[19]中华人民共和国专利局

[51]Int.Cl[6]
H04N 3/16
H01J 29/70

[12]发明专利说明书

[21] ZL 专利号 92108680.6

[45]授权公告日 1997 年 9 月 24 日

[11] 授权公告号 CN 1035976C

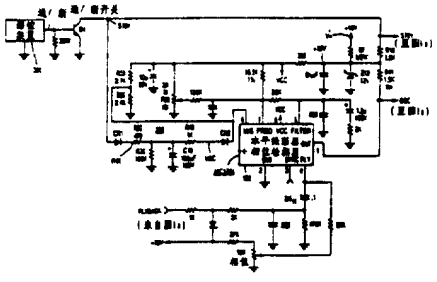
[22]申请日 92.7.14 [24]颁证日 97.6.21
[21]申请号 92108680.6
[30]优先权
[32]91.7.15 [33]US[31]729,658
[73]专利权人 汤姆森消费电子有限公司
地址 美国印第安纳州
[72]发明人 R·J·格里斯
[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
代理人 王忠忠 马铁良
[56]参考文献
CN1047776
审查员 陈 源

权利要求书 3 页 说明书 8 页 附图页数 4 页

[54]发明名称 偏转电路之缓慢接通

[57]摘要

一种水平振荡器（102），响应一通／断控制信号而产生输出信号，该输出信号经由一驱动级（300）耦合至一水平偏转输出晶体管（Q2）之控制端（MC1391 的插脚 8）。在等特工作模式后之过渡时间间隔内，振荡输出信号（Vosc）之占空因数系相对于运行工作模式之出现时而减小，以提供软启动操作。



权 利 要 求 书

1.一种视频显示装置的偏转装置，包括:

一输入电压源(B +)，在等待工作模式后的过渡时间间隔(1毫秒)与运行工作模式期间产生输入电压;

一偏转绕组(L_H)耦合至一回扫电容器(C4)，在偏转周期的回扫时间间隔内形成一回扫谐振电路(101);

以与偏转频率有关的频率产生第一控制信号(I_2)的装置(Q3, Q1, T1);

偏转开关晶体管(Q2)，响应该第一控制信号且耦合至该谐振电路，所述偏转开关晶体管(Q2)在过渡时间间隔及运行工作模式中执行定期切换工作，而在切换工作发生时在所述偏转绕组中产生一偏转电流(i_H); 所述偏转开关日体管有一对耦合在所述编转电流的电流通路中的主电流导通端(集电极－发射极),

响应通/断控制信号(STBY)的占空因数控制装置(CR1, R30, C10, CR2, R50, R60),

其特征在于，所述占空因数控制装置耦合至所述偏转开关晶体管用以控制所述偏转开关晶体管的占空因数，相对于运行工作模式中的占空因数而显著减小过渡时间间隔中所述偏转开关晶体管的占空因数，用以提供软启动操作，使得在所述过渡时间间隔中防止所述偏转开关晶体管有过大的电流。

2.根据权利要求 1 的装置，其特征在于一驱动变压器(T1)，它具有第一绕组(W2)耦合至所述偏转开关晶体管(Q2)的控制端(基极)及第二绕组(W3)响应所述偏转开关晶体管所产生的信号而以对所述偏转开关晶体管的主电流传导端(集电极，发射极)中的电流(I_{c2})而言为正反

馈方式产生所述第一控制信号(I_{b2})的斜坡部分(扫描)。

3.根据权利要求 2 的装置，其特征在于所述第一控制信号产生装置(Q3 、 Q1 、 T1)包括一第二开关晶体管(Q1)，后者响应与所述偏转频率有关频率的同步信号(V_{osc})且有一主电流导通端(集电极)耦合至所述躯动变压器(T1)的第三绕组(W1)，而在所述第三绕组中产生切换电流(I_{c1})，该第三绕组经由所述驱动变压器被变压器耦合至偏转开关晶体管(Q2)的控制端(Q2 的基极)，以控制所述偏转开关晶体管的切换。

4.根据权利要求 1 的装置，其特征在于电源电压(T2a)耦合所述电压源，所述电源电感(T2a) 包括回扫变压器(T2)的第一绕组(T2a) ，其中所述偏转开关晶体管(Q2)提供回扫脉冲电压(V_{c2})，该回扫脉冲电压(V_{c2})经所述回扫变压器的第二绕组(T2b)变压器耦合至一整流器(D4)，该整流器对所述回扫脉冲电压加以整流而在一负荷电路(LOAD 、 CT)中产生一输出电源电压(VCT)。

5.根据权利要求 4 的装置，其特征在于负荷电路(LOAD 、 CT)包括一电容负荷(CT)，后者在等待模式时放电而使在过渡时间间隔(1 毫秒)中该已放电的电容负荷形成一较之在运行模式中更重的负荷而造成所述偏转开关晶体管中的所述电流(I_{c2})有变为过大的趋势，而所述占空因数控制装置(102)则藉在过渡时间间隔中减小占空因数而减少所述偏转开关晶体管主电流导通端的所述电流变为过大的趋势。

6.根据权利要求 1 的装置，其特征在于占空因数控制装置(102)耦合至第一控制信号产生装置(Q3, Q1, T1)，而使第一控制信号(I_{b2})的占空因数在过渡时间间隔变得比在运行工作模式中为小。

7.根据权利要求 1 的装置，其特征在于占空因数控制装置(102)包括一电容器(C10)，后者在等待模式中产生一电容器电压(VDC)，该电容器电压在过渡时间间隔内按既定的方向改变(减小)且被耦合至第一

控制信号产生装置(102)而按照该电容器电压的大小来控制第一控制信号(I_{b2})的占空因数，使得在过渡时间间隔结束且该电容电压到达预定之大小后，该占空因数即不再由该电容器来决定。

8.根据权利要求 1 的装置，

其特征在于所述控制装置包括用以产生第二控制信号(MC1391 插脚 8 上的电压)的装置(CR1, R30, C10, CR2)，第二控制信号耦合至第一控制信号产生装置而控制所述第一开关晶体管的占空因数，而相对于第二控制信号在第二电平(二极管 CR2 不导通)时运行工作模式中的占空因数显著地减小当第二控制信号在第一电平(二极管 CR2 导通)时过渡时间间隔中的占空因数。

9.根据权利要求 8 的装置，其特征在于第二控制信号产生装置(CR1, R30, C10, CR2)在整个运行工作模式中均与第一控制信号产生装置(102)去耦。

10.根据权利要求 8 的装置，其特征在于第二控制信号产生装置(CR1, R30, C10, CR2)包括切换装置(CR2)，用以在过渡时间间隔中将第一电压(VDC)耦合至第一控制信号产生装置(102)的一端子(插脚 8)，在运行工作模式中将第一电压与该端子去耦，而至少在运行工作模式中将第二电压(电阻器 R50, R60 之间的电压)耦合至第一控制信号产生装置的该端子。

说　　明　　书

偏转电路之缓慢接通

本发明系关于一种电视接收机或其他同类显示装置的阴极射线管之偏转电路。

用于各种彩色电视接收机中之一般水平偏转电路，包括一水平振荡器，该水平振荡器经由具有耦合至偏转电路输出级的输出晶体管控制端的变压器之驱动器或驱动级而加以耦合。　该驱动级更包括一具有初级与次级绕组之耦合变压器。在给定的偏转周期的一部分扫描时间间隔期间，储存在耦合变压器中之磁能以回扫方式产生一绕组电流，该电源流动于耦合变压器之次级绕组中而在输出晶体管中形成正向基极电流，用以驱动偏转输出晶体管使之饱和。

在此种水平偏转输出级中，一偏转绕组被耦合至回扫电容而在偏转周期之回扫时间间隔期间形成一回扫谐振电路。水平输出晶体管以与来自水平振荡器输出之偏转频率有关之频率响应耦合变压器次级绕组中之电流。输出晶体管之集电极连接至回扫谐振电路，以在偏转绕组中产生偏转电流。回扫变压器之初级绕组耦接于 B+ 电源电压与输出晶体管集电极之间。在一部分时间扫描间隔期间，偏转电流与回扫变压器初级电流在输出晶体管之集电极流动。

因输出晶体管的切换工作之结果，回扫变压器次级绕组中所产生之回扫脉冲电压被加以整流而供至滤波电容器，以产生输出电源电压，用以激励电视接收机之各级。

在某些先有技术之装置中，为了简化 B+ 电源应电路，　B+ 电源电压在等待与的正常运行模式工作期间均会产生。　为使输出晶体管中能

有切换工作，自水平振荡器输出端产生而加至输出晶体管基极之电流藉通／断控制信号之控制而被启动。该通／断控制信号系例如自一遥控接收机以启动输出晶体管之切换工作方式而提供。当输出晶体管中之基极电流仍然截止时，在等待工作模式转变为正常运行工作模式之过渡时间间隔前，每一滤波电容器均完全放电。在过渡时间间隔内的回扫时间期间，已放电之滤波电容器对回扫变压器形成一重负荷。

假定在上述过渡时间间隔内，输出晶体管在每一周期时间间隔内均导通，与在运行工作模式中之时间长度相同。此一情形被称为以大于半个占空因数而导通。在此情形下，尚未完全充电之滤波电容器之重负荷，在输出晶体管导通时的每一周期之部分时间可能在输出晶体管中引起过大之集电极电流，而可能损坏输出晶体管。最好要防止此种过大电流。

在先有技术之一种驱动级中，驱动变压器有一绕组耦合至输出晶体管集电极电流之电流通路中。当输出晶体管导通时的周期的一部分中，输出晶体管之集电极电流以斜线上升方式增大。斜线上升之集电极电流经耦合变压器以正反馈方式耦合回到输出晶体管基极，结果产生斜线上升之基极电流。因为正反馈，集电极电流甚至比在上述过渡时间间隔中无正反馈性形下增加得更多。因而在使用此种正反馈时，在过渡时间间隔内最好对输出晶体管之集电极电流加以限制。

本发明之偏转电路包括至少在等待工作模式之后之过渡时间间隔及运行工作模式中产生输入电源电压之电源。在电源上耦合一电源电感。一偏转绕组连接至一回扫电容器而在偏转周期之回扫时间间隔形成一回扫谐振电路。第一控制信号是以与偏转频率相关之频率产生的。响应第一控制信号且耦合至谐振电路和电源电感之第一开关晶体管在过渡时间间隔及运行工作模式时执行定期的切换工作。当切换工作发生时，在偏转绕组内产生一偏转电流而在电源电感中则产生一回扫脉冲电压。第一

开关晶体管之占空因数被加以控制而在过渡时间间隔中相对于运行工作模式时之间间隔而显著地减小占空因数，如此即可提供软启动工作，而在过渡时间隔中可防止第一开关晶体管内之过大电流。

图 1包括图1a与1b，显示本发明的驱动电路实例，用以驱动输出级之水平偏转电路输出晶体管。

图2a至2d所示为图 1电路在正常工作及起动或过渡时间间隔中工作时之波形。

图3a至3d所示为在各种状况下启动过程中图1a的输出晶体管集电极电流之波形。

图1a所示为一驱动级100 用以驱动电视接收机水平偏转电路输出级101 之开关输出晶体管Q2。图1b中相控级102 内之水平振荡器，产生一输出信号Vosc，其频率处在 2×fH频率，约为32KHZ 。信号Vosc经由射极跟随器晶体管Q3耦合至驱动晶体管Q1之基极。频率fH约为16KHZ ，例如为NTSC标准之水平偏转频率。因此 2×fH显著地高于16KHZ 。相控级102 之振荡器被自遥控接收机300 所产生之图1b之通／断控制信号所控制。通／断信号使图1a中之晶体管Q1在信号通／断“断”状态时于整个等候工作模式中持续接通，而使晶体管Q1保持持续导通状态。

图1a中晶体管Q1之集电极连接至耦合变压器T1初级绕组W1之一端子。W1之另一端子则藉滤波电容器C1通地及经由一限流电阻器R1耦合至电压源 V+，使得电阻器R1与电容器C1形成一脉动滤波器。变压器T1之次级绕组W2跨接于晶体管Q2基极／发射极结及电阻器R4上。 接于绕组W2、电阻器R4与晶体管Q2发射极接点之接点端子101a系耦合至变压器T1绕组W3之一端子，W3之另一端子则通地。

晶体管Q2之集电极与二极管D3串联而耦合至水平偏转电路103 之传统的阻尼二极管D2。 电路103 包括一水平偏转绕组L_H、一回扫电容器

C4、一扫描电容器C_S、一线性电压器LIN 及一缓冲电阻器R5，它们以公知方式耦合。图1a之绕组L_H例如代表三个水平偏转绕组（未示出），并联至一投影电视接收机之三个阴极射线管。二极管D3防止反向集电极电流流入晶体管Q2及绕组W2或W3。

电源电压 B+ 经水平回扫变压器T2之绕组T2a 耦合至电路103 。于回扫即回描期间，电路103 形成一回扫谐振电路，它包括电容器C4、绕组L_H和绕组LIN 。在回描即回扫期间，变压器T2各绕组中即产生回扫脉冲电压而使诸如电容器CU等之滤波电容器充电而产生耦合至高压阳极之电压ULTOR 。在扫描时间期间，电路103 形成一扫描谐振电路，它包括扫描电容器C_S及绕阻L_H，在绕组T2a 中之集极电流Ic2 呈斜线上升（Upramping）。扫描期间，晶体管Q2导通，绕组T2c 产生一扫描电压,该电压 经过整流器D5耦合至电容器CT。在扫描期间整流器D5导通。电容器CT中产生+ 24V 之电源电压，加至接收机内之一负荷电路。为简化电源电路，电压 B+ 与 V+ 在等待与运行工作模式中均是以传统方式产生的（未示出）。

图2a至2d所示之实线部分用来说明图1a与1b电路运行工作模式时之理想波形，虚线部分则是有关从等待工作模式到运行工作模式过渡时间之波形。图2a至2d中之组件编号与图1a与1b中相同。

在正常之运行工作模式中，图1a中之驱动晶体管Q1因图2a中之信号Vosc为正而导电，直至其使图1a中之晶体管Q2变为不导通之时间T1时为止。晶体管Q1集电极电流I_{c1} 所供给的磁能被储存于绕组W1中。当晶体管Q1被关断时，在图2a之时间间隔t_1-t_3期间，被储存之磁能在图1a之绕组W2内产生正向之晶体管Q2基极电流I_{b2} ，电流I_{b2} 足以使偏转晶体管Q2接通而在图2b时间t_2之前使之保持饱和。

电流I_{b2}之波幅在前半个扫描之较后部分时间间隔t_1-t_2保持基本恒定，此系因为图1a之绕组W2与W3被晶体管Q2基极／发射极结之低阻抗施

加上重负荷。在时间 t_2, 图 1a 中偏转绕组 L_H 内之偏转电流 I_H 其极性颠倒。由于图 1 电路 103 之偏转绕组 L 中及回扫变压器绕组 T2a 中之电流颠倒, 在图 2c 之时间 t_2 之后集极电流 I_{c2} 开始于晶体管 Q2 中以斜线上升方式流动。

如同发射极电流, 流经图 1a 之绕组 W3 之斜线上升的集极电流 I_{c2} 经变压器 T1 按各绕组 W2 与 W3 匝数比 $N_2:N_3$ 被变压器耦合至晶体管 Q2 之基极。经变压器耦合之电流 I_{c2} 在后半扫描期间在时间间隔 t_2 -t_3, 当集极电流 I 斜线上升时提供斜线上升之晶体管 Q2 正向基极电流 I_{b2} 之主要部分。晶体管 Q2 之基极－发射极结在绕组 W2 上形成一极低之阻抗,因此变压器 T1 内即有与理想电流互感器(Current transformer)工作相似之性能, 而将绕组 W3 中之电流耦合至绕组 W2。 W2 与 W3 间所需之匝数比系由晶体管 Q2 之电流增益 h_{FE} 来决定。电流增益 h_{FE} 之容限范围为 4 与 7。

与电流 I_{c2} 成正比之斜线上升基极电流仅在图 2b 之时间 t_2 以后才于图 1a 之绕组 W2 中感生出来。图 2c 中经变压器耦合之斜线上升电流 I_{c2} 被加至由前述图 1a 的变压器 T1 中储存磁能所提供之电流上而形成图 2b 之斜线上升基极电流 I_{b2}。在时间间隔 t_2-t_3 中,基极电流 I_{b2} 主要来自图 2c 之电流 I_{c2}。图 2b 中电流 I_{b2} 之变化率紧随图 1a 偏转晶体管 Q2 基极电流之需求。晶体管 Q2具有图 2c 中斜线上升的集电极电流。晶体管 Q2 之截止系当图 1a 中的晶体管 Q1 被切换至饱和时于图 2c 中之时间 t_3 开始,一如 Bruno E. Hennig 所提出之“视频装置的偏转驱动器”之第 481,426 号美国专利申请(即 1992 年 2 月 18 日颁发的美国专利 5,089,756)中所述。

图 1b 之通/断信号系耦合至一通/断晶体管开关 Q4 之基极。晶体管 Q4 之集极系经由一负载电阻器 R10 耦合至产生于齐纳二极管 Z12 之正 12V 电压 VCC，此一电压系在等待与运行工作模式中产生自 V + 电压。在等待工作模式中，当晶体管 Q4 不导通时，晶体管 Q4 之集电极电压 STBY 约为 + 9.5V。因此晶体管 Q5 在整个待待工作模式中均导通并使晶体管 Q1

接通，防止晶体管Q2中之切换工作。

以Motorola公司所生产的公知集成电路MC1391所制之相控级102 自传统的双环路系统的锁相环电路接收2xfH频率同步信号SYNC，该环路由获自视频检波器（未示出）脉冲而同步，级102 亦接收变压器T2中产生之反馈信号FLYBACK 。级102 产生信号OSC 以形成双环路系统的相控环路。

集成电路MC1391的端子M/S 上VDC 电压之一部分系由串联之电阻器R50 与R60 所组成之分压器产生，端子M/S 上的电压VDC 控制信号OSC 之占空因数。串联之电阻器R50 与R60 系接+12V 电源电压VCC 与地之间而建立信号OSC 之占空因数，在运行工作模式时此一占空因数大于一半。占空因数系由晶体管Q2导通时的信号OSC 之给定周期中的那部分与整个周期长度之比来界定。 电压VCC 系由齐纳二极管Z12 从电源电压V+ 中所产生。该齐纳二极管在等待与运行工作模式期间均产生电压VCC ，该电压也激励102 级之集成电路1359。

按照本发明之装置200 ，包括串联之二极管CR1 、电阻器R20 与R40 及二极管CR2 ，装置200 将仅在等待工作模式期间产生之电压STBY耦合至级102 的集成电路1391之输入端子M/S 。因而在输入端子M/S 上的占空因数控制电压VDC 较之正常运行工作模式时为大或更正。

当通／断信号改变至“通”状态而开始过渡时间间隔时，电压STBY变为零，晶体管Q4导通，而使图1a中之晶体管Q5不导通。因此而将信号OSC 耦合至晶体管Q1之基极而晶体管Q2中之切换工作即开始。

过渡时间间隔开始之前，端子M/S 上之电压较之运行工作模式中为大而使信号OSC 之占空因数基本上小于50% ，例如8%。等待模式时被电压STBY充电之电容器C10 与电阻器R30 形成装置200 之并联装置而连接于装置200 之电阻器R20 与R40 之间。

在实施本发明之特点时，过渡时间间隔开始时OSC 信号之占空因数

被装置200 加以控制而基本上比正常运行模式小；例如8 %。 如此做是为了减少晶体管Q2中之集电极电流I_{c2} 在过渡时间间隔中变为过大之可能，此一可能性系由于滤波电容器及其它电容性负荷（仅电容器CU与CT在图中示出）在过渡时间间隔前已全部放电。因为过渡时间间隔开始时例如滤波电容器CT完全放电，而对变压器T2实际上形成短路，直至电容器CT被充电为止。结果当晶体管Q2开始被接通时，绕组T2c 中之电流 i_{T2c} 值颇大。因绕组T2c 与T2a 间之紧密耦合，流于绕组T2a 中之一部分电流I_{c2} 以高变化率增大。若晶体管Q2之占空因数较显著，例如与在运行工作模式中的相同，电流I_{c2} 之峰值可能变为过高，例如有27A 。

因为有经由变压器T1之正反馈，基极电流I_{b2} 即使在相当高之集电极电流值的情况下亦能承受晶体管Q2中之饱和状态。有利的是，在一部分过渡时间间隔中，由装置200 使信号OSC 的占空因数减小可减轻晶体管Q2中集电极电流变为过大之趋势。因此藉助在过渡时间间隔中维持显著地较小之OSC 信号占空因数，使滤波电容器之充电时间较长，而使集电极峰值电流I_{c2} 可维持在小于24A 之值，此为晶体管Q2可允许峰值电流。相比之下，在运行工作模式中电流I_{c2} 之峰值为9.5A。如此即可获得软启动操作。

在过渡时间间隔中，电容器C10 经由二极管CR1 而与导通之晶体管Q4去耦。因此，电容器经由电阻器R30 缓慢放电而保持足够小之占空因数，直至例如电容器CT的滤波电容器充电为止。当电容器C10 上之电压下降时，端子M/S 上之电压VDC 亦下降，而信号OSC 与晶体管Q2之占空因数则遂渐上升。有利的是，当电容器C10 上之电压下降至使二极管CR2 变为不导通的电平时，端子M/S 上之电压即处在由电阻器R50 与R60 所决定之运行模式的电平上。所以在运行工作模式时，装置200 对信号OSC 之占空因数并无影响。

图3a－3d所示各为在下述工作状况下紧接着通／断信号变至其“接

通”状态后之过渡时间间隔第一与随后周期中，图1a集电极电流I_{c2}之波形。

图3a与3b中之波形是R20值为470 Ω时所获得的（图1b中无括弧之值）。在此情形下，为提供软启动工作，前述之信号OSC之8%占空因数系于过渡时间间隔开始时所获得。

图3c中之波形系电阻器R20值为10Ω而非470 Ω时所获得的（如图1b括弧内之值）。结果图3d中电流I_{c2}之占空因数自一显著地较小值渐渐上升。在此种装置中，等待模式时并不产生图1b之信号OSC。结果电流I之峰值为12A，甚至小于电阻器R20为470 Ω时所获之值22A。

图1b中之二极管CR2若被除去，即会获得图3d中之波形，如此即无软启运特性。结果在过渡时间间隔中I_{c2}之峰值为27A，不利的是显得过高，其占空因数则大于50%。

说 明 书 附 图

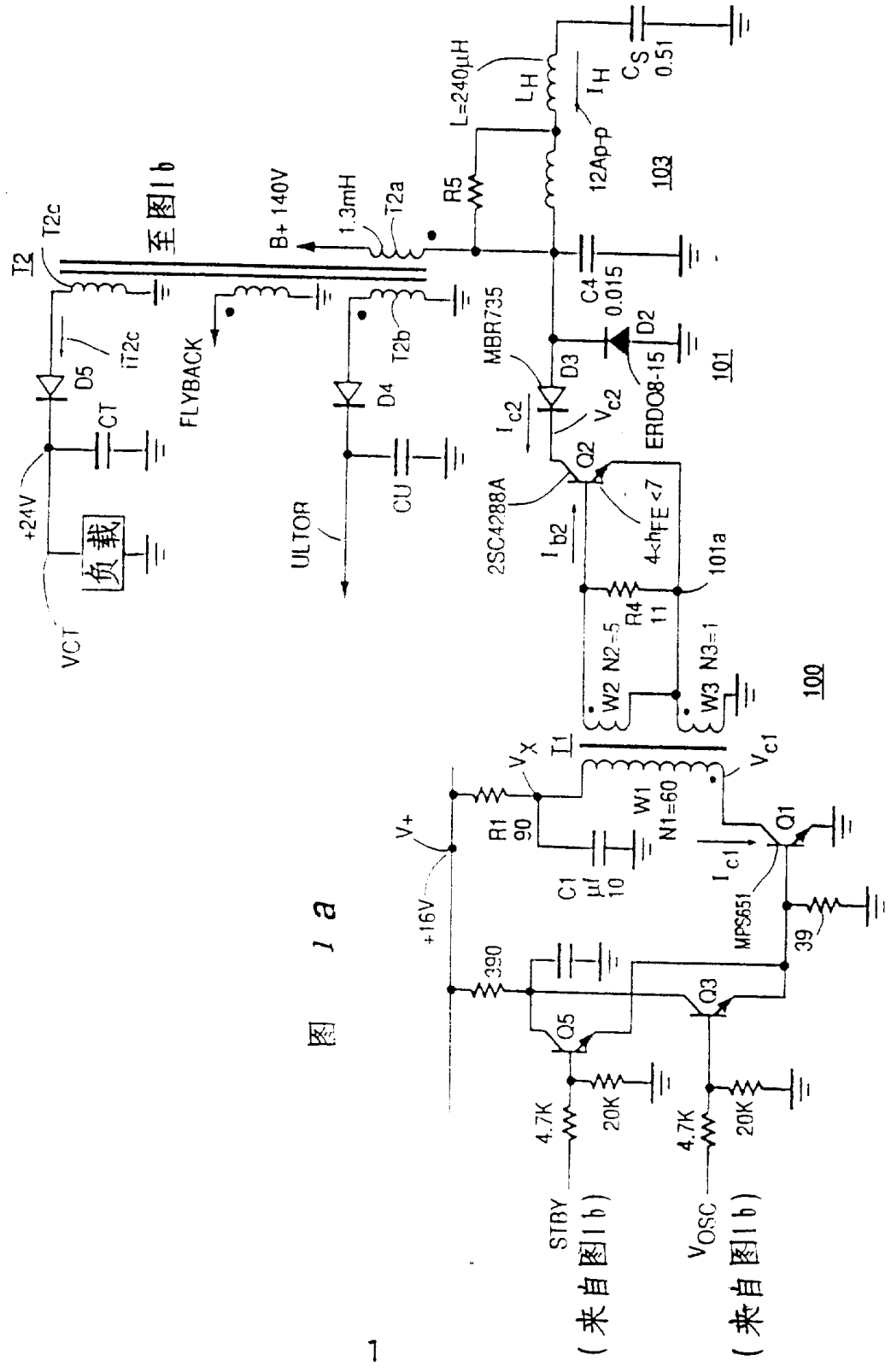

至图1b
T2
T2c
B+ 140V
1.3mH
T2a
R5
L=240μH
LH
IH
12Ap-p
CS
0.51
103
C4
0.015
D2
ERD08-15
101
MBR735
D3
Ic2
Vc2
Q2
2SC4288A
Ib2
4<hFE<7
101a
R4
11
W2 N2=5
W3 N3=1
100
T1
VX
Vc1
W1
N1=60
R1
90
C1
μf
10
Ic1
Q1
MPS651
39
V+
+16V
390
Q5
Q3
4.7K
20K
STBY
(来自图1b)
VOSC
(来自图1b)
FLYBACK
T2b
D4
CU
ULTOR
D5
iT2c
CT
+24V
负载
VCT

图 1a

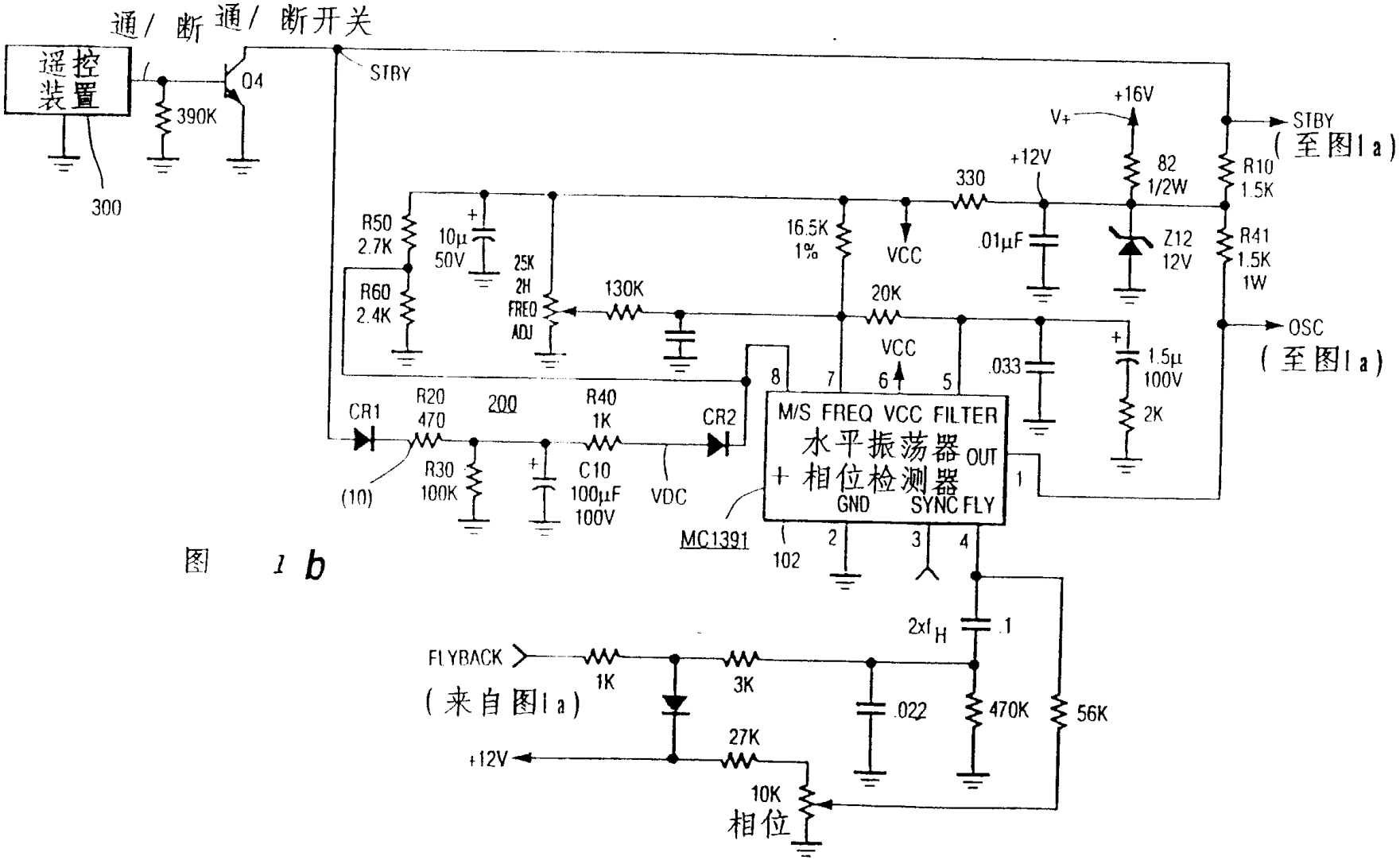

通/断
通/断开关
遥控装置
300
390K
Q4
STBY
+16V
V+
82
1/2W
R10
1.5K
STBY
(至图1a)
+12V
330
R50
2.7K
10μ
50V
25K
2H
FREQ
ADJ
16.5K
1%
VCC
.01μF
Z12
12V
R41
1.5K
1W
R60
2.4K
130K
20K
OSC
(至图1a)
VCC
.033
1.5μ
100V
2K
CR1
R20
470
200
R40
1K
CR2
M/S FREQ VCC FILTER
水平振荡器
+ 相位检测器
OUT
GND
SYNC FLY
(10)
R30
100K
C10
100μF
100V
VDC
MC1391
102
2xf H
.1
FLYBACK
(来自图1a)
1K
3K
.022
470K
56K
27K
+12V
10K
相位

图 1b

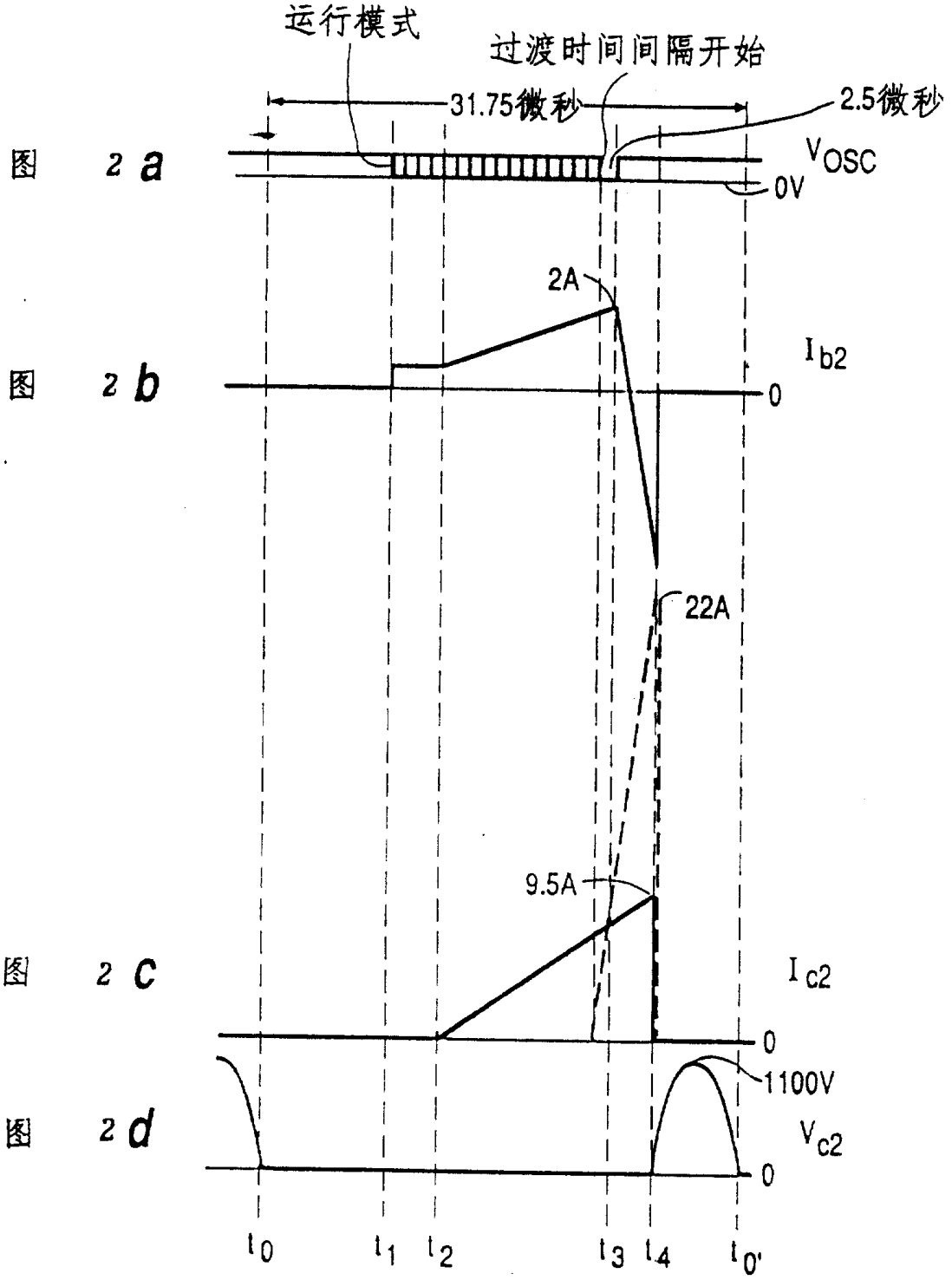


图 2a

图 2b

图 2c

图 2d

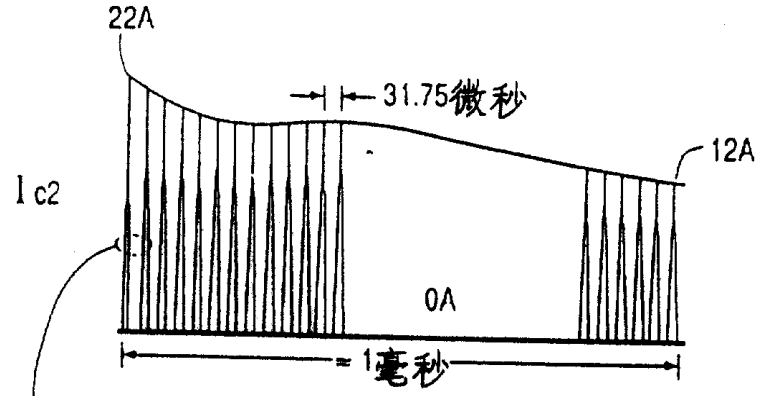


图 3a

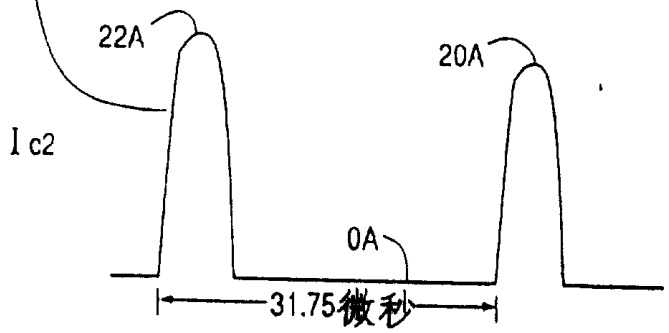


图 3b

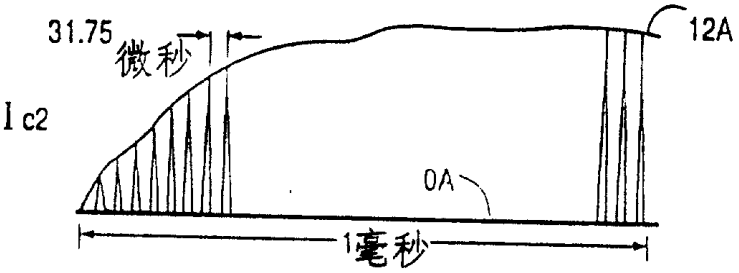


图 3c

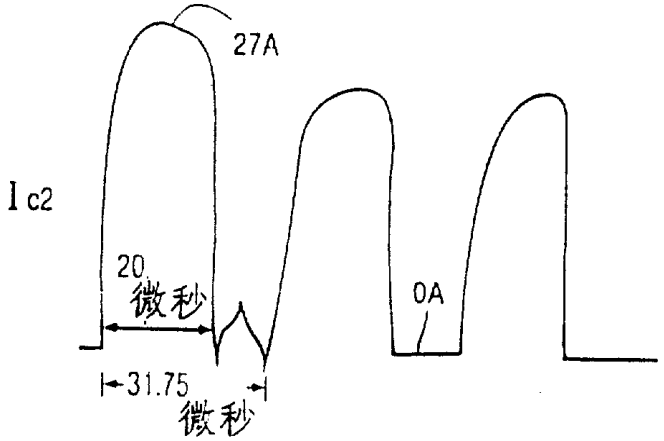


图 3d