[19]中华人民共和国专利局

[51]Int.Cl[6]
H04N 3/16
H01J 29/56

[12]发明专利说明书

[21] ZL 专利号 92100180.0

[45]授权公告日 1998 年 3 月 18 日

[11] 授权公告号 CN 1037799C

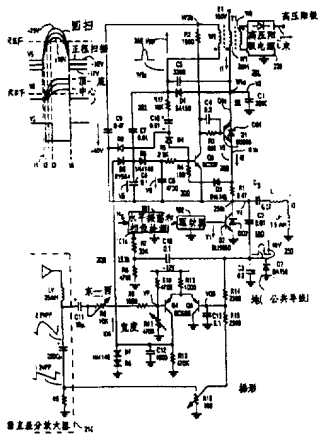
[22]申请日 92.1.3 [24]颁证日 97.12.26
[21]申请号 92100180.0
[30]优先权
[32]91.1.4 [33]GB[31]9100123.0
[73]专利权人 RCA许可公司
地址 美国新泽西州
[72]发明人 P·E·哈费尔
[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
代理人 马铁良 程天正
[56]参考文献
US4,906,902 1990. 3. 6 H02J29/56
审查员 陈 源

权利要求书 5 页 说明书 9 页 附图页数 3 页

[54]发明名称 光栅畸变校正电路

[57]摘要

为控制回扫能量，开关晶体管 Q_1 耦合在回扫变压器初级绕组 W_1 与水平偏转输出晶体管电路 100 之间，来得到“东-西”枕形光栅校正所需要的偏转电流幅值 i3 的“东-西”调制。晶体管 Q_1 在部分回扫期间将水平偏转绕组 LH 与回扫谐振电路 251 断耦合。绕组 LH 耦合到公共导线地上，允许使用偏转绕组中产生的回扫电压取样 V4a 作为反馈信号来使偏转电流与视频信号 Hs 同步。本电路可减少作为束电流函数的偏转电流的相位调制。



权　利　要　求　书

1. 电视偏转设备，包括：

具有与第一偏转频率有关的频率的第一输入信号(Hs)的信号源;

一个回扫谐振电路(100),包括一个偏转绕组(LH)和一个第一回扫电容(C2);

一个输入电源电压(B+)源;

一个电源感(W1)，与所述输入电源电压源耦合，用以在所述电源电感中产生至少是回扫脉冲电压(V2)的一部分的电压;

第一开关装置(Q2)，响应上述第一输入信号，且与上述回扫谐振电路以及上述电源电感相耦合，用以在上述偏转绕组中产生偏转电流(i3)和用以在一给定的偏转周期的回扫间隔期间在上述回扫谐振电路中产生至少是第一回扫脉冲电压(V4)的一部分的电压;

一个调制的第二输入信号(VP)的信号源(LV)；其特征在于:

第二开关装置(Q1)，响应上述第一和第二输入信号，且耦合到所述电源电感和上述回扫谐振电路上，用以将上述电源电感与上述回扫谐振电路断耦合，和用以在上述第一回扫脉冲电压的可控制的第一部分(t3至t6)期间在所述电源电感与所述回扫谐振电路断耦合发生时，在所述第二开关装置的第一主电流导流端子(Q1 的集电极)上产生上述回扫脉冲电压，并在所述第二开关装置的第二主电流导流端子(Q2 的发射极)上产生上述第一回扫脉冲电压，上述第一回扫脉冲的可控制的第一部分随上述第二输入信号而变化。

2. 根据权利要求1 所述的设备，其特征在于，所述第二开关装置(Q1)的所述第一主电流导流端子(Q1 的集电极)在远离上述回扫谐振电路(100)的一个点(W1a)上与上述电源电感耦合，所述第二开关装置的

所述第二主电流导流端子(发射极) 在远离所述电源电感的一个点(250a)上与上述回扫谐振电路耦合。

3. 根据权利要求1 所述的设备, 其特征在于, 所述的第二开关装置(Q1)在所述第一部分(t3 至t6) 期间形成一个高阻抗, 插接在上述电源电感(W1)与上述回扫谐振电路(100) 之间。

4. 根据权利要求1 所述的设备, 其特征在于, 一个回扫电容(C1)与所述电源电感(W1)耦合, 形成一个回扫谐振电路(251), 这个电路(251)在所述第一回扫脉冲电压(V4)的第二部分(t1 至t3) 期间经上述第二开关装置(Q1)耦合到上述偏转绕组(LH)上。

5. 根据权利要求4 所述的设备, 其特征在于, 所述谐振电路(100, 251) 具有大致上相等的谐振频率。

6. 根据权利要求4 所述的设备, 其特征在于, 具有一谐振频率的一个组合式谐振电路, 包括所述电源电感(W1)、所述偏转绕组(LH)、所述第一回扫电容(C2)和所述回扫电容(C1), 其谐振频率基本上只与上述回扫谐振电路(100) 的谐振频率相同。

7. 根据权利要求1 所述的设备, 其特征在于, 所述电源电感(W1)包括一个回扫变压器(T1)的初级绕组, 该回扫变压器的第二绕组(W3)耦合到一个高压阳极电源(220) 上, 该电源由上述变压器的上述第二绕组产生的高电压供电, 所述高压阳极电压电源形成一个负载, 束电流(i 电子束) 的变化而变化。

8. 根据权利要求1 所述的设备, 其特征在于, 所述第二开关装置(Q1)在所述第一回扫脉冲电压(V4)的第一部分(t3 至t6) 期间工作于导通状态, 在所述第一回扫脉冲电压的所述第二部分(t1 至t3) 期间处于不导通状态。

9. 根据权利要求8 所述的设备, 其特征在于, 所述第二部分(t1 至t3) 在一给定的回扫时间间隔(t1 至t6) 期间在所述第一部分之前。

10. 根据权利要求 8所述的设备，其特征在于，所述回扫谐振电路(100) 的回扫谐振频率在所述第二开关装置(Q1)际通时和在所述第二开关装置不导通时基本上保持不变。

11. 根据权利要求1 所述的设备，其特征在于，所述电源电感(W1)包括一个回扫变压器(T1)的一个绕组，该变压器在所述第二开关装置(Q1)不导通由所述第二开关装置将其与所述回扫谐振电路(100) 断耦合，而当所述第二开关装置导通时通过所述第二开关装置耦合到所述回扫谐振电路上。

12. 根据权利要求1 所述的设备，其特征在于，相位控制级(101)，响应上述第一输入信号(Hs)和上述回扫谐振电路(100) 耦合的并使上述电源电感(W1)处于旁路状态的反馈回扫脉冲电压(V4a) 。

13. 根据权利要求1 所述的设备，其特征在于，所述第二开关装置(Q1)在所述给定的偏转周期的回扫部分(t6 至t1′)期间与所述第一开关装置串联连接。

14. 根据权利要求1 所述的设备，其特征在于，回扫电容(Cs)耦合到上述偏转绕组(LH)上，在上述偏转周期的正程扫描间隔(t6 至t1′)期间形成第一正程扫描谐振电路；及第二正程扫描谐振电路(240) 耦合到所述正程扫描电容上，以提供内部枕形畸变校正。

15. 根据权利要求1 所述的设备，其特征在于，上述第一(Q2)和第二(Q1)开关装置中的每一个都以行频工作，且其中所述第二开关装置在上述回扫间隔内、在以垂直速率抛物线方式变化以提供枕形畸变校正的瞬间变成不导通状态。

16. 根据权利要求1 所述的设备，其特征在于，装置(Q4,Q5) 响应一个具有垂直速率(VP)的信号，用以在所述第一开关装置(Q1)的控制端(基极)上产生一个控制信号(V3)，使上述控制信号的相位随上述垂直速率信号的变化而变化。

17. 根据权利要求 1所述的设备，其特征在于，第二回扫电容(C3)与上述第一回扫电容(C2)串联连接，以在上述第二回扫电容上产生第二回扫脉冲电压(V4a)；及一个相位控制级(101)，其输入端(101a)耦合在上述回扫电容之间，使上述电源电感(W1)旁路。

18. 根据权利要求 1所述的设备，其特征在于，控制电路(200)，它以第一(Q2)与第二(Q1)开关装置之间的连接端子(250a)为基准，用以在上述第二开关装置的控制端(基极)上产生一个控制信号(V3)，其中在上述偏转周期的正程扫描间隔(t6 至t1′)期间上述连接端子处于恒定电位，且在上述回扫间隔(t1 至t6)期间，在上述连接端子上产生一个回扫电压(V4)。

19. 根据权利要求 1所述的设备，其特征在于，负荷电路(220)耦合到所述电源电感(W1)上，且由所述回扫脉冲电压(V2)供电，其中上述第二开关装置(Q1)在上述回扫间隔(t1 至t6)期间形成一个高阻抗，通过减少从上述回扫谐振电路(100)到所述负荷电路的能量传送来减少“鼠齿”畸变。

20. 根据权利要求 1所述的设备，其特征在于，装置(101)响应第一输入信号(Hs)和上述第一回扫脉冲电压(V4)，用以产生一个控制信号并耦合到上述第一开关装置(Q2)的控制端(基极)以形成一个相应控制环路，其中所述第二开关装置(Q1)将所述回扫脉冲电压(V2)与所述控制信号产生装置断耦合。

21. 根据权利要求20所述的设备，其特征在于，所述第一回扫脉冲电压(V4，V4a)以上述控制信号产生装置(101)的基准电位(地)为基准。

22. 根据权利要求1 所述的设备，其特征在于，所述第一(Q2)和第二(Q1)开关装置在所述偏转周期的正程扫描间隔中的一部分(正程中心至t1′)期间串联耦合，且所述电源电感(W1)、所述第二开关装置(Q1)和

所述回扫描谐振电路(100) 在所述第一回扫描脉冲电压(V4)的第二部分(t1 至t3) 期间串联耦合。

23. 根据权利要求1 所述的设备，其特征在于，所述第二开关装置(Q1)在所述回扫脉冲电压的所述可控制的第一部分(t3 至t6) 期间，将所述第一回扫脉冲电压(V4)与所述电源电感(W1)断耦合，并将所述回扫脉冲电压(V2)与所述回扫谐振电路(100) 断耦合。

说　　明　　书

光栅畸变校正电路

本发明涉及视频显示设备的偏转电路。

为获取正确的光栅显示，通常要求水平偏转电路与内含图象信息的视频信号准确地同相或同步。在普遍的实践中在偏转电路回扫变压器中产生的回扫脉冲用以在相位控制环路中提供反馈脉冲来实现这样的同步化。但当回扫变压器激励高压阳极电源时，束电流的变化会调制回扫变压器产生的回扫脉冲的形状和宽度。不利的是，水平偏转绕组中水平偏转电流的相位可能相对回扫变压器所产生的回扫脉冲的相位发生偏移或相移。其结果是不准确的同步化，从而产生肉眼看得见的与束电流有关的图象水平偏移或在水平方向上弯曲的光栅。采用“东- 西”畸变的光栅校正时，这种不希望有的效应会更严重。

希望不采用变压器产生的回扫脉冲而采用水平偏转绕组中产生的回扫脉冲使偏转电路与视频信号同相。为此，在回扫期间，希望使水平偏转绕组的一端处于公共导线电位或地电位。

在体现本发明的一个方面的水平偏转电路中，水平偏转绕组的一端耦合到地电位。回扫变压器与含有偏转绕组的回扫谐振电路之间提供松耦合。偏转绕组的接地端可使水平偏转绕组的回扫脉冲更准确地与视频信号同相。松耦合减少了与束电流有关的对水平偏转电流的相位调制作用，而且还减少产生所谓“鼠齿”畸变，例如在Haferi的题为“东- 西校正电路”的美国专利4,634,937 中已有详细的描述。

体现本发明的一个特点的电视偏转设备包括其频率与第一偏转频率

有关的第一输入信号之源。一个回谐振电路包括一个偏转绕组和一个第一回扫电容。一个电源电感耦合到输入电源电压源上，用以在电源电感中产生回扫脉冲电压。一个第一开关装置响应第一输入信号，且耦合到回扫谐振电路和电源电感上，用以在某给定周期的回扫间隔期间在偏转绕组中产生偏转电流，在回扫谐振电路中产生第一回扫脉冲电压。配备一个已调制的第二输入信号源。一个第二开关装置响应该第一和第二输入信号，且耦合到电源电感上回扫谐振电路上，用以在随第二输入信号变化的第一回扫脉冲电压的可控制的第一部分期间将电源电感与回扫谐振电路“解除耦合”。回扫脉冲电压在第二开关装置的第一主电流导通端子上产生，由第二开关装置将其与回扫谐振电路“解除耦合”。第一回扫电压在第二开关装置的第二主电流导通端子上产生，由第二开关装置将其与电源电感“解除耦合”。

图1 示出体现本发明的一个方面、含有一个外部枕形畸变校正装置的偏转电路；

图2a-2g 示出有助于说明图1 电路的工作情况的一些波形；

图3 示出体现本发明另一个方面、含有一个外部和内部枕形畸变校正装置的偏转电路。

图1 的水平偏转电路250 体现了本发明的一个方面，它可为例如A66EAS00X01 型FS(频移) 彩色阴极射线管(CRT) 中的电子束提供水平偏转。水平偏转电路250 含有一个开关晶体管Q2和一个反向并联的阻尼二极管DQ2，二者构成一个集成电路，前者按行频f_H操作，NTSC 制的行频约为15.7千赫。回扫电容器C2和C3组成的串联电路与晶体管Q2和二极管DQ2 并联耦合。偏转绕组LH与S 形扫描电容Cs以及线性电感LLIN串联耦合，形成与晶体管Q2、二极管DQ2 以及串联耦合的回扫电容C2和C3之中的每一个并联耦合的一个支路，从而在水平回扫期间形成一个回扫谐振电路100 。

相位控制级101 含有一个水平振荡器和一个相位检波器，在图1 中未详细示出，它响应水平同步信号Hs。信号Hs是从例如电视接收机的视频检波(图中未示出) 获得的，它以公共导线的电位或地电位为基准。电容器C2和C3构成一个分压器，以得到取样的、以公共导线或地为基准的、低幅值回扫电压V4a 。电压V4a 经耦合网络101b施加到相位控制级101 的第二输入端101a上，使回扫脉冲电压V4与同步信号Hs同步。相位控制级101 将开关电压V1经过一个传统的驱动级102 施加到晶体管Q2的基射结上，以产生行导线电位或地电位为基准。

开关式光栅畸变校正电路200 体现了本发明的一个特点，它包括一个“东- 西”控制电路300，用以控制着回扫电路251 的双极开关晶体管Q1的开关时间。回扫电路251 的回扫变压器T1的初级绕组W1耦合在B+电压源与开关晶体管Q1的集电极之间。回扫电容器C1耦合在晶体管Q1与绕组W1之间的结点端子W1a 上，与绕组W1一起形成回扫电路251 的回扫谐振电路99。

为了实现本发明的一个特点，变压器T1的绕组W2在端子W2a 处与晶体管Q1的驱动级201 相耦合，为驱动级201 供电。晶体管Q1的发射极经限流电阻R1与偏转电路250 的晶体管Q2的集电极相耦合。一个反向并联的阻尼二极管DQ1 耦合在晶体管Q1的集射极之间。二极管D1的阳极耦合在绕组W1的端子W1a 与晶体管Q1的集电极之间，其阴极耦合在端子W2a，上，与绕组W2一起为“东- 西”开关晶体管Q1提供涌入电流通路，起过压保护作用。

在回扫间隔中的一个可控部分期间晶体管Q1使谐振电路99和100 并联耦合，为偏转电路250 供电。两谐振电路99和100 的谐振频率相同，都是44千赫。因此，谐振电路99和100 可以并联耦合而不致改变谐振电路100 的由此得出谐振频率。

图2a-2g 示出了有助于说明图1 电路的工作情况的一些波形图。图

1 和图2a-2g 中相同的符号和编号表示相同的元件或功能。图1 的晶体管Q1和Q2在扫描间隔t6-t1′期间处于饱和状态，如图2a和2d的波形分别示出驱动电压V1和V3。图2c示出的电流i1的向上倾斜的扫描部分经过图1 中串联耦合的晶体管Q1和Q2流到地。图2g示出的偏转电流i3经过图1的晶体管Q2流到地。电流i1和i3负的部分流经晶体管Q1和Q2相应的集成的二极管DQ1 和DQ2 。

在图2a的t1时刻“偏转”晶体管Q2截止，以使回扫间隔t1-t6 开始。这时图1 的电流i3流经电容器C2和C3，产生回扫电压V4，如图2f所示。由图1 的电阻器R14 构成的反馈通路将电容器C3中的电压V4a 耦合到“东- 西”控制电路300 。跨接在电容器C3的二极管D2将电容器C3上的电压V4a 的扫描部分钳位于地电位。图1 的“东- 西”控制电路300 在晶体管Q1的基极产生驱动电压V3，在回扫时间间隔的一部分期间发生的一个可控制的瞬间亦即图2d的t2至t3间隔晶体管Q1截止(下文会解释) 。图2b示出的回扫电压V2的幅值由电源电压B+调节或稳定化，它与晶体管Q1导通状态的变化无关。从图2e的t1时刻直到晶体管Q1截止为止，晶体管Q1中的电流i2补充谐振电路100 中的能量损耗。

回扫电流i1分成两部分：第一部分即图2e的电流i2，幅值小，流经晶体管Q1和电容器C2和C3；及剩余部分，流经电容器C1。电流i2因晶体管Q1工作而受调制，以得到回扫电压V4和偏转电流i3的调幅的垂直速率抛物线形的包络，以满足校正“东- 西”光栅畸变的要求，如图2f和2g右侧的波形所示。

图1 晶体管Q1的截止时刻，从光栅的顶部到光栅的中心，从图2d的t2时刻到t3时刻，递增延迟。这使电流i2以递增数量流入偏转电路250，从而分别产生图2f和2g的回扫电压V4和偏转电流i3的递增幅度。晶体管Q1的截止时刻，从光栅中心到光栅底部是从图2d的t3时刻到t2时刻，递增地向前。其结果是，图2e电流i2递减的流入图1 的偏转电路250 中，

从而产生电压V4和电流i 3的递减幅值。这样就校正了电子束位置或枕形畸变的误差。

在图2c的t 4至t 5间隔期间，负电流i 2从偏转电路250 流向回扫电路251 。负电流i 2与正电流i 2成正比。电路250 中的能量损耗是根据电流i 2的正负两部分的和补充的。电流i 2的负部分由负电流i 1产生。负电流i 1提供在绕组W1环流的回扫能量，这对偏转电路250 的正确操作和对高压阳极电压的产生(这由变压器T1的第三绕组W3产生的) 都是非常重要的。

“东- 西”控制电路300 包括一个“驱动”晶体管Q3，它响应“东- 西”调制电流i D6，电流i D6 经二极管D6由晶体管Q4和Q5组成的差分放大器耦合过来。绕组W2两端的扫描电压由晶体管Q1的二极管DQ1 整流，它二极管D1串联耦合，用以在电容器C9两端产生约40伏的电源电压，以满足电路300 的晶体管Q3和Q1工作的需要。

在回扫期间，绕组W2两端的回扫电压由电容器C7和C8分压，以在电容器C8上获得峰- 峰值约为35伏的回扫电压V5。如图1 的左侧所示，电压V5的向上倾斜部分用以在t 2至t 3时间间隔期间对电压V3的前沿进行相位调制。二极管D5和电阻器R5将电容器C8上的电压V5耦合到晶体管Q3的基极上以提供基极电流，并通过对峰值电压的整流，部分地确定电压V5的直流平均值。

为便了解释，假设没有电流通过二极管D6，于是二极管D5使电容器C7和C8放电，直到电压V5小于使晶体管Q3导通所需要的最小阈值电压REF 时为止，如图1 中所示的波形。其结果是，晶体管Q3在整个回扫期间保持截止状态，电压V3保持为正，从而使晶体管Q1在整个回扫期间导通。

流经二极管D6的逐渐增大的充电电流i D6 按下文即将解释的一种方式产生，这个电流使电压V5的整个波形的电平移动到更靠向阈值电压

REF 。超过或大于阈值电压REF 的电压V5回扫部分产生流经二极管D5和电阻R5的电流。其结果是，晶体管Q3转入饱和状态，并产生电压V3的前沿导致晶体管Q1在由电流i D6 值控制的一瞬间截止。

电容器C6的第一个端子连接在二极管D5与电阻R5之间，其第二个端子与晶体管Q2的集电极端子250a相连接。在回扫期间，电容器C6充电到接近电压V5的峰值电压，以向晶体管Q3提供使其保持饱和状态的基极驱动电流，直到回扫终了时为止，如图1 所示电压V6的波形。在回扫终了时，电容器C6经电阻R5、二极管D5、电容器 C16、电阻R17 和绕组W2组成的串联电路在t6时刻放电，这个时刻产生电压V3后沿以使晶体管Q3截止。

在回扫期间，电容器C16 经二极管D9和电阻R17 充电到一负电压。在正程扫描期间，电容器C16 经二极管D3、电阻R4、二极管D4和电阻R17 放电，以使晶体管Q3的基射极反向偏置。在正程扫描期间隔期间，经串联连接的电阻器R2和R3提供晶体管Q1的基极电流，以使晶体管Q1保持饱和状态。于是，晶体管Q1的截止时刻随流经二极管D6的充电电流量而改变。较大的充电电流i D6 使电压V5的电平在正向上偏移，使晶体管Q1在较早的t2时刻截止。而较小的充电电流i D6 使晶体管Q1的截止时刻朝着较后的t3时刻顺延。

内含晶体管Q4和Q5的差分放大器产生电流i D6 使电容器C8充电。在该放大器中，由垂直偏转电路210 按传统方式产生的垂直速率的抛物线“东- 西”驱动电压VP加到晶体管Q4的基极上。晶体管Q5的基极处的积分电容器C13 上产生的电压VQ5 的反馈部分是从电容器C3上的电压V4a经电阻R14 和积分电容器C13 耦合过来的，该反馈部分表示偏转电流i 3的大小。电压VQ5 的第二部分是由垂直偏转电路210 经电阻R15 产生的，供梯形校正用。按垂直速率变化的充电电流i D6 只在正程扫描间隔期间在晶体管Q2饱和且电压V4为零时才经晶体管Q4的集电极和二极管D6

供给。

串联连接的二极管D7和D8限制了与晶体管Q4集电极负荷电阻R12 并联连接的电容器C12 上的电压。因此，二极管D7和D8也限制了电容器C8上的电压V5，从而防止了晶体管Q3不致在电压V2的前沿部分出现时在t1时刻之前导通。二极管D6在回扫期间不导通，以使由晶体管Q4和Q5组成的低压差分放大器与其上叠加的电压V5的回扫脉冲V4相隔离。因此，电容器C8在正程扫描期间被充电，以在回扫期间确定晶体管Q1的截止时刻。

电阻R1和由二极管D3及电阻R4组成的串联电路对晶体管Q1和Q2提供过流保护。二极管D3和电阻R4耦合在晶体管Q3的基极与电阻器R1和晶体管Q1的连接点之间。“电流取样”电阻R1与晶体管Q1和Q2串联耦合，其上电压大于二极管D3与晶体管Q3基射结的正向电压之和时，晶体管Q3导通，使流流经晶体管Q1和Q2的电流减小。有利的是，由于电阻R1在偏转电路250 外面，因而它不会使偏转线性度变差。

在电流涌入期间，晶体管Q1以共基极方式工作。B+电压开始施加到这个电路上时，晶体管Q3处于截止状态。因此，晶体管Q1的基极经电阻R3和R2、绕组W2、二极管D1和绕组W1耦合到B+电压上。晶体管Q2开始进行开关操作时，晶体管Q1在共基极方式下导通，直到在电容器C9上产生的已整流过的正程扫描电压经电阻R2和R3供给足量的基极电流使晶体管Q1维持饱和状态时为止。

由二极管D1、绕组W2和电容器C9组成的串联电路耦合在晶体管Q1的集电极与发射极之间。当跨在晶体管Q1上的回扫电压大于电容器C9上的电压与绕组W2两端的电压之和(即350 伏) 时，回扫电流通过二极管D1、绕组W2和电容器C9流入偏转电路250 。这使电压V4升高，接着使晶体管Q1的集射极电压限制到350 伏。因此，这个过电压保护电路限制了“东- 西”控制范围。有利的是，晶体管Q1的过电压保护允许使用其额

定电压值低于晶体管Q2的晶体管。

回扫变压器的总回扫电容包括电容器C1和电容器C7。耦合在标黑点的绕组W1和W2端子(W1 标有黑点的端子即为W1a)之间的电容器C5由于其上的回扫电压低，因而不影响回扫时间，而且业已发现，电容器C5有利于在高电子束电流(i 电子束) 时可降低绕组W3供电的高压阳极电压源220 的输出阻抗。

图3 示出了体现本发明另一个方面的偏转电路，它与图1 的偏转电路类似，但具有如下一些区别。图1 、图2a-2g 中相同的符号和编号表示相同的项目或功能。

图3 的电路为菲利浦45AX型A66EAK00X01 CRT 提供水平偏转，该CRT 需要外部(outside) 和内部(inside)两者的枕形校正。内部枕形校正电路240 包括一个线圈L1(线圈L1可以是可变的，以供调节) 、一个电容器C15 和一个“回扫”电容器C14 。串联耦合的线圈L1和电容器C15 组成的电路在正程扫描期间经晶体管Q1与电容器Cs并联耦合。线圈L1、电容器Cs和电容器C15 形成一个正程扫描谐振电路，可调谐到例如12-14 千赫，该调谐频率高于线圈LH和电容器Cs约为6 千赫的正程谐振频率。因此，线圈L1中的电流i4的“s ”整形度比偏转电流i3高，如图3 中电流i4的波形所示。电流i4由电容器Cs两端生成的电压V7产生。电流i4由晶体管Q1两端的回扫电压调制。此回扫电压等于电压V2与V4的差值，因而由图1 的外部枕形电路进行振幅调制。图3 的回扫电压V4与电压V7反相，导致电流i4和电压V7的变化。于是，晶体管Q1两端的低的回扫电压产生幅值增加的电流i4和电压V7，从而使偏转电流i3的“s ”整形度提高。同样，晶体管Q1两端的回扫电压的幅值增加时，“s ”整形度降低。回扫电容器C14 在回扫期间为电流i4提供一条电流通路，以防回扫变压器T1与偏转电路250 之间的耦合度的增加。

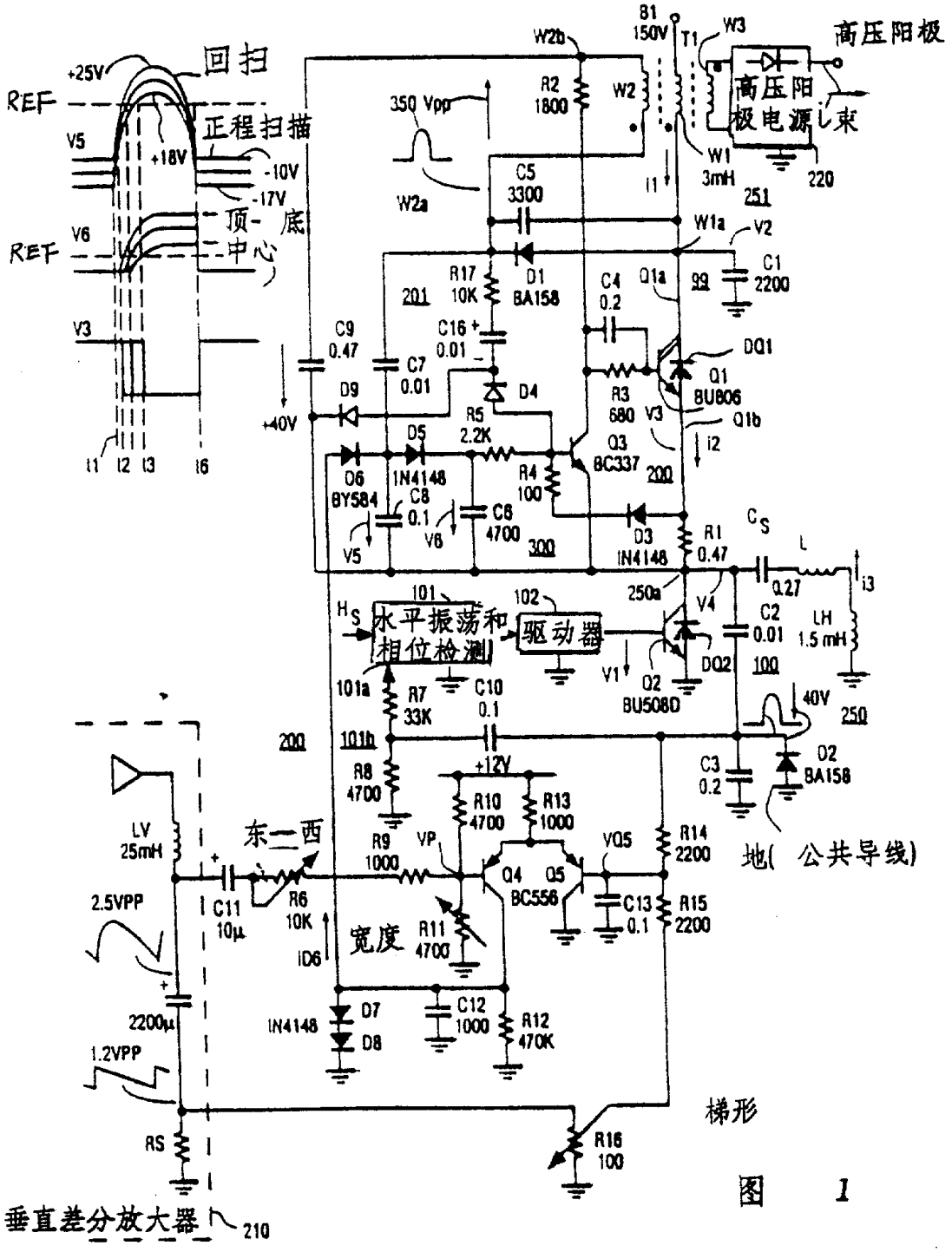
图1 和3 的电路经过修改可以使其在水平偏转频率$2xf_H$下工作。在

此情况下，晶体管Q1可以使用一个MOS 晶体管来代替双极晶体管。图1和3 电路有利于减少“鼠齿”畸变。这是因为，通过在回扫的大部分时间期间将例如图1 的电路250 与251 断耦合而使晶体管Q1减少了与电子束电流有关的能量从偏转电路250 回到偏转电路251 的传输的缘故。

按照本发明的另一个特点，晶体管Q1耦合在谐振电路99与100 之间，从而使晶体管Q1的集电极经过电流通路部分Q1a（它不含晶体管Q1的发射极）耦合到谐振电路99上；而晶体管Q1的发射极经电流通路部分Q1b （不含晶体管Q1的集电极和公用导线）耦合到谐振电路100 上。其结果是，在回扫期间晶体管Q1不导通时，晶体管Q1使谐振电路99与100彼此隔绝。因此，有利的是，当晶体管Q1不导通时，谐振电路99不使电容器C3中脉冲电压V4a 的波形产生畸变。

电容器C3上的电压V4a 的波形经网络101b耦合到相位控制级101 的输入端101a，使变压器T1处于旁路状态。电容器C3和相位控制级101 两者都以公共导线为基准。这样，通过将电路250 与251 断耦合，端子101a处的波形不会因加到变压器T1的束电流和“东- 西”调制而畸变，从而更准确地表现了偏转电流i3的时间安排，进而提供了更准确的、相位控制级101 的相位调整或同步化。

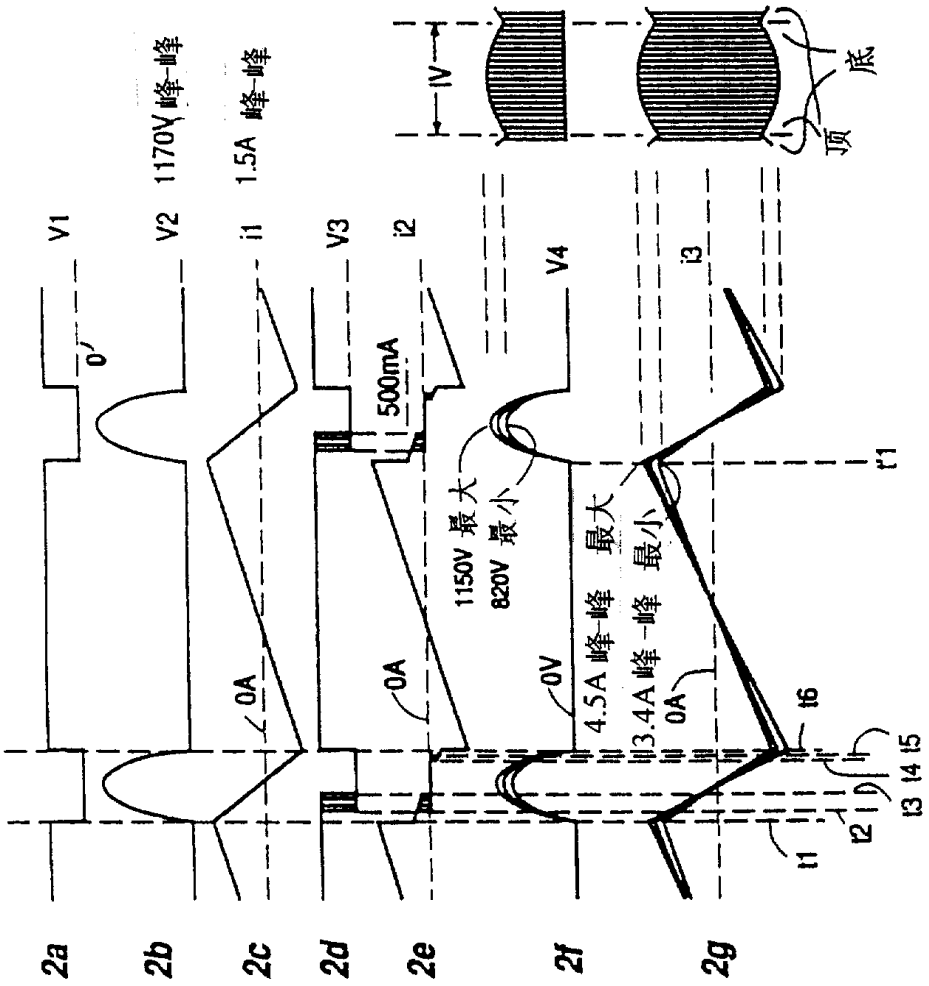
说 明 书 附 图

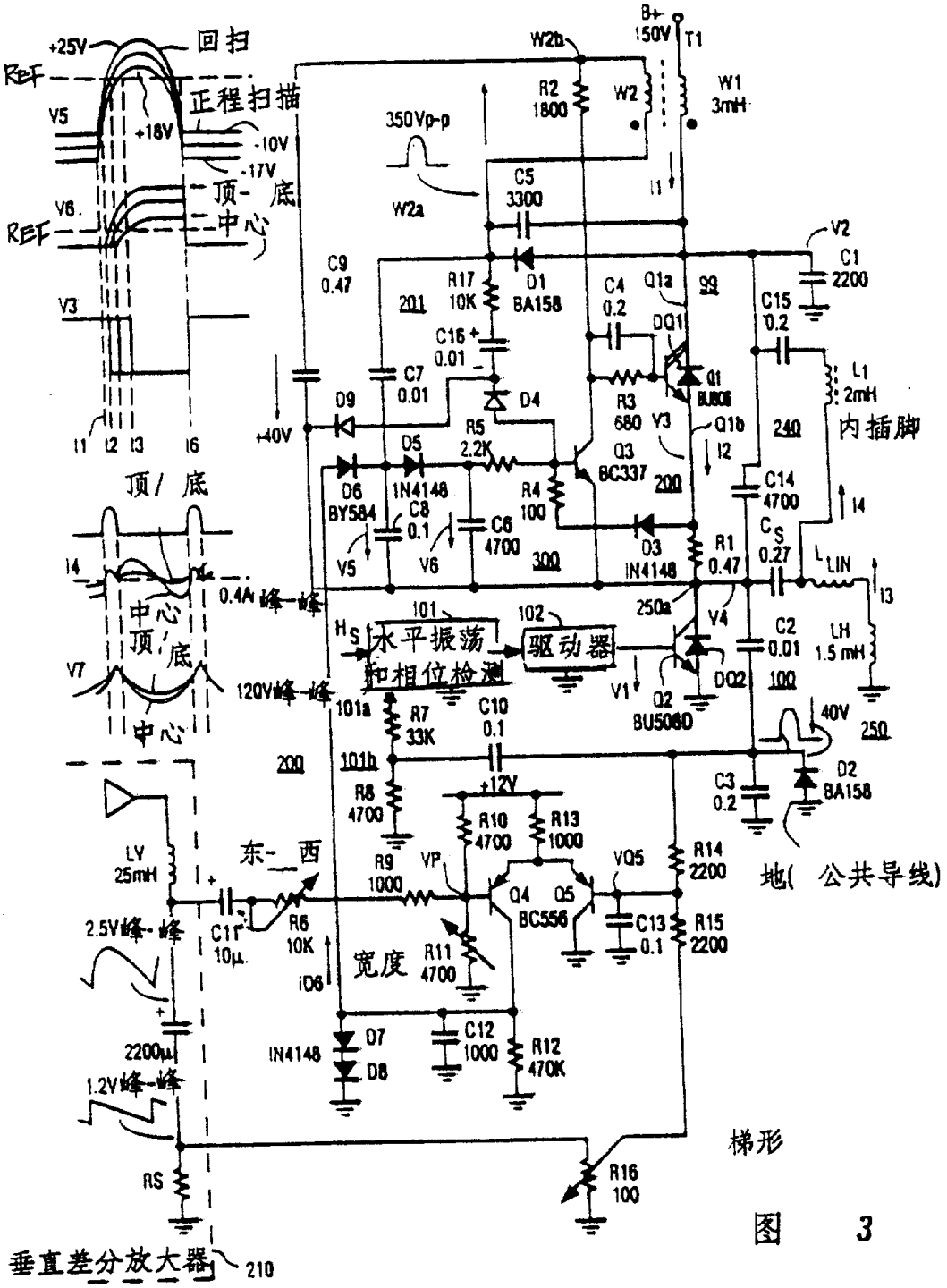


回扫
+25V
REF
正程扫描
V5
+18V
-10V
-17V
顶-底
V6
REF
中心
V3
I1 I2 I3 I6
350 Vpp
W2a
W2b
R2 1800
W2
B1 150V
T1
W3
高压阳极
高压阳极电源
W1 3mH
220
251
C5 3300
W1a
V2
C1 2200
R17 10K
D1 BA158
201
C4 0.2
Q1a
99
C16 0.01
C9 0.47
C7 0.01
D4
DQ1
Q1 BU806
R3 680
V3
Q1b
+40V
D9
R5 2.2K
D5
Q3 BC337
i2
D6 BY584
1N4148
C8 0.1
R4 100
200
C6 4700
V5
V6
300
D3 1N4148
R1 0.47
CS
L
0.27
i3
250a
V4
101
102
HS
水平振荡和相位检测
驱动器
C2 0.01
LH 1.5 mH
V1
DQ2
Q2 BU508D
100
101a
R7 33K
C10 0.1
40V
250
200
101b
R8 4700
+12V
C3 0.2
D2 BA158
R10 4700
R13 1000
LV 25mH
东—西
R9 1000
VP
VQ5
R14 2200
地(公共导线)
Q4 Q5 BC556
2.5VPP
C11 10μ
R6 10K
C13 0.1
R15 2200
ID6
宽度
R11 4700
2200μ
D7
D8
1N4148
C12 1000
R12 470K
1.2VPP
梯形
RS
R16 100
垂直差分放大器
210

图 1

图 2


2a
2b
2c
2d
2e
2f
2g
V1
V2
1170V 峰-峰
i1
1.5A 峰-峰
V3
i2
500mA
V4
i3
1V
顶
底
0V
0A
1150V 最大
820V 最小
4.5A 峰-峰 最大
3.4A 峰-峰 最小
t1
t2
t3
t4
t5
t6



+25V
回扫
REF
正程扫描
V5
+18V
-10V
-17V
顶-底
V6
REF
中心
V3
I1 I2 I3 I6
顶/底
I4
中心
顶/底
V7
中心
0.4A峰-峰
120V峰-峰
LV
25mH
东-西
2.5V峰-峰
C11
10μ
R6
10K
2200μ
1.2V峰-峰
RS
垂直差分放大器
210
B+
150V
T1
W2b
R2
1800
W2
W1
3mH
350Vp-p
W2a
C5
3300
I1
V2
C1
2200
C9
0.47
R17
10K
D1
BA158
201
C4
0.2
Q1a
99
DQ1
C15
0.2
C16
0.01
C7
0.01
D4
R3
680
Q1
BU806
L1
2mH
内插脚
D9
+40V
R5
2.2K
V3
Q1b
240
D5
Q3
BC337
I2
D6
BY584
1N4148
R4
100
200
C14
4700
C8
0.1
C6
4700
D3
1N4148
R1
0.47
CS
0.27
LLIN
I4
V5
V6
300
250a
V4
I3
101
102
HS
水平振荡
和相位检测
驱动器
C2
0.01
LH
1.5 mH
V1
Q2
BU508D
DQ2
100
101a
R7
33K
C10
0.1
40V
250
200
101b
R8
4700
+12V
C3
0.2
D2
BA158
R10
4700
R13
1000
R14
2200
地(公共导线)
R9
1000
VP
VQ5
Q4
Q5
BC556
C13
0.1
R15
2200
宽度
R11
4700
iD6
D7
D8
1N4148
C12
1000
R12
470K
梯形
R16
100

图 3