

P.- 23.632.-

PH 17430 Comb
Spain vDo/TG



130

2 83342

2 83 342
13 DIC 1962

MEMORIA DESCRIPTIVA

para solicitar

P A T E N T E D E I N V E N C I O N

e n

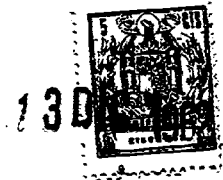
E S P A Ñ A

por VEINTE años

a nombre de N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN, entidad holandesa, establecida en Emmasingel 29, Eindhoven, Holanda, por:

"DISPOSICION DE CIRCUITO EN UN RECEPTOR DE TELEVISION EN COLORES".-

La presente invención se refiere a disposiciones de circuito en receptores de televisión en colores para convertir la señal de televisión de color entrante detectada una vez en una señal adecuada para ser suministrada a un electrodo de control de un tubo marcador de cañón único con una pantalla de imagen construida de modo que están presentes $\frac{1}{K}$ veces tantas tiras de marcación como grupos de tiras de color y sobre aquel lado de la pantalla en que cada vez comienza la exploración de las tiras de color por el haz electrónico emitido por el cañón, estando provistas



frente a las tiras de color tiras de marcación inicial cuya separación difiere de la de las tiras de marcación propiamente dichas, comprendiendo dichas disposiciones de circuito también, medios para producir dos señales durante la exploración de los dos tipos de tiras de marcación, es decir una señal de marcación de frecuencia f_1 que es determinada por la velocidad a la que el haz electrónico explora las tiras de marcación propiamente dichas y una señal de marcación auxiliar de frecuencia f_2 que es determinada por la velocidad a la cual el haz electrónico explora las tiras de marcación iniciales una etapa divisora a la cual son suministradas las dos señales, y una pluralidad de etapas mezcladoras para convertir la señal de marcación de frecuencia f_1 en una señal de control de frecuencia $f_s = k f_1$ sobre la cual son moduladas las señales de color en la fase correcta y que es adecuada para ser aplicada a un electrodo de control del cañón, constituyendo al menos algunas de las etapas mezcladoras, junto con la etapa divisora y el conductor a través del cual la señal de marcación es aplicada a una etapa mezcladora, un lazo compensador de fase.

Tal disposición de circuito ya ha sido sugerida en la patente holandesa núm. 268.427 (PH-17.199).

La disposición de circuito sugerida, aunque ofrece una solución posible, presenta aún una desventaja, a saber que el tiempo de retardo del ramal compensador de fase propiamente dicho, debe ser comparativamente grande para realizar la compensación de fase deseada de la señal de salida.

Un tiempo de retardo grande para el ramal compensador de fase es una importante desventaja.

De hecho, la compensación de fase resulta buena sola-



mente para el caso estático, es decir una cierta desviación de frecuencia de la señal de marcación es acompañada por una desviación de frecuencia de la señal de salida. No es hasta que las desviaciones de frecuencia en la entrada y la salida no están de acuerdo entre sí (nueva condición estática), debido a la instalación compensadora de fase, ya no está presente un error de fase en la señal de salida, de modo que la reproducción correcta de color solamente es posible a partir de este momento. Sin embargo, será evidente que siempre se requiere cierto tiempo antes que se establezca la nueva condición estática. Cuanto más grandes es el tiempo de retardo total del circuito, más tiempo se requiere antes que sea alcanzada la nueva condición estática.

El tiempo de retardo T_1 de la parte del circuito desde el tubo marcado hasta el lazo compensador de fase, usualmente está determinado, así como el tiempo de retardo T_3 de la parte del circuito entre el lazo compensador y el circuito de entrada del tubo marcados y es necesario que el tiempo de retardo T_2 del ramal compensador de fase que corresponde al lazo compensador de fase, sea adaptado a los tiempos de retardo T_1 y T_3 para obtener la deseada compensación de fase. Cuanto más corto sea R_2 más corto será el tiempo de retardo total $T_1 + T_2 + T_3$ del circuito y más rápidamente se establece una nueva condición estática después de una variación en la frecuencia de marcación es decir, cuanto más corto sea T_2 , más favorable son las propiedades dinámicas del circuito.

Un objeto de la invención consiste por lo tanto en proveer una disposición de circuito en que el tiempo de retardo T_2 del ramal compensador de fase es reducido tanto co-

28342



mo sea posible.

Para lograr esto, una disposición de circuito de acuerdo con la invención se caracteriza por el hecho de que la señal de marcación, antes de ser aplicada al lazo compensador de fase, pasa primero a través de al menos una etapa multiplicadora de frecuencia en que la frecuencia f_i es multiplicada por un factor \underline{m} ($\underline{m} = 2, 3, 4 \dots$) y que la etapa divisora divide la señal de frecuencia $\underline{m} \cdot f_i$ por \underline{n} , estando determinado el divisor \underline{n} para un valor determinado de \underline{m} por la relación

$$m \left(1 - \frac{1}{n} \right) = k$$

y estando por esto las etapas mezcladoras para la conversión de color solamente en el ramal compensador de fase que está conectado entre la etapa multiplicadora y dicha una etapa mezcladora y dicha una etapa mezcladora y que comprende también dicha etapa divisora. Cuando más alto es el factor de multiplicación de frecuencia \underline{m} , más corto es el tiempo retardo T_2 requerido.

Si la señal de televisión de color detectada es convertida una vez directamente en una señal adecuada para ser aplicada a un electrodo de control del tubo marcador de cañón único, otra ventaja de la disposición de circuito de la presente invención consiste en que, la multiplicación de frecuencia de la señal de marcación vuelve las frecuencias aplicadas a las varias etapas mezcladoras más distantes una de las otras, de modo que pueden usarse etapas mezcladoras únicas y sin embargo la separación por filtrado de las componentes de frecuencia indeseables ya no constituye un pro-



blema.

En lo que antecede se ha explicado que cuanto más alto es el factor de multiplicación de frecuencia, tanto más fácil es la separación por filtrado de las frecuencias indeseables y más favorable es el tiempo de retardo T_2 requerido. Sin embargo, será evidente que el aumento de dicho factor está sujeto a límites.

En primer lugar, la etapa en que se realiza la multiplicación de frecuencia se vuelve más complicada y por lo tanto más cara cuando el factor de multiplicación aumenta.

En segundo lugar, es acortado el tiempo de retardo T_2 requerido, pero dado que él debe ser adaptado a los tiempos de retardo T_1 y T_3 , tal adaptación ya no sería eficaz si el valor requerido para T_2 fuese indebidamente pequeño.

En la práctica, se ha encontrado en general que para valores mínimos de T_1 y T_3 , el tiempo de retardo T_2 debe ser artificialmente aumentado para permitir la adaptación. Sin embargo, si el T_2 requerido se vuelve tan corto que el tiempo de retardo del ramal compensador de fase es ya por naturaleza más grande que el valor requerido, los tiempos de retardo T_1 y T_3 deberían ser aumentados de modo que el remedio es peor que la enfermedad.

En tercer lugar, la multiplicación por un factor indebidamente elevado aumentaría la frecuencia de la señal de marcación multiplicada de modo que debe tomarse la radiación sobre las partes de frecuencia intermedia y/o de alta frecuencia del receptor.

Se encontró que el resultado óptimo con la conversión directa se obtiene si el factor de multiplicación es 2 y una tira de marcación está provista después de cada dos tiras



de color de modo que $k = 2/3$. En este caso se encontró que el valor requerido para T_2 es aproximadamente igual al tiempo de retardo natural del ramal compensador de fase.

Una realización de una disposición de circuito de acuerdo con la invención para la conversión directa se caracteriza por lo tanto por el hecho de que $m = 2$ y $n = 3/2$ estando constituido el lazo compensador de fase por el ramal compensador de fase que comprende en el orden de la entrada a la salida, la etapa de visión, una primera, una segunda y una tercera etapa mezcladora, y por un conductor a través del cual es suministrada la señal de marcación multiplicada de frecuencia $2 f_i$ a la tercera etapa mezcladora, señal de marcación multiplicada que también es directamente aplicada a la etapa divisora, aplicándose a un primer terminal de entrada de la primera etapa mezcladora la señal de frecuencia $4/3 f_i$ derivada de la etapa divisora y aplicándose a un segundo terminal de entrada de la misma la señal portadora auxiliar de frecuencia f_r regenerada en el receptor y a cuyo circuito de salida que incluye un filtro sintonizado a la frecuencia $4/3 f_i \pm f_r$, y a un primer terminal de entrada de la segunda etapa mezcladora la señal de frecuencia $4/3 f_i \pm f_r$ derivada de la primera etapa mezcladora y aplicándose a un segundo terminal de entrada de la misma la señal de televisión de color detectada una vez en el receptor que está modulada sobre la portadora auxiliar, con la portadora suprimida, y cuyo circuito de salida incluye un filtro sintonizado a la frecuencia $4/3 f_i$, y aplicando a la tercera etapa mezcladora, además de la señal de frecuencia $2 f_i$, la señal de color modulada sobre una señal de frecuencia $4/3 f_i$ y cuyo circuito de salida incluye un fil-



tro sintonizado a la frecuencia de señal $f_s = 2/3 f_i$.

Sin embargo, si, tiene lugar una conversión indirecta, esto es que la señal de televisión en color detectada una vez es primero detectada por la segunda vez y luego mo
5 dulada sobre la señal de marcación convertida en etapas mez
oladoras o moduladoras, el tiempo de retardo T_2 debe ser a-
cortado aún más.

A fin de realizar esto, una realización de acuerdo con la invención para la conversión indirecta se caracteri-
10 za por el hecho de que el lazo compensador de fase está cons
tituido por el ramal compensador de fase que comprende en el orden de la entrada a la salida, la etapa divisora, una red desplazadora de fase, la combinación paralela de dos etapas mezcladoras push-pull a cada una de las cuales son
15 aplicadas las señales de color detectadas por la segunda vez, y una tercera etapa mezcladora, y por un conductor a través del cual la señal de ma rcación multiplicada de frecuencia $m.f_i$ es suministrada a la tercer etapa mezcladora.

A fin de que la invención pueda ser fácilmente lleva-
20 da a la práctica, se describirán a continuación, a título de ejemplo, varias realizaciones de la misma con referencia a los dibujos esquemáticos que se acompañan, en que:

La figura 1 muestra una realización general en que la frecuencia de marcación f_i es multiplicada por un factor m
25 y la etapa divisora divide por n, siendo la frecuencia de señal $f_s = k.f_i$;

La figura 2 muestra una realización especial para la conversión directa en que m = 2, n = 3/2 y k = 2/3

La figura 3 muestra una realización de una etapa mul-
30 tiplicadora para multiplicar la frecuencia de marcación por



un factor 2, y

La figura 4 sirve para explicar la etapa multiplicadora mostrada en la figura 3.

5 La figura 5 muestra una realización especial para la conversión directa y

La figura 6 muestra un esquema detallado de moduladores push-pull usados en la disposición mostrada en la figura 5.

10 Refiriéndose ahora a la figura 1, la referencia 1 indica un tubo marcador de cañón único con una pantalla 2 provista con tiras de color y de marcación como ya es sabido el número de las tiras de marcación es $1/k$ veces mayor que los grupos de las tiras de color para evitar la modulación cruzada de la señal de color sobre la señal de marcación.

15 En la práctica se usan dos posibilidades. En primer lugar aquella en que una tira de marcación está provista después de cada dos tiras de color. Dado que cada grupo de tiras de color comprende tres tiras, es decir una tira roja, una tira verde y una tira azul, es válido para este caso $k = 2/3$.

20 En segundo lugar aquella en que una tira de marcación está provista después de cada cuatro grupos de tiras de color. En este caso k es igual a $4/3$. Si la frecuencia de la señal de marcación es indicada por f_i y la de la señal de control sobre la que deben ser finalmente moduladas las señales de color y que debe ser suministrada a un cilindro de Wehnelt 3 del tubo 1 es indicada por f_s , entonces tenemos:

25

$$k f_i = f_s \quad (1)$$

La señal de frecuencia f_s puede ser derivada de la señal de



frecuencia f_1 entre otros por medio de una división de frecuencia. Para evitar variaciones en la fase de la señal de marcación durante dicha división, la división debe ser efectuada con la ayuda de una señal de marcación inicial de frecuencia f_h .

Dicha señal de marcación auxiliar es obtenida proveniendo sobre aquél lado de la pantalla en que comienza la exploración horizontal por el haz electrónico en una dirección perpendicular a la dirección de las tiras de marcación y de color, un número de tiras de marcación iniciales cuya separación difiere de la de las tiras de marcación propiamente dichas que están provistas junto con las tiras de color. De esto se sigue que cada vez el comienzo de una exploración horizontal se produce una señal de frecuencia f_h , en que $f_h = \frac{1}{S} f_s$ y S es un número entero. Un fotomultiplicador 4 con dos terminales de salida 5 y 6 está dispuesto sobre el tubo marcador 1. En la práctica se supone que tanto las tiras iniciales como las tiras de marcación propiamente dichas están compuestas de fósforos que emiten luz ultravioleta cuando sobre ellos incide el haz electrónico. El foto-multiplicador 4 por lo tanto debe ser sensible a la luz ultravioleta y al comienzo de una exploración horizontal, cuando el haz electrónico explora las tiras de marcación iniciales aparece una señal de frecuencia f_h en cada uno de los terminales de salida 5 y 6. Solamente un amplificador 7_m a cuyo terminal de entrada está conectado el terminal de salida 5, está sintonizado a la frecuencia f_h de modo que solamente el amplificador 7 deja pasar esta señal.

Tan pronto como comienza la exploración de las tiras de marcación propiamente dichas aparece una señal de frecuen-



5 cia marcadora f_i en cada uno de los dos terminales de salida 5 y 6. Dado que solamente un amplificador 8, a cuyo terminal de entrada está conectado el terminal de salida 6, está sintonizado a la frecuencia f_i , solamente el amplificador 8 deja pasar esta señal. La parte de la disposición de circuito hasta ahora descripta no forma parte de la invención y está destinada solamente a dar una idea de la obtención de las señales de frecuencias f_i y f_h , frecuencias que son necesarias para una conversión de la señal de frecuencia f_i en una señal de frecuencia f_g de acuerdo con la invención. Consecuentemente para la idea de la invención carece de importancia como sean obtenidas estas dos señales. Así, por ejemplo, en lugar de usar tiras de marcación ultravioleta, pueden ser usadas tiras de marcación relativamente conectadas transversalmente que tienen un coeficiente de emisión secundaria determinada. Dicha conexión transversal debe ser acoplada entonces a los terminales de entrada de los amplificadores 7 y 8.

15 También las tiras de marcación propiamente dichas pueden tener anchos variables de modo que la señal de marcación obtenida del multiplicador 4 comienza la frecuencia f_i así como la frecuencia f_h . Ambas frecuencias son entonces amplificadas por sus amplificadores 7 y 8 respectivamente, de modo que durante la exploración total de una línea queda garantizado que la señal obtenida después de la división de frecuencia tenga la fase correcta.

25 De acuerdo con la invención la frecuencia f_i de la señal de marcación obtenida desde el amplificador 8 es multiplicada primero por m en una etapa multiplicada de frecuencia 9 antes de ser convertida en una señal de control de frecuencia

30



cuencia f_s .

Así una señal de marcación de frecuencia $m.f_i$ aparece sobre la salida de la etapa multiplicadora 9. Esta señal de marcación es suministrada en primer lugar a una etapa divisora 10 que divide la frecuencia $m.f_i$ por n de modo que la señal sobre la salida de la etapa divisora 10 tiene una frecuencia $\frac{m}{n}.f_i$.

En un dispositivo 11 se agrega una señal de color chr a la última señal mencionada lo que puede realizarse de dos maneras diferentes.

En el caso de conversión directa el dispositivo 11 comprende dos etapas mezcladoras, en la primera etapa de las cuales, la frecuencia f_r de la señal portadora auxiliar es agregada a la frecuencia $\frac{m}{n}.f_i$, resultando en la frecuencia $\frac{m}{n}.f_i + f_r$, a fin de determinar la fase deseada en relación a la señal de color entrante $f_r + chr$ detectada una vez. En la segunda etapa mezcladora la señal de color $f_r + chr$ detectada una vez. En la segunda etapa mezcladora la señal de color $f_r + chr$ es nuevamente restada de la misma. La señal de salida del dispositivo 11 tiene así una frecuencia $\frac{m}{n}.f_i$ y contiene cualquier información deseada sobre la fase y color como se indica por $\frac{m}{n}.f_i + chr$ en la figura 1.

Será evidente que un resultado similar se obtiene si en la primera etapa mezcladora del dispositivo 11 las frecuencias de las señales suministrada al mismo son restadas entre sí (resultado en la frecuencia) $\frac{m}{n}.f_i - f_r$ y en la segunda etapa mezcladora del mismo las frecuencias de las señales aplicadas al mismo son sumadas (resultando nuevamente en la señal $\frac{m}{n}.f_i / chr$). Como otra alternativa, la señal



de color $f_r + chr$ puede ser suministrada a la primera etapa mezcladora y la señal portadora auxiliar a la segunda etapa mezcladora.

En el caso de conversión indirecta el dispositivo 11 comprende dos etapas mezcladoras push-pull o moduladoras a los cuales son suministradas las señales de color detectadas por la segunda vez, como se explicará más detalladamente con referencia a la figura 5.

En la última etapa mezcladora 12 la frecuencia $\frac{m}{n} f_i$ de la señal $\frac{m}{n} f_i + chr$ es sustraída de la frecuencia $m \cdot f_i$ de la señal obtenida a través de un conductor 13 desde la etapa multiplicadora 9.

Debido a estas acciones de mezcla, la señal en la salida de la etapa mezcladora 12 ha obtenido finalmente una frecuencia de $\frac{m}{n} f_i - \frac{m}{n} f_i$, frecuencia que debe ser igual a la frecuencia de señal f_s . Consecuentemente, de acuerdo con la fórmula (1), debe aplicarse

$$m f_i - \frac{m}{n} f_i = k f_i = f_s \quad (2)$$

De la fórmula (2) se sigue

$$m \left(1 - \frac{1}{n} \right) = k \quad (3)$$

o

$$\frac{m}{k} \left(1 - \frac{1}{n} \right) = 1 \quad (3a)$$

La señal de salida de la etapa mezcladora 12, que está indicada por $f_s + chr$ en la figura 1 es luego suministrada a una etapa sumadora 23 en que se agrega una señal monocromática M a la señal $f_s + chr$. La señal $M + f_s + chr$ obtenida de la etapa sumadora 23 es adecuada para ser di-



rectamente suministrada al cilindro de Wehnelt 3 del tubo de imagen en colores 1.

5 Debe mencionarse que, durante la recepción de una señal de televisión en colores formada de acuerdo con el sistema N.T.S.C. (National Television System Committee de los EE.UU.) es preferible que la señal de luminancia Y, allí presente, sea convertida de una manera conocida en una señal monocromática M y que la señal de color propiamente dicha sea convertida en una así llamada señal "de secuencia de puntos" que está indicada por $f_r + chr$. Estas son las 10 señales que son suministradas a la etapa sumadora 23 y al dispositivo 11 respectivamente. Como ya es conocido, la disposición de circuito debe incluir siempre un así llamado lazo compensador de fase para evitar que una variación en la frecuencia de maración f_1 , resultante de variaciones 15 en la corriente de deflexión horizontal, produzca errores de fase en la señal de control de frecuencia f_g .

En la disposición de circuito mostrada en la figura 1, dicho lazo compensador de fase está constituido por el 20 ramal compensador de fase propiamente dicho que comprende la etapa divisora 10, el dispositivo 11, la parte de entrada de la etapa mezcladora 12 y el conductor 13. Aunque en la figura 1 la etapa multiplicadora 9 es mostrada frente al lazo compensador de fase, será evidente que, si dicha etapa multiplicadora es de tipo doble, una etapa multiplicadora está incluida en el conductor 13 y una en el 25 ramal compensador de fase. La última etapa multiplicadora mencionada puede entonces ser dispuesta ya sea antes o después de la etapa divisora 10, dado que carece sustancialmente de importancia si la frecuencia f_1 es primero multi- 30



plicada por m y luego dividida por n o inversamente. Si la división tiene lugar primero, seguida por la multiplicación un tubo ya presente, por ejemplo, en la etapa divisora 10, puede efectuar la multiplicación de modo que también en este caso es suficiente una etapa multiplicadora única incluida en el conductor 13.

Los errores de fase que ocurren en el circuito producidos por una variación de la frecuencia de marcación f_1 son producidos por los tiempos de retardo en el circuito, que son dependientes de los filtros utilizados en él.

A fin de calcular los errores de fase que ocurren en las varias partes del circuito, se supone lo siguiente:

En primer lugar, se supone que los varios tiempos de retardo son constantes.

En segundo lugar, se supone que el tiempo de retardo de la parte del circuito entre el fotomultiplicador 4 y la entrada de la etapa divisora 10 es T_1 seg., el de la salida de la etapa divisora 10 hasta la entrada de la etapa mezcladora 12 inclusive (por lo tanto el del ramal compensador de fase) es T_2 seg., y el de la salida de la etapa mezcladora 12 hasta el cilindro de Wehnelt 3 inclusive, es T_3 seg.

En tercer lugar, el tiempo de retardo en la etapa divisora 10 se supone que es cero. Si este tiempo de retardo no es cero, puede ser tomado en cuenta en el cálculo de una manera similar a la que sigue a continuación.

En base de los supuestos antes mencionados se sigue que cualesquier variaciones de fase que ocurran debido a variaciones en la frecuencia de marcación f_1 :

Para la parte desde el multiplicador 4 a la entrada de la etapa 10

283342

3 JUL 1962



$$\Delta \varphi_1 = \Delta \omega_i T_1 = m \cdot \frac{1}{k} \Delta \omega_s T_1.$$

En la etapa divisora 10 la variación de fase $\Delta \varphi_1$ también es dividida por n , de modo que la variación de fase posible en la salida de la etapa divisora 10 es:

$$\Delta \varphi_2 = \frac{\Delta \varphi_1}{n} = \frac{m}{n \cdot k} \Delta \omega_s T_1$$

Para el ramal compensador de fase propiamente dicho, la variación de fase posible se vuelve

$$\Delta \varphi_3 = \Delta \varphi_2 + \frac{m}{n} \Delta \omega_i T_2 = \frac{m}{nk} \Delta \omega_s T_1 + \frac{m}{nk} \Delta \omega_s T_2 = \frac{m}{nk} \Delta \omega_s (T_1 + T_2)$$

La señal de frecuencia $m \cdot f_i$ es obtenida igualmente a través del conductor 13 de la etapa multiplicadora 9. La variación de fase posible de la señal es por lo tanto $\Delta \varphi_1$.

En la etapa mezcladora 12 la frecuencia $\frac{m}{n} f_i$ de la señal $\frac{m}{n} f_i + \text{chr}$ es restada de la frecuencia $m \cdot f_i$ de la señal suministrada a través del conductor 13, de modo que las fases de las dos señales son también restadas entre sí. Así la variación de fase posible en la salida de la etapa 12 puede ser escrita como

$$\Delta \varphi_4 = \Delta \varphi_1 - \Delta \varphi_3 = \frac{m}{k} \Delta \varphi_s T_1 - \frac{m}{nk} \Delta \varphi_s (T_1 + T_2) = \frac{m}{k} \Delta \omega_s$$

$$\left\{ \left(1 - \frac{1}{n}\right) T_1 - \frac{1}{n} T_2 \right\}$$

Finalmente, para la posible variación de fase de la parte del circuito comprendida entre la salida de la etapa mezcladora 12 hasta el cilindro de Wehnelt 3 inclusive, se con-



La Tabla que sigue a continuación da los valores para n y T_2 calculados con la ayuda de las fórmulas (3) y (5) para valores diferentes del factor de multiplicación de frecuencia m .

5

T A B L A

$k = 4/2$			$k = 2/3$		
m	n	T_2	m	n	T_2
1	-3	$-4(T_1 + T_3)$	1	3	$2(T_1 + T_3)$
2	3	$2(T_1 + T_3)$	2	3/2	$\frac{1}{2}(T_1 + T_3)$
3	9/5	$\frac{4}{5}(T_1 + T_3)$	3	9/7	$\frac{2}{7}(T_1 + T_3)$
4	3/2	$\frac{1}{2}(T_1 + T_3)$	4	6/5	$\frac{1}{5}(T_1 + T_3)$

De esta Tabla pueden extraerse las siguientes conclusiones.

La solución con $m = 1$ (sin multiplicación de frecuencia) resulta ser imposible para $k = 4/3$ dado que no puede lograrse un tiempo de retardo T_2 negativo. Es verdad que las frecuencias podrían adquirir los valores correctos dividiendo por 3 en la etapa divisora 9 y sumando en lugar de restar en la etapa mezcladora 12, pero entonces se sigue para $\Delta\psi_4$ que las variaciones de fase $\Delta\psi_1$ y $\Delta\psi_3$ deben ser igualmente sumadas entre sí de modo que no se establece la compensación de fase deseada.

30

283342



Con $m = 1$ y $k = 2/3$ se encontró que el tiempo de retardo T_2 que está concentrado substancialmente en el dispositivo 11 con sus filtros asociados, debe ser dos veces tan grande como el tiempo de retardo de la parte restante del circuito. Como se ha explicado previamente en el exordio, esto significa que para una compensación de fase adecuada es necesario aumentar artificialmente el tiempo de tránsito T_2 del ramal compensador de fase por ejemplo proveyendo una red de retardo, de modo que el tiempo de retardo total $T_1 + T_2 + T_3$ es aumentado, lo que resulta en una característica dinámica desfavorable del circuito total.

La solución para $m = 2$ y $k = 4/3$ es, con respecto al tiempo de retardo T_2 , idéntica a la de $m = 1$ y $k = 2/3$, de modo que esta solución presenta también las mismas desventajas.

Como puede verse claramente de la Tabla, otro aumento de m resulta en una disminución de los valores requeridos para T_2 . Así por ejemplo, para $m = 4$ y $k = 2/3$ el tiempo de retardo T_2 solamente necesita ser $1/5$ parte del restante tiempo de retardo. Sin embargo se encontró que para la conversión directa, $1/5 (T_1 + T_3)$ es ya más corto que el valor natural para T_2 de modo que en este caso sería necesario un aumento de T_1 y T_3 , lo que es objetable dado que en este caso el tiempo de retardo total $T_1 + T_2 + T_3$ nuevamente sería aumentado.

Además, en adición a este y los otros argumentos mencionados en el exordio, la estructura de la etapa divisora también juega unaparte. Así, para $m = 3$ y $k = 4/3$ es necesario que $n = 9/5$; para $m = 3$ y $k = 2/3$ es necesario que $n = 9/7$ y para $m = 4$ y $k = 2/3$ que $n = 6/5$. Los últimos



divisores mencionados para n son más difíciles de realizar en la práctica que un divisor $n = 3/2$, dado que para el control de la etapa divisora 10, también está disponible la señal de marcación auxiliar de frecuencia f_h . Suponiendo que $k = 2/3$, $\delta = 3/2$ y $f_i = 12$ mc/s, entonces f_h es igual a 8 mc/s. Si $m = 2$ m.f.₁ es igual a 24 mc/s. Si la etapa divisora 10 es un divisor regenerativo están presentes tanto las frecuencias de 8 mc/s como las de 16 mc/s. El punto esencial por lo tanto, es si la frecuencia de 16 mc/s es derivada para hacer que la etapa divisora 10 divida por 3/2, o si la frecuencia de 8 mc/s es derivada de modo que la etapa divisora 10 divida por 3.

De lo que antecede se sigue que, cuando se toman en cuenta las exigencias que deben imponerse a la etapa divisora 10 para la conversión directa, la solución con $m = 2$, $k = 2/3$ y $n = 3/2$ ofrece posibilidades óptimas. Además debe mencionarse que esta solución es substancialmente idéntica a la solución $m = 4$, $k = 4/3$ y $n = 3/2$, dado que en este caso la frecuencia f_i de la señal de marcación es la mitad de la frecuencia f_i de la señal de marcación con $k = 2/3$. De hecho, con $k = 4/3$ el número de tiras marcadoras presentes es la mitad que con $k = 2/3$. Por lo tanto, es más favorable trabajar con $k = 2/3$ dado que el factor de multiplicación puede entonces ser 2 en lugar de 4 de modo que deben imponerse exigencias menos severas sobre la etapa multiplicadora.

Un ejemplo desarrollado de un circuito para la conversión directa en que $m = 2$, $n = 3/2$ y $k = 2/3$ será descrito a continuación con referencia a la figura 2, en que partes idénticas están indicadas tanto como sea posible con



las mismas referencias que en la figura 1. En esta descripción se darán también los valores numéricos para las frecuencias utilizadas a fin de que resulte claro que las varias frecuencias son mantenidas separadas por multiplicación
5 de la frecuencia de marcación f_i suficientemente aparte para hacer posible trabajar con etapas mezcladoras únicas.

La frecuencia f_i de la señal de marcación suministrada por el amplificador 8 en la figura 2 es, por ejemplo, 12 mc/s, mientras que la frecuencia f_h suministrada por el amplificador 7 puede ser de 8 mc/s. Si fuera deseable podría
10 usarse $f_h = 4$ mc/s, pero en este caso deberían tomarse medidas adicionales en la etapa divisora 10, para permitir una división adecuada por $3/2$ a esta frecuencia.

La frecuencia f_i es duplicada en la etapa multiplicadora 9 de modo que la señal en la salida de la misma, tiene una frecuencia $2 f_i = 24$ mc/s. La etapa duplicadora 9 puede ser diseñada, por ejemplo, como se muestra en la figura 3. En esta figura un tubo pentodo 14 y un circuito 15 sintonizado a la frecuencia $f_i = 12$ mc/s, representan la
15 etapa final del amplificador 8. El circuito 15 está acoplado inductivamente a un devanado 16 cuya derivación central está conectada a masa. Un extremo del devanado 16 cuya derivación central está conectado al cátodo de un diodo 17 y su otro extremo está conectado al cátodo de un diodo 18. Los
20 anodos de los dos diodos están conectados entre sí y a masa a través de un resistor 19. El punto común de dichos dos anodos también puede ser conectado a una grilla de control de un tubo pentodo 20 cuyo circuito de salida incluye un
25 circuito 21 sintonizado a la frecuencia $2 f_i = 24$ mc/s.

30 Una media onda de la señal de frecuencia f_i vuelve

203342



conductor, por ejemplo, al diodo 17 y la otra media onda al diodo 18 (como si fuera una rectificación de onda completa). Así es producida una señal sobre el resistor 19 que tiene una frecuencia fundamental doble con respecto a la señal suministrada al tubo 14. La corriente anódica del tubo 20 contiene también esta frecuencia duplicada que es separada por filtrado por el filtro 21. Dado que la grilla de control del tubo 20 está directamente conectada a los diodos 17 y 18, la componente de corriente continua de la señal desarrollada sobre el resistor 19 actúa también entre la grilla de control y el cátodo del tubo 20. Así, la parte grilla-cátodo de este tubo también actúa como un limitador sin inercia dado que no existen reactancias en el circuito de grilla (excepto capacitancias parásitas e inductancias muy pequeñas). Esto se ve claramente de la figura 4 en que se muestra la curva característica $i_a - V_g$ del tubo 20, junto con la señal 22 desarrollada sobre el resistor 19. Dicha señal está limitada, por un lado, por la tensión de corte y, por el otro, por la corriente de grilla del tubo 20 de modo que la corriente anódica i_a nunca puede exceder la amplitud A. mostrada en la figura 4, siempre que la amplitud mínima de la señal 22 sea igual a, o mayor que, el valor B.

La limitación libre de inercia es importante dado que la señal de marcación a menudo puede variar grandemente en amplitud, mientras que la señal de marcación que finalmente debe ser usada, debe tener una amplitud tan constante como sea posible, dado que de otro modo ocurrirían modulaciones de luminancia indeseadas de la señal de control de frecuencia f_s . Además entonces está implicado el

30342

130



riesgo que el lazo marcador total se volviese inestable y el circuito comenzase a auto-oscilar a su propia frecuencia.

La señal duplicada de la frecuencia de 24 mc/s es dividida por $3/2$ en la etapa divisora 10, resultando en una señal de la frecuencia $4/3 f_i = 16$ mc/s. Esta señal es suministrada a un primer terminal de entrada de la etapa mezcladora M_1 , a un segundo terminal de entrada de la cual, es suministrada la señal portadora auxiliar regenerada de frecuencia $f_r = 4,5$ mc/s. En la etapa mezcladora M_1 , que forma parte del dispositivo 11, las frecuencias f_r y $4/3 f_i$, respectivamente, pueden ser sumadas entre sí o restadas una de la otra. En el primer caso el filtro incluido en el circuito de salida de la etapa M_1 debe ser sintonizado a $4/3 f_i + f_r = 20,5$ mc/s. La frecuencia de 20,5 mc/s no es una armónica de las frecuencias de 16 mc/s y 4,5 mc/s suministradas a la etapa M_1 y, además, está ubicada bastante lejos de 16 mc/s para permitir que la señal de la frecuencia 20,5 mc/s sea separada para filtrado con la ayuda del filtro incluido en el circuito de salida de la etapa M_1 .

En el segundo caso el filtro en el circuito de salida de la etapa M_1 debe ser sintonizado a $4/3 f_i - f_r = 11,5$ mc/s. En este caso también se asegura que la señal deseada en el circuito de salida puede ser adecuadamente separada por filtrado.

La señal de salida de la etapa M_1 de la frecuencia $4/3 f_i \pm f_r$ es subsecuentemente suministrada a una segunda etapa mezcladora M_2 . A esta etapa se aplica también la señal de color convertida $f_r \pm chr$ cuya portadora auxiliar



suprimida también tiene una frecuencia $f_T = 4,5$ mc/s.

Si en la etapa M_1 son sumadas las frecuencias de las señales suministradas a la misma, las frecuencias deben ser restadas entre sí en la etapa M_2 . En el caso opuesto ellas deben ser sumadas en la etapa M_2 . En cualquier caso en la salida de la etapa M_2 aparece la siguiente señal:

$$4/3 f_1 \pm chr, \text{ en que } 4/3 f_1 = 16 \text{ mc/s.}$$

10 En el primer caso, a la etapa M_2 son suministradas señales de frecuencias de 20,5 cm/s y 4,5 mc/s, la última de las cuales está modulada y, así, ocupa un ancho de banda determinado. Sin embargo, la frecuencia de salida de 16 mc/s está ubicada en este caso también bastante lejos de las frecuencias suministradas para permitir que la
15 señal de salida, a pesar de la exigencia del ancho de banda, sea separada por filtrado con una exactitud suficiente por medio del filtro de salida en la etapa M_2 que está sintonizado a 16 mc/s.

20 Lo mismo es válido en el caso en que las frecuencias de las señales suministradas a la etapa M_2 sean de 11,5 mc/s y 4,5 mc/s.

Finalmente, la señal de marcación duplicada de frecuencia $2 f_1 = 24$ mc/s y la señal de color convertida $4/5 f_1 \pm chr$ de la nueva frecuencia portadora auxiliar $4/3 f_1 = 16$ mc/s son suministradas a la etapa 12. La señal de salida $2/3 f_1 \pm chr$ de la etapa 12 tiene la frecuencia de señal $2/3 f_1 = fs \pm 8$ mc/s, que nuevamente está ubicada bastante lejos de las frecuencias de 16 mc/s y 24 mc/s para
30 asegurar un filtrado adecuado de la señal deseada. Enton-



ces las armónicas más altas no son molestas de ningún modo, dado que tanto 16 mc/s como 24 mc/s son más elevadas que 8 mc/s.

5 Será evidente que, de una manera similar a la del ejemplo de la figura 2, pueden calcularse las frecuencias que aparecen en las entradas y salidas de las varias etapas en el circuito de la figura 2 si m es un número positivo entero mayor que 2 con los divisores asociados para n (ver también la Tabla dada precedentemente). También para valores de $m > 2$ las frecuencias usualmente están tan
10 distantes unas de otras que son suficientes etapas mezcladoras y filtros asociados únicos.

Aunque en lo que antecede se han descrito circuitos en los que el dispositivo 11, que como puede verse de la
15 figura 2 siempre deben comprender dos etapas mezcladoras, está totalmente incluido en el ramal compensador de fase, fundamentalmente es posible también proveer la etapa mezcladora M_2 entre la etapa mezcladora 12 y la etapa sumadora 23. Sin embargo, en este caso, el tiempo de retardo T_2
20 del ramal compensador de fase propiamente dicho es reducido y el retardo de tiempo T_3 es aumentado. Dado que la relación $\frac{kn}{m} (T_1 + T_3) = T_2$ permanece válida, se sigue que un aumento de T_3 requiere una reducción de T_2 y un aumento artificial subsiguiente de T_2 . Así las dos etapas mezcladoras M_1 y M_2 preferentemente están incluidas entre la etapa
25 divisora 10 y la etapa mezcladora 12., si al menos la estructura de todas las etapas mezcladoras con sus filtros lo hace posible.

En la práctica, también son posibles otras configuraciones. Así, por ejemplo, una de las etapas mezcladoras
30



M_1 y M_2 podría estar incluida en el conductor 13.

En la disposición de circuito mostrada en la figura 5 el dispositivo 11 comprende una red desplazadora de fase 24, junto con dos etapas mezcladoras push-pull 25 y 26.

5 A la etapa mezcladora 25, que actualmente está diseñada como un modulador push-pull es aplicada, a través de un conductor 27, a la señal de color $+A_1$ que ha sido detectada dos veces y, a través de un conductor 28, la señal de color $-A_1$ que es similar, pero de fase opuesta a la primera señal mencionada. A este modulador push-pull se aplican
10 también dos señales de frecuencia $\frac{m}{n} f_i$ a través de un conductor 29, que está mostrado simbólicamente.

Lo mismo es válido para la etapa push-pull 26. Dos señales $+A_2$ y $-A_2$ de fases opuestas son suministradas a
15 la misma a través de conductores 30 y 31, señales que igualmente representan señales de color detectadas dos veces. A esta etapa mezcladora se suministran también dos señales de frecuencia $\frac{m}{n} f_i$ a través de un conductor 32 que es mostrado esquemáticamente. Las señales suministradas a través del con
20 ductor 32 están desplazadas en fase con relación a las suministradas a través del conductor 29 debido a la red desplazadora de fase 24.

Las señales de salida de las etapas 25 y 26 son sumadas entre sí a través de un filtro de salida común (no mos-
25 trado) que está sintonizado a la frecuencia $\frac{m}{n} f_i$.

Que la señal de salida deseada es actualmente obtenida de dichas etapas mezcladoras, puede ser aclarado de la manera siguiente:

Como ya es sabido (ver el libro "principios de la te-
30 levisión en colores" de K. McIlwain y C.E. Dean del Labora-

283342



torio Hazeltine, pág. 444, primer párrafo y figura 16-17) es necesario, tomando en cuenta las frecuencias angulares $\frac{m}{n} \omega_i = \frac{m}{n} 2 \pi f_i$, que la señal secuencial de puntos tenga la forma

5

$$0,89 (R-Y) \cos \left(\frac{m}{n} \omega_i t - 192 \right) + 0,74 (B-Y) \sin \left(\frac{m}{n} \omega_i t - 212 \right)$$

Esto implica que la señal de color A_1 derivada de un demodulador sincrónico en el receptor debe tener la forma

10

$$A_1 = 0,89 (R-Y)$$

Dado que una señal de color entrante modulada por el sistema de la N.T.S.C. (National Television System Committee) de U.S.A. tiene la forma

15

$$\frac{R-Y}{1.14} \cos \omega_r t + \frac{B-Y}{2.03} \sin \omega_r t \quad (7)$$

en que $\omega_r = 2 \pi f_r$ es la frecuencia angular de la onda portadora entrante, la señal A_1 deseada puede ser obtenida aplicando a dicho demodulador sincrónico una señal de la forma $D \cos \omega_r t$ en que resulta necesario que $D = \frac{0,89 \cdot 1,14}{2}$

20

Como se muestra en la figura 6, la etapa mezcladora push-pull 25 comprende dos triodos 34 y 35 cuyos anodos está conectados entre sí a través del devanado primario 36 de un transformador 37. Un filtro común 38, sintonizado a la frecuencia $\frac{m}{n} f_i$ está inductivamente acoplado al devanado primario 36.

25

30

Entre la grilla de control y el catodo del triodo 34



es suministrada la señal:

$$V_{g1} = A_1 + \cos \left(\frac{m}{n} \omega_i t - 192 \right)$$

5 y a la grilla de control del triodo 35, la señal:

$$V_{g2} = -A_1 + \cos \left(\frac{m}{n} \omega_i t - 192 \right) .$$

Supóngase que la corriente anódica de un triodo debe ser determinada por $i_{a1} = \alpha V_{g1} + \beta V_{g1}^2$ y la del otro triodo por $i_{a2} = \alpha V_{g2} + \beta V_{g2}^2$.

La tensión inducida en el filtro 38 desde el devanado primario 36 es en primer lugar directamente proporcional a la diferencia entre las corrientes anódicas i_{a1} e i_{a2} de los triodos 34 y 35, cuya diferencia está determinada por

$$i_{a1} - i_{a2} = \alpha A_1 + 4\beta A_1 \cos \left(\frac{m}{n} \omega_i t - 92 \right)$$

20 De la fórmula (6) se sigue que la señal A_2 debe tener la forma $A_2 = 0,74 (B-Y)$.

La última señal puede ser derivada desde un segundo demodulador sincrónico al que es suministrada la señal de color entrante determinada por la fórmula (7), junto con una señal de la forma $E \sin \omega_r t$ en que es necesario que $E = \frac{0,74 \cdot 2,03}{2}$.

La etapa mezcladora 26, que es idéntica a la etapa mezcladora 25, comprende triodos 39 y 40 cuyos anodos están igualmente conectados entre sí a través del devanado 36.

283342



Entre la grilla de control y el catodo del triodo 39 es suministrada una señal de la forma

5
$$V_{g_1} = +A_2 + \text{sen} \left(\frac{m}{n} \omega_i t - 219^\circ \right)$$

y entre la grilla de control y el catodo del triodo 40 una señal de la fórmula

10
$$V_{g_2} = -A_2 + \text{sen} \left(\frac{m}{n} \omega_i t - 219^\circ \right)$$

De una manera similar a la de la etapa 25 puede calcularse que la diferencia en la corriente anódica está determinada por

15
$$i_{a_1} - i_{a_2} = 2 \alpha A_2 + 2 \beta A_2 \text{sen} \left(\frac{m}{n} \omega_i t - 219^\circ \right)$$

en que i_{a_1} y i_{a_2} son las corrientes anódicas de los triodos 39 y 40.

La tensión inducida en el filtro común 38 de las etapas mezcladoras 25 y 26 es también directamente proporcional a la diferencia entre las corrientes anódicas de los triodos 39 y 40 y dado que este filtro solamente deja pasar la frecuencia $\frac{m}{n} f_i$, la señal desarrollada está determinada por

25
$$4/\beta \cdot \left\{ 0,89 (R-Y) \cos \frac{m}{n} \omega_i t - 192^\circ + 0,74 (B-Y) \text{sen} \left(\frac{m}{n} \omega_i t - 219^\circ \right) \right\} \quad (8)$$

que es exactamente la señal de salida deseada determinada por la fórmula 6.

30 Sin embargo, con esta forma de demodulación y modula

1301



ción es necesario que la señal monocromática requerida $M-Y$ sea producida en un demodulador sincrónico separado para obtener, después de agregar la señal de luminancia Y , la señal M que debe ser suministrada a la etapa sumadora 23. Consecuentemente en este caso se necesitan tres demoduladores sincrónicos.

Sin embargo, el mismo resultado puede ser obtenido si se omite uno de los tres demoduladores sincrónicos y uno de los dos demoduladores restantes suministra la señal

10

$$A_1 = M-Y = 0,19 \frac{R-Y}{1,14} + 0,55 \frac{B-Y}{2,03}$$

(ver ecuación 16-9 en la pág. 445 del antes citado libro "Principios de Televisión en colores") y el otro suministra la señal:

15

$$A_2 = \delta (R-Y) + \epsilon (B-Y).$$

Si la red 24 suministra a la etapa mezcladora 25 una señal de la forma

20

$$\cos \left(\frac{m}{n} \omega_i t + \varphi \right)$$

y a la etapa mezcladora 26 una señal de la forma:

25

$$\sin \left(\frac{m}{n} \omega_i t + \varphi' \right)$$

entonces la señal de salida total se vuelve



13

$$0,19 \frac{R-Y}{1,14} \cos\left(\frac{m}{n} \omega_i t + \varphi\right) + 0,55 \frac{B-Y}{2,03} \cos\left(\frac{m}{n} \omega_i t + \varphi\right) + \delta$$

$$(R-Y) \sin\left(\frac{m}{n} \omega_i t + \varphi'\right) + \varepsilon(B-Y) \sin\left(\frac{m}{n} \omega_i t + \varphi'\right) \quad (9)$$

5 La última señal debe ser similar a la determinada por la fórmula (6) de modo que los valores φ , φ' , λ y ε pueden ser calculados con ella.

La señal I-Y del primer demodulador sincrónico mencionado puede ser ahora usada dos veces, a saber una vez para el control de la etapa 25 y la otra para ser suministrada, después de agregársele la señal de luminancia Y, a la etapa sumadora 23.

Es absolutamente necesario que las etapas mezcladoras 25 y 26 sean diseñadas como moduladores push-pull dado que de otro modo una señal incolora no sería reproducida sin colores.

De hecho, para una señal incolora las señales A_1 y A_2 son cero. Si no se usaran moduladores push-pull, una componente no modulada de frecuencia $\frac{m}{n} f_1$ podría penetrar entonces hacia el cilindro de Wehnelt 3, lo que significa para el tubo 1 que es reproducido un color.

Naturalmente también es posible elegir otros valores para las señales demoduladas A_1 y A_2 si, por ejemplo, el fósforo empleado para reproducir los colores rojo, azul y verde, lo hace necesario.

También será evidente que una disposición de circuito como la mostrada en la figura 5 puede ser utilizada fácilmente para la recepción de una señal de color formada de acuerdo con el sistema SECAM francés. Solamente a los demoduladores que suministran las señales A_1 y A_2 se aplican señales



que difieren de aquellas que ocurren en la recepción de una señal en colores N.T.S.C.

Con la ayuda de las fórmulas (3) y (5) puede deducirse que

5

$$T_2 = \frac{k}{m - k} (T_1 + T_3) \quad (10)$$

Dado que el ramal compensador de fase mostrado en la figura 5 incluye solamente el divisor y la red desplazadora de fase 24, junto con el filtro sintonizado a la frecuencia $\frac{m}{n} f_i$, el tiempo de retardo T_2 puede ser considerablemente más corto que en el caso en que dos etapas mezcladoras están conectadas en serie, como en la figura 2, cada una con sus filtros que además pueden tener bandas mucho menos anchas que en el caso de las etapas 25 y 26.

15

El retardo de tiempo $T_1 + T_3$ varía, por ejemplo de 0,50 μ seg a 0,66 μ seg.

Si las dos etapas mezcladoras M_1 y M_2 están conectadas en serie tal como es el caso de la figura 2, en que T_2 varía de 0,25 μ seg a aproximadamente 0,30 μ seg. En este caso puede cumplirse la condición $T_2 = \frac{1}{2} (T_1 + T_3)$ si en la fórmula (10) se supone que $m = 2$ y $k = 2/3$ o $m = 4$ y $k = 4/3$.

20

Quando se usan las etapas 25 y 26, como en el caso en la figura 5, es posible reducir T_2 a aproximadamente 0,10 μ seg. En este caso es válido $T_2 = 1/5 (T_1 + T_3)$. condición que es cumplida si en la ecuación (10) se supone que $m = 4$ y $k = 2/3$. El tiempo de retardo total se vuelve así aún más favorable en el último caso mencionado, lo que es beneficioso para las propiedades dinámicas del receptor.

25

Esta solicitud, que corresponde a la presentada en Ho-

30



landa, con fecha 15 de diciembre de 1961, bajo el número 272.586, se acoge a los beneficios del artículo 51 del vigente Estatuto sobre Propiedad Industrial.

5

NOTA

Los puntos de invención, propia y nueva, que se presentan para que sean objeto de esta solicitud de Patente de Invención en España, por VEINTE años, son los siguientes:

12. - Disposición de circuito en un receptor de televisión en colores para convertir una señal de televisión en colores entrante detectada una vez en una señal adecuada para ser suministrada a un electrodo de control de un tubo marcador de cañón único con una pantalla de imagen construída de modo que están presentes 1/4 veces tantas tiras de marcación como grupos de tiras de color, en que sobre aquel lado de la pantalla en que comienza la exploración de las tiras de color por el haz electrónico emitido por el cañón, frente a las tiras de color están provistas tiras de marcación iniciales con una separación entre ellas que difiere de la de las tiras de marcación propiamente dichas, comprendiendo la disposición de circuito también medios para producir dos señales durante la exploración de los dos tipos de tiras de marcación, es decir una señal de marcación de frecuencia f_1 que está determinada por la velocidad a la cual el haz electrónico explora las tiras de marcación propiamente dichas, y una señal de marcación auxiliar de frecuencia f_n que está determinada por la velocidad a la cual el haz electrónico explora las ti-



30

ras de marcación iniciales, una etapa divisora a la cual son suministradas las dos señales y una pluralidad de etapas mezcladoras para convertir la señal de marcación de frecuencia f_1 en una señal de control de frecuencia $f_s = k f_1$ sobre la cual están moduladas las señales de color en la fase correcta y que es adecuada para ser suministrada a un electrodo de control del cañón, constituyendo al menos algunas de las etapas mezcladoras, junto con la etapa divisora y el conductor a través del cual es suministrada la señal de marcación a una etapa mezcladora, un lazo compensador de fase, caracterizado por el hecho de que la señal de marcación antes de ser suministrada al lazo compensador de fase, pasa primero a través de al menos una etapa multiplicadora de frecuencia en que la frecuencia f_1 es multiplicada por un factor m ($m = 2, 3, 4 \dots$) y que la etapa divisora divide la señal de frecuencia $m.f_1$ por m estando determinado el divisor n para un valor determinado de m por la relación

$$m \left(1 - \frac{1}{m}\right) = k$$

con lo cual las etapas mezcladoras para la conversión de color están solamente en el ramal compensador de fase que está conectado entre la etapa multiplicadora y dicha una etapa mezcladora y que también comprende dicha etapa divisora.

22. - Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizada porque a fin de evitar errores de fase en la señal de control de frecuencia f_s finalmente obtenida, debe ser válido con aceleraciones o desaceleraciones del haz electrónico explorador



1301

$$\frac{kn}{n} (T_1 + T_3) = T_2$$

en que T_1 es el tiempo de retardo de los filtros en la parte del circuito comprendida entre el tubo marcador y el lazo compensador de fase T_2 es el tiempo de retardo de los filtros en un ramal compensador de fase que forma parte del lazo compensador de fase y T_3 es el tiempo de retardo desde el circuito de salida inclusive de la etapa mezcladora final del lazo compensador de fase hasta el circuito de entrada inclusive del tubo marcador.

3ª. - Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 1 o 2, en que $k = 2/3$, caracterizada porque $m = 2$ y $n = 3/2$ y en que el lazo compensador de fase está constituido por el ramal compensador de fase que comprende en serie desde la entrada a la salida, la etapa divisora, una primera, una segunda y una tercera etapa mezcladora, y por un conductor a través del cual la señal de marcación multiplicada de frecuencia $2 f_i$ es suministrada a la tercera etapa mezcladora, señal de marcación multiplicada que también es suministrada, directamente, a la etapa divisora, siendo suministrada la señal de frecuencia $\frac{4}{3} f_i$ derivada de la etapa divisora a un primer terminal de entrada de la primera etapa mezcladora y siendo aplicada la señal portadora auxiliar de frecuencia f_r regenerada en el receptor a una segunda terminal de entrada del mismo, incluyendo el circuito de salida de la primera etapa mezcladora un filtro sintonizado a la frecuencia $\frac{4}{3} f_i \pm f_r$, y siendo aplicada la señal de televisión en color detectada una vez en el receptor, que está modulada sobre la portadora auxiliar con la portadora suprimida, a un segundo terminal de entrada



da del mismo, incluyendo el circuito de salida de la segunda etapa mezcladora un filtro sintonizado a la frecuencia $\frac{4}{3} f_i$, y siendo aplicada a la tercera etapa mezcladora, además de la señal de frecuencia $2 f_i$, la señal de color modulada sobre una señal de frecuencia $\frac{4}{3} f_i$, incluyendo su circuito de salida un filtro sintonizado a la frecuencia de señal $f_s = \frac{2}{3} f_i$.

42. - Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 1 o 2, caracterizada porque el lazo compensador de fase está constituido por el ramal compensador de fase, que comprende en serie desde la entrada a la salida, la etapa divisora, una red desplazadora de fase, la combinación paralela de dos etapas mezcladoras push-pull a cada una de las cuales es suministrada la señal de color detectada por segunda vez y una tercera etapa mezcladora, y por un conductor a través del cual la señal de marcación multiplicada de frecuencia $m f_i$ es suministrada a la tercera etapa mezcladora.

52. - Disposición de circuito en un receptor de televisión en colores.

Tal y como se ha descrito en la Memoria que antecede, representado en los dibujos que se acompañan y con los fines que se han especificado.

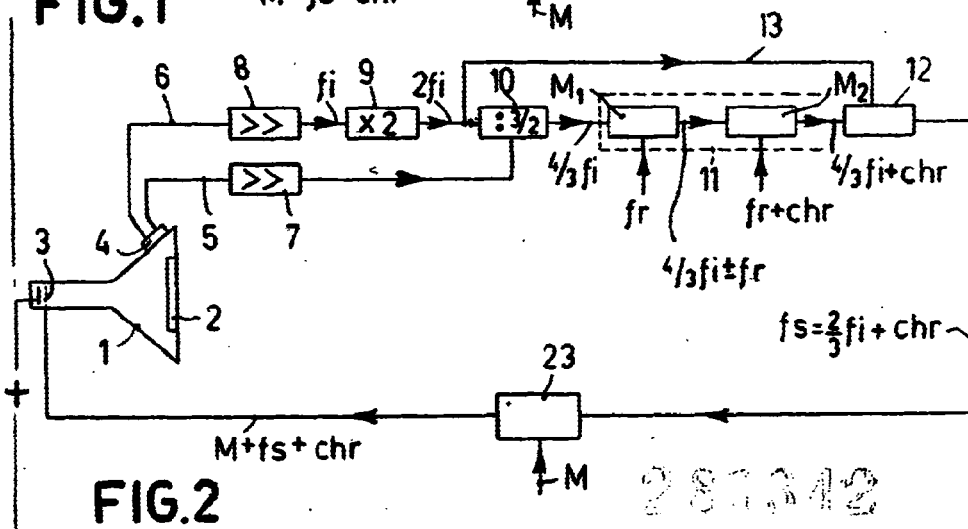
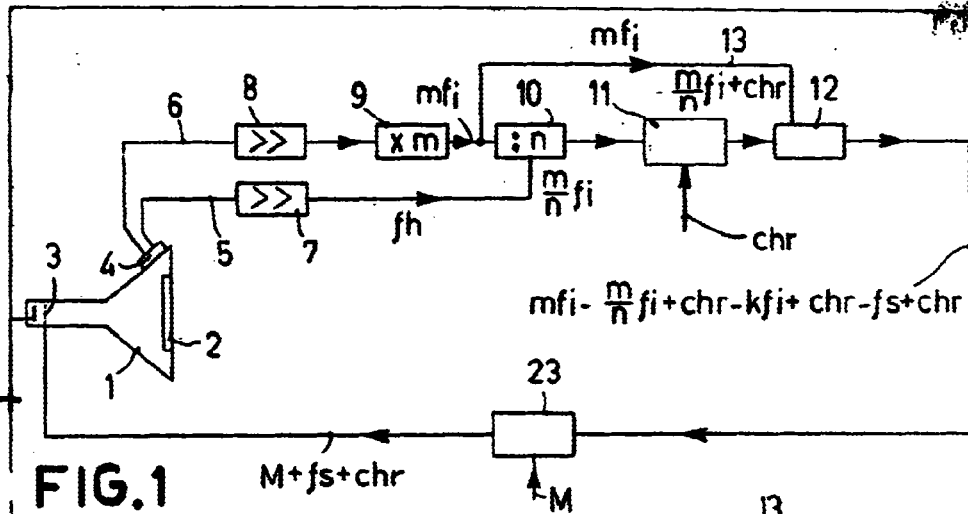
Esta Memoria consta de treinta y cinco páginas escritas a máquina por una sola de sus caras.

Madrid, 13 DIC. 1962

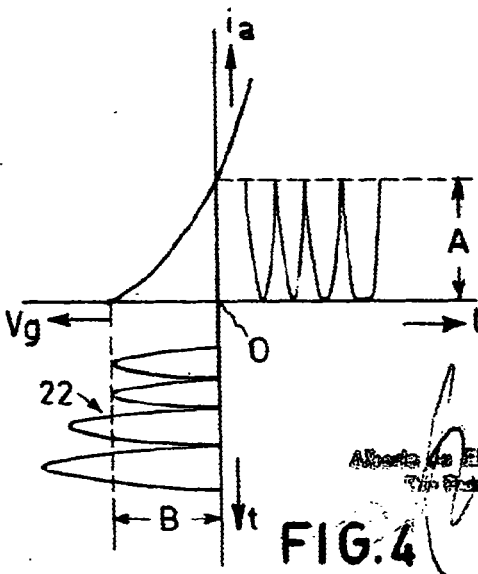
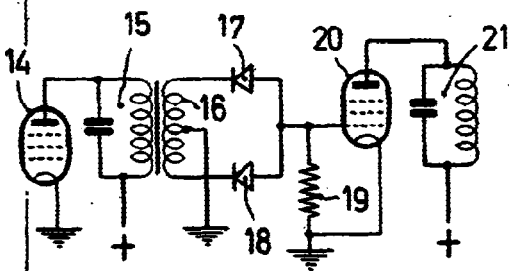
P.A.

283342

Alberto de Elzabur.
Por Dcha.



287342



Albert de Erzbure
Tij. Frank

