

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl⁷

H04N 9/64

H04N 9/78

H04N 5/46

[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 94104254.5

[45]授权公告日 2001 年 12 月 26 日

[11]授权公告号 CN 1076936C

[22]申请日 1994. 3. 4
[21]申请号 94104254.5
[30]优先权
[32]1993. 3. 4 [33]JP [31]43651/1993
[32]1993. 11. 30[33]JP [31]300563/1993
[73]专利权人 三洋电机株式会社
地址 日本大阪府
[72]发明人 本多文明 细矢信和
[56]参考文献
EP 0245038 1987. 11. 11 H04N9/64
审查员 陈 源

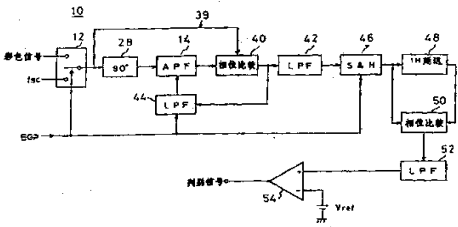
[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
代理人 叶恺东 张志醒

权利要求书 4 页 说明书 23 页 附图页数 15 页

[54]发明名称 电视接收机及电视信号判别电路

[57]摘要

一种电视信号判别电路包含在 Y/C 分离电路之中, 在色同步信号期间, AP F(14)把经过 90°移相器(28)的彩色信号进行频率——相位变换, 然后把相位信号加到相位比较器(40), 把相位信号和来自通路(39)的彩色信号进行比较, 相位比较器的输出加到 LPF(42), LPF 的输出信号成为对应于两个信号相位差的电平的电压信号。在 SECAM 制式中, 每 1 行交替输出电平不同的两个电压信号, 而使用其他电视制式仅输出 1 个电压信号。



权利要求书

1.一种电视信号判别电路，其特征在于，设有：

输出对应于输入彩色信号的副载波频率的电平的电压信号的电压信号输出装置；

把前述电压信号保持 1 行期间得到保持信号的信号保持装置；

把前述保持信号延迟 1 行的延迟装置；以及

根据前述保持信号和来自前述延迟装置的信号输出判别信号的判别信号输出装置。

2. 根据权利要求 1 的电视信号判别电路，其特征在于，前述电压信号输出装置包含把副载波频率作为表示相位的信号而输出的第 1 装置和把前述表示相位的信号变换成为电压信号的第 2 装置。

3. 根据权利要求 2 的电视信号判别电路，其特征在于，前述第 1 装置包含全通滤波器。

4. 根据权利要求 2 的电视信号判别电路，其特征在于，前述的全通滤波器是中心频率可调的频率可变全通滤波器，前述的电视信号判别电路进一步包括：

产生具有与前述副载波频率相等或接近的规定频率的频率信号的信号发生装置；

在色同步信号期间把前述输入彩色信号加到前述频率可变全通滤波器且在同步信号以外的期间把前述频率信号加到前述频率可变全通滤波器的第 1 转换装置；以及

根据前述色同步信号期间以外的期间所得到的表示相位的信号控

制前述频率可变全通滤波器中心频率的控制装置。

5. 根据权利要求 1 至 4 的任一个的电视信号判别电路, 其特征在于, 前述延迟装置包含在色同步信号期间把前述电压信号进行取样保持的取样保持电路。

6. 根据权利要求 1 至 4 的任一个的电视信号判别电路, 其特征在于, 前述延迟装置包含把前述保持信号每 1 行交替取样保持而分别产生第 1 和第 2 矩形波信号的第 1 和第 2 取样保持装置, 以及把第 1 和第 2 矩形波信号每行交替取出的转换装置。

7. 根据权利要求 1 所述的电视信号判别电路, 其特征在于, 所述把保持信号延迟一行的延迟装置, 设有:

把前述保持信号每 1 行交替取样保持而分别产生第 1 和第 2 保持信号的第 1 和第 2 取样保持装置; 以及

把第 1 和第 2 保持信号每 1 行交替取出的转换装置。

8. 根据权利要求 1 所述的电视信号判别电路, 其特征在于, 还包括频率稳定电路, 它设置有:

在第 1 期间接受应处理的信号且在第 2 期间接受具有规定频率的频率信号的频率可变滤波器;

在前述第 1 期间处理前述频率可变滤波器的输出信号的处理电路;

在前述第 2 期间比较前述频率信号和前述频率可变滤波器的输出信号相位而输出相位差信号的相位比较装置; 以及

在前述第 2 期间根据前述相位差信号控制前述频率可变滤波器的中心频率的控制装置。

9. 一种电视信号判别电路, 其特征在于, 它设置有:

输出对应于输入彩色信号的副载波频率的电平的电压信号的电压信号输出装置;

把前述电压信号作为输入信号接受的第 1 和第 2 取样保持装置；

每 1 行交替取出前述第 1 和第 2 取样保持装置的输出信号的第 1 和第 2 输出装置；以及

根据前述第 1 和第 2 输出装置输出的信号输出判别信号的判别信号输出装置。

10. 根据权利要求 9 的电视信号判别电路，其特征在于，前述电压信号装置包含把副载波频率作为表示相位的信号输出的第 1 装置，以及把前述表示相位的信号变换成电压信号的第 2 装置。

11. 根据权利要求 9 或 10 的电视信号判别电路，其特征在于，前述第 1 和第 2 取样保持装置输出前述电压信号峰值的平均电平，供给前述第 1 和第 2 取样保持装置的控制脉冲是相互错位 1 个水平扫描期间（1H）而间隔 2 个水平扫描期间（2H）的脉冲信号。

12. 根据权利要求 11 和电视信号判别电路，其特征在于，前述第 1 和第 2 取样保持装置具有相同的时间常数。

13. 根据权利要求 9 至 12 的任一个的电视信号判别电路，其特征在于前述第 1 和第 2 输出装置每 1 个水平扫描期间（1H）相互交替地取出由第 1 和第 2 取样保持装置输出的信号，因此，前述第 1 和第 2 输出装置输出的信号是来自互不相同的取样保持装置的信号。

14. 至少可以接收 SECAM 制式电视信号的电视接收机，其特征在于，具有：

输出对应于输入彩色信号副载波频率的电平的电压信号的电压信号输出装置；

把前述电压信号保持 1 行期间而得到保持信号的信号保持装置；

把前述保持信号的相位延迟 1 行的延迟装置；以及

根据前述保持信号和来自前述延迟装置的信号输出至少表示是否收到的是 S E C A M 制式电视信号的判别信号输出装置。

15. 至少可以接收 S E C A M 制式电视信号的电视接收机，其特征在于，具有

输出对应于输入彩色信号副载波频率的电平的电压信号的电压信号输出装置；

把前述电压信号作为输入信号接受的第 1 和第 2 取样保持装置；

每一行交替取出前述第 1 和第 2 取样保持装置的输出信号的第 1 和第 2 输出装置；以及

根据前述第 1 和第 2 输出装置输出的信号输出至少表示是否接收的是 S E C A M 制式电视信号的判别信号的判别信号输出装置。

说明书

电视接收机及电视信号判别电路

本发明涉及电视接收机和电视信号判别电路。特别是本发明涉及可以选择接收 S E C A M 制式、P A L 制式以及 N T S C 制式等广播制式的不同彩色电视信号的电视接收机或电视信号记录重放装置中的彩色信号制式的电视信号判别电路。

作为已有技术，已经在昭和 57 年 12 月 20 日的特开昭 57 - 207494 号公报上公开了。根据该已有技术，输入彩色信号通过高 Q 的带通滤波器，得到对应于副载波频率的电压信号，再把该电压信号供给以水平频率 (f_H) 的 $1/2$ 频率为调谐点的谐振放大器。若谐振放大器输出为正弦波，则可以判别为每一行副载波频率变化的 S E C A M 制式。

该已有技术必须使用陶瓷滤波器和 $1/2 f_H$ 谐振放大器，但主要问题是很难用集成电路构成信号判别电路。

因此，本发明的主要目的是用集成电路构成电视信号判别电路。

本发明的另一个目的是提供一个不容易因噪声和串音等而误动作的电视信号判别电路。

本发明还有一个目的是提供具有该电视信号判别电路的电视接收机或电视信号记录重放装置。

本发明的电视信号判别电路具有：输出相应于输入彩色信号副载

波频率电平的电压信号的电压信号输出装置；在 1 行期间保持电压信号并能得到保持信号的信号保持装置；把保持信号的相位延迟 1 行的延迟装置；根据保持信号和来自延迟装置的信号输出判别信号的判别信号输出装置。

电压信号输出装置包含具有全通滤波器、相位比较器等的第 1 装置，在第 1 装置中，把表示输入彩色信号副载波频率的相位的信号，送给第 2 装置。具有低通滤波器的第 2 装置，也属于电压信号输出装置，在这里把送来的信号变换成电压信号。该电压信号通过取样保持电路等信号保持装置，在 1 行期间予以保持。对 S E C A M 制式来说，信号保持装置保持的保持信号，其每 1 行的电压在「高电平」或「低电平」间变化，其波形大致为矩形波（参照图 8 (D)）。以后，将称该保持信号为矩形波信号。该保持信号或称矩形波信号，将被送给延迟装置和判别信号输出装置。在延迟装置中，通过第 1 和第 2 取样保持装置，在每 1 行交替对矩形波信号取样保持，得到第 1 和第 2 矩形波信号。由于第 1 和第 2 矩形波信号，在每 1 行交替输出，则产生了仅延迟 1 行的矩形波信号。在判别信号输出装置中，比较 2 个矩形波信号（从信号保持装置和延迟装置输出），根据比较结果，可得到电视制式判别信号。

S E C A M 制式，其副载波频率每 1 行交替变化为 4 . 2 5 MHz, 或 4 . 4 1 MHz, 与各行均为相同副载波频率的 P A L 制式和 N T S C 制式相比，具有不同的电视制式判别信号。

本发明不必采用陶瓷滤波器和谐振放大器，可以容易地用集成电路构成全部电路元件。

本发明的某些情况下，其电视信号判别电路有：输出相应于输入

彩色信号副载波频率电平的电压信号的电压信号输出装置；把电压信号作为其输出信号的第1和第2取样保持装置；在每1行交替取样取出第1和第2取样保持装置的输出的输出信号的第1和第2切换装置；根据第1和第2切换装置的信号，输出判别信号的判别信号输出装置。

第1和第2取样保持装置是分别输出电压信号峰值平均电平的同一特性的取样保持装置，供给第1和第2取样保持装置的控制脉冲，是相互间错开1水平扫描期间（1H）的2水平扫描期间（2H）间隔的脉冲信号。第1和第2切换装置是每1水平扫描期间（1H）交替从第1和第2取样保持装置取出其输出信号的切换装置，而且第1和第2切换装置的输出信号，是来自不同的取样保持装置的信号。

如前所述，来自电压信号输出装置的电压信号，由第1和第2取样保持电路进行2H的保持。第1取样保持电路，用奇数行的色同步形成脉冲进行取样保持；第2取样保持电路，用偶数行的色同步形成脉冲进行取样保持。

第1和第2取样保持电路的输出信号，输入到第1和第2切换装置，每1H交替取出。当第1切换电路输出第1取样保持电路的信号时，第2切换电路输出第2取样保持电路的信号。反之，当第1切换电路输出第2取样保持电路的信号时，第2切换电路输出第1取样保持电路的信号。判别信号输出装置比较第1和第2切换装置的输出信号，得到相应于比较结果的判别信号。

这种情况下，SECAM制式，其副载波频率仍是每1行交替变化为4.25MHz或4.41MHz，与各行均为相同副载波频率的PAL制式和NTSC制式相比，可得到不同的判别信号。

这种情况下，相应于副载波频率的电压信号，有比较长的时间常

数，而且放电时间常数大于充电时间常数，因此采用保持电压信号峰值的第1和第2取样保持装置时，可以减小噪声和串音等的影响。另外，由于采用具有相同特性的第1和第2取样保持装置，即使SECAM制式情况下，每1H的电压信号电平有很大不同时，其时间常数也不会缩短，判别灵敏度也不可能下降。

本发明的主要目的和其它目的、特征、某些特定情况、优点，下面将结合附图以实施例进行详细说明。

图1是本发明一个实施例的方块图。

图2是本实施例采用的APF电路图。

图3是图2APF采用的不可逆倒相器电路图。

图4是表示图2APF频率—相移特性的图表。

图5是本实施例采用的 90° 移相器电路图。

图6是本实施例采用的相位比较器电路图。

图7是图6相位比较器工作波形图。

图8是本实施例SECAM制式的各部分工作波形图。

图9是本实施例PAL制式的各部分工作波形图。

图10是本实施例采用的1H延迟电路方块图。

图11是图10中1H延迟电路工作波形图。

图12是本发明另一实施例的方块图。

图13是图12实施例SECAM制式的各部分工作波形图。

图14是图12实施例PAL制式的各部分工作波形图。

图15是图12实施例采用的取样保持电路的电路图。

图16是比较图1实施例和图12实施例的工作波形图。

图17是图1或图12实施例的电视接收机主要部件方块图。

参照图 1，本实施例的电视信号判别电路 10，包含多路转换器 12。多路转换器 12 输入彩色信号和频率信号 f_{ac} 。频率信号 f_{ac} 都设定在 PAL 制式的副载波频率（4.43 MHz）或 SECAM 制式的副载波频率（4.40 MHz 或 4.25 MHz），或者其附近的一定值。在本实施例中，频率信号 f_{ac} 的频率设定在等于 PAL 制式副载波频率的 4.43 MHz。在本实施例中，仍然可以使用 PAL 制式的频率信号，因此不必另外设置特别的信号发生器，这是一个优点。但是，其频率不限制在 4.43 MHz。

给予多路转换器 12 色同步形成脉冲（BGP），在供给色同步形成脉冲的彩色同步期间，多路转换器 12 输出彩色信号，在彩色同步期间以外，输出频率信号 f_{ac} 。多路转换器 12 的输出通过 90° 移相器 28（后述），供给低 Q（如 $Q = 12$ ）的全通滤波器（以下称「APF」）14。

如图 2 所示，APF 14 包含差动放大器 16。通过电阻 R1，多路转换器 12 的输出，供给差动放大器 16 的（+）输入。差动放大器 16（+）输入和电阻 R1 之间，接电阻 R2 的一端，电阻 R2 的另一端接地。差动放大器 16 的（-）输入，通过电阻 R3、缓冲器 18、电阻 R4 的串联电路，接多路转换器 12 的输出。缓冲器 18 和电阻 R4 之间，接可变电感的回转器 L 和电容器 C1 的并联电路，并联电路的另一端接地。即：电阻 R4、回转器 L 和电容器 C1 构成带通滤波器，经过带通滤波器的输出加在差动放大器 16 的（-）输入。同时，差动放大器 16 的输出，经电阻 R5，反馈到差动放大器 16 的（-）输入。图 2 为 APF 14 的全部电路。

这里，APF 14 的输入电压为 V_{in} ，缓冲器 18 的输入电压为

V_a , APF 14 的输出电压为 V_{out} , 其输入电压 V_a 可用 (1) 式表示

$$V_a = \frac{\frac{\omega_0}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} V_{in}$$

$$\left[\begin{array}{l} \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC1}} \\ Q = R4 \cdot \sqrt{\frac{C1}{L}} \\ s = j\omega \end{array} \right. \quad \dots (1)$$

输出电压 V_{out} 由 (2) 式表示

$$V_{out} = \frac{R2}{R1 + R2} V_{in} \left(1 + \frac{R5}{R3} \right) - \frac{R5}{R3} V_a$$

... (2)

这里, $R1 = 2 \cdot R2$, $R5 = 2 \cdot R3$ 时, 输出信号 V_{out} 由 (3) 式表示

$$V_{out} = V_{in} - 2V_a = \frac{s^2 - \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} V_{in}$$

... (3)

(3) 式表示 A P F 1 4 的传输特性。

图 2 所示 A P F 1 4 采用的不可逆倒相器 L，可采用图 3 的电路。

图 3 的不可逆倒相器包含差动放大电路 2 0。差动放大电路 2 0 的 (+) 输入，连接电阻 R 6 和缓冲器 2 2 的串联电路。差动放大器 2 0 的 (+) 输入和电阻 R 6 之间，接电阻 R 7 的一端，电阻 R 7 的另一端接地。差动放大器 2 0 的 (-) 输入，与一端接地的电阻 R 8 连接，差动放大器 2 0 的输出通过电容器 C 2，反馈到 (-) 输入。差动放大器 2 0 的输出，通过电阻 R 9，送给放大器 2 6 的一个输入端；差动放大器 2 0 的 (+) 输入和电阻 R 7 的连接点，通过缓冲器 2 4 和电阻 R 10 的串联电路，与放大器 2 6 的另一输入端连接。放大器 2 6 的两输入端间，连接电阻 R 11。放大器 2 6 的输出，连接缓冲器 2 2 的输入，进行电流反馈。缓冲放大器 2 2 的输入信号为 V 1，差动放大器 2 0 的输出信号为 V 2，放大器 2 6 两输入端间的电压信号为 V 3，放大器 2 6 的反馈电流为 i，放大器 2 6 的放大率为 g_m，则可以得到 (4) 式和 (5) 式。

$$V_2 = k_1 \cdot V_1 \left[1 + \frac{1}{s C_2 \cdot R_8} \right], \quad k_1 = \frac{R_7}{R_6 + R_7} \quad \dots (4)$$

$$V_3 = k_2 (V_2 - k_1 \cdot V_1) = k_1 \cdot k_2 \frac{1}{s C_2 \cdot R_8} V_1$$

$$k_2 = \frac{R_{11}}{R_9 + R_{10} + R_{11}} \quad \dots (5)$$

信号 V 3 与输入信号 V 1 相比，相位延迟 90°，把它电流反馈

到缓冲器 2 2 输入端时，如（6）式所示，电流 i 比输入信号 V_1 ，相位延迟 90° ，如（7）所示，不可逆倒相器 L 形成了等效电感。

$$i = k_1 \cdot k_2 \cdot \frac{g_m}{s C_2 \cdot R_8} \cdot V_1 \quad \dots (6)$$

$$L = \frac{C_2 \cdot R_8}{k_1 \cdot k_2 \cdot g_m} \quad \dots (7)$$

A P F 1 4 进行频率——相位变换。在本实施例中，如图 4 所示，以 4.43 MHz 的副载波频率为基准，当提供具有 4.43 MHz 的副载波频率的彩色信号时，则将该彩色信号移相 180° 。如果提供给 A P F 1 4 的彩色信号的副载波频率不是 4.43 MHz ，则根据其频率与 4.43 MHz 之差，其相移量将偏离 180° 。

图 1 中的 90° 移相器 2 8，其构成如图 5 所示。图 5 的 90° 移相器 2 8，其输入端 3 0 a 通过电阻 R_{12} ，与差动连接的晶体管 Q_1 和 Q_2 的晶体管 Q_2 的基极相连。输入端 3 0 b 与负极接地的恒压源 3 2 的正极连接，并通过电阻 R_{13} ，与差动连接的晶体管 Q_3 和 Q_4 的晶体管 Q_4 的基极相连，再通过电阻 R_{14} ，与晶体管 Q_1 的基极连接。晶体管 Q_1 和 Q_2 的发射极是共同的，通过晶体管 Q_8 和电阻 R_{15} 的串联电路接地。晶体管 Q_1 的集电极直接与电源 V_{cc} 连接，晶体管 Q_2 的集电极，通过晶体管 Q_6 和电阻 R_{16} 的串联电路，与电源 V_{cc} 连接。晶体管 Q_2 的集电极和晶体管 Q_6 的集电极的连接点，与晶体管 Q_5 的基极和晶体管 Q_3 的集电极连接。

晶体管 Q_6 的基极与晶体管 Q_7 的基极和集电极连接，晶体管 Q_7

的发射极通过电阻 R_{17} ，与电源 V_{cc} 连接。晶体管 Q_6 和 Q_7 构成电流密勒电路。晶体管 Q_7 的集电极，通过晶体管 Q_{10} 和电阻 R_{18} 的串联电路接地。晶体管 Q_5 的集电极直接与电源 V_{cc} 连接，其发射极通过晶体管 Q_9 和电阻 R_{19} 的串联电路接地。

晶体管 Q_2 的基极，通过电容器 C_3 和电阻 R_{20} 的串联电路，与晶体管 Q_3 的基极连接。电容器 C_3 和电阻 R_{20} 的连接点，与输出端 $30c$ 连接。输出端 $30d$ 接地。晶体管 Q_3 的基极和晶体管 Q_4 的基极间，接入电容器 C_4 ，其发射极是共同的，通过晶体管 Q_{11} 和电阻 R_{21} 的串联电路接地。晶体管 Q_8 、 Q_9 、 Q_{10} 和 Q_{11} 的基极是共同的，与负极接地的恒压源 34 的正极连接。即本 90° 移相器 28 是由晶体管 Q_1 、 Q_2 、 Q_5 、 Q_6 、 Q_7 、 Q_8 、 Q_9 、 Q_{10} 以及构成高通滤波器的电阻 R_{12} 、电容器 C_3 等构成，具有图 5 点划线包围的交流负反馈放大电路 36 ；以及由构成低通滤波器的电阻 R_{20} 、 R_{13} 、电容器 C_4 及晶体管 Q_3 、 Q_4 等构成，具有图 5 双点划线包围的向负反馈放大电路 36 反馈直流电压的直流负反馈电路 38 。

晶体管 Q_8 、 Q_9 、 Q_{10} 、 Q_{11} 构成恒流源，电阻 R_{15} 、 R_{18} 、 R_{21} 电阻值相等。因此，晶体管 Q_8 、 Q_{10} 、 Q_{11} 的集电极电流相等，其电流值分别为 $2I_0$ ，由于晶体管 Q_6 、 Q_7 构成电流密勒电路，当电阻 R_{16} 、 R_{17} 电阻值相同时，晶体管 Q_6 的集电极电流为 $2I_0$ 。

下面说明 90° 移相器 28 的交流工作状态。晶体管 Q_1 的基极交流接地。晶体管 Q_6 以差动连接的晶体管 Q_1 和 Q_2 的电流输出为负载，则其交流负载是一个非常大的数值，因此开环增益就很大。晶体管 Q_2 的集电极电流变化时，晶体管 Q_5 的基极电流变化，则晶体管 Q_5 的射极跟随器有一个输出电压。晶体管 Q_5 的射极跟随器输出

的输出电压 e_o ，供给电容器 C_3 和电阻 R_{12} 组成的高通滤波器。晶体管 Q_2 的基极电位用(8)式表示

$$e_i = \frac{1}{j\omega C_3 \cdot R_{12} + 1} + e_o \cdot \frac{j\omega C_3 \cdot R_{12}}{j\omega C_3 \cdot R_{12} + 1} \quad \dots (2)$$

晶体管 Q_1 的基极电位交流接地，则输入电压 e_i 和输出电压 e_o 的关系可用(9)表示

$$e_o = \left\{ 0 - \left[e_i \frac{1}{j\omega C_3 \cdot R_{12} + 1} + e_o \frac{j\omega C_3 \cdot R_{12}}{j\omega C_3 \cdot R_{12} + 1} \right] \right\} A \quad \dots (9)$$

当开环增益非常大时，(9)式可变形为(10)式，可理解为相移量 90° 。

$$-e_i = e_o \cdot \left[\frac{1}{A} + j\omega C_3 \cdot R_{12} \right] \\ -e_i \approx e_o \cdot j\omega C_3 \cdot R_{12} \quad \dots (10)$$

下面说明直流工作状态。负反馈放大电路36进行交流负反馈，不能通过电容器 C_3 进行直流负反馈。因此，晶体管 Q_5 的发射极电压是不确定的，负反馈放大电路36不工作。晶体管 Q_5 的射极跟随器输出电压的直流成份，供给电阻 R_{20} 、 R_{13} 及电容器 C_4 的低通滤波器，并供给差动连接的晶体管 Q_3 和 Q_4 的晶体管 Q_3 的基极。晶体管 Q_4 的基极从恒压源32得到一个固定电压，当忽略晶体管 Q_3

和Q 4的基极电流在电阻R 20和R 13上的电压降时，则根据两基极电压差，晶体管Q 1的集电极电流 $2 I_o$ 的分流比变化，晶体管Q 3的集电极电流将随之变化。

晶体管Q 1和Q 2的基极直流电压，保持为恒压源3 2的电压，当忽略晶体管Q 1和Q 2的基极电流在电阻R 12和R 14上的电压降时，则分别流过晶体管Q 1和Q 2的集电极电流，等分晶体管Q 8的集电极电流 $2 I_o$ ，其值为 I_o 。

因为晶体管Q 6的集电极电流为 $2 I_o$ ，当晶体管Q 5的基极电流小到可以忽略不计时，则晶体管Q 3的集电极电流为晶体管Q 6的集电极电流与晶体管Q 2的集电极电流相抵后的 I_o 。由于差动连接的晶体管Q 3和Q 4的晶体管Q 3的集电极电流为 I_o ，晶体管Q 11的集电极电流为 $2 I_o$ ，则晶体管Q 3和Q 4的基极电压必须相等，由于晶体管Q 5的发射极直流电压被固定在恒压源3 2的电压，则以该电压为工作点时，负反馈放大电路3 6可正常工作。

图1中，由 90° 移相器2 8和APF 1 4延迟相位的信号，以及经通路3 9来自多路转换器1 2的信号，送给相位比较器4 0。相位比较器4 0的构成如图6所示，图7是其工作状态。

图7 (A) 所示的信号，输入到图6所示的输入端4 2和4 4；图7 (B) 所示的信号，输入到图6所示的输入端4 6和4 8。

当两信号同相时，正周期是晶体管Q 21和Q 25导通，负周期是晶体管Q 23和Q 26导通。在输出端A的电压，如图7 (C) 所示，在负方向每半周期波动；在输出端B的电压，如图7 (D) 所示，为恒定电压。因此，由输出端A和B取出的该相位比较器4 0的输出，是图7 (C) 和图7 (D) 的差，如图7 (E) 所示。低通滤波器4 2 (以下简称「LPF」)

接收相位比较器 4 0 的输出信号，如图 7 (F) 所示，当两信号同相时，输出负电压信号。当两信号反相时，来自输入端 4 2 和 4 4 的信号为正周期，则晶体管 Q 24 和 Q 26 导通；而该信号为负周期，则晶体管 Q 22 和 Q 25 导通。在输出端 A 的电压，如图 7 (C) 所示，是固定的；在输出端 B 的电压，如图 7 (D) 所示，在负方向每半周期波动。因此，从输出端 A 和 B 取出的该相位比较器 40 的输出，是图 7 (C) 和图 7 (D) 之差，如图 7 (E) 所示。图 7 (F) 表示 L P F 4 2 的输出，当两信号反相时，输出正电压信号。

当两信号具有 90° 相位差时，如图 7 (A) 所示，在输入端 4 2 和 4 4 的信号前半周期的前半，晶体管 Q 21 和 Q 25 导通；在后一半，晶体管 Q 24 和 Q 26 导通。在输入端 4 2 和 4 4 的信号后半周期的前半，晶体管 Q 23 和 Q 26 导通；在后一半，晶体管 Q 22 和 Q 25 导通。输出端 A 的电压，如图 7 (C) 所示，仅在各半周期的前半为负方向电压；输出端 B 的电压，如图 7 (D) 所示，仅在各半周期的后半为负方向电压。因此，从输出端 A 和 B 取出的该相位比较器 4 0 的输出，如图 7 (E) 所示；图 7 (F) 表示 L P F 4 2 的输出，当两信号具有 90° 相位差时，输出大致为零电压信号。

如上所述，当输入相位比较器 4 0 的两信号相位差为 90° 时，L P F 4 2 的输出大致为零电压信号。当 2 个信号的相位差偏离 90° 时，则根据其偏移量，L P F 4 2 输出正或负电压信号。

也就是说，相位比较器 4 0 和 L P F 4 2，对 A P F 1 4 的输入进行相位比较，实现相位——电压变换。

来自相位比较器 4 0 的图 7 (F) 所示控制信号，通过校准用 L P F 4 4，反馈到 A P F 1 4。但是，在彩色同步信号期间，L P F 4 4

保持不输出电压信号。这样，从相位比较器 4 0 的输出，通过 L P F 4 4，反馈到 A P F 1 4，使 A F 1 4 的相位延迟稳定化。在彩色同步信号期间以外的期间，把 4.43 MHz 的频率信号供给 A P F 1 4，则 A P F 1 4 的中心频率将自动调整到与 4.43 MHz 一致，当把具有 4.43 MHz 的副载波频率的彩色信号供给 A P F 1 4 时，常常使输入输出相位差为 -180° ，进行中心频率的调整。

也就是说，相位比较器 4 0 在彩色同步信号期间，用作电视信号判别；在彩色同步信号期间以外的期间，用作 A P F 1 4 的中心频率自动调整。

来自 L P F 4 2 的电压信号，供给取样保持电路 4 6。取样保持电路 4 6 使用彩色同步形成脉冲，对彩色同步信号期间 L P F 4 4 的电压信号，进行 1 H 期间的保持。也就是说，色同步形成脉冲送给取样保持电路 4 6，在色同步形成脉冲的后沿，对来自 L P F 4 2 的电压信号进行取样保持，并产生矩形波信号，该矩形波信号送给 1 H 延迟电路 4 8 和相位比较器 5 0。1 H 延迟电路 4 8 对矩形波信号进行 1 行延迟后，送给相位比较器 5 0。相位比较器 5 0 与相位比较器 4 0 的构成是一样的。当 2 个矩形波信号的相位差为 180° 时，则相位比较器 5 0 输出高电平信号；当 2 个矩形波信号同相时，则输出低电平信号。

在 S E C A M 制式，相位比较器 5 0 输入 180° 相位差的 2 个矩形波信号；在 P A L 制式和 N T S C 制式，则输入同相的 2 个矩形波信号；而黑白噪声，则输入随机相位差的两个矩形波信号，总之，相位比较器 5 0 分别输出不同电平的信号。该信号通过 L P F 5 0，变换成有与该信号电平相应的电平的电压信号。该电压信号送给具有

滞后特性的比较器 5 4 ,与基准电压 V_{ref} 比较。来自 L P F 5 2 的电压信号与基准电压 V_{ref} 比较, 无论较大的「高电平」还是较小的「低电平」, 其判别信号都将从比较器 5 4 , 以 T T L 电平输出。根据该判别信号, 就可以判断是 S E C A M 制式, 或是 P A L 制式, 还是 N T S C 制式。当输入了判别困难的信号时, 比较器 5 4 输出的判别信号也不会产生振荡, 保持滞后特性。

这里参照附图 8 和附图 9 来说明这种电视信号判别电路 1 0 对 S E C A M 制式和 P A L 制式的判别。

首先, 图 8 所示的波形是 S E C A M 制式情况下各部分的信号波形。

从多路转换器 1 2 输出图 8 (A) 所示的信号, 多路转换器 1 2 在色同步信号期间输出用来对彩色信号的副载波频率取样的色同步信号, 根据这个色同步信号的输出, 在每一行对 4 . 2 5 MHz 和 4 . 4 1 MHz 的副载波频率交替取样。在色同步信号以外的期间, 多路转换器 1 2 输出频率信号 f_{sc} , 在这个实施例中, 频率信号 f_{sc} 设定为 4 . 4 3 MHz。色同步形成脉冲 (B G P) 的波形表示图 8 (B) 上, 由 L P F 4 2 输出图 8 (C) 所示的电压信号, 副载波频率和作为基准的 4 . 4 3 MHz 的频率差值越大, 这个电压信号的幅度就越大, 彩色信号的副载波频率为 4 . 2 5 MHz 时这个信号大, 而在 4 . 4 1 MHz 的情况下小, 这样, 每一行都要重复输出两种大小的电压信号。从输入这个电压信号的取样保持电路 4 6 输出图 8 (D) 所示的矩形波信号, L P F 4 2 的输出被保持到色同步形成脉冲的后沿时形成这个矩形信号, 图 8 (D) 所示的矩形波信号在每一行中重复“高电平”和“低电平”两种状态。这就是 S E C A M 制式下, 由于每一行交替输出两种副载波频率而导

致的结果。顺便提及的是在各行都输出同样副载波频率的 P A L 制式下，这个矩形波信号（参照后述的图 9 (D)）各行都成了同样的波形，所以，如后面所述，就可以据此来判别 S E C A M 制式和 P A L 制式。相位比较器 5 0 输出图 8 (E) 所示的高电平电压信号。

另一方面，P A L 制式的情况下，各部分的动作波形如图 9 所示。

首先，多路转换器 1 2 输出图 9 (A) 所示的信号，把图 9 (B) 所示的色同步形成脉冲加到多路转换器 1 2，色同步信号期间每行输出彩色信号中的 4.43 MHz 的色同步信号。在色同步信号期间以外的期间，多路转换器 12 输出频率信号 f_{sc} 。这样，L P F 42 输出图 9 (C) 所示的电压信号，而输入这个电压信号的取样保持电路 46 输出图 9 (D) 所示的矩形波信号。结果，从相位比较器 5 0 输出图 9 (E) 所示的低电平电压信号。图 9 (C) 所示的电压信号中，每一 H 都包含噪声 a，这个噪声 a 是由图 9 (B) 所示的产生色同步形成脉冲的期间比图 9 (A) 所示的色同步信号的产生期间长而发生的。

从图 8 (E) 和图 9 (E) 分别表示的电压信号可知 S E C A M 制式和 P A L 制式各自的电压信号的电平是不同的，因此，来自比较器 54 的判别信号作为不同大小的信号输出，如 S E C A M 制式高电平，PAL 制式为低电平，就可以判别两种制式。

在这种电视信号判别电路 1 0 中，应用 A P F 1 4 的频率——相位特性可以使用具有能集成在 I C 内的范围的 Q 值的滤波器构成电路。

另外，不必要滤波器校准用的基准滤波器，只需信号判别用的 A P F 就足够了。因此，原来在同一块 I C 中要装入基准滤波器以及与之相同类型的 B P F 之类的其他滤波器，采用基准滤波器，在调整 B P F 之类的其他滤波器的滤波特性（如中心频率）时，要移动其特

性而达到所期望的特性就不可能，这对判别动作有影响，本发明就不存在这种问题。

不使用原来采用的 B P F 而用 A P F 1 4，还有以下优点，原来的 B P F 是 Q 值大约 40 的陶瓷滤波器，很难装入高 Q 的 I C 中，而 A P F 1 4 就很容易集成在 I C 中。而且，由于 A P F 1 4 的相位变化率（对频率）是 B P F 的两倍，所以，即使是低 Q 值，也能提高检测灵敏度。

原来采用的 $f_H/2$ 谐振滤波器装在 I C 内时，I C 内必须装入相当大的电感器，而且 $f_H/2$ 谐振滤波器的特性对判别精度有很大的影响，但是，不用 $f_H/2$ 谐振滤波器的本发明则不会发生这种弊病。

在上述实施例中所使用的 1 H 延迟电路 4 8 作成如图 1 0 所示的构成，图 1 0 所示的 1 H 延迟电路 4 8 包含接在取样保持电路 4 6 的两个取样保持电路 6 2、6 4 以及选择取样保持电路 6 2、6 4 任一方的多路转移器 6 6。成为控制脉冲 C N T 1 的色同步形成脉冲加到取样保持电路 4 6，并且把由分频器 6 8 对色同步形成脉冲进行 1/2 分频得到的矩形的控制脉冲 C N T 4 送到多路转换器 6 6，来控制多路转换器 6 6 的切换动作。另外，把和色同步形成脉冲 B G P 同步的控制脉冲 C N T 2 和 C N T 3 每行交替地分别加到取样保持电路 6 2 和 6 4。

参照图 1 1 来说明 1 H 延迟电路 4 8 的动作。

当输入端 7 0 每一行输入图 1 1 (A) 所示的来自 L P F 4 2 的电压信号 e_1 时，取样保持电路 4 6 就根据图 1 1 (F) 所示的控制脉冲 C N T 1 的定时，输出图 1 1 (B) 所示的矩形波信号 e_2 。该矩形波信号 e_2 分别送到取样保持电路 6 2 和 6 4，把图 1 1 (G) 和 (H) 所示的

控制脉冲 C N T 2 和 C N T 3 分别加到取样保持电路 6 2 和 6 4 , 对应于这些控制脉冲 C N T 2 和 C N T 3 , 取样保持电路 6 2 和 6 4 分别输出图 11 (C) 和 (D) 所示的矩形波信号 e_3 和 e_4 。并且, 把图 11 (I) 所示的控制脉冲 C N T 4 加到多路转换器 6 6 , 由该控制脉冲 C N T 4 控制多路转换器 66 的切换动作, 而在每一行选择矩形波信号 e_4 和 e_3 , 由输出端 7 2 输出图 1 1 (E) 所示的矩形波信号 e_5 。

对图 1 1 (B) 和图 1 1 (E) 分别表示的矩形波信号 e_2 和 e_5 进行比较, 很明显, 图 1 1 (E) 所示的矩形波信号 e_5 比图 1 1 (B) 所示的矩形波信号 e_2 延迟了 1 行。

而且, 图 1 所示的实施例中, 也可以把 90° 移相器 2 8 插在通路 3 9 上, 另外, 把它插在 A P F 1 4 和相位比较器 4 0 之间也行。

图 1 所示的实施例中使用的是 90° 相移器 2 8 , 在 A P F 1 4 上加上 4 . 4 3 MHz 的频率信号 f_{ac} 时, 它把加在相位比较器 4 0 上的输入信号的相位差变成为 90° 。但是, 只要能把相位比较器 4 0 的两个输入信号的相位差变成 90° , 可以采用 90° 移相器 2 8 以外的任何装置, 例如用 45° 移相器取代 90° 移相器 2 8 , 这时移相器把相位比较器 4 0 的一个输入信号延迟 45° , 在通路 3 9 上再插入 45° 移相器, 使相位比较器 4 0 的另一个输入信号超前 45° , 从而使相位比较器 4 0 的两个输入信号的相位差变成 90° 。

图 1 实施例中, 取样保持电路 4 6 的充放电时间常数必须短得在色同步形成脉冲期间之内能完全地充放电, 其原因是 S E C A M 时每 1 H 保持电平变化大, 如果时间常数长的话, 在色同步形成脉冲期间到规定电平的充放电不能结束, S E C A M 信号情况下的判别灵敏度变劣。所以, 作为取样保持电路 4 6 的特性, 有必要把时间常数设计

得要短，但是，取样保持电路 4 6 的时间常数作得短，容易受噪声、串音等成分的影响，除本来的色同步信号频率以外，噪声等频率也保持下来，特别是 P A L 制式信号的情况下，由于色同步信号的后部没有信号（无载波），受这部分存在的噪声以及串音成分的影响就大，会使得把 P A L 制信号判别为 S E C A M 制信号的情况增多。

因此，在下面所述的实施例中，噪声和串音很难产生误动作。

与图 1 实施例相同，图 1 2 所示的本发明的其他实施例的电视信号判别电路 1 0 也包含多路转换器 1 2、A P F 1 4、 90° 移相器 2 8、相位比较器 4 0 以及 L P F 4 2 和 4 4，因此，关于这些元件就不再重复说明。

L P F 4 2 输出的电压信号送到具有同一特性的取样保持电路 5 5 和 5 6，用互相错位 1 H 的 2 H 周期的色同步形成脉冲把色同步信号期间 L P F 4 4 输出的电压信号保持 2 H 期间

在此，取样保持电路构成为如图 1 5 所示的电路。

当输入电压 $e_{in} > e_{out}$ 时，保持电容器 C_s 的电流从晶体管 Q 37 的发射极经电阻 R 24 流入电容器 C_s ，电容器 C_s 充电，输出电压 e_{out} 上升，这种情况下的充电时间常数 C 为 $R 24 \cdot C_s$ （秒）。

若 $e_{in} < e_{out}$ 时，电流从电容器 C_s 经电阻 R 25 流入晶体管 Q 38，电容器 C_s 放电，输出电压 e_{out} 下降，这时的放电时间常数为 $R 25 \cdot C_s$ （秒），在此，如果把放电时间常数设定得比充电时间常数长的话，可以实现所希望的峰值保持电路。

取样保持电路 5 5 和 5 6 保持的信号由多路转换器 5 7 和 5 8 每 1 H 交替地输出，多路转换器 5 7 和 5 8 通常用控制信号 C N T 4 控制选择相位相反的取样保持输出信号，从多路转换器 5 7 和 5 8 输出

信号送到结构与相位比较器 4 0 相同的相位比较器 5 0，相位比较器 5 0 上的两个信号相位差若为 180° ，则输出高电平，两信号同相位则输出低电平信号。

在相位比较器 5 0 上，例如 S E C A M 制式，输入 180° 相位差信号，P A L 制式和 N T S C 制式基本上只有直流(交流成分为 0)信号输入。白黑噪声由于是用随机的相位差输入两个信号，所以，相位比较器 5 0 输出各不相同的电平的信号。L P F 5 2 把这个信号变换成具有与其信号电平相应的电平的电压信号，这个电压信号送到具有滞后特性的比较器 5 4 与基准电压 V_{ref} 相比较。如果来自 L P F 5 2 的电压信号大于基准电压 V_{ref} ，从比较器 5 4 用 T T L 电平输出“高电平”判别信号，反之则输出“低电平”判别信号。用这个判别信号可以判别电视制式是否是 S E C A M 制式。

参照图 13 和图 14 来说明这样的电视信号判别电路 10 对 S E C A M 制式和 P A L 制式的判别。

首先是 S E C A M 制式的情况，各部分动作波形示于图 1 4。

多路转换器 1 2 输出图 1 3 (A) 所示的信号，在色同步信号期间，多路转换器 1 2 输出用作取样彩色信号副载波频率的色同步信号，根据该色同步信号的输出，每 1 行交替地取样 4.25 MHz 和 4.41 MHz 的副载波频率。而在色同步信号期间以外的期间内多路转换器 1 2 输出频率信号 f_{sc} 。在该实施例中，把 f_{sc} 设定为 4.43 MHz 。

色同步形成脉冲 (B G P) 被表示在图 1 3 (H) 上，L P F 4 2 输出图 1 3 (B) 所示的电压信号，作为基准的 4.43 MHz 频率与副载波频率之差越大，这个电压信号就越大，彩色信号的副载波频率为 4.25 MHz 时，这个信号大，而 4.41 MHz 的情况下该信号小，

这样，每一行就重复输出两种电平的电压信号。

输入这个电压信号的取样保持电路 5 5 和 5 6 分别输出图 13(C) 和图 1 3 (D) 所示的波形。此处，取样保持电路 5 5 用图 1 3 (I) 所示的 C N T 2 脉冲来控制，而且，由于取样保持电路 5 5 的时间常数设定为大约数 1 0 H 的长度，所以该电路 5 5 的输出信号含有即时一行的电压信号（图 1 3 (B)），而成为已过去的数 1 0 H 的平均峰值电平。也就是说，假定即使由于噪声等的影响使图 1 3 (B) 的 V_s 变成为零，图 1 3 (C) 的幅度也不会受影响。

另一方面，取样保持电路 5 6 由图 1 3 (J) 所示的 C N T 3 脉冲控制，其余的动作和取样保持电路 5 5 相同。

图 1 3 (C) 和图 1 3 (D) 所示的信号送到多路转换器 5 7 和 5 8，当控制信号 C N T 4（图 1 3 (K)）为低电平时，多路转换器 5 7 选择图 1 3 (C) 所示的信号，为高电平时则选择图 1 3 (D) 所示的信号。另一方面，与多路转换器 5 7 相反，多路转换器 5 8 在 C N T 4 为低电平时输出图 1 3 (D) 所示的信号，而为高电平时则输出图 1 3 (C) 所示的信号。多路转换器 5 7 和 5 8 的输出波形示于图 1 3 (E) 和图 1 3 (F)。

图 1 3 (E) 和图 1 3 (F) 每一行都是交替重复“高电平”和“低电平”，而且相位差为 180° 。这就是局限于 S E C A M 制式每一行交替输出两种副载波频率的原因。

另一方面，P A L 制式的情况下，各部动作的波形就成了图 1 4 所示的波形图。如图 1 4 (B) 所示，和 S E C A M 制式不同，P A L 制式的情况下，彩色副载波频率整行都是相同的，所以，L P F 4 2 的输出信号中不产生电平差值。因此，如图 1 4 (C) 和图 1 4 (D) 所

示，取样保持电路 5 5 和 5 6 的输出信号相等，在多路转换器 5 7 和 5 8 中即使每 1 H 交替选择这个信号，多路转换器 5 7 和 5 8 的输出也不会产生 S E C A M 制式下的那种每行的电平差别，如图 1 4 (E) 和图 1 4 (F) 所示，仅仅输出一定电平的直流信号。

结果，因为上述相位比较器 5 0 的两个输入信号（图 1 4 (E) 和图 1 4 (F)）是一定电平的信号，所以，如图 1 4 (G) 所示，从相位比较器 5 0 输出的信号是零。

从图 1 3 (G) 和图 1 4 (G) 所示的电压信号可知，S E C A M 制式和 P A L 制式各自的电压信号是不同的，所以，使用 S E C A M 制式由比较器 5 4 输出高电平信号，而使用 P A L 制式则输出低电平信号，两者各不相同，这样就可以来判别两种制式。

在图 1 2 所示的实施例中，也可以把 90° 移相器 2 8 插入在 A P F 1 4 和多路转换器 1 2 之间，把它插在 A P F 1 4 和相位比较器 4 0 之间也行。另外，在调整 A P F 1 4 的 f_0 时，相位一比较器 4 0 的两个输入信号如图 1 2 所示的那样输入，而在信号判别时（B G P 期间）也可以由 A P F 1 4 的输入输出部分供给相位比较器 4 0 的两个输入信号。

下面，用图 1 6 并对比图 1 所示的实施例来说明输入具有较多的噪声和串音的 P A L 制信号时的图 1 2 实施例的动作情况。

这里，图 1 6 (A) 是输入没有噪声情况下的 P A L 制信号时的 L P F 4 2 的输出波形，这时，每行的电平差几乎是不存在的，所以两个实施例都能作正常的判别。

图 1 6 (B) 是输入噪声大的情况下的 P A L 制信号时的 L P F 4 2 的输出波形，这时，信号中含有较多的噪声，和图 1 6 (A) 不同，每

行色同步信号频率检出输出都产生电平差。在图 1 6 (B) 那样的信号之下，图实施例各部分波形就成了图 1 6 (C) 至图 1 6 (F) 那样。

由此可知，符合图 1 的相位比较器 50 的两个输入信号的图 16 (C) 和图 1 6 (D) 所示信号的相位差按照定时就成了 180° 。因此，如图 1 6 (E) 所示，LPF 5 2 的输出电平升高，当超过比较器的阈值电压 V_{ref} 时，判别输出就转换成为 SECAM 制式。

另一方面，图 1 2 实施例的情况下，各部分波形成为图 1 6 (G) 至图 1 6 (J) 所示的波形。图 1 6 (G) 表示图 1 2 的取样保持电路 55 的输出波形，是把图 16 (B) 中奇数行的信号峰值取平均结果。图 16 (H) 表示图 1 2 的取样保持电路 5 6 的输出波形，是图 1 6 (B) 中偶数行的信号峰值取平均的结果。

参见图 1 6 (G) 和图 1 6 (H) 的波形可知，图 1 2 的取样保持电路 5 5 和 5 6 输出的是数 1 0 H 部分的 LPF 4 2 的输出信号的峰值取平均后的电平，由于时间常数作得很长，所以，对几 H 的 LPF 4 2 的输出电平波动的影响是非常小的。因此，由于 LPF 5 2 的输出电平不超过阈值电平 V_{ref} ，所以比较器 5 4 的输出稳定为“低电平”，得不到正常的判别信号。

在上述实施例中，虽然描述的是判别 SECAM 制式和 PAL 制式的判别情况，但是，本发明也能用于 SECAM 制式和 NTSC 制式的判别。

在图 1 7 所示的电视接收机 1 0 0 中，按照本发明的电视信号判别电路 1 0 被排入在彩色电路 1 0 6 中，即：电视接收机 1 0 0 包含接收来自天线的电波输出图像中频信号的调谐器 1 0 1，来自该调谐器 1 0 1 的图像中频 (VIF) 信号送到 VIF 电路 1 0 2 进行放大，

再由检波电路 1 0 3 对 V I F 电路 1 0 2 输出的 V I F 信号进行检波。检波电路 1 0 3 的输出信号输入到 Y / C 分离电路 1 0 4 , Y / C 分离电路 1 0 4 从检波后的图像信号分离出亮度信号 (Y 信号) 成分和色度信号 (C 信号) 成分, 由 Y / C 分离电路 1 0 4 分离的亮度信号由图像放大电路 1 0 5 放大, 而由 Y / C 分离电路 1 0 4 分离出的色度信号输入到彩色电路 1 0 6 。彩色电路 1 0 6 包含有电视信号判别电路 1 0 , 对应于该判别电路 1 0 的判别输出来转换 S E C A M 制式或者 P A L 制式。即: 根据判别输出来控制转换副载波振荡器的频率。如果输出的是表示 P A L 制式的判别信号, 那么在彩色解调电路 (未示出) 中进行色同步相位的转换。这样, 对应于来自电视信号判别电路 1 0 的判别信号就转换了彩色解调动作。而且, 来自彩色电路 106 的彩色信号成分与亮度信号成分同时送到图像输出电路 1 0 7 , 所以, 图像输出电路 1 0 7 就可以在电视监视器 1 0 8 上显示出电视图像。

虽然对本发明作了详细的图示说明, 但这仅仅是用来作为图解和一个例子, 不应理解为对本发明的限制, 本发明的精神和范围仅限定于所附加的权利要求书。

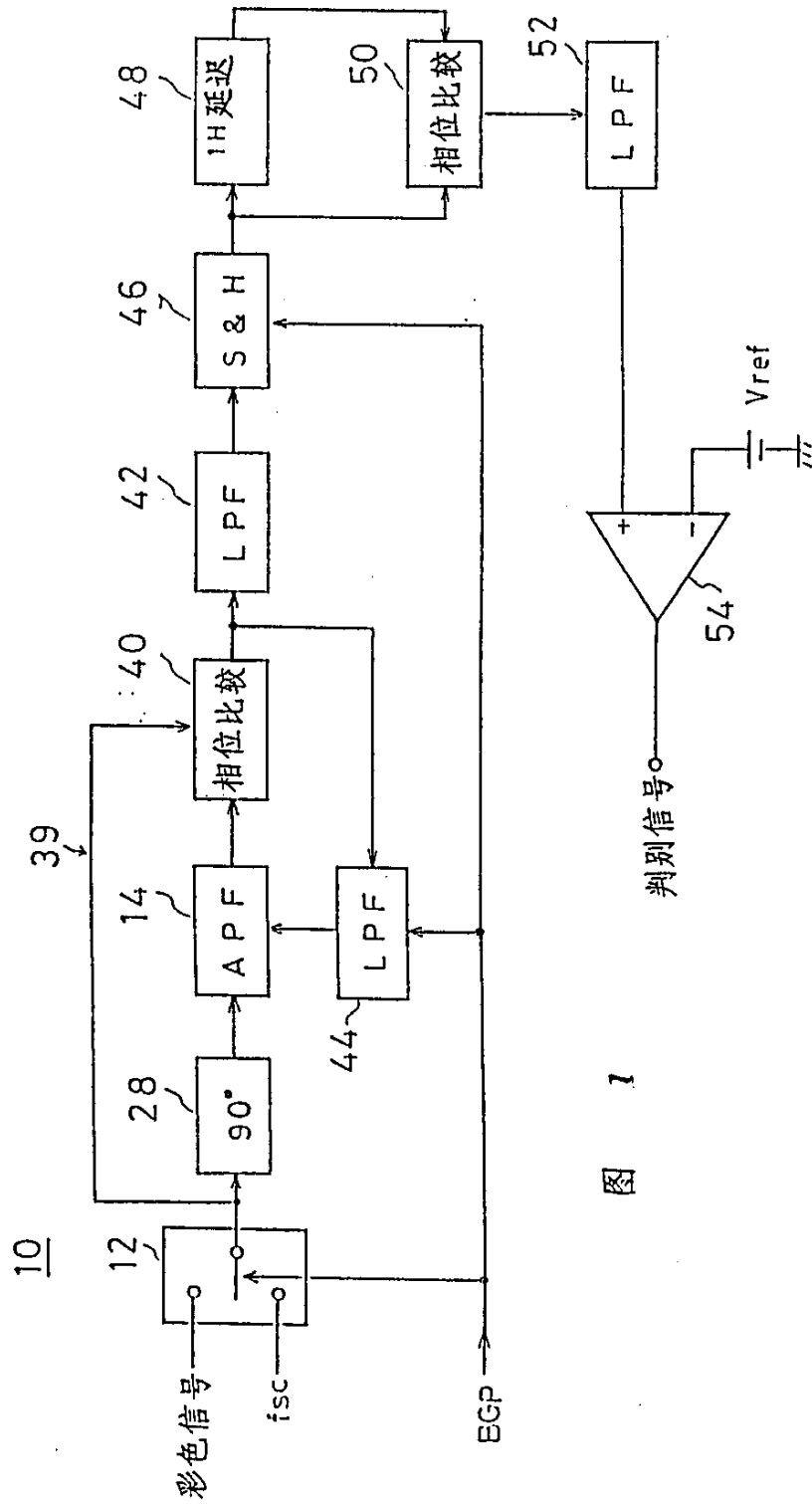


图 1

图 2

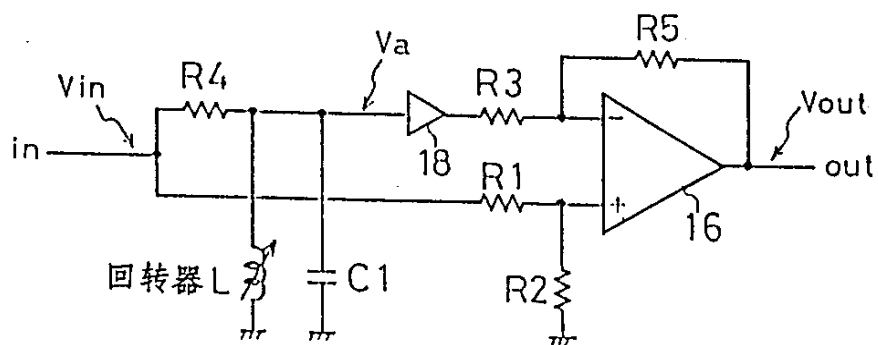
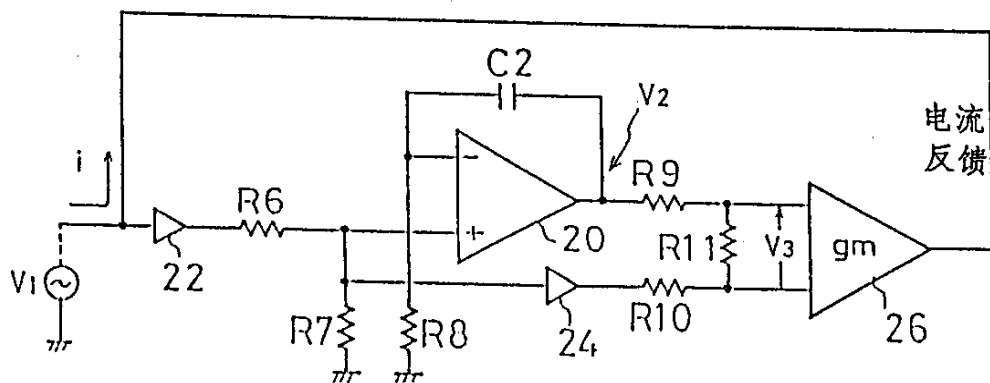


图 3



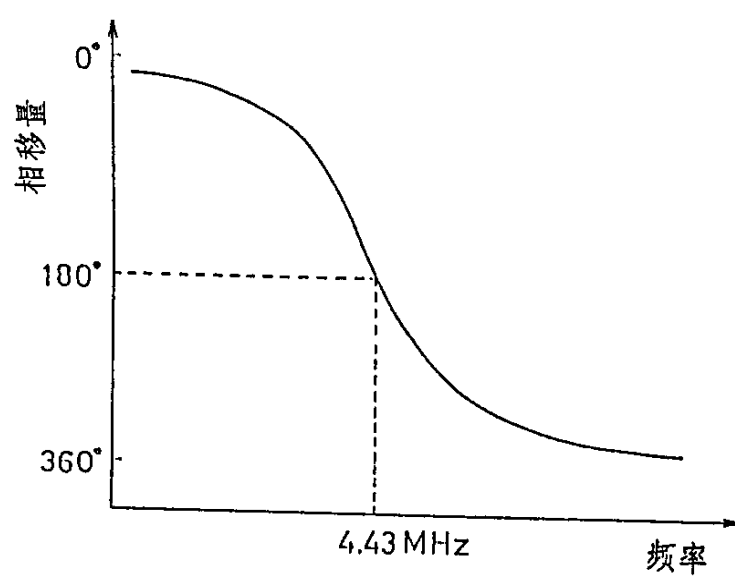


图 4

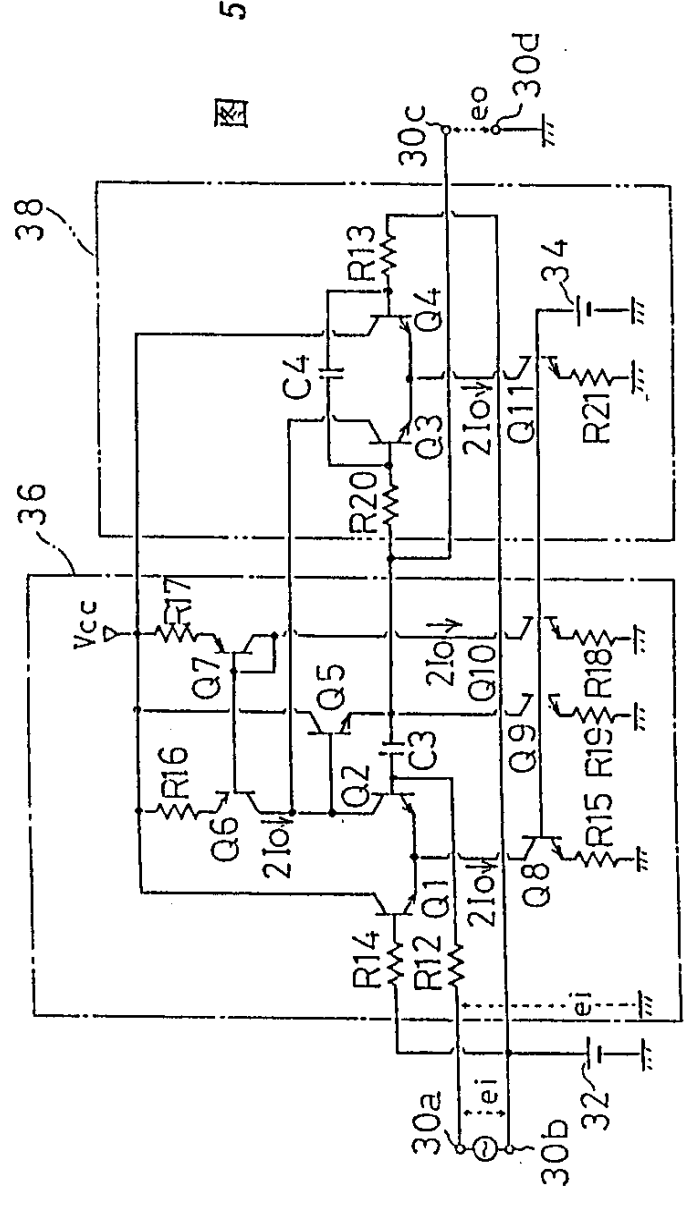
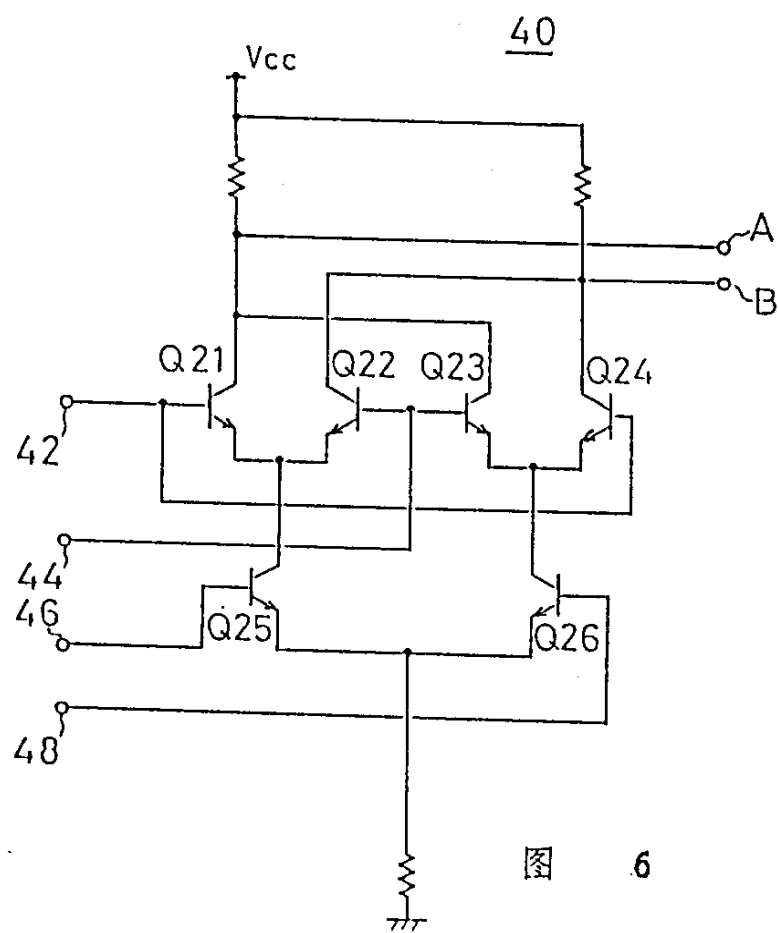
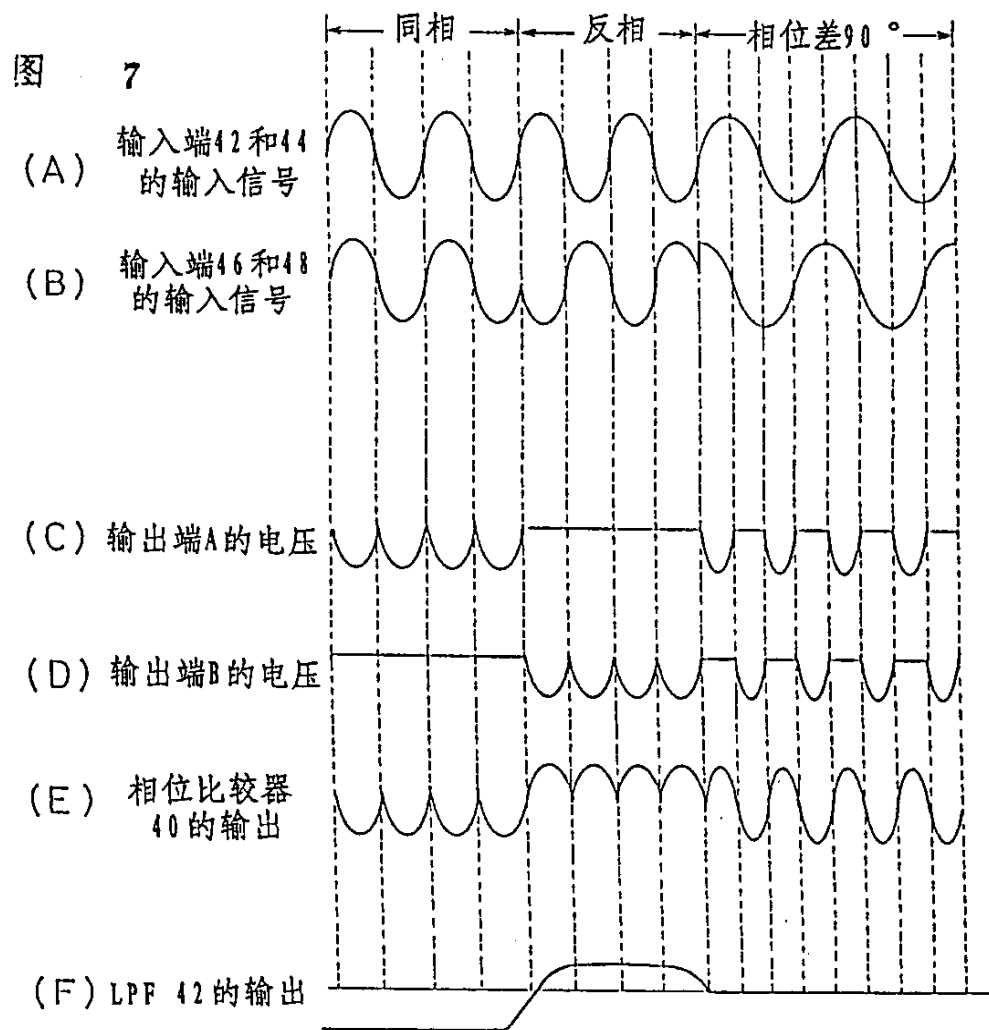
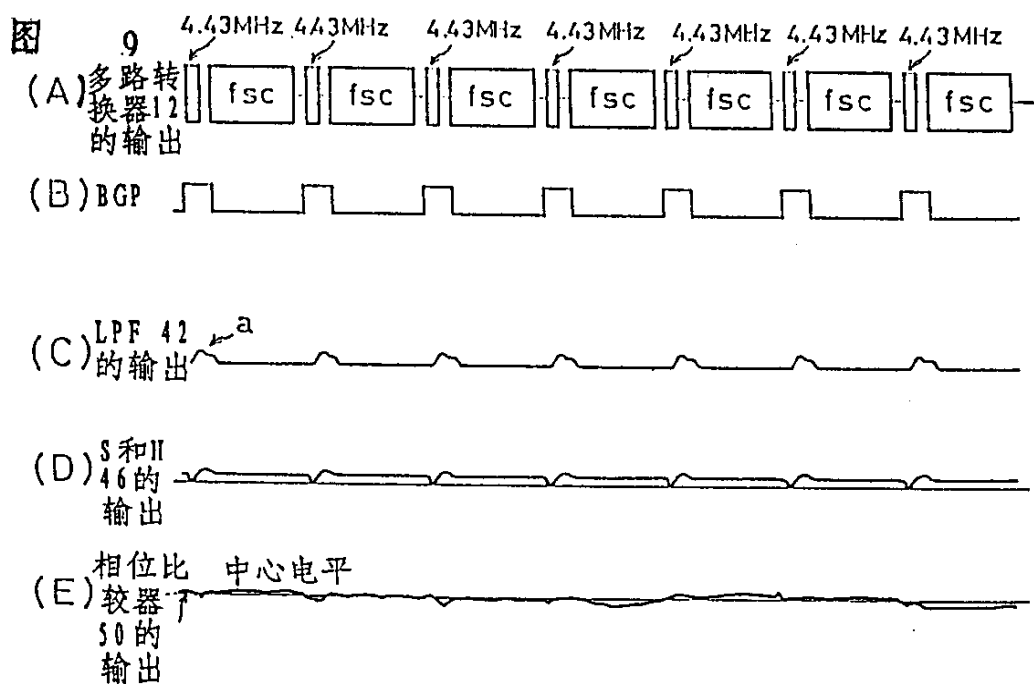
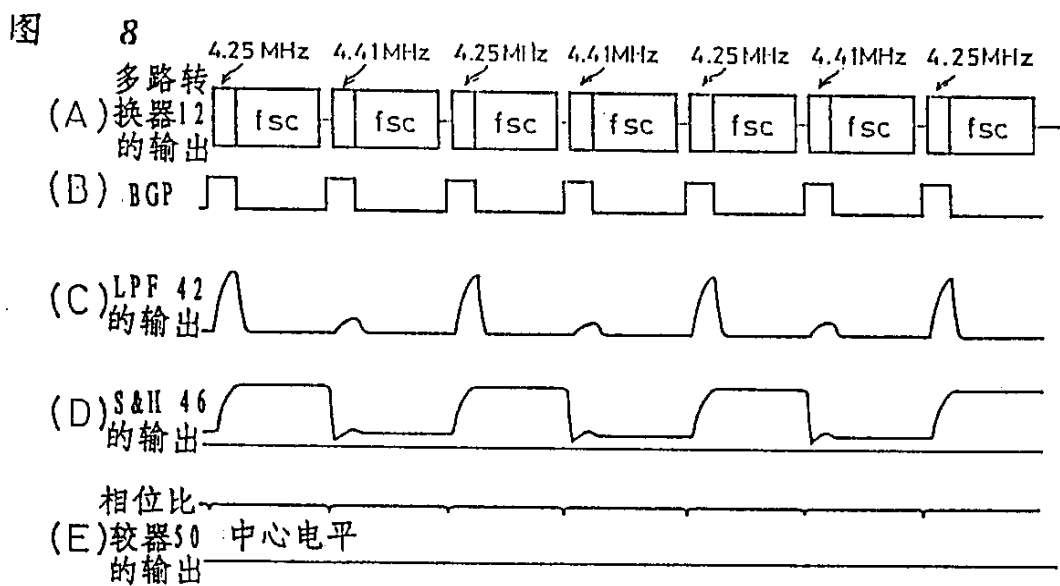


图 5







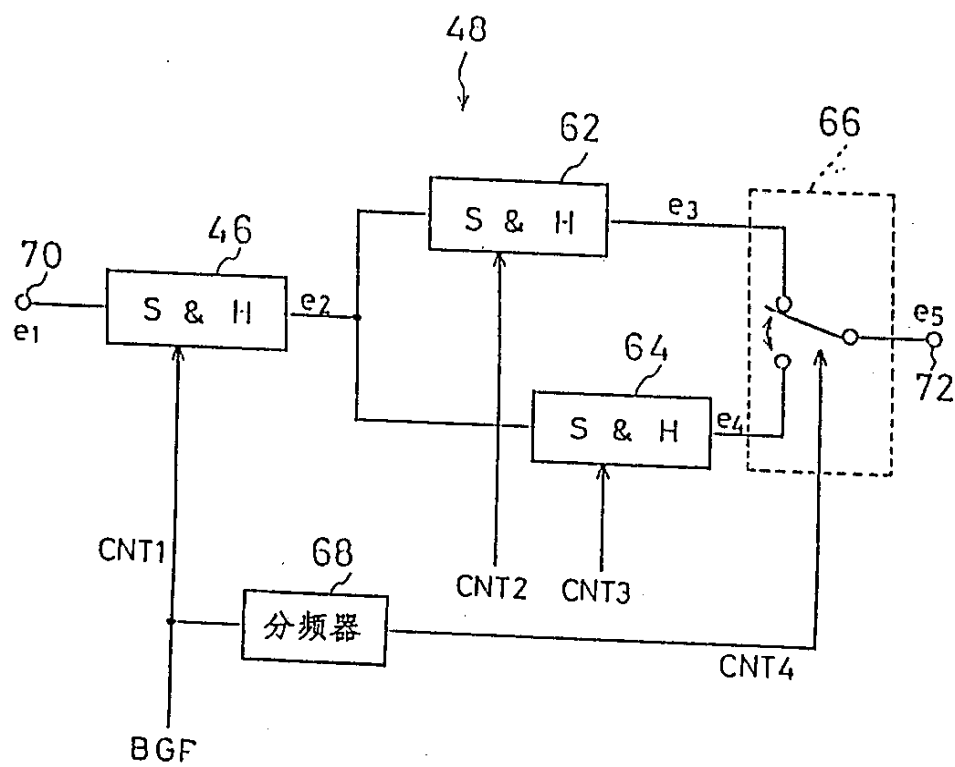


图 10

图 11

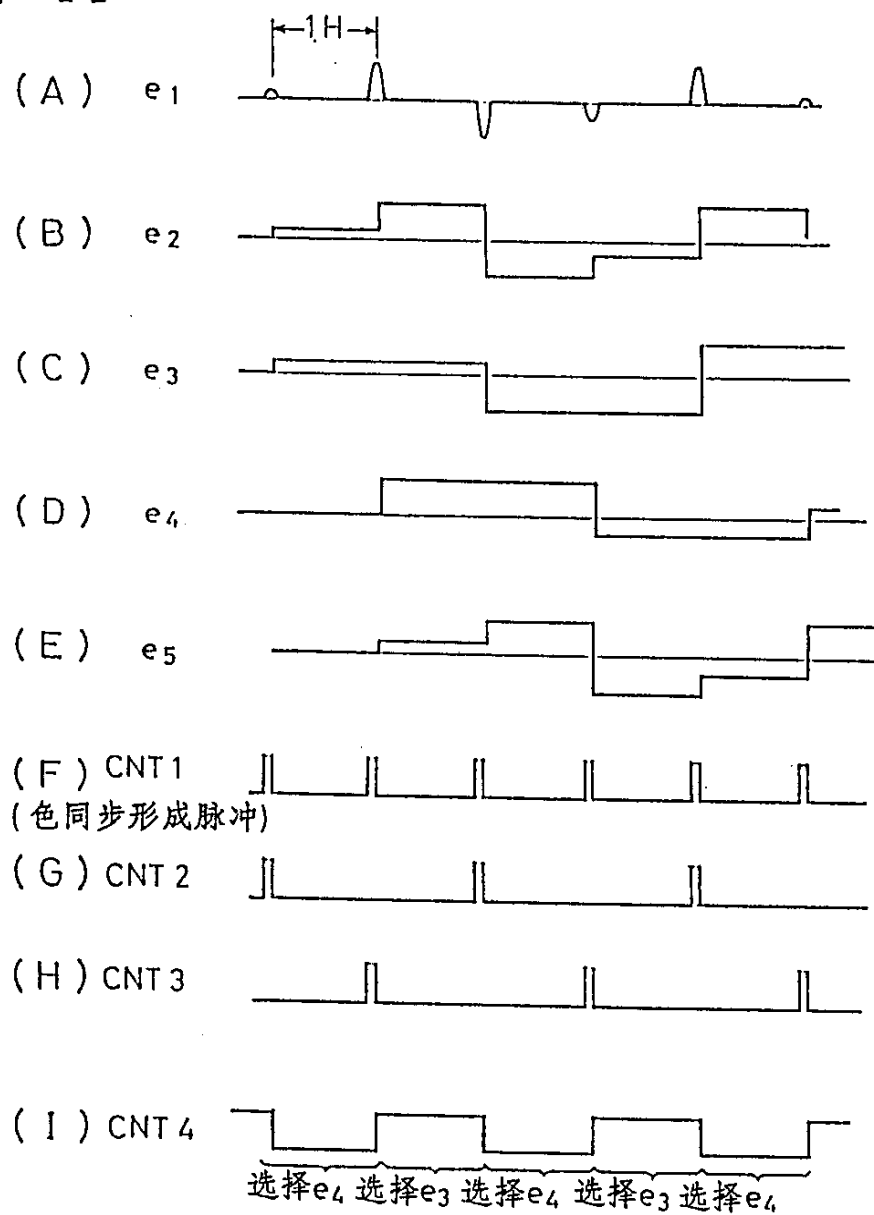


图 12

10

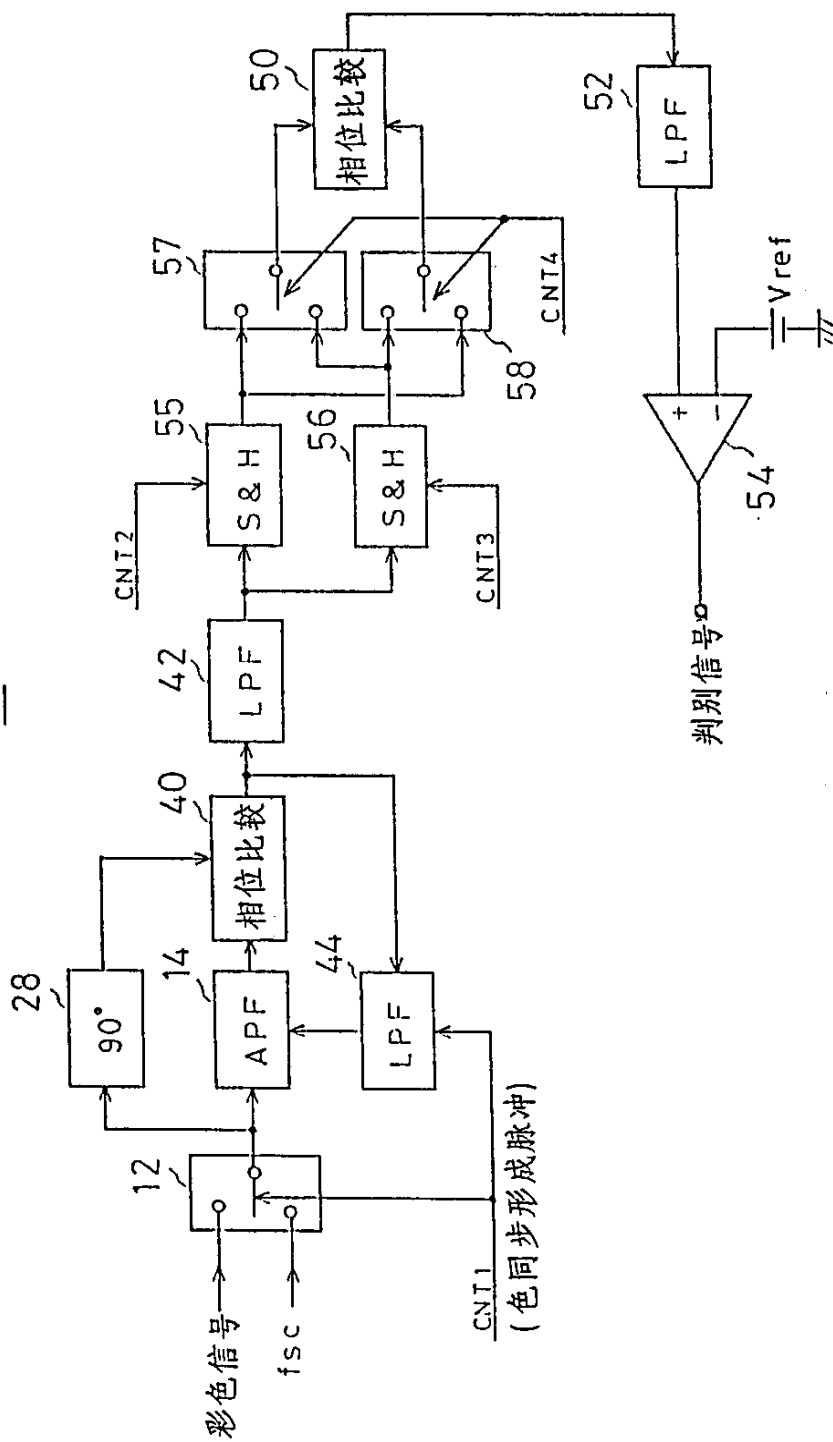


图 13

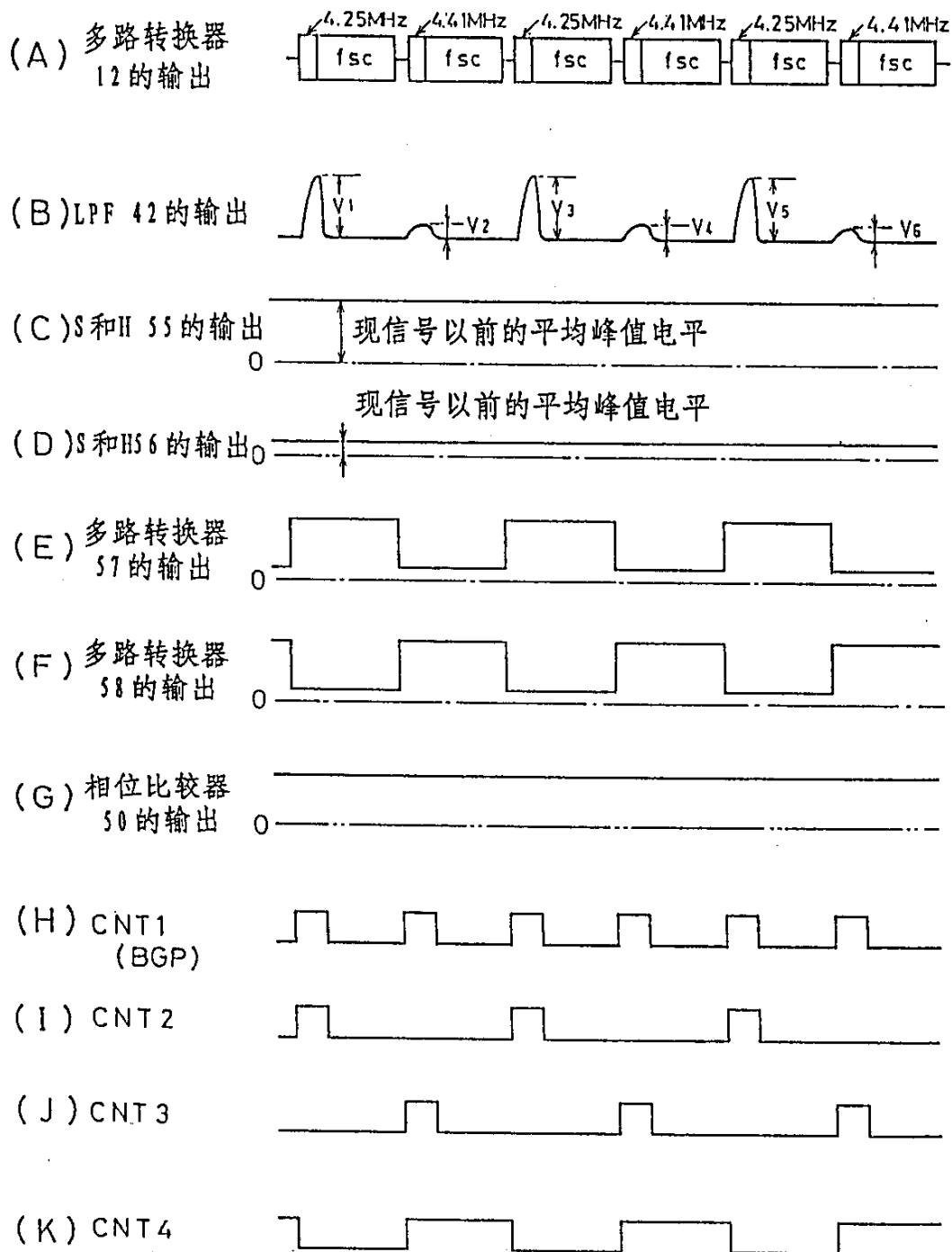
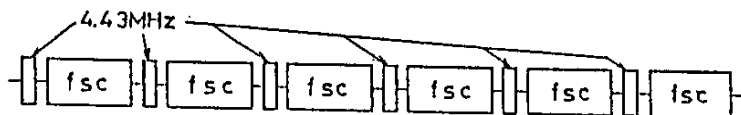
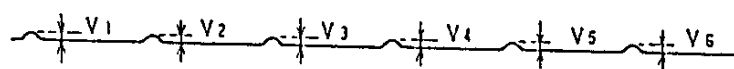


图 1 4

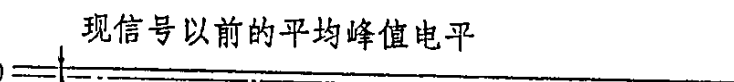
(A) 多路转换器
12 的输出



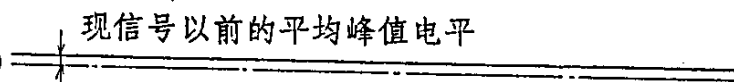
(B) LPF 42 的输出



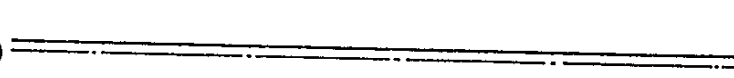
(C) S 和 H55 的输出 0



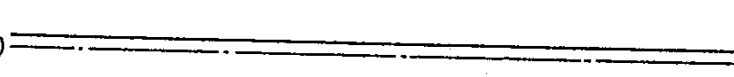
(D) S 和 H56 的输出 0



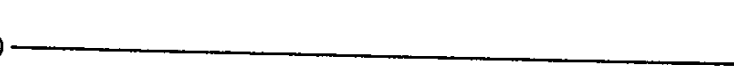
(E) 多路转换器
57 的输出



(F) 多路转换器
58 的输出



(G) 相位比较器
50 的输出



(H) CNT1
(BGP)



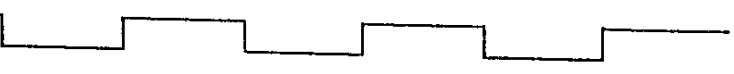
(I) CNT 2



(J) CNT 3



(K) CNT4



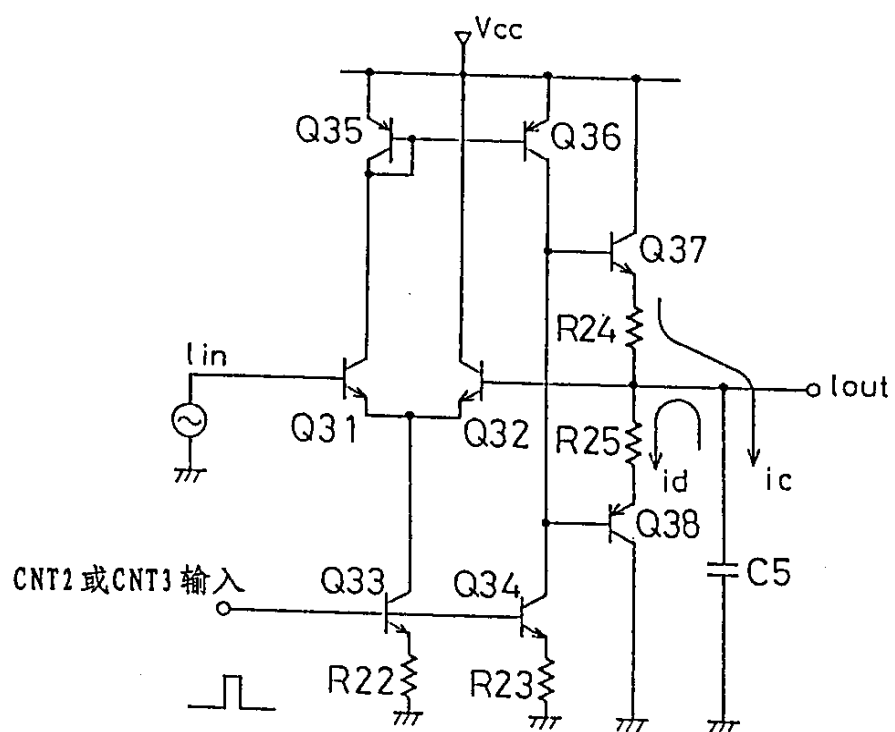


图 15

图 16

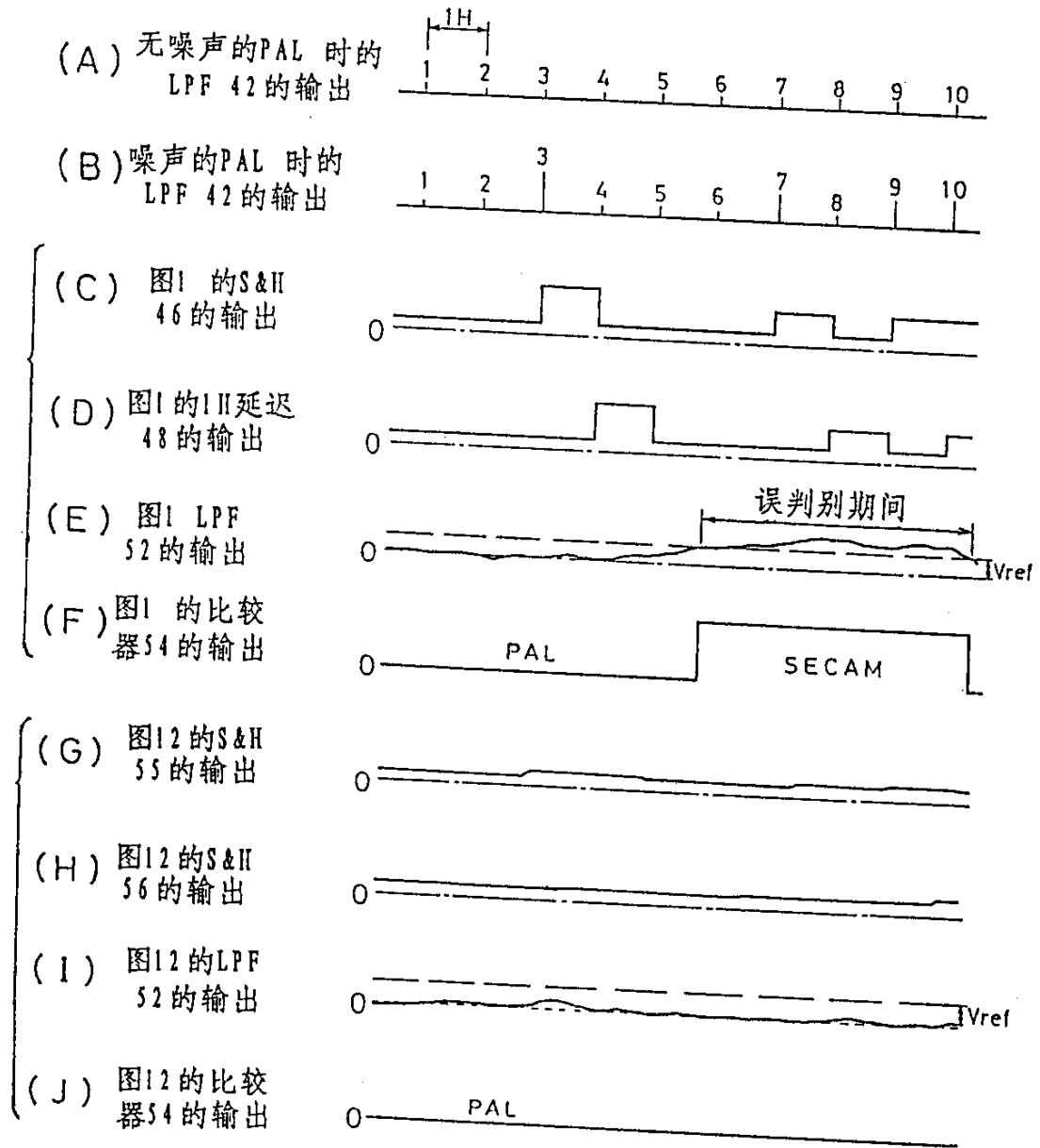


图 17

