[19]中华人民共和国专利局

[51]Int.Cl[6]
H04N 5/68
H01J 29/98

[12]发明专利说明书

[21] ZL 专利号 93108595.0

[45]授权公告日 1997 年 10 月 1 日

[11] 授权公告号 CN 1036042C

[22]申请日 93.7.9 [24]颁证日 97.6.28
[21]申请号 93108595.0
[30]优先权
[32]92.7.10 [33]US[31]911,600
[73]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·A·韦尔伯
[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
代理人 董 巍
[56]参考文献

US4,692,670	1987. 9. 5	H04N5/68
US5,093,728	1992. 3. 3	H04N5/68

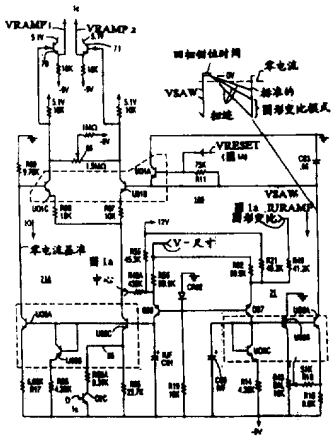
审查员 张龙哺

权利要求书 2 页 说明书 14 页 附图页数 9 页

[54]发明名称 具有S校正的垂直偏转装置

[57]摘要

由一对晶体管组成的差分放大器（U01B，U01C）将一个垂直锯齿波信号（VSAW）耦合至一个垂直偏转放大器（11a）的一个输入端。晶体管对的非线性在垂直方向上提供线性或S校正。



权　利　要　求　书

1.一种视频偏转装置，包括:

一个阴极射线管;

一个垂直偏转线圈（图 1c， Ly），安装在所述阴极射线管的管颈上;

一个偏转放大器（图 1c， 11a），用于在所述偏转线圈中产生垂直偏转电流（ iy）;

一个锯齿波信号（ VSAW）源（ 100），其频率与以斜坡方式在扫迹期间变化的垂直偏转频率有关; 其特征在于:

一个第一晶体管（ U01B），响应于所述锯齿波信号并连接到所述偏转放大器的一个输入端，以便按照所述锯齿波信号的斜坡方式变化，通过所述晶体管以斜坡方式控制所述偏转电流（ iy），以使所述偏转电流（ iy）与所述锯齿波信号之间的比率按照所述晶体管引入的非线性在扫迹期间变化，用以在所述阴极射线管中提供垂直 S 校正.

2.根据权利要求 1 的视频偏转装置，其特征在于: 一个第二晶体管（ U01C），具有一个第一主电流导通端（发射极），该导通端通过一个第一阻抗（ R07， R08）连接到所述第一晶体管的第一主电流导通端（发射极）以形成一个差分放大器，以便通过所述晶体管之一的操作使所述放大器的增益在垂直顶部相对于在垂直中心的增益降低，而通过所述晶体管的另一个的操作，在垂直底部降低。

3.根据权利要求 2 的视频偏转装置，其特征在于所述第二晶体管（ U01C）得到一个耦合到所述偏转放大器（ 11a）输入端的第二锯齿波信号（ VRAMP2）.

4.根据权利要求 2 的视频偏转装置，其特征在于: 一个第二阻抗（ U01B 的集电极电阻）连接到所述第一晶体管（ U01B）的第二主电流导通端（集电极）用以获得一个第三锯齿波信号（ VRAMP1），一个第三阻抗（ U01C 的集电极电阻）连接到所述第二晶体管的第二

主电流导通端，用以获得与所述第三锯齿波信号互补的第二锯齿波信号（ VRAMP2 ），其中所述的偏转放大器（ 11a ）按照所述互补锯齿波信号之间的差产生所述偏转电流。

5.根据权利要求 2 的视频偏转装置，其特征在于所述偏转电流（ iy ）主要按照所述差分放大器的第一晶体管（ U01B ）及第二晶体管（ U01C ）之每一个的非线性特性进行 S 校正。

6.根据权利要求 1 的视频偏转装置，其特征在于在所述晶体管（ U01B ）中电流的主分量以锯齿波方式进行变化。

说　明　书

具有S校正的垂直偏转装置

本发明涉及视频显示偏转装置。

在如公开的国际专利申请 No.PCT/US 91/03822 名为“宽屏幕电视”（发明人为 Rodriguez-Cavazos 等）所描述的一种宽屏电视可以具有 16 × 9 的一种显示格式或宽高比。在垂直方向上的偏转角度小于具有 4 × 3 宽高比的显示中的偏转角度。因此，在如前述的宽屏电视的显示中，在垂直方向中的线性或S校正量可能不大，因此，S校正电路可以减化。

本发明的目的在于完成解决前述问题的技术方案。

典型地，通过一个垂直偏转部分以闭环负反馈方式施加一个锯齿波信号的斜坡垂直扫迹部分，以控制垂直偏转电流的控制斜坡垂直扫迹部分。该锯齿波信号同步于视频信号的垂直同步脉冲。

在体现一个本发明特征的电路中，由一对晶体管形成一个差分放大器。该晶体管对将垂直锯齿波信号耦合到垂直偏转放大器。晶体管对的非线性提供线性或S校正。

体现本发明的一个方案的视频偏转装置包括一个安装在阴极射线管颈上的垂直偏转绕组。偏转放大器在偏转绕组中产生垂直偏转电流。提供一个以与扫迹期间以斜坡方式变化的垂直偏转频率有关的频率的锯齿波信号源。响应于锯齿波信号的第一晶体管连接到偏转放大器的一个输入端。锯齿波信号按照锯齿波信号的斜坡方式变化通过该晶体管以斜坡方式控制偏转电流。偏转电流与锯齿波信号

间的比率在扫迹期间按照该晶体管引入的非线性进行变化，以在阴极射线管中提供垂直S校正。

在图中：

图1a，1b和1c表示一个垂直偏转电路，体现本发明的一个方案；

图2a－2e表示用于解释图1装置操作的理想化的波形；

图3a－3d表示用于解释当提供顶部扫视(top panning)时的图1装置操作的波形；

图4以图解形式的方法表示提供S校正的图1b中的差分放大器的增益作为输入电压的函数而变化的方式；

图5以图解形式的方法表示作为图1b装置中的垂直位置的函数的线性误差变化的方式；

图6以图解形式的方法表示若不提供S校正时的线性误差变化的方式；而

图7a和7b表示用于解释当提供底部扫视(bottom panning)时的图1装置的操作的波形。

图1a，1b和1c表示实施包括一个锯齿波发生器100的本发明一个方案的垂直偏转电路。图1a的垂直同步信号STNC输入到垂直定时发生器10。信号SYNC由电视接收机的视频解调器9产生，该电视接收机处理一个基带电视信号SNTSC，例如符合NYSC标准的基带电视信号。信号SNTSC包含有在两个连续产生的信号STNC之间的，确定信号SNTSC的一个给定图象映象间隔IMAGE的$262\frac{1}{2}$水平视频行。在NTSC型信号中，图象间隔包括一个单一图像场的图象信息。然而，在一个高清晰度电视信号中(未示出)，图象间隔可以

包含诸如一个完整画面帧的图象信息。

发生器 10 包括一个产生垂直周期同步脉冲信号 A 的微处理器 10a。在用户控制下，微处理器 10a 产生图 2a 中的脉冲信号 A，信号 A 相对于图 2e 的脉冲信号 SYNC 延迟了一个可控量 TD。在图 1a，1b 和 1c 及提供理想化波形的图 2a－2e 中相同的符号及数字表示相同的项目或功能。由图 2a 的脉冲信号 A 所延迟的量根据由用户所要求的扫视变化。为了产生信号 A，就要利用刚好在当前垂直场图象信息显示之前产生的同步脉冲SYNC 信息。

图 1a 的信号 A 耦合到脉冲展宽单触发或多谐触发器 10b，触发器 10b 通过晶体管 Q03 产生一个垂直速率脉冲信号 VRESET，如图 2c 所示。信号 VRESET 具有一个约等于 14 个水平视频行长度的脉冲宽度。信号 VRESET 耦合到图 1b 的晶体管开关 U01A 的基极。晶体管开关 U01A 跨接在具有一个地电位端的电容器 C 03 上。在每个垂直偏转周期中，信号 VRESET 都在电容器 C03 的两端产生一个电压 VSAW 以使该电容被箝位于零电位，并且电压 VSAW 在脉冲信号 VRESET 产生之前一直被保持为零伏。图 2c 的信号 VRESET 的前沿 LEVRESET 启动垂直回扫，以后将解释。

紧随后沿 TEVRESET 产生之后，图 1b 的晶体管 U01A 就变为截止。在电压/电流(V/I)变换器 21 的晶体管 U06A 之集电极产生的直流电流 IURAMP 对电容器 C03 充电，以产生所示的锯齿波电压 VSAW 的斜坡扫迹部分 TRACE。电压 VSAW 的变化率由晶体管 U06A 的可控集电极电流 IURAMP 的幅度决定。

V/I 变换器 21 由图 1a 的数/模 (D/A) 变换器 10a1 中产生的一个模拟电压 ZOOM 控制。D/A 变换器 10a1 由微处理器 10a 控制。

电压ZOOM以改变图1b的垂直偏转电流iy的变化率的方式决定用户要求的图形变比级数。

图1b的电压ZOOM通过图1b的电阻R49耦合到电流控制晶体管Q07的发射极。可以利用一个电位器进行手动调节的可调电压V－SIZE(未示出)通过电阻R22耦合到晶体管Q07的发射极，用于图象高度操作调节的目的。另外，12V的DC供电电压通过电阻R21耦合到晶体管Q07的发射极。晶体管Q07的基极与二极管CR02相连，以获得一个等于二极管CR02正向电压的温度补偿基极电压。通过电阻R21，R22和R49耦合的电压在晶体管Q07中产生一个集电极电流，从而在电流源晶体管U06A的基极获得一个基极电压。由晶体管Q07的集电极电流决定的晶体管U06A的基极电压在作为二极管连接的温度补偿晶体管U06C与一个电阻R14的串联装置中得到。

电阻R16连接在晶体管U06A的发射极和－9V供电电源之间。晶体管U06B具有一个等于晶体管U06A基极电压的基极电压。电位器电阻R43连接在晶体管U06B的发射极与－9V供电电源之间。电阻R18连接在晶体管U06A的发射极与电阻R43的可调移动接点TAP之间。

当接点TAP被调节到靠近晶体管U06B的发射极和电阻R43的连接处时，由于晶体管U06B的发射极电压与U06A的发射极电压相等，所以电阻R18不影响晶体管U06A的发射极电流。另一方面，当接点TAP被调节到靠近电阻R43另一端时，电阻R18就与电阻R16并联。电位器电阻R43的调节改变着V/I变换器21的电流增益。以此方法，就能够有利地补偿电容C03上产生的锯齿波电压

容差。

电压 VSAW 耦合到也包括晶体管 U01C 的一个差分对的晶体管 U01B 基极。晶体管 U01C 的基极电压在具有一个地电位端的电阻 R09 上获得。电阻 R09 以及流过其中的电流 IO 之值决定晶体管 U01C 的基极电压。晶体管 U01C 的基极电压以维持垂直定中不受影响的方式跟踪高度调节电压 V－SIZE 的变化。电流 IO 决定电压 VSAW 的电平，而电压 VSAW 产生大约为零值的垂直偏转电流，正如以后所解释的。

为了获得电流 IO，就要利用与 V/I 变换器 21 类似的一个 V/I 变换器 21A。当以高度调节电压 V－SIZE 进行调节时，晶体管 Q09 产生跟踪晶体管 Q07 中的集电极电流的一个集电极电流。电压 V－SIZE 通过电阻 R22 和 R56 分别耦合到晶体管 Q07 和 Q09 的发射极。晶体管 Q09 和 Q07 的基极电压相等。晶体管 Q02B 和电阻 R06 形成一个涉及晶体管 Q09 集电极电流的经温度补偿的主负载。涉及晶体管 Q07 集电极电流的类似负载由晶体管Q06C 和电阻 R14 形成的网络形成。V/I 变换器 21A 的晶体管 U02A 产生电流 IO。有利的是，当高度调节电压 V－SIZE 发生变化时，电流 IO 以维持垂直中心定位不受影响的方法跟踪晶体管 U06A 的电流 IURAMP 的变化。由于电路对称，例如关于晶体管 U06A 和 U02A 的对称，所以产生跟踪。晶体管 U02C 产生晶体管 U01C 和 U01B 的发射极电流。发射极电阻 R17 确立晶体管 U02A 中的基极电压对集电极电流的比率之值。电阻 R49A 将图 1A 的D/A 变换器 10a2 中产生的一个电压 CENTER 耦合到晶体管 Q09 的发射极。电压 CENTER 以下述方法进行控制，即当未选定图形变比模式时，产生约等于晶体管 Q09 和

Q07 中的集电极电流。当未选定图形变比模式时，电压 CENTER 补偿电压 ZOOM 的非零偏置值。

图 1b 的晶体管 U01C 的基极电压由电流 IO 控制。当选择常规的，非图形变比模式时，电阻 R09 和电流 IO 之值以下述方法进行选择，即让晶体管 U01C 的基极电压等于晶体管 U01B 基极处的电压 VSAW 在垂直中心处的电平。有利的是，作为在 V/I 变换器 21 和 21A 之间跟踪的一个结果是，在尺寸调节电压 V－SIZE 和 12V 供电电压中的任何变化都不影响电流 IO 和 IURAMP 之间的比率。在电流 IO 和 IURAMP 中产生的变化将晶体管 U10C 的基极电压维持在对应于作为电压 V－SIZE 和 12V 供电电压的每一电平之垂直中心的锯齿波电压 VSAW 的电平上。因此，有利的是，垂直定中不受用于调节图象高度的电压V－SIZE 的调节之影响。

晶体管 U01B 和 U01C 的发射极分别通过发射极电阻 R07 和 R08 连接到控制发射极电流总和的晶体管 U02C 的集电极。晶体管 U02C 的基极电压与晶体管 U02A 的基极电压相同。在垂直扫迹期间，约等于晶体管 U02B 发射极电压的晶体管 U02C 发射极电压在晶体管 U02C 中产生一个由电阻 R05 和电阻 R05A 的并联设置确定的发射极电流。

图 1b 的电阻 R05A 通过开关晶体管 Q2C 跨接在电阻 R05 两端，以图 2d 的图形变比模式操作的开关晶体管 Q2C 在时间间隔 t1－t2 期间为截止的。在垂直扫迹期间，例如在间隔t0－t1 期间，对于图形变比模式，晶体管 U01B 和 U01C 形成一个差分放大器。晶体管 U01B 和U01C 的集电极电流产生与集电极电阻对应的电压，其电压通过射随器晶体管 71 和 70 分别耦合到获得锯齿波信号

VRAMP2 和 VRAMP1 端。

图 3a－3d 表示用于解释图 1 装置操作的波形。在图 1a－1c, 2a－2c, 3a－3d 中的相同符号和数字表示相同的项目或功能。

图 3b 和 3c 中的信号 VRAMP1 和 VRAMP2 分别为互补信号, 在垂直扫迹间隔 t0－t 1 期间, 它们以相反方向变化。以实线划出的图 3b 和 3c 的波形在图形变比操作模式中产生, 而以虚线所示波形在常规的或非图形变比操作模式中产生。当选定图形变比模式时, 垂直扫迹发生在如时刻 t0 和 t1 之间, 当不选择图形变比模式时, 垂直扫迹发生在时刻 t0 和 t2 之间, 如图 3a－3c 的波形所示。

图 1c 的直流耦合偏转电路 11 由信号 VRAMP1 和 VRAMP2 控制。在电路 11 中, 偏转线圈 Ly 提供具有 16×9 宽高比的 W86EDV093×710 型的阴极射线管 (CRT) 22 的垂直偏转。

线圈 Ly 与偏转电流取样电阻 R80 串联, 图 1c 的线圈 Ly 和偏转电阻 R80 形成一个连接在放大器 11a 的输出端 11b 及供电电源去耦电容 Cb 结点 11c 之间的串联装置。电阻 R70 通过射随器晶体管 Q46 连接在端点 11C 和如 26V 的供电电源 V_+。晶体管 Q46 在端点 11C产生一个等于大约为电压 V_+ 一半的直流电压。连接在线圈 Ly 和电阻 R80 之间的结点 11d 通过一个反馈电阻 R60 连接到放大器 11a 的反相输入端。电阻 R80 的端点 11C 通过电阻 R30 连接到放大器 11a 的非反相输入端。用这种方法, 在电阻 R80 两端得到的一个负反馈电压就加到放大器 11a 的输入端。互补的锯齿波信号 VRAMP1 和 VRAMP2 通过电阻 R40 及 R50 分别耦合到放大器 11a 对应的非反相及反相输入端, 用以控制偏转电路 iy。由于诸如补偿失配或偏置电压容差而产生的信号 VRAMP1 和 VR AMP2 之间的差由连接在晶

体管 U01B 及 U01C 集电极之间的电位器 R88 进行补偿。线圈 Ly 中的偏转电流 iy 的垂直扫迹部分在图 1c 的信号 VRAMP1 及 VRAMP2 的图 2c 的时刻 t0 开始。

在实现本发明的一个方案中，图 1b 中的晶体管 U01C 及 U01B 提供 CRT22 中的垂直 S 校正。由于晶体管 U01C 及 U01B 中的非线性区域的操作结果得到 S 校正。晶体管特性使得由晶体管 U01C 和 U01B 形成的差分放大器的信号增益是较小的，在垂直扫迹的开始和结束处，在一个对应的晶体管中的电流较之在扫迹中心处的电流小。在垂直扫迹顶端，当电压 VSAW 处于峰值时，晶体管 U01C 中的电流显著地小于垂直扫迹中心处的电流。因此，晶体管 U01C 的等效射极电阻较大。所以由晶体管 U01C 和 U01B 形成的差分放大器的电压增益小于在垂直中心处的电压增益。类似地，在垂直扫迹的底端，当电压 VSAW 为最小时，晶体管 U01B 中的电流显著地小于在垂直中心处的电流。因此，晶体管 U01B 的等效射极电阻较大，而且差分放大器的增益也小于在垂直中心处的增益。

图 4 表示由晶体管 U01B 和 U01C 形成的差分放大器大信号增益随着图 1b 电压 VSAW 的函数变化状况的图解表示。在垂直扫迹中心处，大信号增益被标准化为等于小信号增益的最大值。因此，当图4 电压 VSAW 的瞬时值等于其平均值时，在垂直扫迹中心处，标准化增益等于 1。有利的是，当电压 VSAW 在最大幅值时，在垂直扫迹的顶端或底端，标准化的增益降低并变为约 0.9。

根据本发明的特征，能以相同的方式获得用于选定的任何图形变比级数的 S 校正。有利的是，相同的电路可以提供用于选自一个宽范围的频率的任何偏转频率所需要的 S 校正。这种特征是由于 S 校

正不依赖于频率独立的无功阻抗而获得的。

图5说明在利用图1b的装置时的线性误差的图解表示，为了比较之目的，图6说明当以一种未示出的方式偏置图1b的晶体管U01C和U01B以便在整个垂直扫迹中以一个恒定的增益进行操作时的线性误差的图解表示。因此，图6说明了当不提供S校正的状况。

图5和图6的线性误差被示为图1C的CRT22面板上的垂直位置函数。利用一个具有13水平行的交叉影线图获得线性误差测量。一个相邻行的给定对的线性误差通过测量所有行相邻对之间的垂直距离并找到相邻行对之间垂直距离的平均值或中间值而获得。给定行对的间距与利用平均间距分成的平均间距之间的线性误差是不同的。其结果比值以百分数的形式表示在图5及图6中。因此，示于图6的无S校正的线性误差在+6%至-3%范围内变化，形成一个9%的误差范围总和。从而，有利的是，对于图1b的S校正，示于图5的线性误差校正在+2.5%至-2.5%范围内变化，形成一个5%的误差范围总和，该误差总和约为无S校正的误差的一半。

当利用顶部扫视时，控制图1b信号VRAMP1和VRAMP2的扫迹部分开始的图2c的信号VRESET就从图2e的垂直同步脉冲信号SYNC中产生，即与之同步。信号SYNC与紧随着信号SNTC中的信号SYNC的图象信息有关。信号SYNC刚好在信号SNTSC的图象间隔IMAGE稍前产生。图2e的图象间隔IMAGE包含有诸如图1c中当前显示在CRT22上的图象信息。图2e的间隔IMAGE在此称作当前显示的图象间隔。只有刚好在间隔IMAGE稍前产生的图2e的信号SYNC与控制图1a的信号SNTSC之标准NTSC清

晰度的间隔 IMAGE 有关。因此，偏转电流 iy 的垂直扫迹部分在相对于垂直同步脉冲的相同的延迟时间之后开始，与每场或图象间隔中所对应的当前显示图象间隔有关。结果，图 1c 的偏转电流 iy 在每一周期中被正确地同步。因此，有利的是，同步信号 STNC 的逐场的变化将不引起所显示图象的垂直位置变化。

图 3a 的实线的形式说明了当选定一个图形变比模式时偏转电流 iy 波形的一个例子。图 3d 用示意图说明了图 1a 的信号 SNTSC 之时序图的一个例子。图 1d 的间隔 IMAGE 之间隔 301 包含将以非图形变比模式操作进行显示的图象顶部一半的图象信息。间隔300 包含这种图象底部一半的图象信息。

当显示图象的底部被大于顶部的量剪切时，就得到一个顶部扫视操作模式。因此，图 3a 和图 3d 的例子画出了最大的顶扫视。所以如此是由于作为能够以非图形变比操作模式提供图象信息的图 3d 中的间隔 301 之第一视频行的视频行 TOP 也是以图 3a 和3d 的最大顶部扫视操作模式提供图象信息的第一视频行。

为了提供常规的，非图形变比操作模式，以虚线表示的图 3a 的电流 iy 之扫迹部分开始时间可稍微少延迟一些以保持在屏幕顶部的相同的视频元素。延迟中的差对于在垂直扫迹开始时产生的以图形变比操作模式及以常规的非图形变比操作模式的图 3a 中电流 iy 的变化率之间的差进行补偿。

如图 3d 的信号 SYNC 控制垂直扫迹的开始时间。垂直扫迹在每一场中于图 3a－3d 的时刻 t0 开始。因此，垂直扫迹以诸如图 3d 的信号 SYNC 为基础进行同步，信号 SYNC 刚好在图象间隔 IMAGE 的间隔 301 之前产生。信号 SYNC 与当前显示的图象间隔

IMAGE 有关。相反，在前述的 Rodriguez－Gavazos 等的设置中，与在前的而不与当前显示的图象间隔有关的同步信号用于在提供顶扫视时，对垂直扫迹进行同步。因此，前述的图象失调的可能性就被有利地制止了。

图 4a 和 4b 的范例说明了当视频行 BOTTOM 也是提供最大底部扫视所显示的最后视频行的情况，该视频行 BOTTOM 是能够以非图形变比操作模式提供图象信息的图 4b 之图象间隔 IMAGE 的间隔 300 之最后的视频行。在图 4a, 4b, 3a－3d, 2a－2e 以及1a－1c 中的相同的符号和数字表示相同的项目或功能。图 4a 电流 iy 相对于图 4b 信号 SNTSC 的延迟显著地大于图 3a 电流 iy 相对于图 3d 信号 SNTSC 的延迟。

有利的是，图 1C 的偏转电流 11 使用一个正的供电电压 V_+ 而无需负的供电电压来产生交流电流 iy。以此方法，简化了供电部分 (未示出)。限流电阻 R10 连接到电压 V_+，用以通过晶体管 Q46 在端点 11C 产生半供电电压。

可能希望减少流过限流电阻 R70 的平均或 DC 电流，以便能够设置一个大值电阻 R70。希望大值电阻 R70 提供电流限制以便在产生故障状态时能阻止过大的偏转电流 iy。例如，当放大器 11a 的输出端 11b 短路并呈现地电位时，这种故障状态可能发生。也希望阻止过大的偏转电流 iy 以便防止由电子束电流轰击 CRT22 管径造成的损坏。

因此，有利的是，在图形变比操作模式中，在图 3a 中垂直扫迹终端的时刻 t1 及刚好在下一个垂直扫迹开始之前的时刻 t2 之间减少或限制了偏转电流 iy。为了减少电流iy，图 1a 的微处理器 10a 产生图

2b 的脉冲信号 B，脉冲信号 B 具有一个在图 1C 的偏转电流 iy 达到图 3a 的峰值幅度 －Ip 时产生的前沿 LEB，－Ip 对应于光栅底部。在间隔 t1－t2 期间，信号 B 也以一种未示出的方法用于电子束消隐的目的。

信号 B 及图 1a 中的触发器 10b 之输出信号耦合到触发器 12，用以通过晶体管 Q2C 在图1b 的开关晶体管 Q2C 的基极产生脉冲信号 D。信号 D 具有一个基本与图 2b 的脉冲信号B 前沿 LEB 一致的前沿 LED 以及一个基本与脉冲信号 A 的前沿 LEA 一致的后沿 TED。当图 2d 的信号 D 为真状态时，图 1C 的晶体管 Q2C 导通。当晶体管 Q2C 导通时，锯齿波信号 VRAMP1 和 VRAMP2 根据信号 VSAW 变化。

在其前沿 LED 和后沿 TED 之间，信号 D 处于伪态并使图 1b 的晶体管 Q2C 不导通。当晶体管 Q2C 不导通时，晶体管 Q2C 的集电极电流减少，晶体管 U02C 的集电极电压增高，而晶体管 U01B 则截止。因此，晶体管 U02C 的减少了的集电极电流全部流过晶体管 U01C 的发射极。由于晶体管 U02C 的集电极电流减少，图 3b 和 3C 的信号 VRAMP1 和 VRAMP2 间的电压差在间隔 t1－t2 期间分别都变得显著地比在图 1a 的脉冲信号 B 前沿产生之前要小。因此，分别正比于图 3b 和 3c 的信号 VRAMP1 和 VRAMP2 间电压差的图 3a 之偏转电流iy 就变成例如－IP 的 25% 那么小。

由于在图 3b 的时刻 t1 附近，信号 VRAMP1 的快速变化，则偏转放大器 11a 以线性反馈模式中止操作，而电源端的电压 VB 加到偏转减圈 Ly。回扫电压 V11b 在图 3a 的时刻 t1 刚过之后而且也在时刻 t2 刚过之后马上产生，或者在一个给定的偏转周期中产生两

次。一个升压级 11f 的图 1a 中的开关 11f1 使电容器 11g 与升压电容 11e 串联连接。电容器 11e 在垂直扫迹期间通过二极管 X 和开关 11f2 从 +26V 供电电源 V_+ 充电。在滤波电容器 11g 两端获得的供电电压与在升压电容器 11e 两端获得的电压相加以形成升压电压 VB。当升压电压 VB 形成时，则电压 VB 通过二极管 X 从 +26V 供电电压 V_+ 分离。

在图 3a 的一个短的间隔 t1 - t1' 期间，电流 iy 的第一部分的回扫部分 RETRACE1 在第一部分的回扫部分被执行期间产生。在随后的间隔 t1' - t2 期间，图 1C 的偏转放大器11a 以线性操作模式再一次操作。由于信号 VRAMP1 和 VRAMP2 处于恒定电平上足够长的时间，线性操作重新开始用以获得一个稳定态反馈操作模式。

在第二部分 RETRACE2 期间，执行一个第二部分回扫操作。在时刻 t2，图 1c 线圈 Ly 中存贮的磁能由图 1C 的偏转线圈 Ly 中的图 3a 电流 iy 的相对小的幅度确定。在图 3a 的时刻 t2 存贮的前述磁能用于启动开关 11f1，用以在图 1c 的端点 11b 产生大于电压 V_+ 的垂直回扫电压 V11b。象如前所讨论的，当在端点 11b 的回扫电压 V11b 变为大于电压 V_+ 时，开关 11f1 产生升压电压 VB。

有利的是，在图 3a 的时刻 t2 的电流 iy 具有一个低的但不是零的负电平。电流在时刻t2 的负极性使图 1C 的回扫电压 V11b 成为启动开关 11f1 所需要的极性。约等于 2 倍电压 V_+ 值的升压电压 VB 加到放大器 11a 的晶体管输出级 (未示出)。有利的是，电压VB 减少了偏转电流 iy 所需的图 3a 的第二回扫部分 RETRACE2 的长度以获得在图 2b 前沿 LEA 之后产生的正峰值电平 +。

当选定非图形变比或小程度图形变比时，就没有电压升压回扫

加速功能，适于图 3a 的回扫部分 RETRACE2 的时间可能不足以执行回扫操作。当选定小程度的图形变比时，适于回扫部分 RETRACE2 的时间短于在选定较高程度的图形变比时的时间。因此，有利的是，完成图 3a 电流 iy 平均值减少而不损失电压升压功能的有益应用。

在回扫部分 RETRACE1 的时间 t1－t1' 期间也利用电压升压功能间隔 t1－t1' 在扫迹间隔 t0－t1 之后立即发生。因此，回扫部分 RETRACE1 和 RETRACE2 的每一个都由升压级11f 的操作加速。

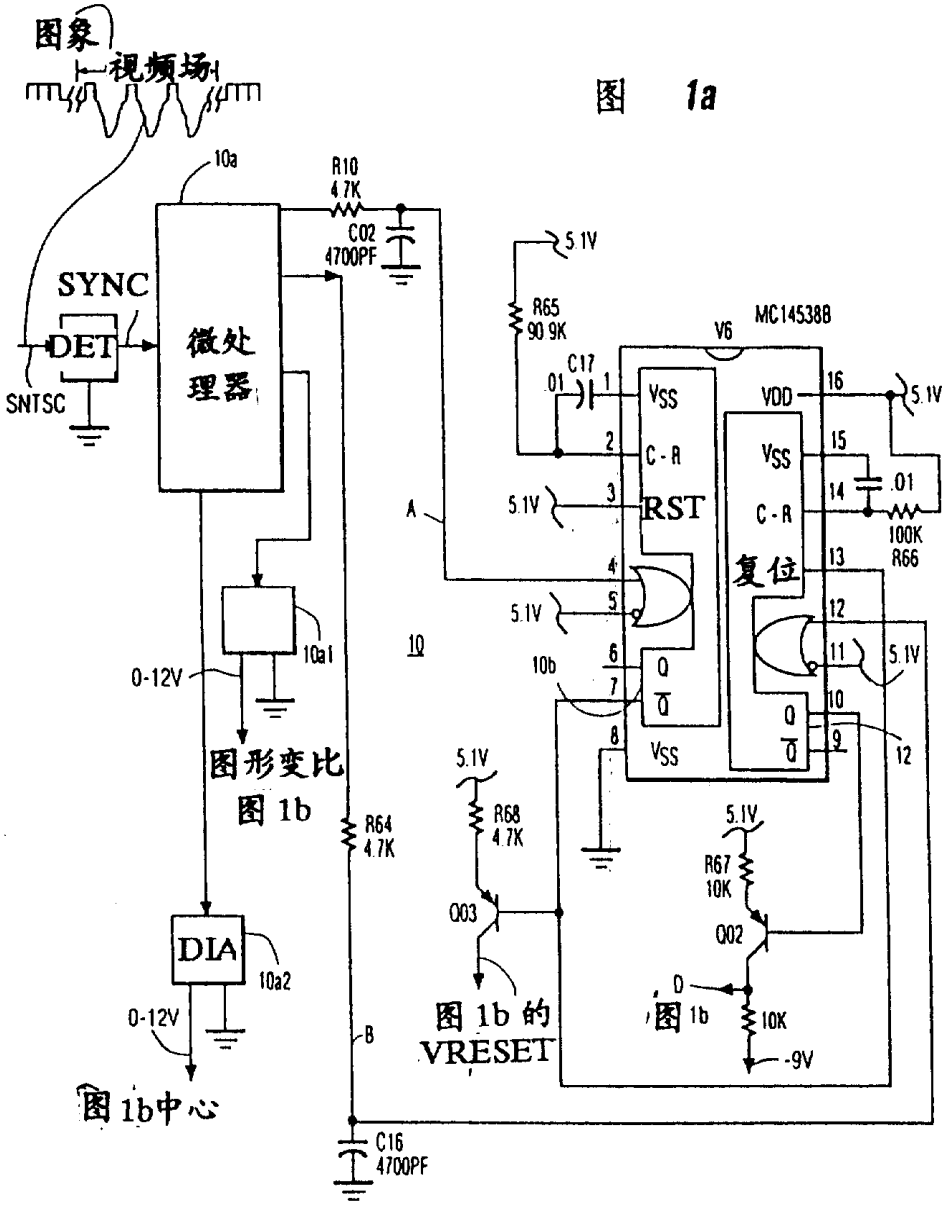
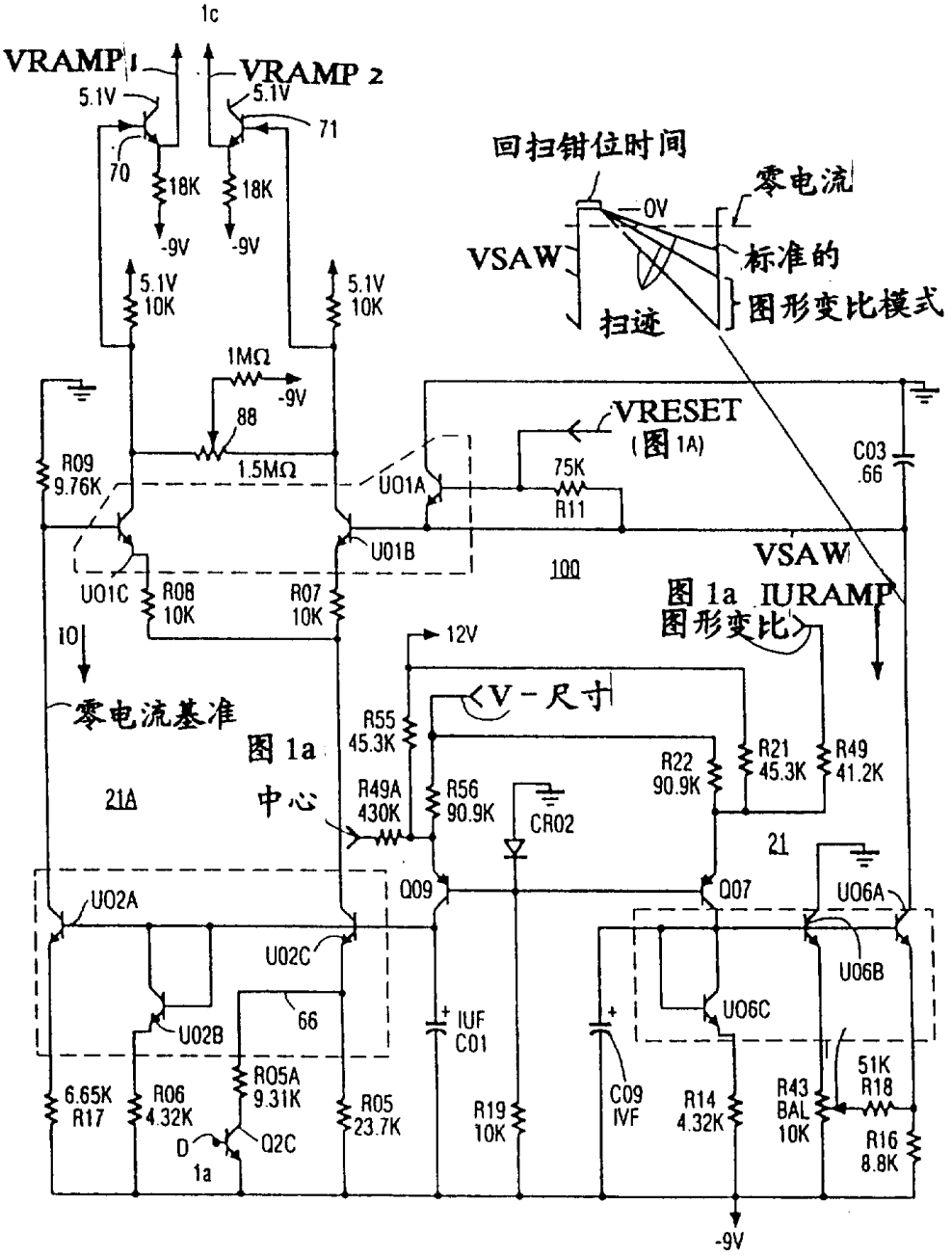

图象
视频场
10a
R10
4.7K
C02
4700PF
SYNC
DET
SNTSC
微处
理器
5.1V
R65
90.9K
C17
.01
V6
MC14538B
VSS
C-R
RST
VDD
复位
.01
100K
R66
A
10
10a1
0-12V
图形变比
图 1b
10b
Q
Q̄
12
R64
4.7K
R68
4.7K
Q03
图 1b 的
VRESET
R67
10K
Q02
D
图 1b
10K
-9V
DIA
10a2
0-12V
图 1b中心
B
C16
4700PF

图 1a

图 1b


1c
VRAMP 1
VRAMP 2
5.1V
5.1V
71
70
18K
18K
-9V
-9V
5.1V
10K
5.1V
10K
1MΩ
-9V
88
1.5MΩ
R09
9.76K
U01A
VRESET
(图 1A)
75K
R11
C03
.66
U01B
100
VSAW
图 1a IURAMP
图形变比
U01C
R08
10K
R07
10K
12V
10
零电流基准
图 1a
V-尺寸
R55
45.3K
21A
中心
R49A
430K
R56
90.9K
CR02
R22
90.9K
R21
45.3K
R49
41.2K
21
U02A
Q09
Q07
U06A
U02C
U06B
U02B
66
IUF
C01
U06C
6.65K
R17
R06
4.32K
R05A
9.31K
R05
23.7K
R19
10K
C09
IVF
R14
4.32K
R43
BAL
10K
51K
R18
R16
8.8K
D
Q2C
1a
-9V
回扫钳位时间
零电流
0V
VSAW
标准的
图形变比模式
扫迹

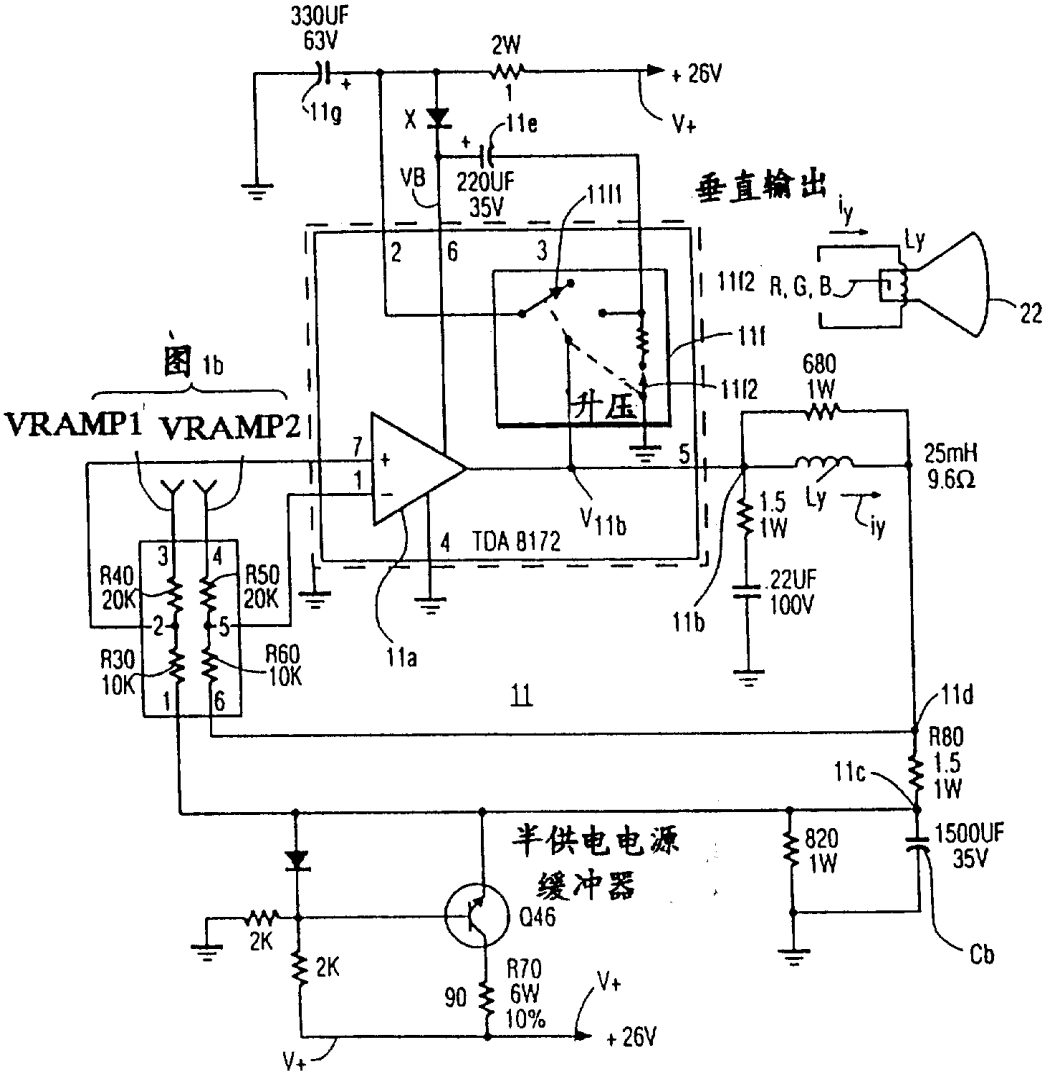

330UF
63V
11g
2W
+ 26V
V+
X
11e
VB
220UF
35V
垂直输出
iy
Ly
1111
2
6
3
1112
R, G, B
22
111
1112
升压
680
1W
图 1b
VRAMP1
VRAMP2
7
1
5
25mH
9.6Ω
1.5
1W
Ly
iy
V11b
4
TDA 8172
R40
20K
R50
20K
3
4
2
5
R30
10K
R60
10K
1
6
11a
11b
.22UF
100V
11
11d
R80
1.5
1W
11c
半供电电源
缓冲器
820
1W
1500UF
35V
Q46
2K
2K
R70
6W
10%
90
V+
+ 26V
Cb

图 1c

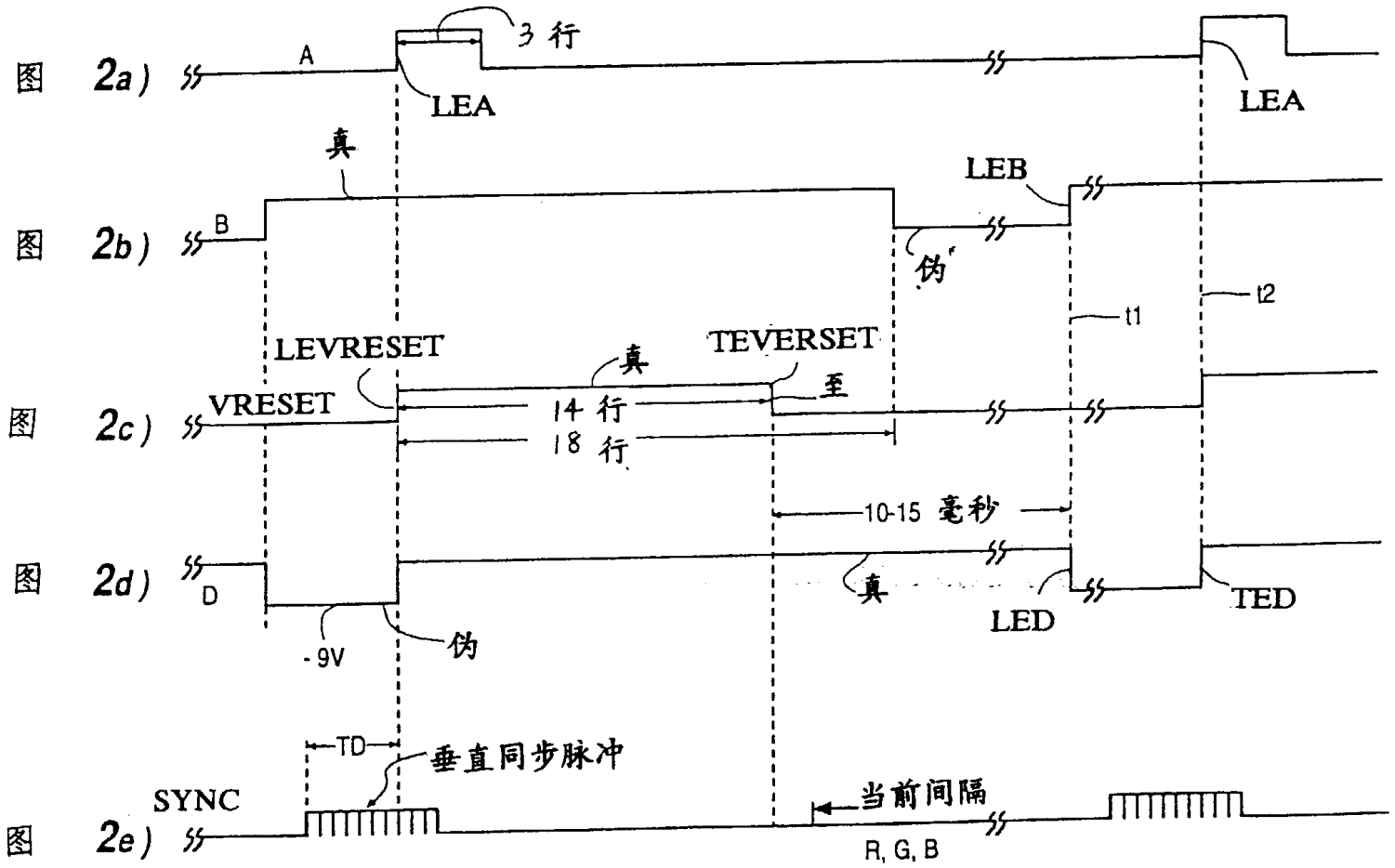


图 2a)
A
3 行
LEA
LEA
图 2b)
B
真
LEB
伪
t1
t2
图 2c)
VRESET
LEVRESET
真
TEVERSET
至
14 行
18 行
图 2d)
D
-9V
伪
10-15 毫秒
真
LED
TED
图 2e)
SYNC
TD
垂直同步脉冲
当前间隔
R, G, B

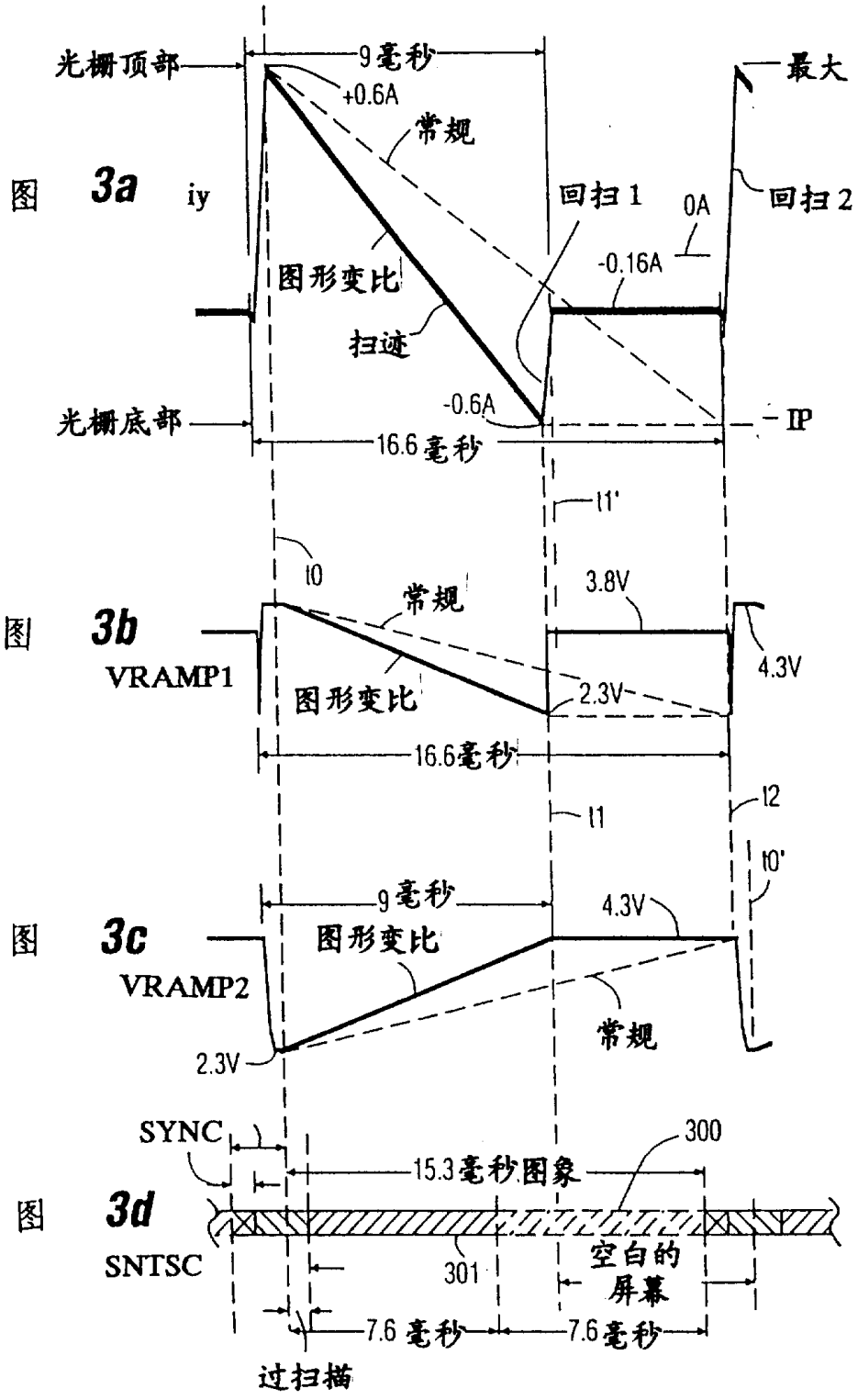


图 3a

图 3b

图 3c

图 3d

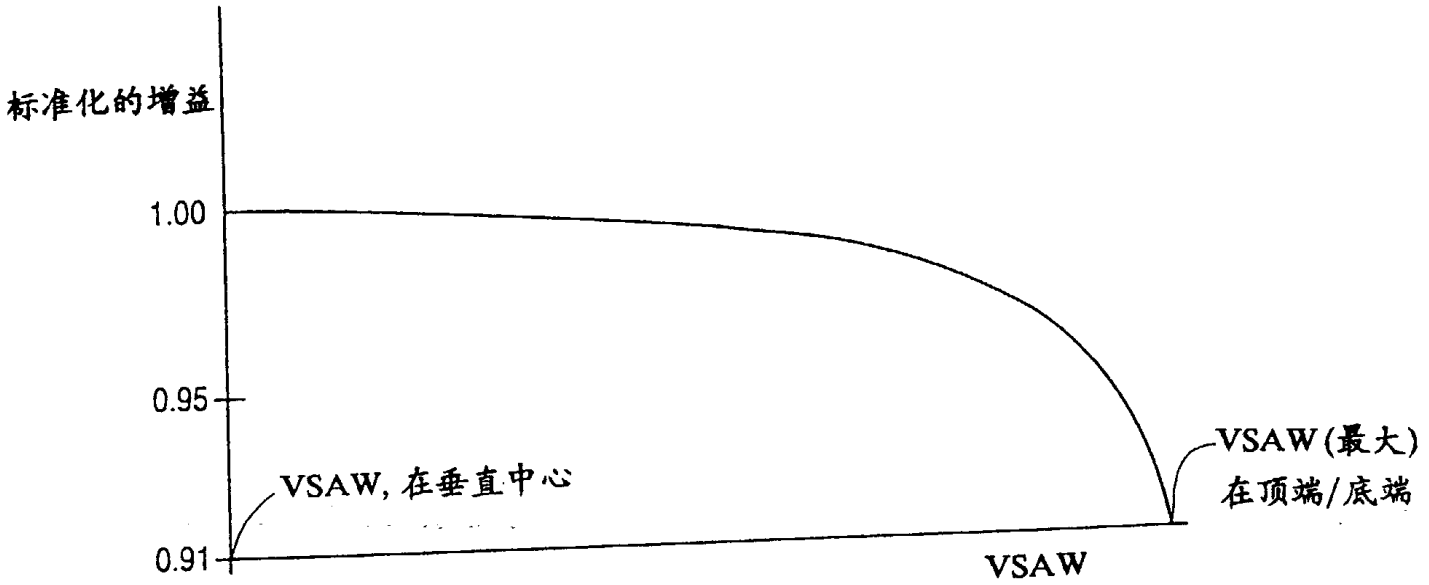


图 4

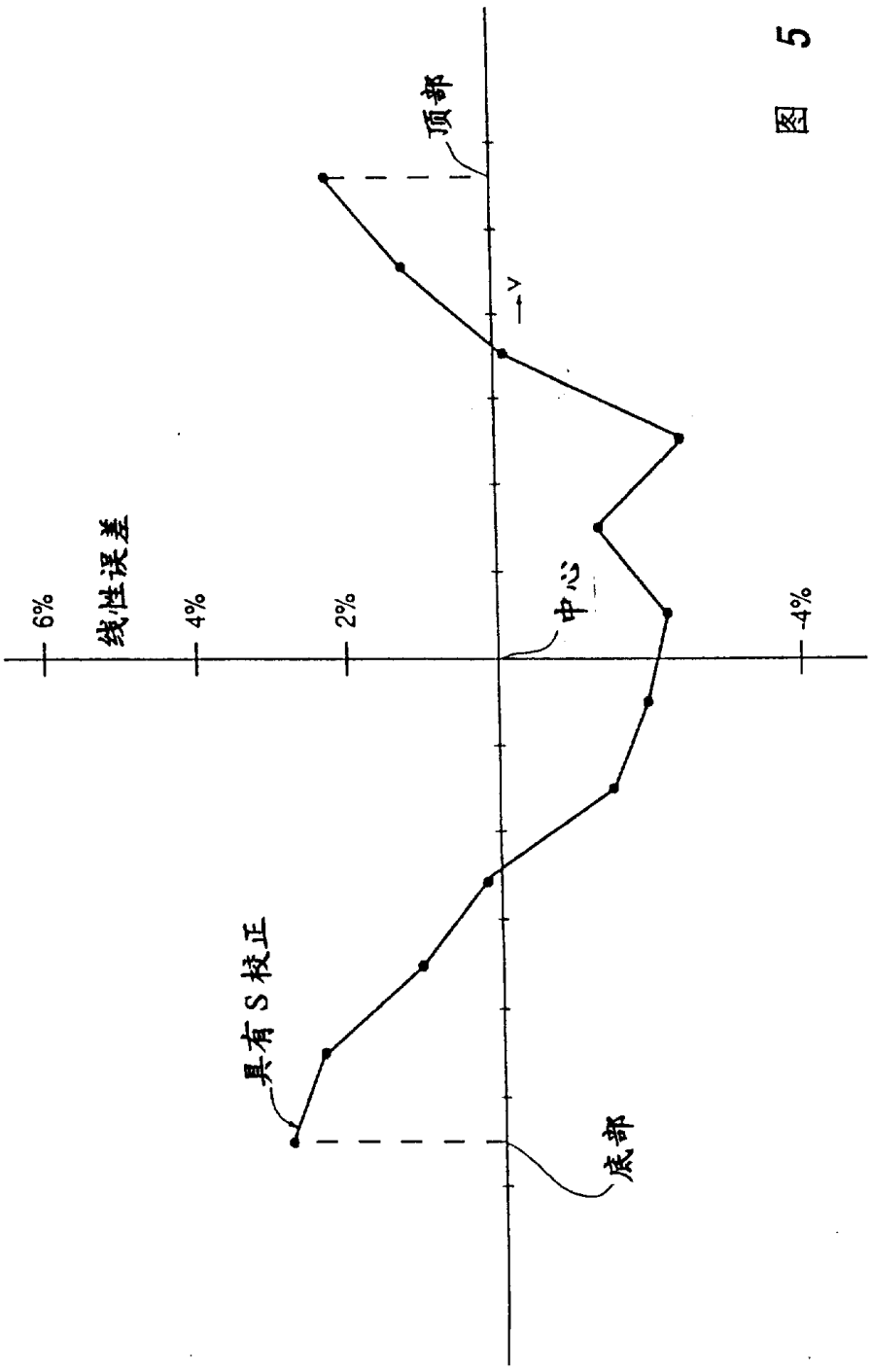


图 5

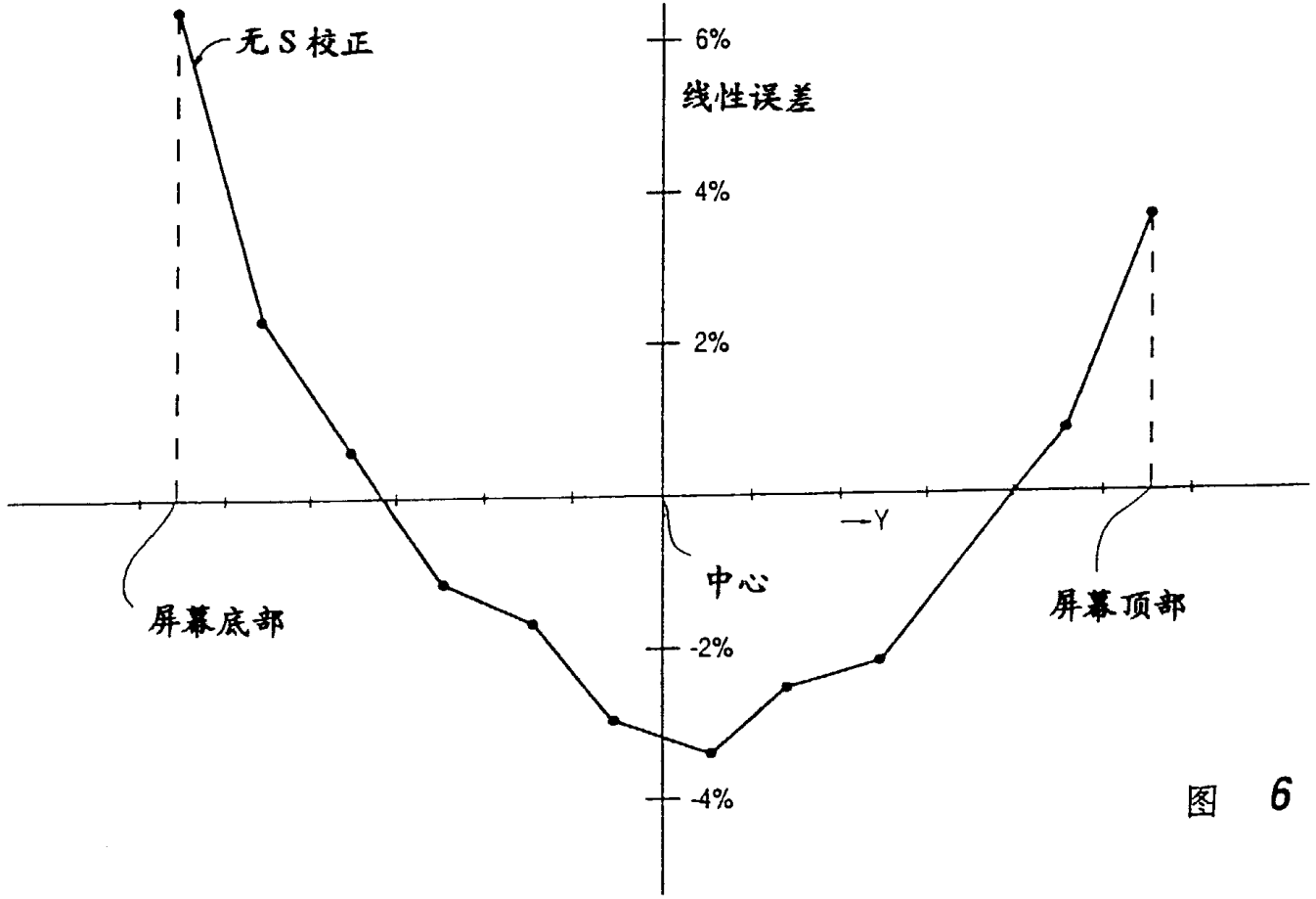


图 6

图 7a

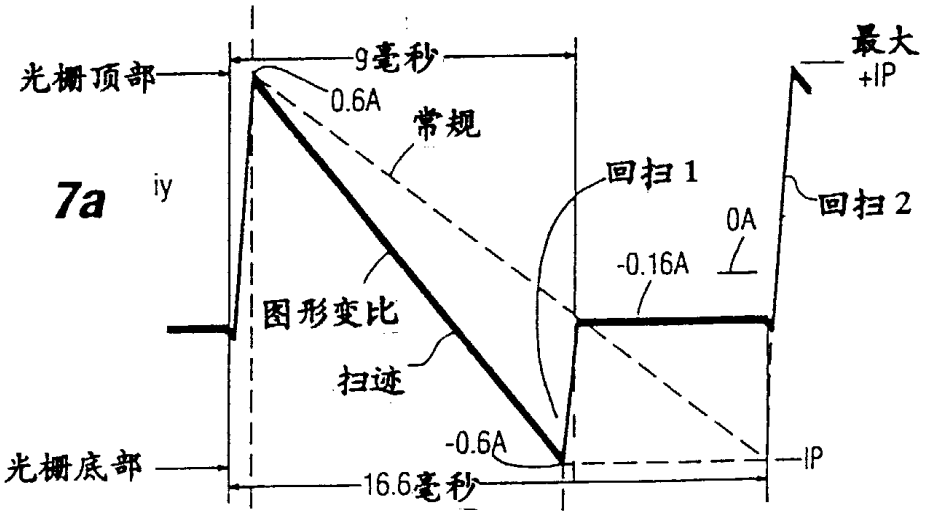
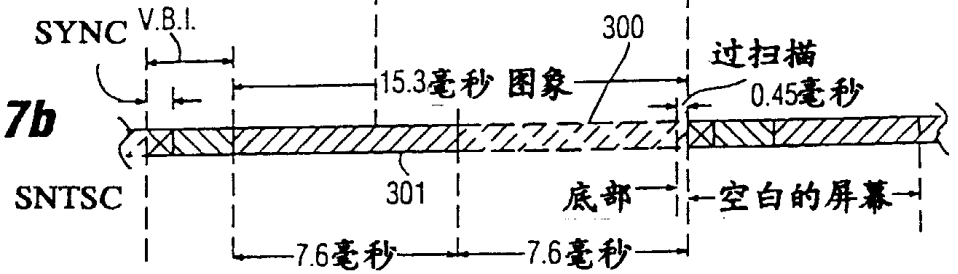

光栅顶部
9毫秒
0.6A
常规
回扫 1
最大
+IP
回扫 2
0A
-0.16A
图形变比
扫迹
光栅底部
-0.6A
IP
16.6毫秒

图 7b


SYNC
V.B.I.
300
过扫描
15.3毫秒 图象
0.45毫秒
SNTSC
301
底部
空白的屏幕
7.6毫秒
7.6毫秒