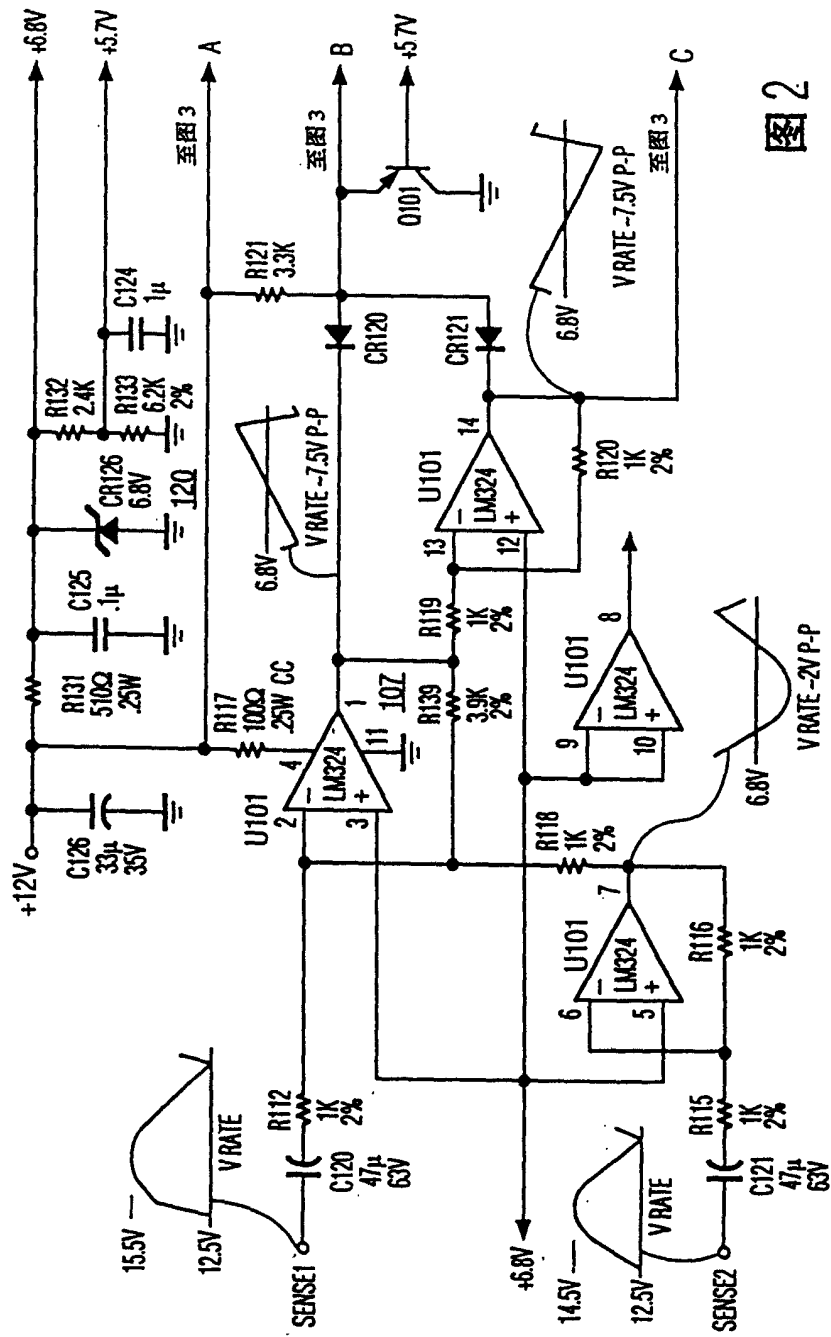


图2

