



[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 95109513.7

[45] 授权公告日 2004 年 4 月 7 日

[11] 授权公告号 CN 1145352C

[22] 申请日 1995.8.2 [21] 申请号 95109513.7

[30] 优先权

[32] 1994. 8. 3 [33] US [31] 285579

[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

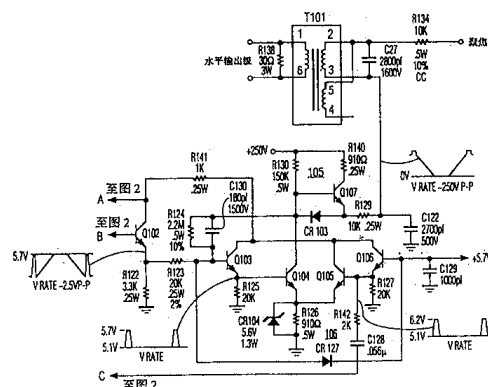
代理人 董江雄 马铁良

权利要求书 2 页 说明书 9 页 附图 3 页

[54] 发明名称 动态聚焦放大器的波形校正电路

[57] 摘要

一种动态聚焦放大器，包含：响应场频锯齿波形以场频产生在扫描时间期间具有给定形状的所需分量而在回扫时间期间具有给定形状的不希望的时间压缩形式的调制波形的第一电路；响应锯齿波形之一以场频产生实际在宽度和相位上对应于垂直回扫消隐波形的脉冲波形的第二电路；以及由用于组合调制波形和脉冲波形以从调制波形去除给定形状的不希望时间压缩形式的达林顿对形成的差分放大级。



1.一种动态聚焦放大器, 包含:

用于产生场频锯齿波形的装置 (U101);

其特征在于:

响应所述锯齿波形以所述场频产生在扫描时间期间具有给定形状的所需分量, 在回扫时间期间具有所述给定形状的不希望的时间压缩形式的调制波形的第一装置 (CR120, CR121, Q101);

响应所述锯齿波形之一以所述场频产生实际上在宽度和相位上对应于垂直回扫消隐波形的脉冲波形的第二装置 (C128, R142, Q105, Q106, CR127); 以及

用于组合所述调制波形和所述脉冲波形以从所述调制波形除去所述不希望的所述给定形状的时间压缩形式。

2.如权利要求 1 所述的放大器, 其中所述用于组合所述调制波形和所述脉冲波形的装置 (106) 的特征在于: 由以差分结构耦合的达林顿对 (Q103, Q104 与 Q105, Q106) 形成的放大级。

3.如权利要求 2 所述的放大器, 其中响应所述锯齿波形产生所述脉冲波形的所述第二装置的特征在于:

电容器 (C128);

发射极耦合到所述电容器基极耦合到参考电压源 (+5.7V) 的第一晶体管 (Q106), 所述第一晶体管在所述电容器由所述锯齿波形以第一方向充电的垂直扫描期间以射级跟随器方式操作; 以及

基极耦合到所述电容器的第二晶体管 (Q105), 在垂直回扫期间所述电容器以相反方向充电, 所述第一晶体管截止, 所述第二晶体管导通。

4.如权利要求 3 所述的放大器, 其特征在于: 所述第一和第二晶

体管 (Q105、Q106) 形成一个所述达林顿对。

5.如权利要求 1 所述的放大器, 其中响应所述锯齿波形产生所述脉冲波形的第二装置的特征在于:

电容器 (C128);

发射极耦合到所述电容器基极耦合到参考电压源 (+5.6V) 的第一晶体管 (Q106), 所述第一晶体管在所述电容器电所述一个锯齿波以第一方向充电的垂直扫描期间以射极跟随器模式操作: 以及,

基极耦合到所述电容器的第二晶体管 (Q105), 所述电容器在垂直回扫期间以相反方向充电, 所述第一晶体管截止, 而所述第二晶体管导通。

6.如权利要求 5 所述的放大器, 其特征在于: 所述第一和第二晶体管 (Q105, Q106) 形成达林顿对。

7.如权利要求 1 所述的放大器, 其中响应所述锯齿波形产生所述脉冲波形的所述第二装置的特征在于: 电容器 (C128) 由所述一个锯齿波形在垂直扫描期间以第一方向充电, 在垂直回扫描期间以相反方向充电。

8.如权利要求 1 所述的放大器, 其特征在于: 所述调制波形的所述需要和不希望的分量的所述给定形状是梯形。

动态聚焦放大器的波形校正电路

本发明涉及电视设备的受调聚焦电压电路的波形校正。

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。

在通常情况下，电子束聚焦近似按沿每一扫描方向的抛物线函数变化。因此，聚焦电势的变化分量可能在两个轴具有抛物线波形。一般，场频抛物线波形是通过与例如垂直偏转电流同步的锯齿波形积分而产生。也可利用乘法。然而，这两种技术需要复杂的电路。

场频梯形波形可利用段方式线性化技术由垂直锯齿信号产生。将梯形波形加到聚焦电极并用来近似前述抛物线波形。该电路不贵并可更好地加以控制，因为不需要信号积分。这种动态聚焦电压产生装置可包括频率与偏转频率相关的第一信号源。在偏转周期扫描间隔的相应部分内，切换配置响应用于产生调制信号的段方式线性化部分的第一信号。按照调制信号调制聚焦电压。

在如上所述的这类动态聚焦电路中，在垂直回扫期间可能存在对所需扫描波形时间压缩的不希望拷贝。该波形出现在垂直消隐期间，因此不改善图象的聚焦。相反，它导致聚焦电压额外的不必要变化，

而不是与诸如高压调节一类的其它电路相互作用，这样发生不希望的阻尼振荡。

本发明的目的是提供一种配置，按照本发明的配置通常在垂直回扫期间出现的不需要负向波形被去除而代之以小的正向脉冲。将该脉冲加回到原始信号以产生特别规则的输出动态聚焦电压。

按照本发明的动态聚焦放大器包含：用于产生场频锯齿波形的装置；响应锯齿波形用于以场频产生在扫描时间期间具有给定形状的所需分量在回扫时间期间具有给定形状的不需要时间压缩形式的调制波形的第一装置；响应锯齿波形用于以场频产生实际在宽度和相位上对应于垂直回扫消隐波形的脉冲波形的第二装置；以及，用于组合调制波形和脉冲波形以从调制波形除去给定形状的不希望时间压缩形式的装置。用于组合调制波形和脉冲波形的装置可包含由以差分结构耦合的达林顿对形成的放大器级。

响应锯齿波形产生脉冲波形的第二装置可包含：电容器；发射极耦合到电容器、基极耦合到参考电压源的第一晶体管，第一晶体管在锯齿波形以第一方向对电容器充电的垂直扫描期间以发射极跟随器方式操作；基极耦合到电容器的第二晶体管，垂直回扫期间电容器以相反方向充电，第一晶体管截止，第二晶体管导通。第一和第二晶体管可形成一个达林顿对。

按照本发明的动态聚焦放大器还包含：从场频产生锯齿波形的装置；响应锯齿波形以场频产生在扫描时间期间具有所需梯形分量以及在回扫时间期间具有不需要的梯形分量的梯形波形的第一装置；响应锯齿波形以场频产生宽度上实际对应于不需要的梯形分量的脉冲波形的第二装置；以及组合梯形波形和脉冲形以从梯形波形除去不需要的梯形分量的装置。

用于组合梯形波形和脉冲波形的装置可包含由以差分结构耦合的

达林顿对形成的放大器级。响应锯齿波形产生脉冲波形的第二装置可包含：电容器，以及，发射极耦合到电容器、基极耦合到参考电压源的第一晶体管，在电容器由锯齿波形以第一方向充电的垂直扫描期间第一晶体管以射级跟随器方式操作；以及，耦合到电容器的第二晶体管，电容器在垂直回扫期间以相反方向充电，第一晶体管截止，第二晶体管导通。第一和第二晶体管可形成一个达林顿对。

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 合在一起是实施本发明配置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 中产生场频锯齿信号 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

时按射极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 以场频形成的梯形电压 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 端的场频波形与绕组 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 伏输入的电源级 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。

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，用于产生场频锯齿波形的装置 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 SENSE1 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场频锯齿，在垂直回扫期间是斜率为正的场频锯齿。该波形通过电容器 C128 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。如果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，这可能是重要的。

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（Q013、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 发射级的电压。此时基极箝位的晶体管 103 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 可以射级跟随器模式工作，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 抛物线校正和场频的大约 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场频校正。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。

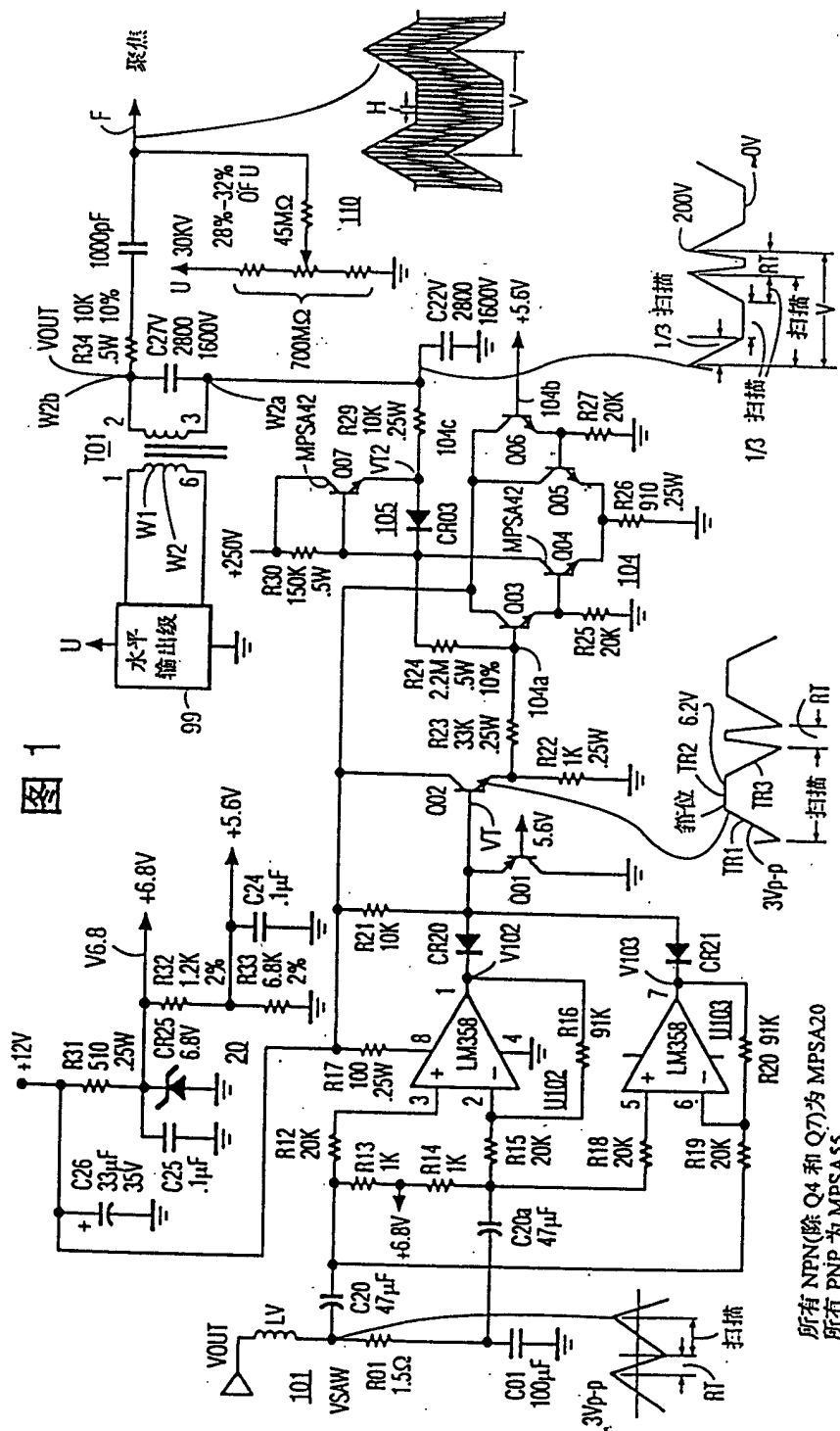
在放大器与+250 伏电源之间提供 R-C 去偶级，以使在正常工作期间存在最小直流压降，而在故障发生时存在大保护压降可以解决该问题。通过滤级电容使短期瞬态旁路。在本设计中，应使用高压滤波电容器，例如，额定 300 伏的 $0.33\ \mu\text{f}$ ，该电容器大且昂贵。R-C 滤波器的串联电阻也带来问题。该串联电阻在正常操作中引入 20 伏数量级的电压损失，这限制放大器输出的波动。本发明配置允许放大器以几乎等于电源电压的输出电压波动操作。当出现故障时，用限压齐纳二极管保护敏感的低压装置直到熔断电阻开路。

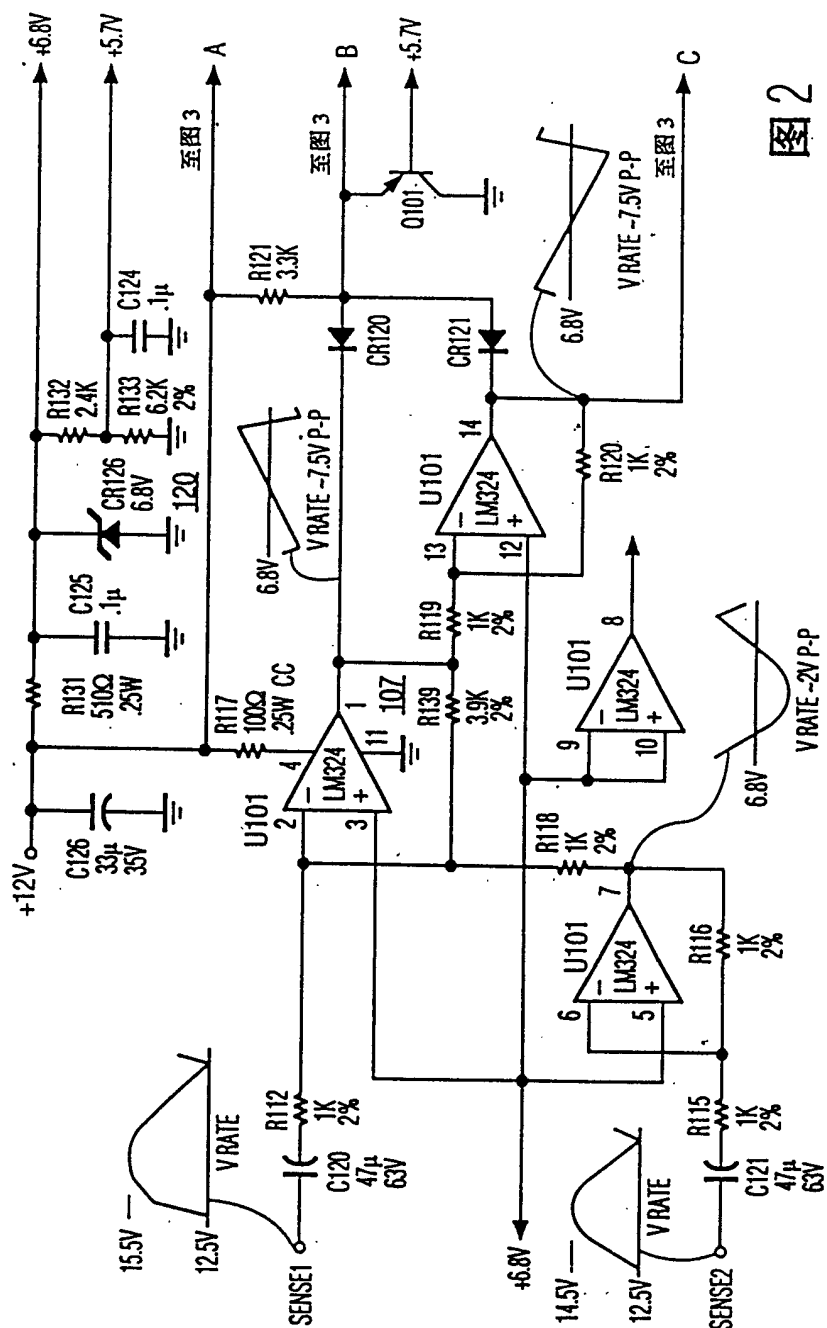
具体参见图 3，输出级和保护电路 106 代表图 1 所示放大器 104 和正偏配置 105 的改进形式。该放大器是差分式，具有 AB 类输出，其工作如下。R122 两端产生的驱动电压加在 R123 与 R122 的接点，并在 R123 中引入电流。并联反馈电流流经 C130 和 R124。放大器输出电压获得抵消驱动电流的数值，因此产生大约 $2.2\text{M} / 20\text{K} = 110$ 的低频增益。晶体管 Q103 和 Q104 形成达林顿对，晶体管 Q106 和 Q105 形成第二达林顿对。这两个达林顿对进行差分连接。该配置使温漂最小并提供大输入阻抗，这样象运算放大器一样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

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。

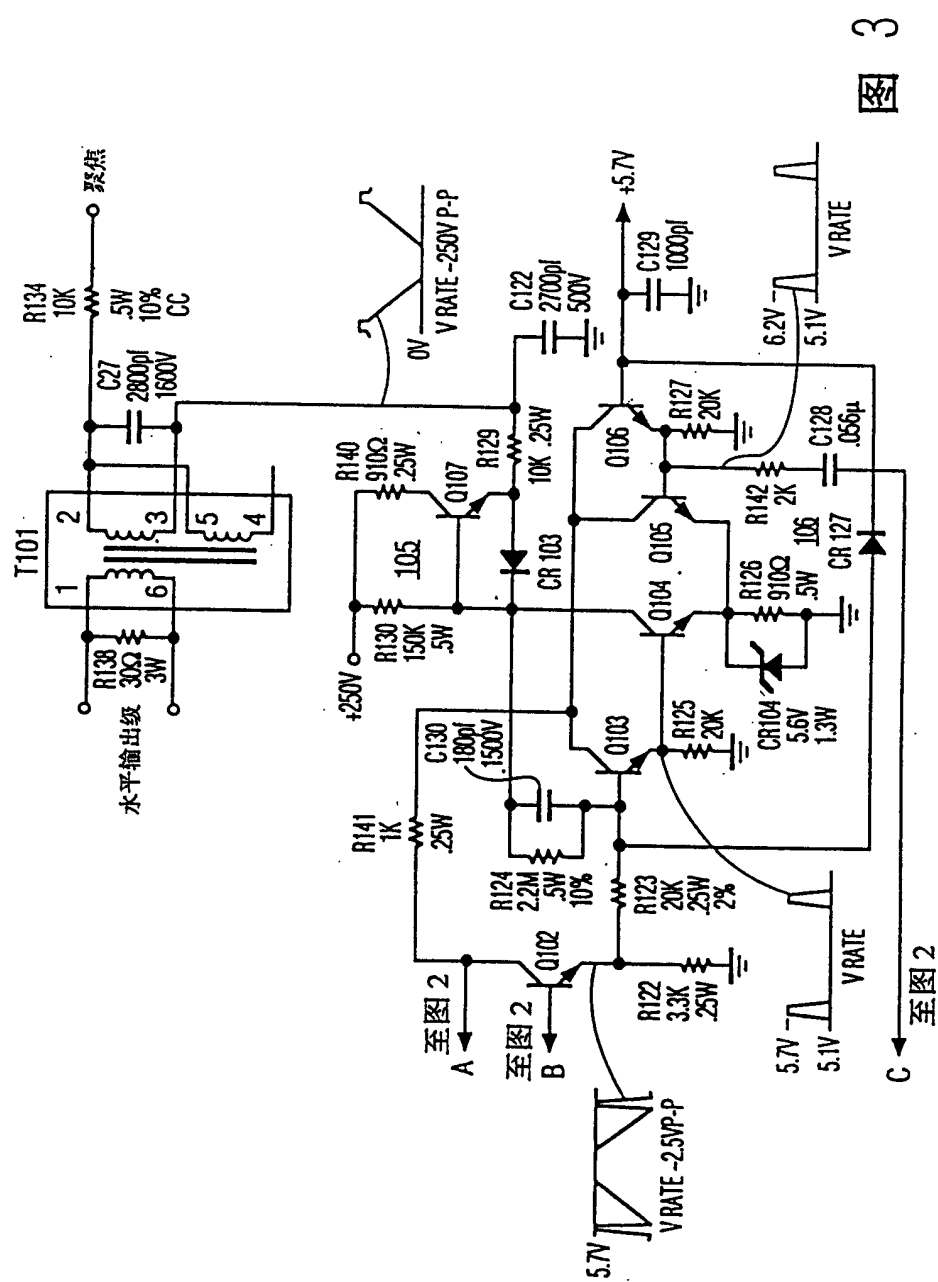
如果如图 1 情形那样, CR104 不存在,通过 C125 的电流可能引起象 125 伏一样高的电压。这会导致其它三个低压晶体管的反向击穿和可能损坏。

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。





2
图



3