

28 ENE 1964



295153

MEMORIA DESCRIPTIVA

para solicitar

PATENTE DE INVENCION

en

ESPAÑA

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 "

La invención se refiere a una disposición de circuito en un receptor adecuado para la recepción de una señal que es, total o parcialmente, una señal de banda lateral única, es decir, una señal de banda lateral única pura o una combinación de una señal de banda lateral única y una señal de banda lateral doble.

Como es sabido, la recepción de una así llamada señal de banda lateral única impone exigencias de exactitud sobre la característica de frecuencia y la sintonía del receptor, dado que si tal señal debe ser recibida con un mínimo de dis-



torsión, la característica de frecuencia del receptor debe tener un así llamado borde Nyquist alrededor de la frecuencia portadora f_s modulada por la señal. Este borde Nyquist debe cumplir la condición que, si el receptor está correctamente sintonizado, la frecuencia portadora f_s esté ubicada en un punto tal del borde Nyquist (el así llamado punto 6dB de este borde) que la amplitud de la portadora que es determinada por la característica de frecuencia, es atenuada en aproximadamente 6 dB con respecto a la amplitud máxima de las frecuencias de banda lateral situadas en la parte de nivel de la característica de frecuencia más allá de la parte determinada por el borde Nyquist. Además, si es satisfecha esta primera condición, la suma de las amplitudes de dos frecuencias de modulación arbitrarias, situadas simétricamente con respecto a la frecuencia portadora f_s y dentro del rango de frecuencia determinado por el borde Nyquist debe ser dos veces la amplitud de la portadora. La segunda condición es satisfecha con un ajuste altamente exacto, y por lo tanto altamente crítico, de los varios circuitos en el receptor. La primera condición es satisfecha solamente si la frecuencia portadora f_s es exactamente sintonizada al punto 6 dB del borde Nyquist.

Sin embargo, se apreciará que si la sintonía no es correcta, las dos condiciones no son satisfechas a pesar de una variación satisfactoria del borde Nyquist, y esto da lugar a distorsión de las señales recibidas.

Esto es particularmente importante en receptores de televisión, dado que tal distorsión produce una respuesta transiente incorrecta, y esto se vuelve visible en la imagen reproducida.

295153



Además, en los receptores de televisión en colores, se produce una perturbación del brillo debido a que las señales de color que modulan la subportadora, también modulan la portadora propiamente dicha como señales de banda lateral única solamente.

Todas estas desventajas pueden ser evitadas si de acuerdo con la invención la banda lateral omitida es restablecida en el receptor. Para este fin la disposición de circuito de acuerdo con la invención se caracteriza porque para el restablecimiento de la banda lateral omitida, el receptor incluye una etapa mezcladora a la que son suministradas la señal recibida y también la portadora que es restablecida en el receptor y tiene una frecuencia que es dos veces la de la portadora modulada por la señal de banda lateral única, siendo ajustada esta etapa mezcladora de modo que la amplificación directa es una mitad de la amplificación de conversión total.

En un receptor de televisión en colores, sin embargo, este problema también se presenta en la manipulación de las dos señales de color que modula la subportadora en cuadratura, es decir, perpendicularmente entre sí, ya que una disposición de circuito en un receptor de televisión en colores debe ser adecuada para manejar una señal de televisión que contiene una primera componente, que se refiere principalmente al brillo de una escena, y una segunda componente, que comprende una subportadora modulada en cuadratura por dos señales, una u otra de las cuales está formada por una cierta combinación de señales que se refieren al contenido de color de la escena modulando una de dichas dos señales, que es una señal de banda ancha, la subportadora como una



señal que es parcialmente una señal de banda lateral única, es decir, como una señal de banda lateral doble completa con respecto a las frecuencias de modulación inferiores y como una señal de banda lateral única con respecto a las frecuencias de modulación más altas, mientras que la segunda de estas dos señales, que es una señal de banda angosta, modula la subportadora como una señal de banda lateral doble con respecto a dichas frecuencias de modulación inferiores.

10 En el manejo de dicha segunda componente se produce una dificultad adicional, dado que nos encontramos con dos señales que modulan la subportadora en cuadratura y una de las cuales es una señal de banda lateral doble y la otra es parcialmente, una señal de banda lateral única. No obstante, la disposición de circuito de acuerdo con la invención hace posible restablecer la banda lateral omitida de la señal de banda ancha si, de acuerdo con la característica principal de la invención la disposición de circuito incluye medios para aplicar directamente la segunda componente a la etapa mezcladora mencionada en primer término, a la que también es aplicada una señal regenerada en el receptor y que tiene una frecuencia doble de la de la subportadora y una fase que es doble de la fase con la que la señal de banda ancha modula la subportadora.

25 A fin de que la invención pueda ser fácilmente llevada a la práctica, se describirán a continuación realizaciones de la misma, a título de ejemplo, con referencia a los dibujos esquemáticos acompañados, en que

La fig. 1 es un diagrama de circuito de una realización de la disposición de circuito de acuerdo con la in -



vención, que incluye dos etapas mezcladoras.

La fig. 2 es un diagrama de vectores que ilustran el proceso de mezcla que tiene lugar en una de las dos etapas mezcladoras cuando las dos señales de color que modulan una subportadora en cuadratura son aplicadas a la misma.

La fig. 3 es un diagrama de vectores que ilustra el proceso de mezcla que tiene lugar en la otra de las dos etapas mezcladoras cuando las dos señales de color que modulan la subportadora en cuadratura son aplicadas a la misma a través de un filtro de banda angosta.

La fig. 4 es un diagrama de vectores que ilustra la señal obtenida sumando las dos señales de salida de las dos etapas mezcladoras, entre sí.

La fig. 5 es un diagrama de circuito de una parte de un receptor de televisión en colores, provisto con un tubo de visión directa de tres cañones y adecuada para utilizar la disposición de circuito de acuerdo con la invención.

La fig. 6 es un diagrama de circuito de parte de un receptor de televisión en colores provisto con un tubo de visión directa de cañón único y adecuado para utilizar la disposición de circuito de acuerdo con la invención.

La fig. 7 es un diagrama de circuito de una realización posible de las dos etapas mezcladoras de acuerdo con la invención, cuando se usa en un receptor de televisión en colores como el mostrado en las figs. 5 y 6.

La fig. 8 es un diagrama de circuito de parte de un receptor de televisión en colores provisto con un tubo de visión directa de cañón único y adecuado para utilizar las disposiciones de circuito de acuerdo con la invención,



efectuando dichas disposiciones de circuito no solamente el restablecimiento de la banda lateral omitida sino también la conversión de la señal de televisión en colores recibida en una señal monocromática y en una señal de secuencias de puntos, y

La fig. 9 es un diagrama de circuito de una realización posible de las dos etapas mezcladoras de acuerdo con la invención, cuando son usadas en el receptor de televisión en colores de la fig. 8.

10 Refiriéndose ahora a la fig. 1, una señal entrante modulada en amplitud está representada por E_1 . Esta señal puede ser una señal de banda lateral única o una combinación de una señal de banda lateral única y una señal de banda lateral doble y puede ser recibida con la portadora suprimida. Sin embargo, si es suprimida la portadora, es deseable que esta portadora sea separadamente transmitida dado que la disponibilidad de la portadora es una exigencia para el uso de la disposición de circuito de acuerdo con la invención.

20 Es cierto que cuando es suprimida la portadora, ella puede ser restablecida desde la señal recibida por limitación y filtrado; sin embargo, el resultado nunca está completamente libre de distorsión.

Suponiendo primero que es recibida una señal de banda lateral única y una señal de banda lateral doble combinadas que incluye la portadora, la señal E_1 puede ser expresada por:

295153



$$E_i = A_0 \cos \omega_s t + \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} \left\{ A_m \cos (\omega_s + \omega_p)t + \cos \right.$$

5

$$\left. (\omega_s - \omega_p)t \right\} +$$

$$\omega_3$$

$$\omega_p = \omega_2 \quad A_m \cos (\omega_s + \omega_p)t \quad (1)$$

10

En esta ecuación, $\omega_s = 2\pi f_s$ es la frecuencia angular de la portadora, $\omega_p = 2\pi f_p$ es la frecuencia angular de la señal de modulación que modula la portadora, $\omega_1 = 2\pi f_1$ es la frecuencia angular más baja que modula la portadora,

15 $\omega_2 = 2\pi f_2$ la frecuencia angular más elevada por la que es modulada la señal recibida como una señal de banda lateral doble, $\omega_3 = 2\pi f_3$ la frecuencia angular más elevada que modula la portadora, A_0 la amplitud de la portadora y A_m la amplitud de la banda lateral.

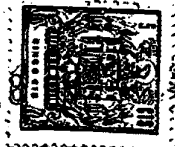
20 De la ecuación (1) se sigue que entre las frecuencias angulares ω_1 y ω_2 la señal tiene una banda lateral superior ($\omega_s + \omega_p$) y una banda lateral inferior ($\omega_s - \omega_p$). Entre las frecuencias angulares ω_2 y ω_3 la señal tiene una banda lateral superior solamente.

25

El símbolo $\sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2}$ indica que para la parte de

banda lateral doble de la señal la frecuencia angular ω_p puede asumir cualquier valor entre las frecuencias angulares

205153



ω_1 y ω_2 . El símbolo $\sum_{\omega_p = \omega_2}^{\omega_3}$ indica que para la par-

te de banda lateral única de la señal, la frecuencia angular ω_p puede asumir cualquier valor entre las frecuencias angulares y ω_3 . Aunque como regla $\omega_1 < \omega_2 < \omega_3$, de modo que la señal de banda lateral doble contiene las frecuencias de modulación inferiores, esto no es absolutamente necesario para la invención.

Además, la parte de banda lateral única considerada es la banda lateral superior. Sin embargo, si la parte de banda lateral única comprende solamente la banda lateral inferior, la invención puede ser usada sin necesidad de cualquier medida adicional, como se describirá a continuación con referencia a una señal de televisión en colores.

En el diagrama de circuito de la fig. 1, la señal entrante E_1 es aplicada directamente a una primera etapa mezcladora 1, a través de un filtro de banda angosta 2 a una segunda etapa mezcladora 3 y a través de un filtro de banda igualmente angosta 4 a una etapa 5. El filtro 4 tiene un factor Q muy alto y sirve para eliminar la portadora $A_0 \cos \omega_s t$. Si la frecuencia angular ω_1 tiene un valor tal en relación a la frecuencia angular ω_s que ya no existen ningunas bandas laterales en las señales de salida del filtro 4, la etapa 5 puede ser solamente una etapa dobladora de frecuencia. De otro modo la etapa 5 debe incluir un circuito limitador que suprime cualquier modulación de amplitud residual antes que la señal sea aplicada a la etapa dobladora de frecuencia.

Como alternativa puede transmitirse una señal piloto en lugar de la portadora. En este caso el filtro 4 elimi-



na la señal piloto desde la señal recibida y la etapa 5
 es un generador que es sincronizado por esta señal pilo-
 to. Como es sabido, si tal generador es ajustado correc-
 tamente, puede suministrar no solamente una señal a la
 5 frecuencia angular ω_s sino también una señal a dos ve-
 ces la frecuencia angular $2 \omega_s$.

En todos estos casos una señal de la forma B_0
 $\cos 2 \omega_s t$ puede ser derivada de la señal de salida 6 de
 la etapa 5.

10 Esta señal es aplicada al segundo terminal de en-
 trada de la primera etapa mezcladora 1.

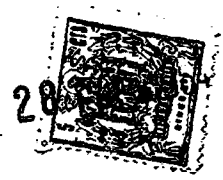
Si la etapa 1 normalmente amplifica la señal en -
 trante K_1 veces y K_2 es un factor proporcional a la am-
 plificación de conversión, la señal de salida de la etapa
 15 1 puede ser escrita.

$$E_{o1} = (K_1 + K_2 B_0 \cos 2 \omega_s t) H_1.$$

20 Escribiendo $\frac{K_2}{K_1} B_0 = 2$, la señal de salida E_{o1} se vuel-
 ve:

$$E_{o1} = K_1 \left[A_0 \cos \omega_s t + \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} A_m \left\{ \cos (\omega_s + \omega_p)t + \cos (\omega_s - \omega_p)t + \sum_{\omega_p = \omega_2}^{\omega_3} A_m \left\{ \cos (\omega_s + \omega_p)t \right\} \right\} + 2K_1 \right]$$

295153



$$\left[\frac{1}{2} A_0 \cos \omega_s t + \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} A_m \left\{ \cos(\omega_s - \omega_p)t + \cos(\omega_s + \omega_p)t \right\} + \sum_{\omega_p = \omega_2}^{\omega_3} A_m \left\{ \cos(\omega_s - \omega_p)t \right\} \right] \quad (2)$$

ecuación en que los términos que contienen $2 \omega_s$ y $3 \omega_s$ son omitidos debido a que son eliminados por un filtro sintonizado a la frecuencia f_s . La ecuación (2) muestra que eligiendo $\frac{K_2}{K_1} B_0 = 2$, para el rango entre las frecuencias angulares ω_2 y ω_3 la amplificación de conversión de la etapa 1 convierte la banda lateral superior en una banda lateral inferior con la misma amplitud que la banda lateral superior original.

Por lo tanto, la ecuación (2) puede ser escrita:

$$E_{o1} = K_1 \left[2A_0 \cos \omega_s t + \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} 2A_m \left\{ \cos(\omega_s + \omega_p)t + \cos(\omega_s - \omega_p)t \right\} + \sum_{\omega_p = \omega_2}^{\omega_3} A_m \left\{ \cos(\omega_s + \omega_p)t + \cos(\omega_s - \omega_p)t \right\} \right] \quad (3)$$

La ecuación (3) muestra que, aunque la señal se ha vuelto una señal de banda lateral doble completa, la parte comprendida dentro del rango determinado por las frecuencias angulares ω_2 y ω_3 tiene una amplitud que es la mitad de la amplitud de la parte comprendida dentro del rango determinado por las frecuencias angulares ω_1 y ω_2 .

295153



Si esto es aceptable, la segunda etapa mezcladora 3 y el filtro 2 pueden ser omitidos.

Ellos pueden ser omitidos también si se recibe una señal de banda lateral única pura, ya que en este caso en la ecuación (1) el término que indica la señal de banda lateral doble dentro del rango determinado por las frecuencias angulares ω_1 y ω_2 puede ser omitido. Como resultado, el término correspondiente de la ecuación (3) también puede ser omitido, de modo que la señal representada por ella se ha vuelto una señal de banda lateral doble completa, con bandas laterales determinadas por el rango entre las frecuencias angulares ω_2 y ω_3 .

Sin embargo, si es recibida una señal de la forma representada por la ecuación (1) y si se desea obtener, restableciendo la banda lateral emitida, una señal de banda lateral doble con la misma amplitud en todo el rango de frecuencia, esto puede ser logrado suministrando la señal entrante E_i no solamente a la etapa mezcladora 1, sino también a través del filtro 2, a la etapa mezcladora 3. Aunque el filtro 2 es un filtro de banda angosta, su ancho de banda es mayor que el del filtro 4. Por lo tanto la señal de banda lateral única es eliminada en este filtro, de modo que la señal de salida del filtro 2 puede ser escrita

$$E'_i = A_0 \cos \omega_s t + \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} A_m \left\{ \cos (\omega_s + \omega_p) t + \cos (\omega_s - \omega_p) t \right\} \quad (4)$$

295153



La señal tomada del terminal 6 tiene su fase invertida y es elevada en una etapa inversora de fase 8, demodo que la señal de salida de la etapa 8 puede ser escrita:

$$- C_0 \cos 2 \omega_s t$$

5

Si la etapa mezcladora 3 es idéntica a la etapa mezcladora 1, la señal de salida E_{03} de la etapa 3, puede ser escrita:

$$10 \quad E_{03} = E'_1 K_1 \left(1 - \frac{K_2}{K_1} C_0 \cos 2 \omega_s t \right) = K_1 \left[A_0 \cos \omega_s t + \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} A_m \left\{ \cos(\omega_s + \omega_p)t + \cos(\omega_s - \omega_p)t \right\} \right] - K_1 \cdot \frac{K_2}{K_1}$$

15

$$20 \quad \frac{C_0}{2} \left[A_0 \cos \omega_s t + \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} A_m \left\{ \cos(\omega_s - \omega_p)t + \cos(\omega_s + \omega_p)t \right\} \right] \quad (5)$$

ecuación en que los términos que contienen $2 \omega_s$ y $3 \omega_s$ son omitidos debido a que ellos también son eliminados por el filtro 7.

25

Las señales de salida de las etapas 1 y 3 representadas por las ecuaciones (3) y (5) son sumadas, por ejemplo, usando el filtro 7 como una impedancia de salida común para las etapas 1 y 3.

La señal suma de salida puede ser escrita

295153



$$\begin{aligned}
E_{ot} = E_{o1} + E_{o3} = K_1 & \left[(3A_o - \frac{K_2}{K_1} C_o A_o) \cos \omega_s t + \right. \\
5 \quad + (3A_m - \frac{K_2}{K_1} \frac{C_o}{2} A_m) & \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} \left\{ \cos(\omega_s + \omega_p)t + \cos(\omega_s - \right. \\
& \left. \omega_p)t \right\} + \\
10 \quad + A_m \sum_{\omega_p = \omega_2}^{\omega_3} & \left. \left\{ \cos(\omega_s + \omega_p)t + \cos(\omega_s - \omega_p)t \right\} \right] \quad (6)
\end{aligned}$$

Esta es una señal de banda lateral doble completa con la misma amplitud para el rango determinado por las frecuencias angulares ω_1 y ω_2 así como para el rango determinado por las frecuencias angulares ω_2 y ω_3 , si

$$3A_m - \frac{K_2}{K_1} \frac{C_o}{2} A_m = A_m \quad (7)$$

es decir si

$$\frac{K_2}{K_1} C_o = 4$$

Precedentemente se ha mostrado que es necesario que

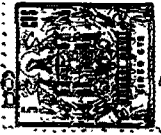
$$\frac{K_2}{K_1} B_o = 2$$

de modo que la ecuación (7) es satisfecha si:

$$C_o = 2B_o$$

en otras palabras, la señal de salida derivada desde el

295133



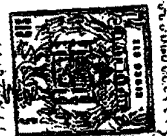
terminal 6 debe ser elevada por un factor 2 en la etapa 8, Esto puede efectuarse, por ejemplo, diseñando la etapa 8 como un transformador cuyo devanado secundario tiene dos veces el número de espiras del devanado primario.

5 , Las etapas mezcladoras 1 y 3 pueden ser tubos multigrilla, siendo aplicadas las señales E_i y E'_i a las primeras grillas de control y las señales $B_0 \cos 2 \omega_s t$ y $-C_0 \cos 2 \omega_s t$ a las segundas grillas de control de estos tubos. En este caso se realiza una mezcla multiplicadora.

10 La señal obtenida por la suma de las señales de salida de las etapas mezcladoras 1 y 3 puede, en lo demás, ser manipulada en el receptor de una manera usual sin que ocurran las desventajas inherentes en la señal de banda lateral única.

15 Un uso especial de una segunda disposición de acuerdo con la invención puede efectuarse en un receptor de televisión. En un receptor de televisión adecuado para la recepción de una señal en negro y blanco, la señal recibida, que no es una señal de banda lateral única pura, puede ser convertida de la manera antes descripta en una señal de banda lateral doble completa antes de suministrarla al detector, que como regla será un detector que sigue la frecuencia de modulación.

25 Otro uso puede encontrarse en un receptor de televisión en colores, ya que en la televisión en colores, el efecto de banda lateral única produce distorsión de la envolvente de la señal de televisión en colores recibida, lo que se manifiesta por sí mismo como una variación del brillo en la imagen de televisión en colores reproducida. Con modulación
30 negativa de la señal de televisión, el brillo es disminuido

23

por este efecto y con modulación positiva es aumentado.

Estas desventajas son evitadas también si, de acuerdo con la invención, la señal de televisión en colores recibida es convertida en el extremo receptor en una señal de banda lateral doble antes de ser suministrada al detector.

Además de las desventajas con respecto a la señal de brillo, al recibirse una señal de televisión en colores de banda lateral única, el manejo de esta señal después que ha sido detectada por primera vez en el receptor produce otra dificultad, dado que las señales de color en sí mismas modulan una subportadora en cuadratura, parcialmente como una señal de banda lateral única y parcialmente como una señal de banda lateral doble completa.

A continuación solamente se considerará el sistema NTSC (National Televisión System Committee) desarrollado en los Estados Unidos de Norte América. Sin embargo, se producirá que cualquier sistema de televisión en colores en que dos señales de color compuestas modulan la subportadora en cuadratura, mientras una señal de color es una señal de banda ancha y parcialmente una señal de banda lateral única, parcialmente una señal de banda lateral doble y la otra señal de color es una señal de banda angosta y una señal de banda lateral doble completa, puede ser mejorado con la ayuda de una disposición de circuito de acuerdo con la invención.

La señal NTSC entrante cuando es detectada una vez, tiene la forma siguiente:

295153



$$\begin{aligned}
E_i = Y &+ \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} I \left[\cos \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + \Upsilon \right\} + \cos \left\{ (\omega_s - \omega_p)t \right. \right. \\
&+ \left. \left. \Upsilon \right\} \right] + \sum_{\omega_p = \omega_2}^{\omega_3} I \cos \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + \Upsilon \right\} + \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} \\
Q &\left[\sin \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + \Upsilon \right\} + \right. \\
&+ \left. \sin \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + \Upsilon \right\} \right] \tag{8}
\end{aligned}$$

En la ecuación (8), $Y = 0,30 R + 0,11 B + 0,59 G$ es la señal de brillo, $2I \cos \omega_p t = 2(0,60R - 0,32 B - 0,28 G) \cos \omega_p t$ es la señal de color de banda ancha que modula la supportadora a la frecuencia angular ω_s como una señal de banda lateral doble para el rango entre las frecuencias angulares ω_1 y ω_2 y como una señal de banda lateral única para el rango entre las frecuencias angulares ω_2 y ω_3 , $2Q \cos \omega_p t = 2(0,21 R + 0,31 B - 0,52 G) \cos \omega_p t$ es la señal de color de banda angosta que modula la subportadora como una señal de banda lateral doble completa en cuadratura con respecto a la señal I , y Υ es un ángulo de fase, que es 33° en el sistema NTSC.

Como muestran las ecuaciones para las señales Y , I y Q , estas señales están compuestas de las señales roja (R), azul (B) y verde (G) suministradas por las cámaras en el extremo transmisor y requeridas para excitar los fósforos rojo, azul y verde de los tubos reproductores a los que son aplicadas.

295153

Además de la señal mostrada por la ecuación (8) la



señal detectada una vez contiene una componente $-M \sin \omega_s t$, que representa la subportadora transmitida y ocurre sobre el escalón trasero de cada impulso de sincronización horizontal. Con referencia a la fig. 5 se explicará como esta subportadora cotransmitida es usada en el receptor para producir una señal subportadora, sin embargo, suponiéndose por el momento que una señal de la forma

$$2 \cos (\omega_s t + 2\psi) \quad (9)$$

10

aparece en el terminal 6 de la etapa 5 de la fig. 1.

Se explicará también, con referencia a la fig. 5 como la señal de brillo Y es eliminada de las señales suministradas a las etapas mezcladoras 1 y 3 de modo que solamente las señales de color I y Q como se determinan en la ecuación (8) son suministradas a estas etapas mezcladoras.

Para aclararlos procesos de mezcla que tienen lugar en las etapas 1 y 3, en la fig. 2a se muestran las señales de color entrantes I y Q con la ayuda de un diagrama de vectores.

Este diagrama muestra que la señal I que modula la subportadora en un ángulo $\psi = 33^\circ$ con respecto al eje y comprende una banda lateral superior:

25

$$a = \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} I \cos \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + \psi \right\}$$

295153



una banda lateral inferior

$$\underline{b} = \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} I \cos \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + \psi \right\}$$

5 y una banda lateral inferior única para el rango de las frecuencias angulares más elevadas ω_2 y ω_3

$$\underline{c} = \sum_{\omega_p = \omega_2}^{\omega_3} I \cos \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + \psi \right\}$$

10 Este diagrama muestra además que la señal Q, que modula la subportadora en un ángulo $\psi = 33^\circ$ con respecto al eje \underline{x} , comprende una banda lateral superior:

$$\underline{e} = \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} Q \sin \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + \psi \right\}$$

15

y una banda lateral inferior

$$\underline{d} = \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} Q \sin \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + \psi \right\}$$

20

Esta señal entrante es directamente suministrada a la etapa mezcladora 1, a la que es suministrada también la señal tomada de la etapa 5.

De una manera similar a la descrita precedentemente puede demostrarse que la señal entrante es multiplicada
25 por un factor

$$K_1 \left\{ 1 + 2\cos(2\omega_s t + 2\psi) \right\}$$

de modo que, teniendo en cuenta el filtro 7, la señal de salida de la etapa mezcladora 1 puede ser escrita

295153



$$\begin{aligned}
E_{ol} = K_1 & \left[\sum_{\omega_{pv} = \omega_1}^{\omega_2} I \left\{ \cos \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + \tau \right\} + \cos \right. \right. \\
& \left. \left. \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + \tau \right\} \right\} + \right. \\
5 & \left. + \sum_{\omega_p = \omega_2}^{\omega_3} I \left\{ \cos \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + \tau \right\} \right\} + \right. \\
& \left. + \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} Q \left[\text{sen} \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + \tau \right\} + \text{sen} \left\{ (\omega_s - \omega_p)t \right. \right. \right. \\
10 & \left. \left. + \tau \right\} \right] + \\
& \left. + \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} 2 \frac{I}{2} \left[\cos \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + \tau \right\} + \cos \left\{ (\omega_s + \omega_p)t \right. \right. \right. \\
15 & \left. \left. + \tau \right\} \right] + \\
& \left. + \sum_{\omega_p = \omega_2}^{\omega_3} 2 \frac{I}{2} \left[\cos \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + \tau \right\} + \right. \right. \\
20 & \left. \left. - \sum_{\omega_p = \omega_2}^{\omega_2} 2 \frac{Q}{2} \left[\text{sen} \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + \tau \right\} + \text{sen} \left\{ (\omega_s + \omega_p)t \right. \right. \right. \right. \\
25 & \left. \left. + \tau \right\} \right] \right]
\end{aligned}$$

(10)

Los primeros cinco términos de la ecuación (10) muestran que la señal entrante aparece en la salida de la mezcladora 1 después de ser amplificada K_1 veces.

295153



Los segundos cinco términos de la ecuación (10) muestran que las señales obtenidas por conversión, tienen una forma similar a la de las señales no convertidas pero que debido a la multiplicación por el término $2 \cos (2\omega_s t + 2\psi)$ una banda lateral inferior se ha vuelto una banda lateral superior e inversamente. Esto es logrado multiplicando la señal entrante por una señal que no solamente tiene una frecuencia angular que es dos veces la de la subportadora sino también que está en el ángulo de fase (2ψ) con respecto al eje y positivo que es igual a dos veces el ángulo de fase (ψ) en el que la señal de banda ancha I modula la subportadora ya que por conversión la banda lateral superior a se vuelve una banda lateral inferior

15
$$a' = \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} 2 \frac{I}{2} \cos \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + \psi \right\},$$

la banda lateral inferior b se vuelve una banda lateral superior

20
$$b' = \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} 2 \frac{I}{2} \cos \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + \psi \right\},$$

la banda lateral inferior única c se vuelve una banda lateral superior

25
$$c' = \sum_{\omega_p = \omega_2}^{\omega_3} 2 \frac{I}{2} \cos \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + \psi \right\},$$

la banda lateral superior e se vuelve una banda lateral inferior

295153



$$\underline{e}' = - \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} 2 \frac{Q}{2} \text{sen} \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + t \right\}$$

5 y la banda lateral inferior d se vuelve una banda lateral superior

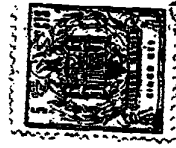
$$\underline{d}' = - \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} 2 \frac{Q}{2} \text{sen} \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + t \right\}.$$

10 Los últimos cinco términos son mostrados en la fig. 2b, que muestra claramente que como resultado de la conversión en la etapa mezcladora 1, la señal I aún está en el mismo ángulo con respecto al eje y, aún tiene las mismas bandas laterales inferior y superior para el rango entre
15 las frecuencias angulares ω_1 y ω_2 , pero que estas bandas laterales a' y b' tienen lugares cambiados con respecto a las bandas laterales a y b, mientras que la señal I ha adquirido una banda lateral superior c' para el rango entre las frecuencias angulares ω_2 y ω_3 , que tiene
20 la misma amplitud que la banda lateral original c.

La fig. 2b muestra además que la señal Q ha retenido la misma forma que en la señal original, pero está desplazada en 180° en fase con respecto a la misma, mientras que las bandas laterales e y d se han vuelto las bandas laterales e' y d' que tienen lugares cambiados.
25

Consecuentemente, la señal Q ya no está contenida en la señal de salida E_{01} de la etapa mezcladora 1. Por lo tanto esta señal de salida puede ser escrita como alternativa:

295100



$$E_{o1} = K_1 \left[\sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} 2I \left[\cos \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + t \right\} + \cos \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + t \right\} \right] + \sum_{\omega_p = \omega_2}^{\omega_3} I \left[\cos \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + t \right\} + \cos \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + t \right\} \right] \right] \quad (10)$$

10

La señal representada por las ecuaciones (10) y (10') es mostrada también en la fig. 2c y es la suma de los diagramas de vectores de la fig. 2a y 2b. Así, la señal de salida de la etapa mezcladora 1 se ha vuelto una señal de banda lateral doble completa que, sin embargo, para el rango entre las frecuencias angulares ω_1 y ω_2 tiene una amplitud que es dos veces la del rango entre las frecuencias angulares ω_2 y ω_3 . Esta situación puede ser aceptada y la señal I resultante puede ser aplicada a un demodulador sincrónico, que demodula esta señal en el sentido mencionado (es de en un ángulo de 33° con respecto al eje positivo y). De esta manera se obtiene una señal I demodulada que incluye todas las frecuencias deseadas, sin embargo para las frecuencias de modulación entre ω_1 y ω_2 ella tiene una amplitud que es dos veces la de las frecuencias de modulación entre ω_2 y ω_3 .

Si está disponible una señal de salida E_{o1} como la mostrada por las ecuaciones (10) y (10'), sin embargo, esta desventaja puede ser obviada de varias maneras.

En primer lugar, la señal entrante puede ser filtra-



da de modo que el rango de frecuencia superior entre las frecuencias angulares ω_2 y ω_3 no es transmitido. Así, después de esta eliminación, está disponible una señal que tiene la forma

5

$$E'_{o1} = \left[\sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} \omega_1 I \left[\cos \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + t \right\} + \cos \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + t \right\} \right] \right] +$$

10

$$+ \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} Q \left[\sin \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + t \right\} + \sin \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + t \right\} \right] \quad (11)$$

15

Si la señal representada por la ecuación (11) es amplificada K veces y luego sustraída de la señal representada por la ecuación (10'), tenemos:

$$E''_{o1} = \dot{E}_{o1} = K_1 E'_{o1} = K_1 \left[\sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} I \left[\cos \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + t \right\} + \cos \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + t \right\} \right] + \sum_{\omega_p = \omega_2}^{\omega_3} I \left[\cos \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + t \right\} + \cos \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + t \right\} \right] - \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} Q \left[\sin \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + t \right\} + \sin \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + t \right\} \right] \right] \quad (12)$$

25

$$+ \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} Q \left[\sin \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + t \right\} + \sin \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + t \right\} \right] \right] \quad (12)$$

295153



La señal E''_{01} es una señal de banda lateral doble completa, en que la señal I tiene la misma amplitud para todo el rango de frecuencia entre las frecuencias angulares ω_1 y ω_3 , pero en que la señal Q tiene una fase opuesta a la de la señal I.

Esto no proporciona ninguna dificultad. La señal representada por la ecuación (12) puede ser suministrada a dos demoduladores sincrónicos uno de los cuales demodula en la dirección I (es decir, en un ángulo de 33° con respecto al eje positivo y) y el otro en la dirección Q (es decir, en un ángulo de 213° con respecto al eje positivo x). El demodulador I produce la señal I deseada que contiene todas las frecuencias de modulación entre ω_1 y ω_3 con las amplitudes correctas. El demodulador Q produce la señal Q deseada que contiene las frecuencias de modulación entre ω_1 y ω_2 . Dado que la señal representada por la ecuación (12) es una señal de banda lateral doble completa, la señal I no producirá modulación cruzada con respecto a la señal Q en el demodulador Q.

Como es sabido, sin embargo, la demodulación en las así llamadas direcciones (Q-Y) y (B-Y) es preferida a la demodulación en las direcciones I y Q, y esto es posible fácilmente con respecto a una señal como la representada por la ecuación (12). (Como muestra la figura 2, en la señal NTSC la dirección (R-Y) coincide con el eje positivo y y la dirección (B-Y) coincide con el eje positivo x . Dado que la señal X ocurre en la señal E''_{01} con una fase negativa. Las direcciones (R-Y) y (B-Y) ya no coinciden con dichos ejes sino que formarán un cierto ángulo con las mismas, ángulo que debe ser tenido en cuenta en la demodulación).



Así, las señales de diferencia de color roja (R-Y) y la azul (B-Y) se vuelven directamente disponibles y de esta puede ser fácilmente deducida la señal de diferencia de color verde (G-Y). Las tres señales de diferencia de color pueden ser directamente suministradas a los tres electrodos de control de un tubo reproductor en colores de tres cañones. Esto simplifica grandemente el proceso de demodulación dado que hace posible suprimir el circuito matriz que deriva las señales de color roja (R), azul (B) y verde (G) deseadas de las señales demoduladas I y Q junto con la señal de brillo Y separadamente amplificada. Además tal circuito de matriz atenúa la señal demodulada, de modo que su salida debe ser amplificada nuevamente. Por lo tanto haciéndolo sin el circuito de matriz, esta etapa amplifica dora adicional también puede ser suprimida. Un método mediante el cual en la señal de salida final E_{01} es obtenida la señal Q en la fase correcta en relación a la señal I, será descrito a continuación.

La señal entrante es suministrada también, a través del filtro 2, a la segunda etapa mezcladora 3. El filtro 2 elimina las frecuencias angulares entre ω_2 y ω_3 de la señal entrante, de modo que la señal en la salida del filtro 2 tiene la forma representada por la ecuación (11).

Esta señal solamente debe ser convertida en la etapa mezcladora 3. Es decir, la señal representada por la ecuación (11) debe ser multiplicada en la etapa mezcladora 3 por un factor

$$- 2 \cos (2\omega_s t + 2\psi) \quad (13)$$

o, en otras palabras, no se permite que la señal represen-



tada por la ecuación (11) penetre como tal en la salida de la etapa mezcladora 3. Esto puede ser logrado fácilmente diseñando la etapa mezcladora 3 como una etapa mezcladora push-pull, por ejemplo conectando dos válvulas multigrilla en push-pull. La señal representada por la ecuación (11) es suministrada entonces en fase a las primeras grillas de control de dichos dos tubos, y la señal representada por la ecuación (13) es suministrada con fase opuesta a las segundas grillas de control.

10 Debería mencionarse que la señal representada por la ecuación (13) aparece en la salida de la etapa inversora de fase 8, que en este caso solamente tiene que invertir la fase de la señal tomada del terminal 6 y representada por la ecuación (9), pero no tiene que elevar esta señal.

Suponiendo que la etapa mezcladora push-pull 3 tiene un factor de amplificación K_1 , la señal de salida, después de pasar a través del filtro 7, tiene la forma siguiente:

20

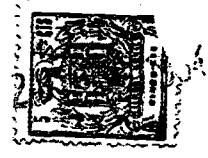
$$E_{03} = -K_1 \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} 2 \cos(2 \omega_s t + 2\tau) \cdot E_{01} =$$

$$- K_1 \left[\sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} I \left[\cos \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + \tau \right\} + \cos \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + \tau \right\} \right] + \right.$$

25

$$\left. + \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} Q \left[\sin \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + \tau \right\} + \sin \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + \tau \right\} \right] \right] \quad (14)$$

295153



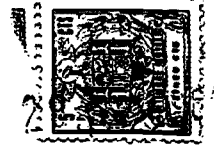
La señal representada por la ecuación (14) es mostrada en la figura 3, en que las bandas laterales a' y b'; e' y d' tienen los mismos significados que en la fig. 2b y la fig. 2c.

5 La señal de salida total E_{ot} de las etapas 1 y 3 es la suma de las señales representadas por las ecuaciones (10') y (14), y consecuentemente

$$\begin{aligned}
 E_{ot} = E_{o1} + E_{o3} = K_1 & \left[\sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} I \left[\cos \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + t + \right. \right. \right. \\
 10 & \left. \left. \left. \cos (\omega_s - \omega_p) \right. \right. \right. \\
 & \left. \left. \left. t + t \right\} \right] + \sum_{\omega_p = \omega_2}^{\omega_3} I \left[\cos \left\{ (\omega_2 + \omega_p)t + t \right\} + \cos \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + t \right\} \right] \\
 15 & + \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} Q \left[\sin \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + t \right\} + \sin \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + t \right\} \right] \quad (15)
 \end{aligned}$$

20 Así, la señal de salida total E_{o1} mostrada en la figura 4 es una señal de banda lateral doble completa que comprende tanto la señal I como la señal Q en la fase correcta y con las mismas amplitudes.

25 Esta señal puede ser usada directamente tanto para la demodulación sincrónica en las direcciones (R-Y) y (B-Y) como para la conversión en un así llamado amplificador elíptico, que convierte la señal de banda lateral doble representada por la ecuación (15) no solamente en una señal de corrección monocromática (M-Y) sino también en una señal de
 30 secuencia de puntos, señales que pueden ser directamente su-



ministradas a un electrodo de control de un tubo de colores de visión directa de cañón único, por ejemplo, el cromatrón o tubo Laurence.

Como alternativa, estas señales monocromáticas y de secuencia de puntos pueden modular una señal de mando tomada desde un tubo de mando (tubo Apple) antes de ser suministrada a una grilla de control de tal tubo, dado que la señal representada por la ecuación (15) es una señal de banda lateral doble completa de modo que carece de importancia en qué dirección es demodulada, debido a que con tal señal es imposible la así llamada intermodulación de cuadratura. Por la misma razón es posible la amplificación elíptica en una dirección arbitraria, de modo que de la señal I puede obtenerse una señal de secuencia de puntos reteniéndose las frecuencias más altas sin que se produzcan las así llamadas desviaciones de cuadratura.

Un ejemplo de demodulación en las direcciones (R-Y) y (B-Y) es mostrado en la fig. 5, mientras que la conversión con la ayuda de un amplificador elíptico es mostrado en la fig. 6.

En la fig. 5 la señal entrante E_1 tiene la forma representada por la ecuación (8). Esta señal puede ser obtenida de manera conocida amplificando la señal que modula la portadora y subsecuentemente detectándola en un detector de cresta. Sin embargo, como alternativa, la señal que modula la portadora que parcialmente es una señal de banda lateral única, puede ser convertida con la ayuda de una disposición de circuito como la mostrada en la fig.

1 en una señal de banda lateral doble completa como la representada por la ecuación (6). Obviamente, en este caso,



A_m representa una señal de amplitud variable como la representada por la ecuación (8), e igualmente de manera obvia las frecuencias angulares ω_s , ω_p , ω_1 , ω_2 y ω_3 deben ser diferentemente interpretadas en las ecuaciones (6) y (8). Como se ha mencionado anteriormente, esta medida provee no solamente una respuesta transiente mejorada sino también una reproducción mejorada del brillo.

La señal E_1 representada por la ecuación (8) es suministrada a través de un conductor 9 a un amplificador de brillo 10, que de manera conocida amplifica la señal de brillo Y y luego la suministra a los tres cátodos del tubo de visión directa de tres cañones 11. La señal E_1 es suministrada también a través de un filtro 12 al circuito de conversión de acuerdo con la invención y a la etapa 5. El filtro 12 es un así llamado filtro de color y elimina la señal de brillo Y de la señal entrante E_1 . Por lo tanto, la señal de salida del filtro es designada E_{chr} para mostrar que la señal E_{chr} contiene solamente las señales de color I y Q y la subportadora ce-transmitida - $M \sin \omega t$.

La señal E_{chr} es suministrada a través de una línea de retardo 13 a la etapa mezcladora 1 y a través del filtro 2 a la etapa mezcladora 3. La línea de retardo 13 tiene el mismo tiempo de tránsito que el filtro 2 a fin de compensar cualquier desviaciones del tiempo de tránsito, dado que de otro modo la acción de las señales de salida E_{o1} y E_{o3} a fin de obtener la señal representada por la ecuación (15) no podría ser realizada correctamente.

La señal E_{chr} es suministrada también a la etapa 5. Esta etapa comprende un amplificador manipulado 14, al



que son suministrados los impulsos de retorno de línea 15
producidos por el circuito de deflexión horizontal del re-
ceptor. Estos impulsos de retorno de línea vuelven conduc-
tor al amplificador 14 durante la ocurrencia de los impul-
5 sos sincronizadores de línea y sus escalones frontales y
traseros. Dado que la subportadora co-transmitida $-M \sin$
 $\omega_s t$ ocurre durante el escalón trasero, esta manipulación
asegura que las señales I y Q no puedan penetrar en la eta-
pa 5 pero que la subportadora co-transmitida pueda pene-
10 trar en ella. La señal de salida del amplificador 14 es
aplicada a un detector de fase 15', al que es aplicada
también, a través de un conductor 17, una señal tomada de
un oscilador local 16. Como resultado, el detector de fa-
se 15' produce una tensión de control mediante la cual
15 puede ser sincronizado el oscilador local 16. Del termi-
nal 6 es tomada la señal representada por la ecuación (9),
que es convertida en la etapa inversora de fase 8 en una
señal representada por la ecuación (13). Como se ha des-
cripto precedentemente, una señal de salida E_{ot} como la
20 representada por la ecuación (15), es derivada luego del
filtro 7. La señal E_{ot} es suministrada a un primer demodu-
lador sincrónico 18, que demodula en la dirección (R-Y), y
a un segundo demodulador sincrónico 19, que demodula en
la dirección (R-Y), y a un segundo demodulador sincrónico
25 19, que demodula en la dirección (B-Y). Para este fin, la
señal $D \cos \omega_s t$ derivada del terminal de salida 20 del
oscilador 16 es suministrada a través de una línea 21 al
demodulador sincrónico 18. Para la señal NTSC, con una am-
plificación de conversión relativa de la unidad en el de-
30 modulador sincrónico 18, D debe ser ajustado a

295153



Mediante una red desplazadora de fase 22, la se-
ñal derivada del terminal de salida 20 es deslizada en
fase y modificada en amplitud de modo que una señal de la
forma $F \sin \omega_s t$ es suministrada al segundo demodulador
5 19. Para la señal NTSC, con una amplificación de conver-
sión relativa de la unidad en el demodulador sincrónico
19, F debe ser ajustado a 2,03.

En la salida del demodulador 18 aparece una señal
de la forma

10

$$E_{R-Y} = \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} (R-Y) \cos \omega_p t + \sum_{\omega_p = \omega_s}^{\omega_3} (0.57R - 0.30B - 0.27G) \cos \omega_p t$$

15

(16)

En la salida del demodulador 19 aparece una señal
de la forma

20

$$E_{B-Y} = \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} (B-Y) \cos \omega_p t + \sum_{\omega_p = \omega_2}^{\omega_3} (-0.66R + 0.35B + 0.31G) \cos \omega_p t$$

(17)

De estas dos señales una etapa 23 deriva la señal
de diferencia de color verde (G-Y) de la forma

25

$$E_{G-Y} = \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} (G-Y) \cos \omega_p t + \sum_{\omega_p = \omega_2}^{\omega_3} (0.17R + 0.09B + 0.08G) \cos \omega_p t$$

(18)

30 dado que en el sistema NTSC tenemos

295153

28 ERM



$$E_{G-Y} = 0.19 E_{B-Y} - 0.51 E_{R-Y}$$

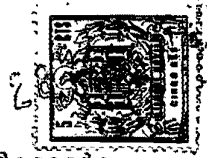
De la ecuaciones (16), (17), y (18) se sigue que las frecuencias de modulación más altas son de particular importancia para las señales de diferencia de color rojo y azul, y en un grado mucho menor, para la señal de diferencia de color verde, dado que las frecuencias de modulación más altas aparecen solamente con amplitudes pequeñas.

Las señales de diferencia de color representadas por las ecuaciones (16), (17) y (18) son suministradas a través de conductores 24, 25 y 26 a las tres grillas de control de los tres cañones del tubo de visión directa 11 y la señal de brillo Y es suministrada a los cátodos, de modo que es reproducida una imagen en colores sobre la pantalla del tubo 11. Debido al hecho de que están incluidas las frecuencias de modulación más altas, pequeños detalles de color pueden ser reproducidos sin fallas en esta imagen, resultando en una transición neta de un área de color a otra.

En la fig. 6, que muestra una parte de un receptor de televisión en colores que utiliza un cromatron como tubo de visión directa, partes componentes similares están designadas por las referencias correspondientes a las de la fig. 5.

Como se ha descripto precedentemente, una señal E_{ot} como la representada por la ecuación (15) es producida en la salida del filtro 7. Esta señal es suministrada a un amplificador elíptico 27. Este amplificador elíptico puede ser diseñado de manera conocida, y como señal de salida, suministra la señal monocromática deseada y la señal de

295153



secuencia de puntos junto con una componente indeseada, que puede ser suprimida con la ayuda de una etapa adicional 28.

Para este fin no solamente la señal E_{ot} sino también, a través de una línea 29, debe ser aplicada una señal de la forma

$$G_o \cos(\omega_s t + \psi) + H_o \cos(2\omega_s t + \xi) \quad (19)$$

al amplificador elíptico 27.

10 El término $G_o \cos(\omega_s t + \psi)$ asegura que la señal E_{ot} sea convertida en una señal de corrección monocromática $(M-Y)K_3$, en que K_3 es una constante determinada por el proceso de conversión. Para obtener la señal monocromática deseada $(M-Y)K_3$, ψ debe ser hecha -71° . Es decir que la
 15 conversión a la señal monocromática deseada, que de hecho es la demodulación sincrónica, es efectuada en un ángulo de -71° en relación al eje positivo y o, lo que es lo mismo, a un ángulo de $+19^\circ$ en relación al eje positivo x , y consecuentemente en un ángulo que no corresponde ni a la
 20 dirección I (la dirección I forma un ángulo de 123° con el eje positivo x) ni a la dirección Q (la dirección Q forma un ángulo de 33° con el eje positivo x). No obstante la conversión en un ángulo de $+19^\circ$ en relación al eje positivo x puede ser efectuada sin fallas debido a que
 25 la señal E_{ot} es totalmente una señal de banda lateral doble.

El término $H_o \cos(2\omega_s t + \xi)$ sirve para convertir la señal E_{ot} en una señal de la forma:

$$30 K_3 \left\{ 0.89(K-Y)\cos(\omega_s t + \psi) + 0.74(B-Y)\sin(\omega_s t + \psi - 2^\circ) \right\} \quad (20)$$



y, al menos para el rango de frecuencia entre las frecuencias ω_1 y ω_2 , esta es justamente la señal de secuencia de puntos para la reproducción de la señal de color en un tubo en colores de visión directa de cañón único. Dado que para la conversión de la señal E_{ot} en la señal de secuencia de puntos para las frecuencias de modulación bajas se da al ángulo el valor correcto, este ángulo de conversión automáticamente es correcto para el rango de frecuencias entre las frecuencias angulares ω_2 y ω_3 , dado que en el extremo como transmisor la señal I tiene la composición correcta. (Cf. "Principles of Colour Television" del Hazeltine Laboratory, editado por K. Macillwain y C.E. Dean, pag. 444, primer párrafo).

Un cálculo muestra que a fin de convertir la señal representada por la ecuación (15) en una señal representada por la ecuación (20) \int debe ser igual a $12^\circ 12'$ y ξ a $175^\circ 15'$.

El ángulo $\xi = 175^\circ 15'$ es el ángulo relativo al eje x positivo (función coseno) y en este caso la conversión puede ser efectuada sin fallas debido al hecho de que la señal E_{ot} es totalmente una señal de banda lateral doble. Es decir, también en este caso, debido al hecho que son co-transmitidas las frecuencias de modulación más altas, puede ser reproducida una imagen en colores con pequeños detalles de color sin fallas y transiciones netas de un área de color a la otra, por medio de un tubo de visión directa de cañón único.

Como se ha descrito precedentemente, la parte monocromática de la señal derivada del amplificador elíptico está determinada por K_3 (M-Y).

295153



Sin embargo, dado que una señal de la forma $K_3 M$ debe ser suministrada a la grilla de control del tubo 30, la señal de brillo Y debe ser multiplicada por un factor K_3 . Esto puede realizarse en el amplificador 10, después de lo cual la señal $K_3 Y$ es suministrada a la etapa sumadora 33, en que es sumada a la señal derivada del amplificador elíptico 27.

Otras partes del receptor requeridas para un funcionamiento satisfactorio serán descritas a continuación.

10 Como se ha establecido precedentemente, la señal representada por la ecuación (19) debe ser aplicada al amplificador elíptico 27 a través del conductor 29. Una señal como la representada por la ecuación (9) es derivada del terminal 6. En una red desplazadora de fase 34 esta señal
15 es convertida en una señal de la forma $H_0 \cos(2\omega_s t + \xi)$, que es suministrada a la etapa sumadora 35. A esta etapa 35 es suministrada también una señal de la forma $G_0 \cos(\omega_s t + \varphi)$ derivada de un terminal de salida 36 del oscilador 16, y la adición de esta señal a la señal derivada
20 de la etapa 34 produce la señal deseada que debe ser suministrada a través del conductor 29 al amplificador elíptico 27.

Como se ha establecido precedentemente, el amplificador elíptico 27 suministra también una componente indeseada, Esto se debe al efecto siguiente:
25

Si por razones de simplificación, se supone que la amplificación normal y la amplificación de conversión son ambas la unidad, la señal de salida del amplificador 27 es:

295153

$$E_{ot} + G_o \cos(\omega_s t + \varphi) + H_o \cos(2\omega_s t + \xi) + E_{ot} \cdot G_o \cos(\omega_s t + \varphi) + E_{ot} \cdot H_o \cos(2\omega_s t + \xi).$$



5 Los términos E_{ot} y $E_{ot} \cdot H_o \cos(2\omega_s t + \xi)$ juntos, determinan la señal determinada por la ecuación (20). Esta señal incluye también una señal a la frecuencia angular $3\omega_s$, sin embargo, esta señal no es transmitida por un filtro pasabajos que está conectado en el circuito de salida del amplificador 27 y suprime las señales a las frecuencias angulares por encima de $(\omega_s + \omega_p)$. El término $E_{ot} \cdot G_o \cos(\omega_s t + \varphi)$, provee una señal monocromática K_3 (M-Y). Esta incluye una señal a la frecuencia angular $2\omega_2$, sin embargo, esta señal es suprimida también por el mencionado filtro conectado en el circuito de salida del amplificador 27. De las restantes componentes indeseadas representadas por los términos $G_o \cos(\omega_s t + \varphi)$ y $H_o \cos(2\omega_s t + \xi)$, el último es eliminado por dicho filtro conectado en el circuito de salida del amplificador 27.

20 El primero de dichos términos es suprimido suministrando una señal de la forma $-G_o \cos(\omega_s t + \varphi)$ a la etapa 28. Para este fin, la señal derivada del terminal 36 es invertida en fase en la etapa inversora de fase 37 y luego suministrada a un electrodo de control de la etapa 28, que puede ser un triodo y cuya amplificación es hecha igual a la del amplificador 27 con respecto a la transmisión directa de la señal $G_o \cos(\omega_s t + \varphi)$.

30 Finalmente, una señal 38 debe ser aplicada al cátodo del tubo 30. Esta señal a una frecuencia fundamental



f_s ($\omega_s = 2\pi f_s$) es retardada y limitada en un circuito de retardo 29 de modo que solamente las crestas que sobresalen por encima del control de línea quebrada del cátodo del tubo 30 de una manera positiva tal con respecto al potencial de grilla de control que es suprimido el haz electrónico en el tubo reproductor 30. Esto es necesario debido a que la señal suministrada a la grilla de control de color 32 hace oscilar a l haz electrónico sobre las tres tiras de color para reproducir los colores rojo, azul y verde, sin embargo, durante cada período de esta señal de control de color, el haz electrónico barre dos veces sobre la tira de control. Durante su segundo pasaje el haz electrónico debe ser suprimido y esto es efectuado por la señal 38. Este proceso está extensamente descrito en la patente británica 866.569.

La señal de control de color para la grilla de control de color 32 es obtenida amplificandola señal derivada del terminal 20 en un amplificador 40, en que su fase es desplazada también de modo que la señal representada por la ecuación (20) es reproducida sin desviaciones de color.

Anteriormente se ha establecido que si se usa la etapa mezcladora 3 en los receptores de televisión en colores de las figs. 5 y 6, ella debe ser una etapa mezcladora push-pull.

Una etapa mezcladora push-pull puede comprender dos tubos, sin embargo, la fig. 7 muestra una realización posible en que la etapa 3 comprende un tubo multigrilla único 3. Esta figura también muestra como la etapa mezcladora 1 puede ser un tubo multigrilla.

295153



El funcionamiento de la realización de la fig. 7 es el siguiente. La señal E_{chr} es suministrada a través de una línea de retardo 13 a la primera grilla de control 41 del tubo 1, y la señal representada por la ecuación (9) es suministrada a la segunda grilla de control 42. La señal E_{chr} es suministrada, también, a través del filtro 2 a la primera grilla de control 43 del tubo 2, de modo que en esta grilla de control es producida una señal como la representada por la ecuación (11). Esta señal es suministrada también, a través de un transformador 44 que invierte su fase, a la segunda grilla de control 45 del tubo 3 con una amplitud tal que una transmisión directa de esta señal y de la señal suministrada a la primera grilla de control 43 es imposible. La señal representada por la ecuación (13) es suministrada también a la segunda grilla de control 45.

En este caso existe también intermodulación entre la señal suministrada por el filtro 2 y aplicada a la grilla de control 43 y la señal aplicada a la grilla de control 45, sin embargo, este producto de intermodulación no produce caída de tensión sobre el filtro común 7 sintonizado a la frecuencia angular ω_s .

El producto de intermodulación debido a la mezcla por multiplicación de las señales representadas por las ecuaciones (11) y (13) suministradas a las grillas de control 43 y 45 produce la señal E_{o3} deseada, como es representada por la ecuación (14). Si se produjese una mezcla aditiva de las dos señales suministradas a la segunda grilla de control 45, es decir, las señales suministradas a través del transformador 44 y aquella derivada de la etapa in-

295133



versora de fase 8, esto produce un producto de modulación igual al producido por la mezcla multiplicativa, sin embargo, con fase opuesta. Haciendo la amplificación de conversión producida por la mezcla multiplicativa mayor que la producida por la mezcla aditiva en grado tal que la amplificación de conversión total es nuevamente K_1 , puede obtenerse nuevamente la señal E_{03} deseada.

Obviamente, en la etapa mezcladora 3 no pueden tomarse medidas para producir el funcionamiento push-pull. En este caso, se efectúa la amplificación directa en la etapa mezcladora 3. La ecuación (14) muestra, sin embargo, que debido a la conversión en la etapa mezcladora 3, la componente I es transmitida con signo negativo. Dado que en el caso de amplificación directa la componente I es transmitida con un signo positivo, puede disponerse que la amplitud total de la componente I en la señal de salida $E_{ot} = E_{01} + E_{03}$ para el rango entre las frecuencias angulares ω_1 y ω_2 , sea hecha igual a la amplitud de la componente I para el rango entre las frecuencias angulares ω_2 y ω_3 . Esto puede ser realizado aumentando la amplitud de la señal a dos veces la frecuencia subportadora suministrada a la etapa 3 en grado tal con respecto a la amplitud de la señal representada por la ecuación (13), que es compensada la amplificación directa de la componente I en la etapa mezcladora 3.

Sin embargo, dado que la componente Q es transmitida con un signo positivo, debido a la conversión en la etapa mezcladora 3, esta posibilidad de compensación no está presente para la componente Q. Como resultado, en la señal de salida final E_{ot} , la componente Q tendrá una amplitud



mayor con respecto a la componente I que en la señal entrante E_i representada por la ecuación (8).

Sin embargo, para la detección sincrónica esto no es necesariamente una desventaja, dado que la detección sincrónica en las direcciones I y Q sigue siendo posible sin modulación cruzada (siendo todas las señales señales de banda lateral doble), pero la amplificación en el demodulador sincrónico para la dirección Q debe ser menor que en el demodulador sincrónico para la dirección I, a fin de compensar la componente Q aumentada en la señal E_{ot} .

En el receptor de la fig. 6, la señal finalmente suministrada a la grilla de control del tubo reproductor 30, señal que incluye tanto la componente monocromática como la señal secuencial de puntos, es una señal completamente sin fallas. Sin embargo, esto requiere no solamente las etapas mezcladoras 1 y 3 para restablecer la banda lateral omitida de la señal I sino también el amplificador elíptico 27 y la etapa compensadora 28. De acuerdo con otra característica de la invención, el amplificador 27 y la etapa 28 puede ser omitidos realizando la amplificación elíptica en las etapas mezcladoras 1 y 3.

Esto será descripto a continuación. Comenzamos con la producción de la señal secuencial de puntos como tal, es decir, sin la producción de la componente monocromática (M-Y). Las señales a la frecuencia angular ω_s derivadas del terminal de salida 36 no son tomadas en consideración primero, de modo que puede suponerse que además de la señal E_{chr} suministrada a través del circuito de retardo 13, la señal determinada por la ecuación (9) es suministrada a la etapa mezcladora 1. Suponiendo que el factor de conversión de la

295153



etapa 1 es K_1 , en esta disposición, la señal E_{01} determinada por la ecuación (10') aparece también en la salida de la etapa 1.

Además de la señal aplicada a través del filtro 2, la señal derivada de la etapa 8, que en este caso es una red desplazadora de fase y tiene la forma $\cos(2\omega_s + \gamma)$ es suministrada a la etapa mezcladora 3.

Suponiendo que la amplificación directa de la etapa 3 es igual a K_4 y el factor de conversión es K_5 , la señal determinada por la ecuación (11) es multiplicada por un factor

$$K_4 + K_5 \cos(2\omega_s t + \gamma)$$

Por lo tanto, tomando en consideración el filtro 7 la señal de salida de la etapa mezcladora 3 puede ser escrita:

$$E_{03} = K_4 \left[\sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} I \left[\cos \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + t \right\} + \cos \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + t \right\} \right] + \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} Q \left[\sin \left\{ (\omega_s + \omega_p)t + t \right\} + \sin \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + t \right\} \right] \right]$$

295153



$$\begin{aligned}
& + K_5 \left[\sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} \frac{1}{2} \left[\cos \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + \gamma - t \right\} + \cos \left\{ (\omega_s + \omega_p)t \right. \right. \right. \\
& \left. \left. \left. + \gamma - t \right\} \right] + \right. \\
& \left. - \sum_{\omega_p = \omega_1}^{\omega_2} \frac{0}{2} \left[\sin \left\{ (\omega_s - \omega_p)t + \gamma - t \right\} + \sin \left\{ (\omega_s + \omega_p)t \right. \right. \right. \\
& \left. \left. \left. + \gamma - t \right\} \right] \right] \quad (21)
\end{aligned}$$

Similarmente a lo que se ha descrito con respecto
 a las realizaciones precedentes, las señales de salida de
 las etapas 1 y 3 son sumadas en el circuito de salida común,
 que incluye el filtro 7, de modo que es producida una señal
 de salida de la forma $E'_{ot} = E'_{o1} + E'_{o3}$. Con respecto a
 las frecuencias de modulación bajas, es decir, con respecto
 al rango entre las frecuencias angulares ω_1 y ω_2 , la
 señal de salida E'_{ot} debe ser igual a la señal representa-
 da por la ecuación (20)

Dado que en el sistema NTSC las señales I y Q puede
 ser escritas

$$I = -0,268(B-Y) + 0,736(R-Y)$$

y

$$Q = 0,413(B-Y) + 0,478(R-Y)$$

igualando la señal E'_{ot} con la señal representada por la
 ecuación (20), resulta en las cuatro ecuaciones siguientes:

295153



$$0.147 K_1 + 0.492 K_4 - 0.1245 K_5 \cos \gamma = K_3 0.740 \cos(\gamma - 2^\circ) \quad (22)$$

$$0.620 K_1 + 0.878 K_4 + 0.439 K_5 \cos \gamma = K_3 0.890 \cos \gamma \quad (23)$$

$$-0.266 K_1 - 0.246 K_5 \sin \gamma = K_3 0.740 \sin(\gamma - 2^\circ) \quad (24)$$

$$5 \quad -0.403 K_1 - 0.439 K_5 \sin \gamma = -K_3 0.800 \sin \gamma \quad (25)$$

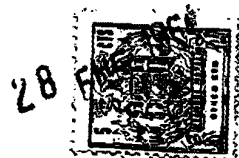
Estas cuatro ecuaciones tienen seis incógnitas a saber $K_1, K_3, K_4, K_5, \gamma$ y γ . Sin embargo, la incógnita K_3 es un simple factor de multiplicación que determina la amplitud final de la señal convertida pero no la relación entre las varias componentes de color. Consecuentemente puede suponerse que $K_3 = 1$ sin influir sobre el resultado del cálculo. Así quedan cinco incógnitas.

Las exigencias que deben ser satisfechas por la conversión implican que dos de estas cantidades pueden ser elegidas libremente, dado que la contribución a la componente I de la señal de salida total E_{ot} provista por la etapa mezcladora 3, debe ser adaptada a la contribución a esta componente I provista por la etapa mezcladora 1. Esto resulta en la exigencia $\gamma = 0^\circ$, debido a que la fase de la señal I no es cambiada en la etapa mezcladora 1.

Sin embargo, la amplitud de la contribución a la componente I provista por la etapa mezcladora 1, debe también adaptarse a la amplitud de la señal secuencial de puntos que debe ser producida. Esto implica una exigencia concerniente al valor de K_1 .

Generalmente, con cuatro ecuaciones con cinco incógnitas, solamente una incógnita puede ser libremente elegida. En este caso particular, sin embargo, las dos exigencias precedentemente mencionadas pueden ser satisfechas.

295155



con una ligera desviación solamente.

Una consideración de las ecuaciones (24) y (25) muestra lo siguiente. La multiplicación de la ecuación(25) por un factor $\frac{0,226}{0,403}$ da

5

$$-0,226 K_1 - 0,246 K_5 \text{ sen } \gamma = -0,498 \text{ sen } \zeta . K \quad (25')$$

La parte de la izquierda de la ecuación (25') es igual a la parte de la izquierda de la ecuación (24) de modo que tenemos:

10

$$0,740 \text{ sen } (\zeta - 2^\circ) = -0,498 \text{ sen } \zeta$$

de lo que se sigue que $\zeta = 1^\circ 15'$.

El valor encontrado para ζ difiere tan poco del valor 0° deseado, que la falla resultante en la señal de salida E'_{ot} es despreciable.

15

El hecho de que las relaciones entre el coeficiente de la izquierda de las ecuaciones (24) y (25) son iguales, se debe al hecho de que en la señal NTSC las componentes Q e I modulan la subportadora en cuadratura de una manera tal que, si la señal modulada no es expresada en los componentes I y Q sino en los componentes (R-Y) y (B-Y), los componentes (R-Y) y (B-Y) modulan la subportadora en cuadratura, es decir, perpendicularmente entre sí.

20

Como muestra la ecuación (20), en la señal secuencial de puntos deseada existe una diferencia de fase de 92° entre las componentes (R-Y) y (B-Y) . Esta pequeña diferencia de la relación de 90° que se obtiene en la señal NTSC resulta en que el valor encontrado para ζ de las ecuaciones (24) y (25) tiene una diferencia despreciable con respecto a 0° .

30

295153



28

Así, quedan tres ecuaciones con cuatro incógnitas K_1, K_4, K_5 y γ . Ya se ha demostrado anteriormente que preferentemente el factor K_1 también es elegido libremente, ya que, como se ha establecido precedentemente, la conversión

5 correcta de la señal de color entrante requiere que tanto la amplitud como la fase de esta señal sean variadas. Esto se efectúa en la etapa mezcladora 3 para el rango de las frecuencias angulares entre ω_1 y ω_2 , siendo elegido el ángulo γ de modo que la señal de salida E'_{03} junto con

10 la parte de la señal E_{01} para dichas frecuencias angulares determinan justamente la señal representada por la ecuación (20).

La parte de la señal E_{01} de las frecuencias angulares ω_2 y ω_3 , sin embargo, solamente es multiplicada

15 por un factor K_1 pero no desplaza en fase. Por lo tanto la conversión realizada en las etapas 1 y 3 de la fig. 8 no tiene fallas pero incluye ligeras desviaciones con respecto a las frecuencias de modulación más altas.

Estas desviaciones, sin embargo, son particularmente pequeñas, ya que la señal NTSC original puede ser escrita:

20

$$0,880 (R-Y) \cos \omega_s t + 0,492 (B-Y) \sin \omega_s t \quad (26)$$

mientras que con el uso del valor encontrado para γ de $1915'$, la señal secuencial de puntos de acuerdo con la ecuación (20) se vuelve

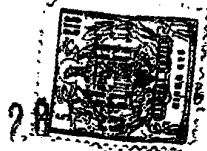
25

$$0,89 (R-Y) \cos (\omega_s t + 1915') + (0,74 (B-Y) \sin(\omega_s t - 45')) \quad (20')$$

Una comparación de las ecuaciones (26) y (20') muestra que para la dirección (R-Y) la amplitud de la señal secuencial de puntos es substancialmente igual a la de la se -

30

295103



ñal NTSC original, mientras que la desviación angular de 1°15' es particularmente pequeña. Para la dirección (B-Y) la diferencia del ángulo 45' es también particularmente pequeña, siendo, sin embargo, muy diferente la amplitud.

5 De esto se sigue que la señal deseada como es expresada por la ecuación (20) es obtenida aproximadamente no desplazando la señal NTSC en fase sino amplificando la componente (B-Y) solamente.

Esto resulta en que el error cometido al no des -
10 plazar la parte de la señal E_{01} para las frecuencias angulares entre ω_2 y ω_3 en fase, sino solamente variando su amplitud puede ser mantenido muy pequeño. Se ha encontrado que, si se da al factor K_1 un valor de aproximadamente 2,2, las frecuencias de modulación más altas para la di-
15 rección (B-Y) son reproducidas de manera substancialmente exacta. Se ha encontrado también que si se da al factor K_1 un valor de 2,8 las frecuencias de modulación superiores para la dirección (B-Y) son reproducidas de manera substancialmente exácta. Consecuentemente, eligiendo un valor que
20 es el promedio de los valores antes mencionados 2,2 y 2,8, las frecuencias más altas no serán exáctamente reproducidas ni para la dirección (R-Y) ni para la dirección (B-Y), sin embargo, el error será muy pequeño.

La adaptación para la dirección (G-Y) en este caso
25 no será completamente satisfactoria, pero esto carece de importancia dado que la contribución de las frecuencias de modulación más altas para esta dirección es pequeña solamente. Esto es mostrado por una comparación de la ecuación (18) con las ecuaciones (16) y (17) con respecto a la
30 contribución de las frecuencias de modulación más altas.



Quando K_1 es elegido de la manera antes descripta, las tres ecuaciones restantes (22) (23) y (24) pueden ser resueltas por las incógnitas K_4 , K_5 y γ .

Resumiendo lo que antecede puede establecerse que debido al reconocimiento del hecho que en el sistema de las cuatro ecuaciones precedentes, dos ecuaciones en lados correspondientes (los lados de la izquierda de las ecuaciones (24) y (25) tienen coeficientes que muestran relaciones iguales, debido al hecho de que en la señal entrante dos de las tres señales de diferencia de color modulan la subportadora en cuadratura, la amplificación de las frecuencias más altas pueden ser aún elegidas libremente en la etapa mezcladora 1, de modo que los detalles finos de color son reproducidos solamente con ligeros errores. Así, en el receptor de la fig. 8 pueden ser suprimidos un amplificador elíptico adicional 27 y una etapa compensadora 28 con los elementos de circuito asociados, como se usan en el receptor de la fig. 6.

Sin embargo en el receptor de la fig. 8, la señal NTSC recibida es convertida no solamente en una señal secuencial de puntos sino también en una señal monocromática (M-Y). Esto es posible aplicando a la etapa mezcladora 1 no solamente la señal $2 \cos(2\omega_s t + 2\gamma)$ sino también una señal $-G \cos(\omega_s t + \gamma)$ y suministrando a la etapa mezcladora 3 no solamente la señal $\cos(2\omega_s t + \gamma)$. Esto se logra de una manera simple sumando las dos señales provenientes del oscilador 16 para la etapa mezcladora 1 en una etapa sumadora 46 y sumando las señales desde el oscilador 16 para la etapa mezcladora 3, en una etapa sumadora 47. Una posible realización de las etapas mezcladoras 1 y 3 para ser usadas en un receptor de la fig. 8 es mostrada



en la fig.9. La señal E_{chr} es suministrada a través de la línea de retardo 13, a la primera grilla de control 41 del tubo 1 y la señal

$$-G_0 \cos(\omega_s t + \psi) + 2 \cos(2\omega_s t + 2\tau)$$

5

de la etapa sumadora 46 es suministrada a la segunda grilla de control 42. La señal E_{chr} es suministrada, a través del filtro 2, a una primera grilla de control 43 del tubo 3, y la señal

10

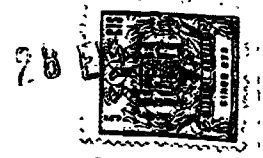
$$G_0 \cos(\omega_s t + \psi) + \cos(2\omega_s t + \chi)$$

de la etapa sumadora 47, es suministrada a una segunda grilla de control 45.

La significación de las señales con la frecuencia angular $2\omega_s$ ha sido extensamente establecida precedentemente junto con la señal suministrada E_{chr} estas señales producen la señal secuencial de puntos deseada sobre el filtro 7. La señal $G_0 \cos(\omega_s t + \psi)$ suministrada al tubo 3 sirve para convertir la señal E_{chr} en una señal de corrección monocromática (M-Y), ya que la señal del producto $E_{chr} \cdot G_0 \cos(\omega_s t + \psi)$ incluye un término que contiene solamente las frecuencias de modulación de la señal E_{chr} . Este término produce una caída de tensión sobre un resistor 48 y esta es la señal monocromática deseada (M-Y). El resistor 48 es derivado por un capacitor 49 para hacer posible que la frecuencia angular ω_s sea transmitida al filtro 7.

La señal de producto antes mencionada incluye también la frecuencia angular $2\omega_s$. Esta frecuencia sin embargo, espuesta en cortocircuito por el capacitor 49 y no

30



produce caída de tensión sobre el filtro 7 sintonizado a la frecuencia angular ω_s .

Así, es producida la señal de salida E'_{ot} deseada, que incluye la componente de corrección monocromática y la señal secuencial de puntos, sobre la conexión serie del resistor 48 y el filtro 7, y esta señal es aplicada a través de un conductor 50 a la etapa sumadora 33, en que la señal brillo I es sumada a la señal E'_{ot} .

En la etapa mezcladora 3 no ocurre modulación cruzada de cuadratura dado que el filtro 2 ha suprimido las frecuencias de modulación más altas de la señal E_{chr} . Esto significa sin embargo, que estas frecuencias de modulación más altas ya no están incluidas tampoco en la señal monocromática convertida (M-Y). Como se ha demostrado precedentemente con referencia al receptor de la fig. 6, la demodulación de la señal (M-Y) que de hecho es una demodulación sincrónica, es realizada en una dirección que forma un ángulo de $+19^\circ$ con el eje x positivo. La señal I forma un ángulo de 123° con el eje positivo x . Por lo tanto, se apreciará que la contribución total de la señal I, y consecuentemente la contribución de las frecuencias de modulación más altas de la señal I, a la señal (M-Y) obtenida es muy pequeña. Como resultado el error cometido en la producción de la señal (M-Y) en la etapa mezcladora 3 es muy pequeño.

La señal $-G_o \cos(\omega_s t + \varphi)$ suministrada al tubo 1 producirá también una señal de producto $-G_o \cos(\omega_s t + \varphi) \cdot E_{chr}$ en este tubo. Dado que sin embargo, no está incluida ninguna resistencia ohmica en el conductor anódico del tubo 1, el término de esta señal que contiene solamente



te las frecuencias de modulación de la señal E_{chr} no puede estar presente en la señal de salida E'_{ot} . La señal $-G_0 \cos(\omega_s t + \varphi)$ consecuentemente solo es aplicada a la segunda grilla de control 42 para compensar la señal directamente transmitida $G_0 \cos(\omega_s t + \varphi)$ que es suministrada a la grilla de control 45 y no puede ser suprimida por el filtro 7.

No es necesario mencionar que, si fuera deseable, la señal $G_0 \cos(\omega_s t + \varphi)$, puede ser suministrada a la grilla de control 42 y la señal $-G_0 \cos(\omega_s t + \varphi)$ puede ser suministrada a la grilla de control 42 y la señal $-G_0 \cos(\omega_s t + \varphi)$ puede ser suministrada a la grilla de control 45, en cuyo caso la combinación paralela del resistor 48 y el capacitor 49 debe ser incluida en el conductor anódico del tubo 1 en lugar de en el conductor anódico del tubo 3. En este caso, la componente monocromática que contiene las frecuencias de modulación más altas es producida sobre el ánodo del tubo 1. Sin embargo, no ocurre modulación cruzada de cuadratura en la producción de esta señal monocromática, debido a que la señal E_{chr} suministrada a la grilla de control 41 no es completamente una señal de banda lateral doble.

Consecuentemente, si no se desea co-transmitir las frecuencias de modulación más altas, debe elegirse la solución de la fig. 9.

Sin embargo, si se prefiere co-transmitir las frecuencias de modulación más altas y se acepta el error resultante debido a modulación cruzada de cuadratura, debe elegirse la última solución que se ha descrito.

La presente solicitud que corresponde a la presen



tada en Holanda, con fecha 11 de Enero de 1.963, bajo el
Nº 287.701, se acoge a los beneficios del artículo 51 del
vigente Estatuto sobre Propiedad Industrial.

5

- N O T A -

Los puntos de invención propia y nueva que se pre-
10 sentan para que sean objeto de la presente solicitud de
Patente de Invención en España, por VEINTE años, son los
siguientes:

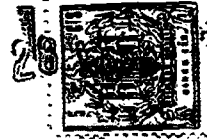
1.- Disposición de circuito en un receptor adecua-
do para la recepción de una señal que es total o parcial -
15 mente, una señal de banda lateral única, caracterizada
porque a fin de restablecer la banda lateral omitida, la
disposición de circuito incluye una etapa mezcladora a la
que son aplicadas la señal entrante y también una portado-
ra, que es regenerada en el receptor y tiene una frecuen -
20 cia que es dos veces la de la portadora modulada por la
señal de banda lateral única, siendo tal el ajuste de es-
ta etapa mezcladora que la amplificación directa es la
mitad de la amplificación de conversión total.

2.- Disposición de circuito de acuerdo con la rei-
25 vindicación 1 en un receptor adecuado para la recepción
de una señal que es parcialmente una señal de banda late-
ral única, caracterizada por incluir una segunda etapa
mezcladora a la que es suministrada la señal recibida a
través de un filtro de banda angosta que transmite sola-
30 mente la parte de banda lateral doble de dicha señal, y



a la que es suministrada también la portadora regenerada en el receptor con una amplitud que es aproximadamente dos veces la de la portadora regenerada suministrada a la primera etapa mezcladora pero en oposición de fase con la misma, incluyendo la disposición de circuito medios para sumar las señales de salida de las dos etapas mezcladoras.

3.- Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 1 en un receptor de televisión en colores para una instalación de televisión en colores en que la señal de televisión comprende una primera componente, que se refiere principalmente al brillo de una escena, y una segunda componente, que consiste de una subportadora modulada en cuadratura por dos señales cada una de las cuales está formada de una combinación particular de las señales referentes al contenido de color de la escena, modulando la primera de dichas dos señales, que es una señal de banda ancha, la subportadora como una señal de banda lateral parcialmente única, es decir como una señal de banda lateral doble pura con respecto a las frecuencias de modulación inferiores y como una señal de banda lateral única con respecto a las frecuencias de modulación más altas, mientras que la segunda de dichas dos señales, que es una señal de banda angosta, modula la subportadora como una señal de banda lateral doble pura con respecto a dichas frecuencias de modulación inferiores, caracterizada porque la disposición de circuito incluye medios para aplicar directamente la segunda componente a la primera etapa mezcladora mencionada, a la que es aplicada también una señal regenerada en el re



ceptor a una frecuencia que es dos veces la de la subportadora y con una fase que es dos veces aquella en que la señal de banda ancha modula la subportadora.

4.- Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 3, caracterizada porque la disposición de circuito incluye otros medios para suministrar la segunda componente, a través de un filtro de banda angosta que transmite solamente las frecuencias de modulación inferiores mencionadas, también a una segunda etapa mezcladora, a la que es aplicada además la señal a dos veces la frecuencia de la subportadora pero con una fase opuesta a aquella en que es aplicada la señal a dos veces la frecuencia portadora a la primera etapa mezcladora, incluyendo la disposición de circuito otros medios para sumar las dos señales de salida de las dos etapas mezcladoras.

5.- Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 4, en que las dos etapas mezcladoras están diseñadas como tubos multigrilla, caracterizada porque dicha segunda componente es suministrada a una primera grilla de control del primer tubo mezclador, y a través del filtro de banda angosta, a una primera grilla de control del segundo tubo mezclador, mientras que las segundas grillas de control de estos tubos mezcladores son aplicadas las señales regeneradas a dos veces la frecuencia y con fase opuesta, estando conectada una etapa inversora de fase entre la primera y segunda grillas de control del segundo tubo mezclador, incluyendo la disposición de circuito medios por los que la amplificación normal y la amplificación de conversión del primer tubo mezclador con respecto al segundo tubo mezclador son ajustadas de modo que



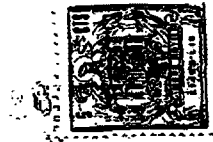
después de la adición de las dos señales de salida de las dos etapas mezcladoras, es producida una señal en que la amplitud de la señal de banda lateral doble pura de banda ancha para todas las frecuencias de modulación es igual a la amplitud de la señal de banda angosta.

6.- Disposición de circuito de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 4 ó 5, en que puede suponerse que la segunda componente es una combinación de señales de diferencia de color, caracterizada porque la señal de suma es aplicada a dos demoduladores sincrónicos, siendo aplicada una señal regenerada en el receptor a la frecuencia de la subportadora, al primer demodulador sincrónico para efectuar la demodulación de la primera señal de diferencia de color (R-Y) y siendo aplicada la señal a la frecuencia de la subportadora, al segundo demodulador sincrónico para proveer la demodulación de la segunda señal de diferencia de color (B-Y).

7.- Disposición de circuito de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 4 y 5, caracterizada porque la señal de suma es suministrada a una etapa convertidora para ser convertida en una señal adecuada para ser suministrada a un electrodo de control de un tubo de visión directa en colores de cañón único.

8.- Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 3, en que puede suponerse que la segunda componente, que contiene las señales de color de banda ancha y de banda angosta, está formada de dos señales de diferencia de color que modulan también la subportadora en cuadratura, caracterizada porque la disposición de circuito contiene otros medios para suministrar la segunda com-

295153



ponente, a través de un filtro de banda angosta que transmite solamente las mencionadas frecuencias de modulación inferiores, también a una segunda etapa mezcladora, a la que es suministrada también la señal a dos veces la frecuencia de la subportadora, conteniendo la disposición medios por los cuales la amplificación normal y la amplificación de conversión de la primera etapa mezcladora con respecto a la segunda etapa mezcladora están ajustadas de modo tal y la fase de la señal a frecuencia doble suministrada a la segunda etapa mezcladora es elegida de modo que con respecto a la de la señal a la frecuencia doble suministrada a la primera etapa mezcladora, que después de la adición de las dos señales de salida de las dos etapas mezcladoras, se obtiene una señal secuencial de puntos que es adecuada para ser aplicada al electrodo de control de un tubo de visión directa en colores de cañón único.

9.- Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 8, en que las dos etapas mezcladoras son tubos multigrilla, caracterizada porque dicha segunda componente es suministrada a una primera grilla de control del primer tubo mezclador y, a través del filtro de banda angosta, a una primera grilla de control del segundo tubo mezclador, mientras que además de las señales a dos veces la frecuencia de la subportadora, dos señales regeneradas en el receptor a la frecuencia de la subportadora y con fase opuesta, son suministradas a las segundas grillas de control de los dos tubos mezcladores, incluyendo el circuito de salida del segundo tubo mezclador una resistencia óhmica sobre la cual, debido a la elección de la fase de la señal a la frecuencia de la subpor-

295153



tadora suministrada a la segunda grilla de control de este tubo, es producida una señal monocromática (M-Y), estando conectado un filtro sintonizado a la frecuencia de la subportadora en serie con este resistor ohmico en los circuitos de salida común de los dos tubos.

10.- Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 8, en que las dos etapas mezcladoras son tubos multigrilla, caracterizada porque la mencionada segunda componente es suministrada a una primera grilla de control del primer tubo mezclador, y a través del filtro de banda angosta, a una primera grilla de control del segundo tubo mezclador, mientras que además de las señales a dos veces la frecuencia de la subportadora, dos señales regeneradas en el receptor a la frecuencia de la subportadora y con fase opuesta son aplicadas a las segundas grillas de control de los dos tubos mezcladores, incluyendo el circuito de salida del primer tubo mezclador una resistencia ohmica sobre la cual, debido a la elección de la fase de la señal a la frecuencia de la subportadora suministrada a la segunda grilla de control de este tubo, es producida una señal monocromática (M-Y), estando conectado un filtro sintonizado a la frecuencia de la subportadora en serie con este resistor ohmico en los circuitos de salida común de los dos tubos.

11.- Disposición de circuito en un receptor.

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

295153



La presente Memoria consta de cincuenta y siete
hojas, escritas a máquina por una sola cara.

Madrid,

28 ENE 1964
Alberto de Ezaburu
Por Poder

PPR.

295153

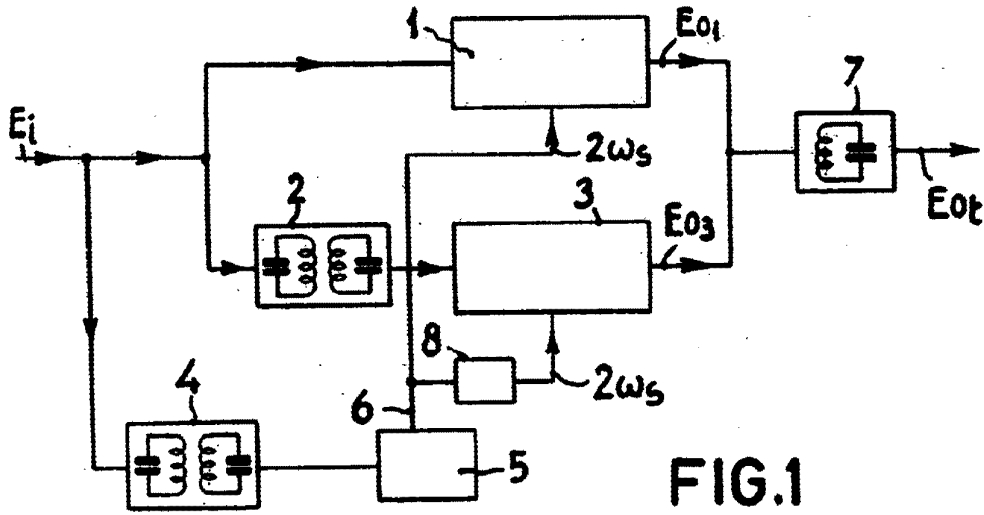


FIG. 1

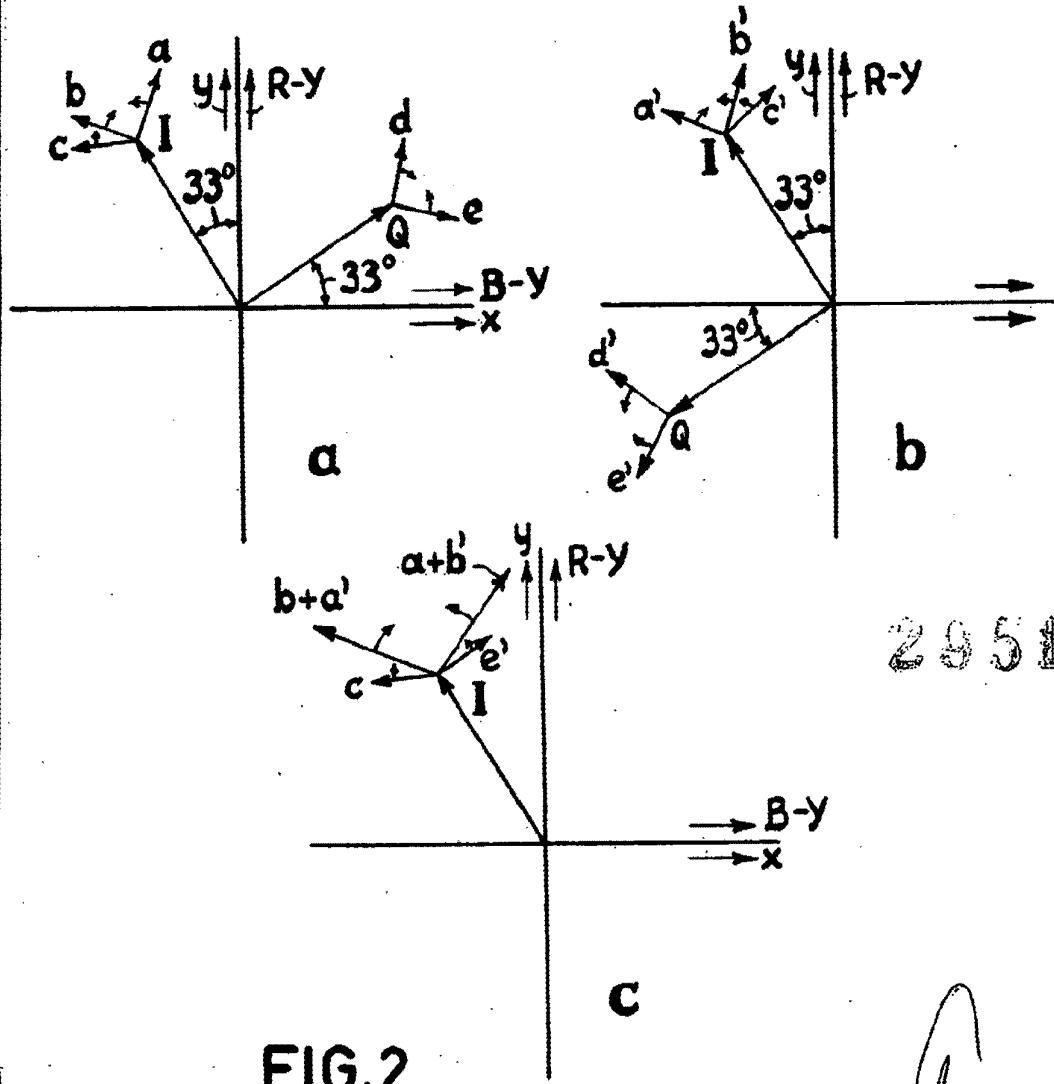


FIG. 2

295153

Alberto de Elzaburo
Per Pater

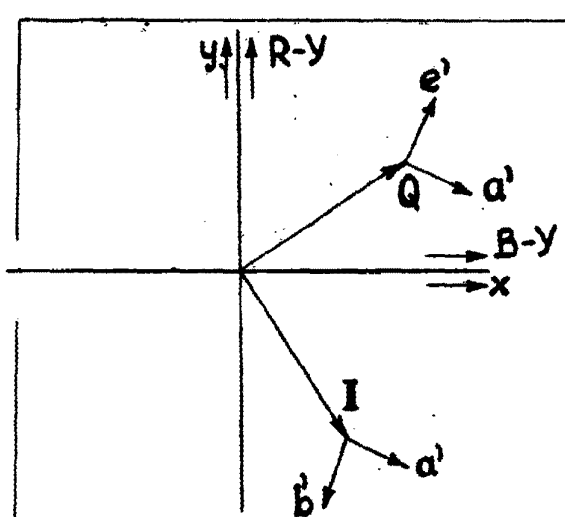


FIG. 3

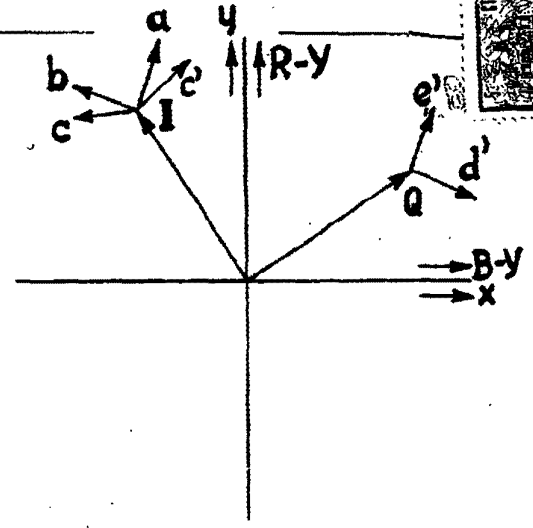


FIG. 4

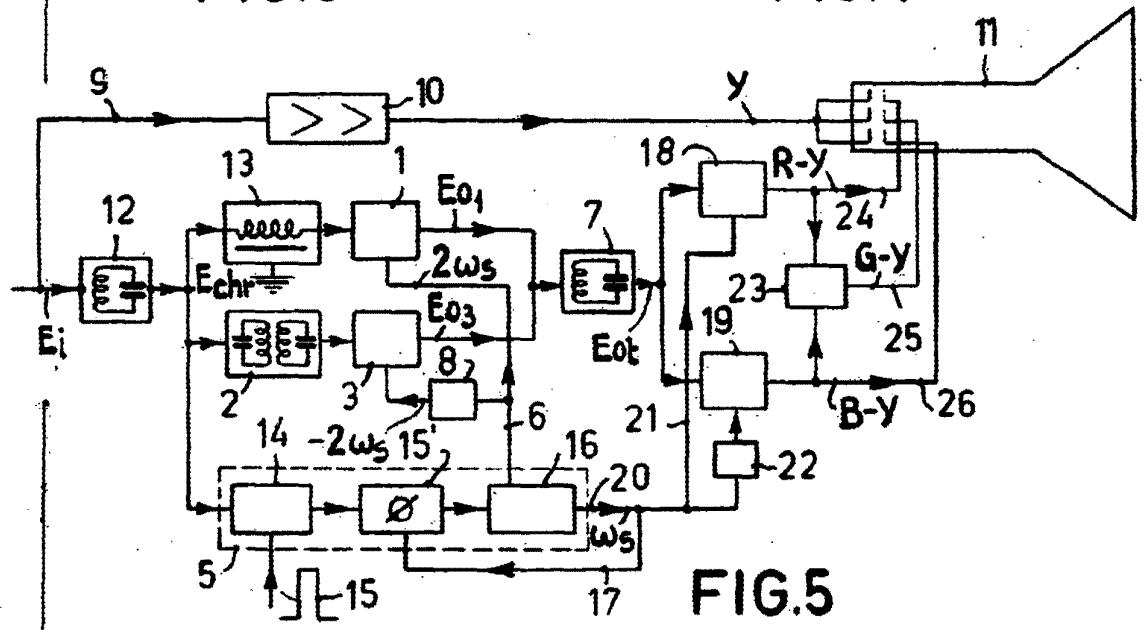


FIG. 5

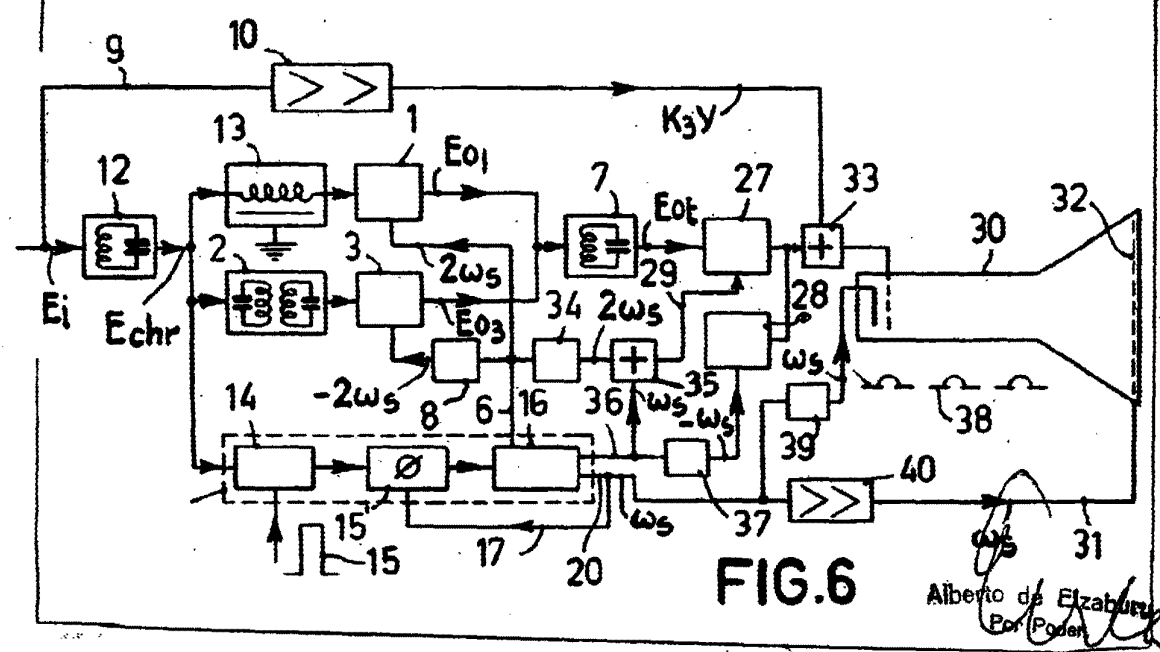


FIG. 6

Alberto de Elzaburu
Por Poder

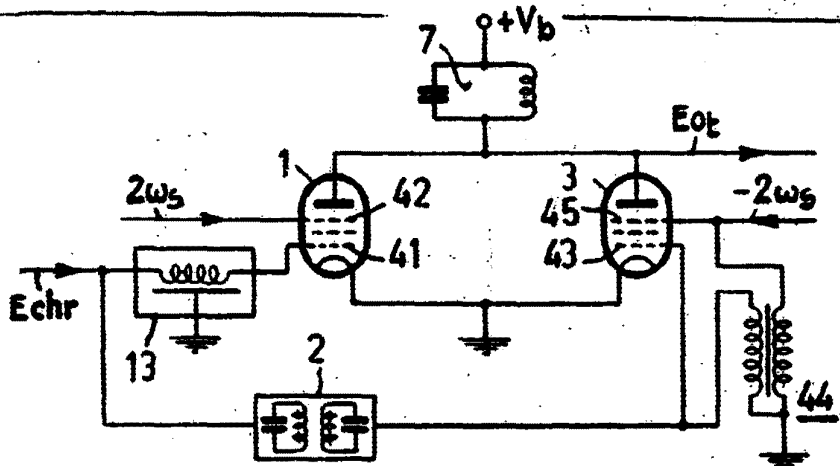
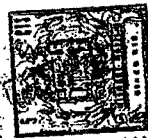


FIG. 7

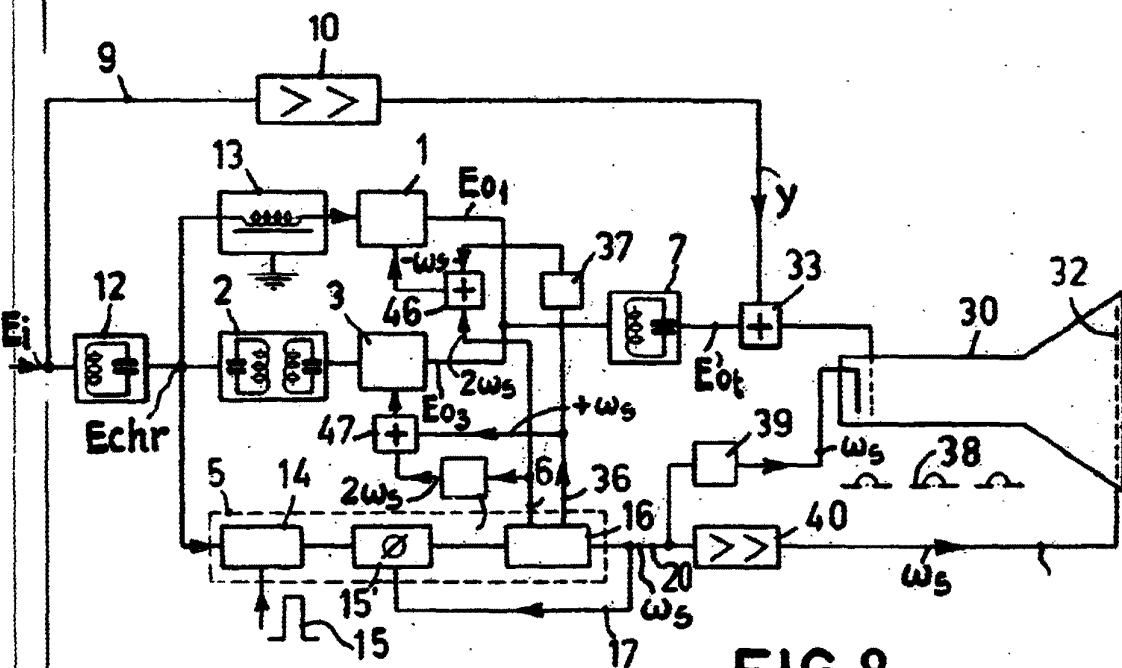


FIG. 8

295153

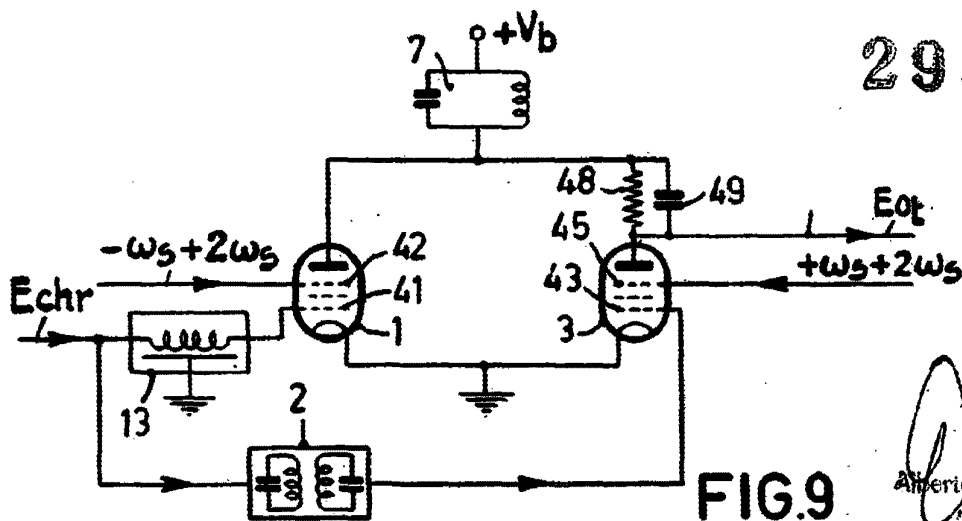


FIG. 9

Alberto de Elzabura
for Philips