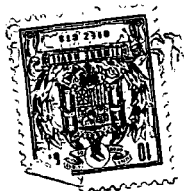


329660



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 COMPAGNIE FRANCAISE DE TELEVISION, entidad francesa, establecida en 1, rue d' Anjou, Asnieres, Francia, por:

"APARATO EMISOR DE TELEVISION EN COLORES"

El presente invento tiene por objeto un perfeccionamiento en los emisores y en los receptores del sistema de televisión en colores secuencial-simultáneo de memoria, con sub-portadora modulada linealmente en frecuencia.

5

Su objeto es mejorar la transmisión de la información de color.

Según el invento, un emisor de televisión en



5 colores, del tipo en el cual la señal de video compleja transmitida tiene una señal de luminancia y una sub-portadora alternativamente modulada linealmente en frecuencia por dos señales de colores  $A_1$  y  $A_2$ , que alternan a la frecuencia de línea, anulándose estas dos señales para el blanco y siendo tales que, para el valor algebraico máximo de la señal R-Y,  $A_1$  sea superior o igual a  $A_2$  en valor absoluto, estando dichas señales  $A_1$  y  $A_2$  sometidas, antes de la modulación de la subportadora, a una preacentuación por medio de un filtro de preacentuación cuya ganancia crece con la frecuencia, y siendo la sub-portadora modulada, antes de su adición a la señal de luminancia, aplicada a un filtro, denominado filtro codificador, cuya ganancia crece a una y otra parte de una frecuencia  $F_c$  del intervalo de variación de la frecuencia instantánea de la sub-portadora, está caracterizado porque la frecuencia  $F_c$  está desplazada con relación a la frecuencia de reposo  $F_0$  de la sub-portadora para la transmisión de la señal  $A_1$  hacia la frecuencia instantánea que corresponde a la transmisión de la señal  $A_1$  para el valor algebraico máximo de la señal -diferencia R-Y.

10  
15  
20  
25 Una señal de video compleja tal como se describe en el párrafo precedente será denominada en el párrafo siguiente "señal de video compleja del tipo descrito".

30 Según el invento, un receptor para la recepción de una señal de video compleja del tipo descrito, teniendo dicho receptor una vía de color destinada a ser alimentada por dicha sub-portadora, comprendiendo dicha vía de color: Un filtro denominado descodificador que com



5 piensa la acción selectiva en frecuencia de dicho filtro  
 codificador y que presenta un máximo de ganancia para di-  
 cha frecuencia  $F_c$ ; una vía directa y una vía de retardo  
 alimentadas en paralelo por dicho filtro descodificador,  
 retardando la vía de retardo a las señales que la atra-  
 viesan en un período de línea con relación a las señales  
 que atraviesan la vía directa; un conmutador que orienta  
 la sub-portadora procedente de la vía directa y la sub-por-  
 tadora procedente de la vía retardada a un primero o a un  
 10 segundo discriminadores de frecuencia, según que la sub-  
 portadora esté modulada por  $A_1$  o por  $A_2$ , está caracteri-  
 zado porque el primer discriminador de frecuencia está  
 centrado sobre dicha frecuencia  $F_0$  diferente de dicha fre-  
 cuencia  $F_c$ .

15 El desplazamiento mencionado de  $F_c$  con rela-  
 ción a  $F_0$ , como explicaremos luego, mejora la calidad de  
 la imagen reproducida en las zonas rojas muy saturadas.

El término "blanco" debe entenderse aquí en  
 su sentido lato, es decir, incluyendo el gris.

20 Por diferentes razones, todos los sistemas mo-  
 dernos de televisión en colores utilizan señales de colo-  
 res que se anulan para el blanco; estas señales de colo-  
 res son, en general, señales de crominancia, es decir,  
 dos funciones lineales y homogéneas de las señales -dife-  
 rencia R-Y y B-Y, pudiendo reducirse estas funciones, res-  
 25 pectivamente, a  $(R-Y)/K_1$  y  $(B-Y)/K_2$  donde  $K_1$  y  $K_2$  son dos  
 constantes. Tales señales se anulan para el blanco (blanco  
 propiamente dicho y gris) caracterizadas por  $R=B=Y$ .

30 Según un modo de realización preferido del in-  
 vento, las señales de colores tienen respectivamente la



forma  $A_1 = (R-Y)/K_1$  y  $A_2 = (B-Y)/K_2$  donde R-Y son las se-  
 ñales -diferencia bien conocidas y  $K_1$  y  $K_2$  son dos cons-  
 tantes de signos contrarios y dos frecuencias de reposo  
 diferentes  $F_0$  y  $F'_0$ , respectivamente situadas a una y  
 5 otra parte de  $F_0$  son utilizadas para las dos señales  $A_1$  y  
 $A_2$ , permitiendo esto por una parte, como explicaremos lue-  
 go, una mejor utilización del filtro descodificador y pre-  
 sentando, por otra parte, otras ventajas que aparecerán  
 más lejos.

10

Se recordará aquí que la frecuencia de reposo  
 de la sub-portadora es su valor instantáneo para el valor  
 0 de la señal preacentuada  $A_i$  ( $i = 1$  ó  $2$ ) y que la resti-  
 tución correcta de las partes acromáticas (es decir blan-  
 cas o grises) de la imagen transmitida, restitución parti-  
 cularmente importante para el observador exige práctica-  
 mente que los desmoduladores de frecuencia estén centra-  
 dos sobre la frecuencia de reposo, dado que sus "ceros"  
 son más fácilmente ajustables con precisión que cualquier  
 otro valor crítico.

20

Sin embargo, las ventajas que resultan de la  
 utilización de dos frecuencias de reposo diferentes no su-  
 ponen inconveniente notable desde el punto de vista pri-  
 mordial de la sencillez del receptor, puesto que de todos  
 modos, en la técnica conocida, el modo de realización  
 25 usual del receptor, en el sistema considerado, supone la  
 utilización de dos dispositivos de desmodulación distin-  
 tos respectivamente para las señales  $A_1$  y  $A_2$ .

30

El invento será mejor comprendido por la si-  
 guiente descripción y los dibujos que se refieren a ella,  
 descripción por la cual se apreciarán también otras carac



terísticas del invento. En los dibujos:

5

La fig. 1 ilustra la posición relativa de las dos frecuencias de reposo de la sub-portadora y del mínimo de la característica del filtro codificador en un modo de realización del invento;

la fig. 2 es el esquema de un modo de realización preferido del circuito de modulación de la sub-portadora en un emisor según el invento;

10

la fig. 3 ilustra una variante del esquema de la fig. 2;

la fig. 4 es el esquema de un modo de realización de la vía de sub-portadora en un receptor según el invento.

15

Se describirá ahora, de modo más detallado, pero a título no limitativo, el perfeccionamiento aplicado según el invento a un sistema emisor-receptor definido, antes de la aplicación del invento, por los datos siguientes:

20

La vía subportadora se extiende de 3,5 a 4,8 MHz aproximadamente.

Las señales de crominancia son:

$$A_1 = (R-Y)/K_1 \quad \text{y} \quad A_2 = (B-Y)/K_2$$

25

La señal de luminancia Y es de la forma

$Y = 0,59 + 0,30 R + 0,11 B$ . R, B y V son las señales de colores primarios, corregidas en gamma, que varían entre 0 y 1.

30

R-Y y B-Y varían, pues, teóricamente entre -0,7 y entre -0,89 y + 0,89 respectivamente. Pero prácticamente estas señales no rebasan en valor absoluto los 3/4



de sus máximos teóricos respectivos y varían, pues, respectivamente, entre  $-0,525$  y  $+ 0,525$  y  $- 0,67$  y  $+ 0,67$ .

Se toma, pues,  $K_1 = 0,525$  y  $K_2 = 0,67$  en valor absoluto, con objeto de dar el mismo intervalo de variación a las señales  $A_1$  y  $A_2$ .

Más precisamente, las señales  $A_1$  y  $A_2$ , obtenidas en las salidas de una matriz que recibe en sus tres entradas las tres señales de colores primarios corregidas en gamma, son sometidas a una filtración pasabajos que limita su anchura de banda a  $1,5$  MHz, por ejemplo, y aplicadas luego a dos filtros de preacentuación cuya ganancia aumenta con la frecuencia.

Originando esta preacentuación, como es bien sabido, importantes puntas de amplitud (positivas y negativas) en las transiciones de frente rígido, las señales preacentuadas son sometidas, respectivamente, en descresadores, a un doble descresado, suficientemente moderado para no introducir distorsiones notables durante la recepción (puesto que esta operación, contrariamente a la preacentuación, no está compensada en la recepción).

Las señales de salida de los descresadores se aplican en las primeras entradas de dos circuitos de adición cuyas segundas entradas reciben, durante "períodos de control", cada uno de los cuales cubre una duración de algunas líneas en el seno de cada intervalo de su presión de trama, dos señales denominadas de identificación  $a_1$  y  $a_2$ , teniendo cada una de estas dos señales  $a_1$  y  $a_2$  una polaridad única y siendo las polaridades diferentes para las dos señales, y repitiéndose cada una de estas señales de una línea a la siguiente en el seno de cada pe-



ríodo de control.

5

Las salidas de estos circuitos de adición están unidas a las dos entradas de señal de un conmutador electrónico con una sola salida, que cambia de estado en el curso de cada intervalo de supresión de línea bajo la acción de una señal aplicada en su entrada de mando.

10

Este conmutador proporciona, pues, en su salida, alternativamente, las señales  $A_1$  y  $A_2$  durante los períodos activos de trama y, alternativamente, las señales  $a_1$  y  $a_2$  durante los períodos de control.

15

Es esta señal de salida del conmutador la que se utiliza para la modulación de frecuencia de la subportadora.

20

Dentro del marco de un dispositivo de reducción de la visibilidad de las estructuras parásitas debida a la presencia de la subportadora en la región superior del espectro de luminancia, fenómeno denominado "de visibilidad de la subportadora", la modulación de frecuencia se efectúa de manera que la subportadora presenta una fase fija al comienzo de cada duración activa de línea; la subportadora es sometida luego a desfases discretos; por ejemplo, la subportadora es desfasada  $180^\circ$  durante un período activo de línea de tres sucesivos, y además desfasada  $180^\circ$  durante todos los períodos activos de línea de una duración activa de trama de dos sucesivas.

25

Se entiende por duración activa de línea todo intervalo de tiempo comprendido entre dos intervalos de supresión de línea sucesivos.

30

Se entiende por duración activa de trama todo intervalo de tiempo comprendido entre dos intervalos de





De preferencia, esta repetición y esta orientación tienen lugar a frecuencia subportadora, y las señales  $A_1$  y  $A_2$  se obtienen por medio, respectivamente, de dos desmoduladores de frecuencia, y luego son desacentuadas.

La solicitante ha comprobado que, de una manera general era interesante desplazar el mínimo de la característica del filtro codificador, y, por consiguiente el máximo de la característica del filtro descodificador, con relación a la frecuencia de reposo de la subportadora, hacia la frecuencia instantánea correspondiente, para el valor algebraico máximo de  $R-Y$ , durante la transmisión de aquella de las dos señales de crominancia transmitidas que presenta entonces el mayor valor absoluto, no teniendo en cuenta las puntas de preacentuación que no intervienen en las zonas de color uniforme.

En el caso considerado más particularmente en este ejemplo en que  $A_1 = (R-Y)/K_1$  y  $A_2 = (B-Y)/K_2$ , esto significa que este desplazamiento debe efectuarse hacia las frecuencias inferiores o superiores según que  $K_1$  sea negativa o positiva.

El interés de esta medida puede explicarse así:

El dispositivo de protección antirruído de la vía cromática está constituido por las operaciones "preacentuación-codificación", durante la emisión, y las operaciones correspondientes "descodificación-desacentuación" durante la recepción, entendiéndose por "codificación" el paso de la subportadora modulada por el filtro "codificador", y por "descodificación" su paso por el filtro desco



codificador.

En lo que concierne a la señal útil, preacentuación y desacentuación se compensan, lo mismo que codificación y descodificación.

5

Pero se obtiene una disminución del ruido introducido en el curso de la transmisión, gracias a las dos "ventanas" que constituyen en el espectro de ruido el filtro de descodificación y el filtro de desacentuación.

10

La protección conseguida contra el ruido no es, sin embargo, uniforme para los diferentes colores (caracterizados por su brillo y su cromaticidad).

En efecto, en ausencia de filtros, la densidad energética de ruido es, estadísticamente hablando, uniforme a frecuencia subportadora.

15

Pero, como ésto resulta de una propiedad bien conocida de la modulación de frecuencia, este espectro energético uniforme de ruido se transforma en una distribución parabólica en la señal desmodulada, aumentando la densidad energética de ruido con el cuadrado de la frecuencia.

20

25

El filtro de desacentuación, cuya ganancia disminuye cuando la frecuencia aumenta, contrarresta este aumento del ruido a las frecuencias video elevadas. Sin embargo, en la aplicación aquí considerada, esta compensación no puede ser tan a fondo como sería deseable en sí, porque esto originaría un índice de preacentuación muy elevado y, por contrapartida, un ensanchamiento inadmisibles de la anchura de banda de la vía subportadora.

30

Pero a la acción del filtro de desacentuación se añade la del filtro descodificador que disminuye el



ruído a frecuencia subportadora y, por contrapartida, a video frecuencia.

Se puede demostrar que, en lo que concierne a la reducción del ruido que afecta a la señal desmodulada, la acción de un filtro descodificador de característica  $G(F)$  de ganancia de potencia  $G$  en función de la frecuencia  $F$  puede ser prácticamente asimilada, para una frecuencia instantánea  $F_i$  de la subportadora, a la acción de un filtro que actúa sobre la señal desmodulada y de característica  $g_i(f)$  de ganancia  $g_i$  de potencia en función de la frecuencia  $f$ , con

$$g_i(f) = \frac{G(F_i + f) + G(F_i - f)}{2}$$

La acción del filtro descodificador a este respecto es, pues, selectiva en función de  $F_i$  y, por consiguiente, del valor de la señal modulante, y desplazando el máximo de la característica del filtro descodificador, se pueden favorecer ciertos colores, evidentemente desfavoreciendo a otros.

De una manera general, la acción del filtro descodificador sigue siendo satisfactoria en tanto que la separación entre la frecuencia  $F_c$  y la frecuencia instantánea  $F_i$  no es demasiado elevada.

El desplazamiento citado permite mejorar considerablemente la protección contra el ruido de las zonas rojas fuertemente saturadas y que corresponden a un valor elevado de  $R$ , zonas donde el ruido se revela particularmente molesto por diferentes razones objetivas y subjetivas.



El desplazamiento a aportar, habida cuenta de la distribución del ruido a video frecuencia, de la acción del filtro de desacentuación, y de los efectos de este desplazamiento para los otros colores puede ser ajustado experimentalmente con vistas a un resultado general satisfactorio.

La solicitante ha comprobado en particular que si  $K_2$  se toma del mismo signo que  $K_1$ , se hace pasar a los colores favorecidos por la medida indicada, no solo el rojo sino también los dos otros colores de la "mira de barras normalizada a 75%", que presenta las luminancias más débiles y para las cuales, por consiguiente, la vista del observador es particularmente sensible a las señales de ruido.

Sin embargo, tomando  $K_1$  y  $K_2$  del mismo signo, se aumenta de manera notable la visibilidad de los errores en las señales de crominancia, que resultan de la adición de la subportadora a la señal de luminancia, constituyendo estos errores uno de los aspectos de la diafotía.

Suponiendo, en efecto, que la señal de luminancia  $Y$  se repite por lo menos aproximadamente, lo que es generalmente el caso, a lo largo de dos líneas de imagen sucesivamente analizadas, los errores debidos a la diafotía, en particular a la fase diferencial, serán aproximadamente los mismos para las señales  $A_1$  y  $A_2$  relativas a estas dos líneas de imagen.

Si  $K_1$  y  $K_2$  son del mismo signo,  $R-Y$  y  $B-Y$  serán afectadas en el mismo sentido, mientras que si  $K_1$  y  $K_2$  son de signos contrarios,  $R-Y$  y  $B-Y$  son afectadas en sentidos contrarios.



Ahora bien, se puede mostrar, utilizando el triángulo de los colores, y teniendo en cuenta la sensibilidad de la vista a las diferencias de cromaticidad que, de una manera general, la vista será más sensible a los errores de cromaticidad cuando R-Y y B-Y están afectadas por errores del mismo signo que cuando están afectadas por errores de signos contrarios.

Una aplicación importante del presente invento permite conservar coeficientes  $K_1$  y  $K_2$  de signos contrarios, conservando a la vez dentro de una amplia medida la protección contra el ruido, distinto del ruido de diafotía, que se obtiene desplazando la frecuencia  $F_c$  a la vez hacia la frecuencia instantánea correspondiente a la transmisión del máximo, en valor algebraico, de la señal R-Y, y hacia la frecuencia instantánea correspondiente a la transmisión del máximo, en valor algebraico, de la señal B-Y.

Habida cuenta igualmente de otras consideraciones que serán indicadas más abajo, un modo de aplicación satisfactorio del presente invento al sistema considerado corresponde a los datos siguientes:

$K_1$  se toma negativo, e igual a  $-0,525$ , y  
 $K_2$  se toma positivo, e igual a  $+0,67$ .

La preacentuación a video frecuencia de las señales modulantes  $A_1$  y  $A_2$  se efectúa según la ley

$$g_p(f) = \frac{1 + (f/f_1)^2}{1 + (f/k f_1)^2} \quad \text{con } f_1 = 85 \text{ kHz, para } f \text{ en kHz}$$
$$k = 3$$

siendo  $g_p(f)$  la ganancia del filtro de preacentuación para la frecuencia  $f$ .



La característica del filtro codificador, en función de F, es:

$$G_c (F) = \frac{1 + 250 \theta^2}{1 + 1,6 \theta^2} \quad \text{con} \quad \frac{F}{F_c} - \frac{F_c}{F} = \theta$$

siendo  $G_c (F)$  la ganancia del filtro codificador para la frecuencia F.

Estas dos características son características de ganancia de potencia (relaciones ciertas y no decibelios).

$$F_o = 282 \cdot F_L = 4,40625 \text{ MHz}$$

$$F'_o = 272 \cdot F_L = 4,250 \text{ MHz}$$

donde  $F_L = 15,625 \text{ KHz}$  es la frecuencia de línea, para una imagen de 625 líneas y 25 imágenes completas por segundo.

En efecto, el sistema de reducción de visibilidad de la subportadora utiliza un dispositivo que requiere frecuencias de reposo iguales a un múltiplo de la frecuencia de línea.

Se definirá aquí la excursión de frecuencia "restringida" como el intervalo de variación de la frecuencia instantánea de la subportadora correspondiente al intervalo de variación - 1, + 1 de la señal preacentuada  $A_i$  ( $i = 1$  ó  $2$ ). Se observará que este intervalo de variación se identifica con el de cada una de las señales  $A_1$  y  $A_2$  en ausencia de preacentuación.

Así las cosas, las excursiones de frecuencia restringidas son tomadas de

$$F_o - 280 \text{ KHz a } F_o + 280 \text{ KHz para la señal } A_1 \text{ y}$$

$$F'_o - 230 \text{ KHz a } F'_o + 230 \text{ KHz para la señal } A_2$$



La excursión de frecuencia "total" (intervalo total de variación de la frecuencia instantánea) es sustancialmente la misma para las dos señales, y va de:

$$F_2 = 3,900 \text{ MHz a } F_1 = 4,756 \text{ MHz}$$

5 O sea, aproximadamente,  $F_0 - 500$  a  $F_0 + 350$  kHz para  $A_1$  y  $F'_0 - 350$  a  $F'_0 + 500$  kHz para  $A_2$ .

El exceso de la excursión de frecuencia total frente a la excursión de frecuencia restringida no se utiliza en lo que concierne a  $A_1$  y  $A_2$ , más que para la transmisión de las puntas de preacentuación de mucho valor, y los descrestados de las señales limitan estas puntas a los valores susceptibles de ser transmitidos.

La frecuencia  $F_c$  se toma igual a 4 290 kHz.

15 Naturalmente, no se trata aquí nada más que de un ejemplo numérico. Se indicará aquí, sin embargo, para mostrar la manera de aplicar el invento de manera general, las razones que conducen a adoptar datos que presentan las disimetrías indicadas más arriba.

20 Se observará que se ha encontrado suficiente utilizar, en lo que concierne a la señal  $A_1$ , una banda lateral superior limitada a 400 kHz aproximadamente contra aproximadamente 900 kHz para la banda lateral inferior.

25 Se recordará que en modulación de frecuencia el espectro transmitido de la onda modulada incluye el intervalo de excursión de frecuencia bordeado generalmente por dos bandas, que se denominarán marginales, y que pertenecen, una a la banda lateral superior y la otra a la banda lateral inferior. Las bandas marginales consideradas aquí son las que bordean la excursión de frecuencia  
30 restringida.



Así las cosas, la reducción a 400 kHz de la banda lateral superior para la señal  $A_1$  tiene en cuenta los factores siguientes:

5 1º - Es más interesante, desde el punto de vista de la diafotía, disminuir la banda lateral superior que la banda lateral inferior;

10 2º - se puede conservar una definición suficientemente correcta de la señal transmitida utilizando una banda marginal muy reducida a condición de que la otra conserve una anchura suficiente;

3º - para asegurar una transmisión subjetivamente satisfactoria de R-Y, importa más respetar las crestas de preacentuación para los valores de  $A_1$  que corresponden a R-Y positiva que para los valores de  $A_1$  que corresponden a R-Y negativa.

Esta anchura de 400 kHz ha fijado, pues, a 4,4 MHz aproximadamente la frecuencia de reposo  $F_0$  de la subportadora, en lo que concierne a la señal  $A_1$ .

20 En lo que concierne a  $A_2$ , y por la razón indicada más arriba,  $K_2$  se toma de signo contrario a  $K_1$ , es decir, positiva e igual por consiguiente a + 0,67. Habida cuenta de este signo positivo, es ventajoso dar a la banda lateral superior de la subportadora modulada, para esta señal, una anchura superior a la de la banda lateral superior utilizada con la señal  $A_1$ , sin que sea necesario, sin embargo darle una anchura igual a la de la banda lateral inferior utilizada con la señal  $A_1$ , habida cuenta, por  
25 una parte, de la importancia más particular de las zonas rojas saturadas, como se ha dicho más arriba, y, por otra parte, del hecho de que, en lo que concierne a la defini-  
30



ción, importa poco cual de las dos bandas marginales sea reducida con relación a la otra. Se pueden tomar, por ejemplo, 550 kHz para la banda lateral superior relativa a  $A_2$ , lo que origina, para la frecuencia de reposo  $F'_0$  correspondiente, un valor del orden de 4,250 MHz.

5

La reducción a  $F'_0 \pm 230$  kHz, debido a que la protección subjetiva contra el ruido de la señal  $A_2$  sigue siendo satisfactoria, presenta especialmente la ventaja de compensar en parte la disminución de anchura de la banda marginal más amplia conservada para  $A_2$  frente a la que se conserva para  $A_1$ , disminución debida al desplazamiento de  $F'_0$  frente a  $F_0$ .

10

Se observará que esto puede interpretarse indistintamente ya sea, como más arriba, como la utilización de dos pendientes diferentes para las características de modulación utilizadas para las transmisiones de dos señales  $A_1$  y  $A_2$  que tienen el mismo intervalo de variación, ya sea como la utilización para las señales  $A_1$  y  $A_2$  de dos constantes  $K_1$  y  $K_2$  tales que  $K_2/K_1 = (0,67/0,525)$  ( $280/230$ ), teniendo entonces las dos señales  $A_1$  y  $A_2$  intervalos de variación diferentes, pero siendo conservada entonces la misma pendiente para las dos características de modulación.

15

20

25

El mínimo de la característica de ganancia del filtro codificador está situado entre  $F_0$  y  $F'_0$ , pero habida cuenta de la mayor protección general a dar a  $A_1$  con relación a  $A_2$ , los desplazamientos no son iguales, situándose el mínimo ventajosamente hacia la frecuencia de 4,290 MHz, o sea una separación de 40 kHz solamente frente a  $F'_0$  contra una separación de 115 kHz aproximada-

30



mente frente a  $F_0$ .

Se ha reproducido en la figura 1 la parte cen-  
tral de la curva de ganancia, traducida en decibelios, del  
filtro codificador, con la indicación de los límites de  
la vía cromática y la posición de las frecuencias  $F_0$  y  
 $F'_0$  sobre el eje de frecuencias  $F$ , siendo la unidad el  
kilohertz.

La figura 2 ilustra un modo de realización del  
dispositivo de elaboración de la subportadora que presenta  
la ventaja de asegurar con un solo oscilador modulado en  
frecuencia dos frecuencias de reposo muy estables  $F_0$  y  
 $F'_0$  y de permitir la utilización del mismo dispositivo de  
reducción de visibilidad de la subportadora que en el ca-  
so de una sola frecuencia de reposo.

Se ha representado en 24 el conmutador con  
dos entradas y una salida señalado anteriormente y que  
proporciona la señal destinada a ser transmitida por mo-  
dulación de la subportadora. Las dos entradas del conmu-  
tador están unidas, respectivamente, a las salidas de dos  
circuitos 101 y 102. El circuito 101 proporciona la señal  
 $A_1$  durante los períodos activos de trama y la señal  $a_1$  du-  
rante los períodos de control. El circuito 102 proporci-  
ona la señal  $A_2$  durante los períodos activos de trama y  
la señal  $a_2$  durante los períodos de control. En este ejem-  
plo de realización, las señales  $A_1$  y  $A_2$  proporcionadas  
por los circuitos 101 y 102 son preacentuadas y descresta-  
das, antes de la conmutación; además, la relación de las  
constantes  $K_1$  y  $K_2$  que entran en las expresiones de  $A_1$  y  
 $A_2$  se toma tal que una misma pendiente puede ser utiliza-  
da para las dos características de modulación. Las seña-



les  $a_1$  y  $a_2$  son añadidas de preferencia, respectivamente, a las señales  $A_1$  y  $A_2$  después que éstas han sido descrestadas y preacentuadas.

Estas dos señales son en el curso de cada período activo de línea de los períodos de control, respectivamente, de las formas p.a y q.a, donde p y q son constantes de signos contrarios y a una señal de polaridad única.

Este conmutador en cambio de estado durante cada intervalo de supresión de línea, gracias a la señal de mando a dos niveles y a semi-frecuencia de línea aplicada en su entrada de mando 30, de manera que proporciona alternativamente  $A_1$  y  $A_2$  durante los períodos activos de trama, y alternativamente  $a_1$  y  $a_2$  durante los períodos de control.

La señal de salida del conmutador 24 presenta en el curso de cada intervalo de supresión de línea un nivel constante, denominado plataforma de supresión. Estos circuitos 24 alimentan la primera entrada de un circuito de adición 4, cuya salida está unida a la entrada de señal 12 de un dispositivo de calado 3.

El dispositivo de calado 3 es un circuito del tipo denominado "clamping circuit" en la bibliografía anglosajona, y que se utiliza corrientemente en televisión para restablecer a su valor correcto la componente continua de una señal video alineando sus plataformas de supresión de línea a su valor nominal proporcionado por un potencial de referencia. Tal circuito incluye una entrada de señal, que recibe la señal video, una entrada de mando que recibe impulsos de calado, que coinciden aproximada-



mente en el tiempo con las plataformas de supresión de lí  
nea, y una entrada de referencia que proporciona el potenci  
al de referencia. Estas tres entradas son aquí, respectiv  
tivamente, las tres entradas 12, 13 y 14.

5           La entrada de mando 13 del dispositivo de ca-  
lado está unida a una entrada general 2 del circuito en  
la cual son aplicados los impulsos de calado clásicos que  
coinciden aproximadamente en el tiempo con las platafor-  
mas de supresión de línea, sin desbordar éstas.

10           La salida del dispositivo de calado está uni-  
da a la entrada de modulación de un oscilador modulable  
en frecuencia 7 del tipo general en el cual la frecuencia  
es determinada por el valor de la señal aplicada en su en  
trada de modulación.

15           La salida del oscilador 7 está unida, por me-  
dio de un limitador 6, si es necesario (es decir, si el  
oscilador 7 proporciona una onda modulada en frecuencia  
afectada por una modulación de amplitud parásita) a la  
primera entrada de un comparador de fase 8 cuya segunda  
20           entrada está unida a la salida de un conmutador 39 que in  
cluye dos entradas de señal unidas, respectivamente, a  
las salidas de dos selectores de armónico 19 y 29 que pro  
porcionan dos oscilaciones de referencia. El conmutador  
39 incluye una entrada de mando 40, que recibe la misma  
25           señal de mando que la entrada de mando 30 del conmutador  
24.

30           Cada uno de los dos selectores de armónico 19  
y 29 comprende en serie dos amplificadores, estando cons-  
tituida la carga de cada uno de estos amplificadores por  
un circuito oscilante de cuarzo de alta sobretensión.



Los circuitos oscilantes del selector 19 están sintonizados a la frecuencia  $F_0 = 282.F_L$  y los del selector 29 a la frecuencia  $F'_0 = 272.F_L$ . Los dos selectores son excitados por choque por impulsos J obtenidos por diferenciación del frente delantero de los impulsos de calado, siendo aplicados estos impulsos J en la entrada 49 unida a las entradas de los generadores 19 y 29.

5

Los dos selectores se encuentran así sincronizados en fase al comienzo de cada intervalo de supresión de línea, y su desfase, 1  $\mu$ s más tarde, no alcanza más que  $360^\circ \cdot 10.F_L \cdot 10^{-6}$ , que es inferior a  $60^\circ$ .

10

El comparador de fase 8 es, por ejemplo, del tipo que proporciona una señal en  $\text{sen } Q$ , donde Q es el desfase entre sus dos señales de entrada.

La salida del comparador 8 está unida por medio de un dispositivo amplificador 5, que puede ser del tipo pasabajos, a la entrada de referencia 14 del dispositivo de calado 3. Este amplificador amplifica la señal proporcionada por el comparador de fase 8 y añade a la señal amplificada una tensión continua  $N_0$ .



20

El oscilador 7 alimenta, además del limitador 6, otro limitador 81 cuya salida está unida a los circuitos ulteriores de subportadora, comprendiendo estos circuitos en serie el dispositivo 82 que impone los desfases de  $180^\circ$  citados, y el filtro codificador 83.

25

El circuito incluye finalmente un generador de impulsos 1, cuya entrada está unida a la entrada 2, y cuya salida está unida a la segunda entrada del circuito de adición 4.

30

El funcionamiento de este dispositivo puede



explicarse como sigue:

5 Se supondrá, en primer lugar, que el conmutador 39 está mantenido constantemente en la posición en que proporciona en su salida la señal de salida del selector de armónicos 19. Se supondrá además que están ausentes el generador 1 y el circuito de adición 4, dicho de otro modo, que la salida del conmutador 24 está unida directamente a la entrada 12 del circuito de calado 3.

10 El circuito de calado 3 funciona como un circuito de calado clásico, abstracción hecha de la naturaleza del potencial de referencia.

15 Se obtiene entonces, durante el período de cada impulso de calado, un bucle 7-6,-8-5-3-7 de subordinación en frecuencia y en fase de la onda proporcionada por el oscilador 7 a la onda de referencia proporcionada por el selector 19.

20 En efecto, el equilibrio del bucle no puede ser alcanzado más que por la igualdad de frecuencia de estas dos ondas y un desfase constante  $\varphi_0$  entre ellas.

De esto resultan dos consecuencias

25 a) Debido a la persistencia, durante el período activo de línea siguiente, del calado efectuado por el circuito 3, la frecuencia de reposo del oscilador 7 es fijada así efectivamente, durante este período activo de línea, a la frecuencia  $F_0$  del selector de armónico 19 y todo desvío eventual del oscilador 7 es corregido.

b) Al comienzo de los períodos activos de línea sucesivos, la onda proporcionada por el oscilador 7 presenta una fase constante  $\Phi_0$ .

30 Si se bloquea ahora el conmutador 39 en su se



gunda posición, el proceso será el mismo que el que acaba de ser descrito, excepto que la frecuencia de reposo del oscilador 7 será fijada a  $F'_0$  y que la fase de la onda proporcionada por este oscilador tendrá al comienzo de cada período activo de línea un valor fijo  $\Phi'_0$  generalmente diferente de  $\Phi_0$ , siendo  $\Phi'_0$  función del desfase  $\varphi'_0$  entre la fase del oscilador 7 y la del selector 29 durante el equilibrio del bucle de subordinación.

Accionando el conmutador 39 en sincronismo con el conmutador 24, se obtendrá, pues, el resultado deseado en lo que concierne a las frecuencias de reposo. Además, la fase de la subportadora tendrá un mismo valor al comienzo de cada período activo de línea correspondiente a la transmisión de  $A_1$  y un mismo valor al comienzo de cada período activo de línea correspondiente a la transmisión de  $A_2$ .

La tensión continua constante  $N_0$  añadida a la señal de error amplificada en el amplificador 5 está determinada de manera que facilita estas subordinaciones. Puede ser tomada, por ejemplo, intermedia entre las tensiones de mando del oscilador 7 que corresponden nominalmente a las frecuencias  $F_0$  y  $F'_0$  de éste.

Los elementos 1 y 4 de este circuito tienen la misión de facilitar esta subordinación, porque el régimen de equilibrio puede no establecerse cuando el desfase inicial  $Q$  al comienzo del período de cierre del bucle presenta un valor muy desfavorable para el establecimiento de este régimen de equilibrio. En particular, si por razones de precisión se utiliza un comparador que proporciona una señal de salida en  $\text{sen } Q$ , la duración de establecimiento



to del regimen de equilibrio se hace muy larga si el desfase inicial Q difiere del desfase de equilibrio por un valor próximo a  $180^\circ$ . Se comprende, pues, el interés de facilitar la subordinación actuando rápidamente, por otros medios, sobre la fase del oscilador modulable, de tal manera que un desfase favorable, es decir, no muy alejado del desfase que tiende a imponer el circuito de subordinación, se presenta mucho antes del final del período de subordinación.

5

El generador de impulsos 1 se utiliza para esta acción rápida. Recibe los impulsos de calado, y proporciona impulsos de bloqueo.

10

Este generador 1 incluye, por ejemplo, un circuito de diferenciación del frente delantero de los impulsos de calado, que proporciona, pues, un impulso breve al comienzo de cada impulso de calado, y un oscilador del tipo de bloqueo, excitado por dichos impulsos breves y que proporciona para cada uno de ellos un impulso que presenta la forma de un trapecio con flancos abruptos que no cubre más que el comienzo (aproximadamente  $1 \mu s$ ) de los intervalos de supresión de línea.

15

20

Este impulso se aplica a la segunda entrada del circuito de adición 4, de tal manera que durante el intervalo de tiempo correspondiente, la señal de salida de éste es la suma de la plataforma de supresión y del impulso de bloqueo.

25

A cada impulso trapezoidal corresponde el bloqueo, luego el desbloqueo, del oscilador 7 con una fase sensiblemente constante en un instante  $t$  separado por un intervalo de tiempo fijo  $T$ , suficientemente elevado para

30



que el regimen transitorio haya terminado, del comienzo del flanco trasero de este impulso.

El desbloqueo del oscilador 7 origina el nuevo cierre del bucle de subordinación.

5 La experiencia muestra que la ganancia del bucle de subordinación y los parámetros que definen el impulso de bloqueo pueden ser ajustados de manera que el proceso de subordinación llegue al estado de equilibrio antes del final del período de subordinación, ya se utiliza como referencia la onda proporcionada por el selector 10 19 o la onda proporcionada por el selector 29.

Esta condición puede conseguirse, en efecto, en los dos casos, puesto que por una parte, como se ha indicado más arriba, el desfase entre las dos ondas de referencia sigue siendo inferior a  $60^\circ$  1  $\mu$ s después del comienzo del intervalo de supresión de línea y, por otra parte, la separación entre  $\varphi_0$  y  $\varphi'_0$  puede ser su 15 20 ficientemente reducida por medio de una ganancia conveniente del bucle de subordinación.

Este dispositivo puede ser mejorado todavía por medio de la variante ilustrada en la figura 3.

Los impulsos de bloqueo se obtienen directamente por medio de un oscilador de bloqueo 11 disparado por los impulsos que corresponden al frente delantero de los impulsos de calado anteriormente aplicados en la entrada 2 del circuito, estando unida una salida del generador 11, como anteriormente la salida del generador 1, a una entrada del circuito de adición. Por otra parte, nuevos impulsos de calado son obtenidos por medio de un oscilador de bloqueo 50, disparado por el frente trasero de 25 30



los impulsos de bloqueo, siendo diferenciados éstos a este efecto en el diferenciador 52, cuya entrada está unida a la salida del oscilador 11 y la salida a la entrada del oscilador 50. Los impulsos J aplicados a los selectores 19 y 29 corresponden al frente delantero de los nuevos impulsos de calado.

La salida del oscilador 50 está unida a la primera entrada del dispositivo de calado 3.

Esta disposición permite separar mejor las operaciones de subordinación y de bloqueo.

Otra manera de separar estas dos operaciones consiste en insertar en el montaje del oscilador 7 un interruptor accionado por medio de los impulsos de bloqueo de manera que durante el período de estos impulsos, uno o varios elementos esenciales para la producción de las oscilaciones sean puestos fuera de circuito o cortocircuitados. El circuito de adición 4 es suprimido entonces evidentemente y la salida del conmutador 24 está unida directamente a la entrada 12 del circuito de calado 3.

Los circuitos complejos de la figura 2 y sus variantes presentan la ventaja de fijar perfectamente las frecuencias  $F_0$  y  $F'_0$ . Este resultado no se obtiene tan perfectamente si se limita uno, por ejemplo, a añadir una componente continua constante, correspondiente a la separación entre  $F'_0$  y  $F_0$ , a la señal  $A_2$ , no conservando más que una sola onda de referencia a la frecuencia  $F_0$  en el circuito de la figura 2, lo que además no sería satisfactorio para las subordinaciones en fase.

Los dos procedimientos pueden ser combinados, sin embargo ventajosamente de la manera siguiente: los



5 circuitos 101 y 102 incluyen normalmente circuitos de calado de las señales  $A_1$  y  $A_2$  antes de los descrestados, según la técnica conocida para el descrestado en el caso de normas de transmisión idénticas para las señales  $A_1$  y  $A_2$ . Se puede, pues, añadir a la señal  $A_2$ , durante esta operación de calado, la componente continua constante deseada modificando en consecuencia el potencial de referencia utilizado para calar la señal  $A_2$ . En estas condiciones, el circuito de subordinación con dos ondas de referencia del dispositivo de la figura 2 no tiene más, en lo que concierne a las frecuencias de reposo, que compensar los errores de imprecisión y no una separación de principio.

10 Es posible todavía efectuar la preacentuación, el calado y el descrestado de las señales  $A_1$  y  $A_2$  en la salida del conmutador 24; en este caso, el calado se efectúa a dos potenciales diferentes, que alternan de un período de calado al siguiente, siendo proporcionada la tensión de referencia suministrada a este efecto por la salida de un conmutador con dos entradas. Aquí todavía el funcionamiento del circuito de subordinación es facilitado.

15  
20  
25  
30 Se observará, por otra parte, que el circuito de emisión que ha sido descrito permite todavía aplicar el sistema de reducción de visibilidad de la subportadora mencionado. Este sistema descansa, en efecto, sobre una fase inicial constante de la subportadora modulada proporcionada por el modulador de frecuencia al comienzo de cada período activo (correspondiente a la transmisión de las señales de imagen) de línea, y de los desfases ulteriores de  $180^\circ$ , cada uno de los cuales recae sobre un número entero de períodos de líneas.



Ahora bien, estos desfases no persiguen más que obtener compensaciones ópticas entre líneas de imagen que corresponden a la transmisión de una misma señal, sea  $A_1$ , sea  $A_2$ , de crominancia. En estas condiciones, es indiferente que antes de las inversiones de fase la subportadora no presente la misma fase inicial al comienzo de los períodos activos de línea que corresponden a la transmisión de  $A_1$ , y al comienzo de los períodos activos de línea que corresponden a la transmisión de  $A_2$ , desde el momento que esta fase es constante tanto en un caso como en otro, resultado obtenido con el circuito de la figura 2 y sus variantes.

Por lo demás, se puede hacer que esta fase inicial sea la misma para la transmisión de las dos señales  $A_1$  y  $A_2$  retardando ligeramente por medio de un circuito de retardo el instante de aplicación de los impulsos  $J$  en uno de los selectores de armónicos con relación al instante de aplicación de estos impulsos en el otro selector; la experiencia muestra por lo demás que la subordinación se encuentra facilitada.

Se ha representado en la figura 4 las modificaciones a aportar en este ejemplo a la vía subportadora de los receptores.

En 60, la subportadora modulada se aplica al filtro descodificador 61, de característica de ganancia que compensa la (figura 1) del filtro codificador. La salida de filtro 61 alimenta en paralelo una vía directa 62 y una vía de retardo 63 que retarda las señales que la atraviesan un período de línea con relación a las señales que atraviesan la vía directa.



Las salidas de las vías directa y de retardo están unidas a las dos entradas de señal 65 y 66 de un conmutador 64 mandado por medio de señales aplicadas en sus entradas de mando 90 y 91 y que dirigen, respectivamente, hacia su salida 67, la subportadora (directa o retardada) cuando es modulada por la señal  $A_1$ , y hacia su salida 68 la subportadora (directa o retardada) cuando es modulada por la señal  $A_2$ .

La salida 67 alimenta un desmodulador de frecuencia 69 constituido por un discriminador de frecuencia precedido de un limitador de amplitud, y la salida 68 un desmodulador de frecuencia 70 de la misma estructura.

El discriminador de frecuencia del desmodulador 69 está centrado sobre la frecuencia  $F_0$  y el discriminador del desmodulador 70 sobre la frecuencia  $F'_0$ . Además, el desmodulador 69 está montado de preferencia de manera que proporciona la señal  $A_1$  con un coeficiente negativo, mientras que el desmodulador 70 proporciona la señal  $A_2$  con un coeficiente positivo. Las pendientes de desmodulación de los desmoduladores, fijadas, por ejemplo, por los umbrales de sus limitadores respectivos, están determinadas naturalmente en función de las normas de modulación de cada una de las señales  $A_1$  y  $A_2$ , y de las señales precisas, proporcionales a  $A_1$  y  $A_2$ , que se prefieren obtener a la salida de los desmoduladores.

En particular, las pendientes de los desmoduladores pueden ser fijadas de manera que proporcionen directamente las señales R-Y y B-Y, en lugar de  $-A_1$  y  $A_2$ .

Las señales de salida de los desmoduladores son finalmente desacentuadas en los filtros de desacentua



ción 71 y 72, unidos, respectivamente, a los desmoduladores 69 y 70.

5 En lo que concierne a la preacentuación, se puede observar que aquí todavía la característica de preacentuación (y de desacentuación) de  $A_2$  podría ser diferente de la que se utiliza para  $A_1$ ; esto puede presentar un interés en particular cuando las excursiones de frecuencias restringidas son diferentes para las dos señales.

10 Durante los períodos de control, las salidas de cada uno de los desmoduladores de frecuencia 69 y 70, y de cada uno de los filtros de desacentuación 71 y 72 proporcionan señales diferentes según que la fase del conmutador 64 sea correcta o incorrecta. Estas señales pueden, entonces, ser utilizadas como se conocen en sí en el  
15 circuito de mando del conmutador. Se verificará fácilmente que en el ejemplo descrito, es ventajoso tomar  $a_1$  positivo y  $a_2$  negativo, bien entendido que aquí, como anteriormente, son proporcionadas precisiones de este orden suponiendo que las características de modulación de la subportadora tiene una pendiente positiva.  
20

Naturalmente, el invento no está limitado a los modos de realización descritos y representados. En particular, se podrían utilizar, menos ventajosamente, dos osciladores modulables diferentes, respectivamente,  
25 para la transmisión de  $A_1$  y  $A_2$ .

La presente solicitud que corresponde a la presentada en Francia, el 30 de Julio de 1.965, bajo el número P.V. 26.707 y 29 de Noviembre de 1.965, número P.V. 40.059, se acoge a los beneficios del artículo 51  
30 del vigente Estatuto sobre Propiedad Industrial.



## N O T A

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:

- 5 1.- Aparato emisor de televisión en colores, del tipo en el cual la señal de video compleja transmitida tiene una señal de luminancia y una subportadora alternativamente modulada linealmente en frecuencia por dos señales de colores  $A_1$  y  $A_2$  que alternan a la frecuencia de línea, anulándose estas dos señales para el blanco y siendo tales que, para el valor algebraico máximo de la señal R-Y,  $A_1$  sea superior o igual a  $A_2$  en valor absoluto, siendo dichas señales  $A_1$  y  $A_2$  sometidas, antes de la modulación de la subportadora, a una preacentuación por medio de un filtro de preacentuación cuya ganancia crece con la frecuencia y siendo la subportadora modulada, antes de su adición a la señal de luminancia, aplicada a un filtro, denominado filtro codificador, cuya ganancia crece a una y otra parte de una frecuencia  $F_c$  del intervalo de variación de la frecuencia instantánea de la subportadora, caracterizado porque la frecuencia  $F_c$  está desfasada con relación a la frecuencia de reposo  $F_0$  de la subportadora para la transmisión de la señal  $A_1$  hacia la frecuencia instantánea correspondiente a la transmisión de la señal  $A_1$  para el valor algebraico máximo de la señal -diferencia R-Y.
- 10  
15  
20  
25



2.- Aparato emisor de televisión en colores según la reivindicación 1, caracterizado porque dicho emisor comprende medios para fijar la frecuencia de reposo de la subportadora, para la transmisión de la señal  $A_2$ , a un valor  $F'_0$  diferente de  $F_0$  y tal que  $F_0$  esté comprendida entre  $F_0$  y  $F'_0$ .

3.- Aparato emisor de televisión en colores según la reivindicación 2, siendo dicho emisor del tipo en el cual las dos señales  $A_1$  y  $A_2$  son, respectivamente, de la forma  $A_1 = (R-Y)/K_1$  y  $(B-Y)/K_2$ , donde  $R-Y$  y  $B-Y$  son las señales diferencia conocidas y  $K_1$  una constante negativa y  $K_2$  una constante positiva, siendo el intervalo total de variación de la frecuencia instantánea de la subportadora sustancialmente el mismo para la transmisión de las dos señales, caracterizado porque  $F'_0$  es inferior a  $F_0$ .

4.- Aparato emisor de televisión en colores según las reivindicaciones 2 ó 3, del tipo en el cual el mismo oscilador modulable en frecuencia se utiliza para la transmisión de las señales  $A_1$  y  $A_2$ , caracterizado porque dichos medios que permiten desplazar  $F'_0$  con relación a  $F_0$  están constituidos por un dispositivo que permite aplicar en la entrada de modulación de dicho oscilador, al mismo tiempo que las señales  $A_1$  y  $A_2$ , respectivamente, dos tensiones que difieren en un valor que corresponde a la separación  $F_0 - F'_0$  para la característica tensión de mando/frecuencia del oscilador.

5.- Aparato emisor de televisión en colores según la reivindicación 4, del tipo en el cual la frecuencia  $F_0$  es un múltiplo de la frecuencia de línea, ca-



racterizado porque la frecuencia  $F'_0$  difiere de la frecuencia  $F_0$  en un múltiplo entero de la frecuencia de línea y porque el circuito de elaboración de la subportadora incluye un circuito que subordina al final de cada intervalo de supresión de línea la frecuencia del oscilador modulable en frecuencia, alternativamente, a la frecuencia de un oscilador de referencia de frecuencia  $F_0$  y a la frecuencia de un oscilador de referencia de frecuencia  $F'_0$ , efectuándose esta subordinación por medio de una señal de error que resulta de una comparación de fases y estando constituidos de preferencia los dos osciladores de referencia por dos selectores de armónicos.

6.- Aparato receptor de televisión en colores para la recepción de una señal de video compleja transmitida por un emisor según cualquiera de los puntos precedentes, teniendo dicho receptor una vía de color destinada a ser alimentada por dicha subportadora, comprendiendo dicha vía de color: un filtro denominado descodificador, que compensa la acción selectiva en frecuencia de dicho filtro codificador y que presenta un máximo de ganancia para dicha frecuencia  $F_c$ ; una vía directa y una vía de retardo alimentadas en paralelo por dicho filtro descodificador, retardando la vía de retardo las señales que la atraviesan en un período de línea con relación a las señales que atraviesan a la vía directa; un conmutador que orienta a la subportadora procedente de la vía directa y a la subportadora procedente de la vía retardada a un primero o a un segundo discriminadores de frecuencia según que la subportadora está modulada por  $A_1$  ó  $A_2$ , caracterizado porque el primer discriminador de frecuencia está



centrado sobre dicha frecuencia  $F_0$  diferente de dicha frecuencia  $F_c$ .

5

7.- Aparato receptor de televisión en colores según el punto 6, para la recepción de una señal de video compleja transmitida por un emisor según cualquiera de los puntos 2 a 5, caracterizado porque el segundo discriminador de frecuencia está centrado sobre dicha frecuencia  $F'_0$  diferente de  $F_0$  y de  $F_c$ .

10

8.- Aparato emisor de televisión en colores.

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

Esta Memoria consta de treinta y cuatro hojas escritas a máquina por una sola cara.

Madrid,

P. A.

Alberto de Elzate  
*[Handwritten signature]*



329660

329660

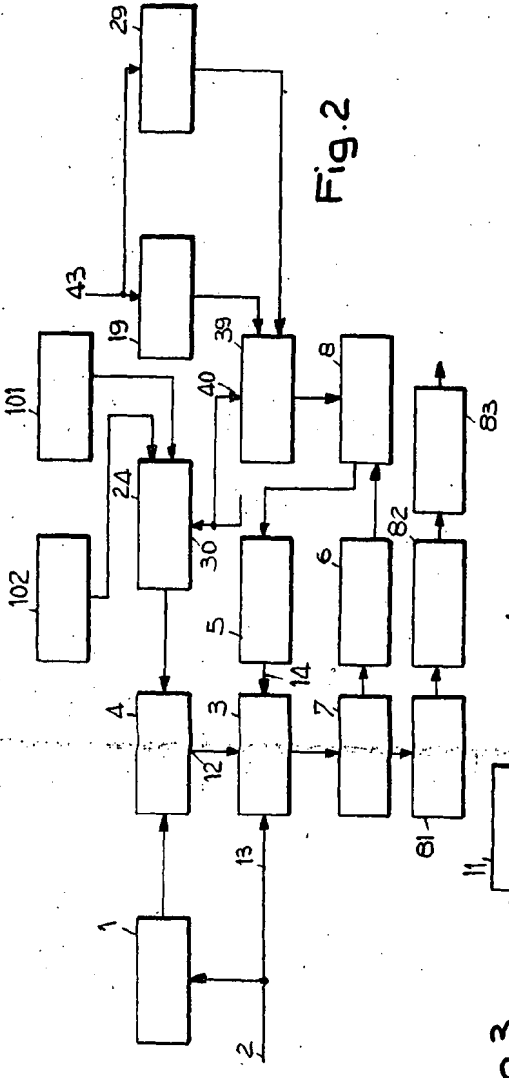


Fig. 2

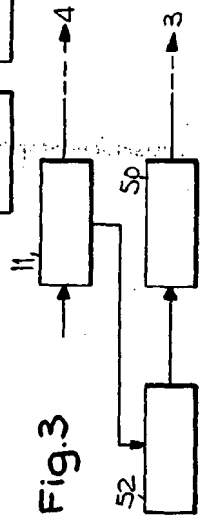


Fig. 3

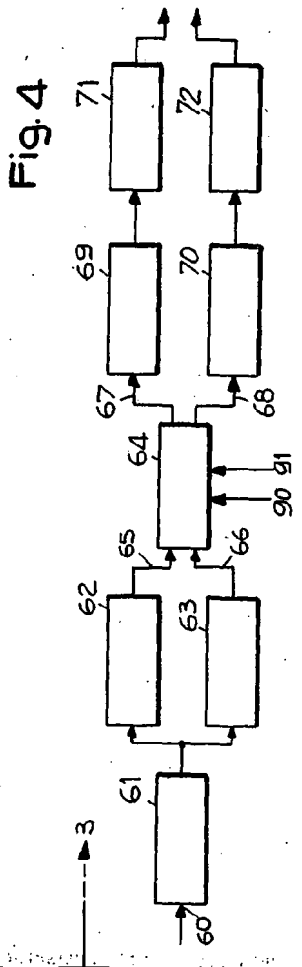


Fig. 4

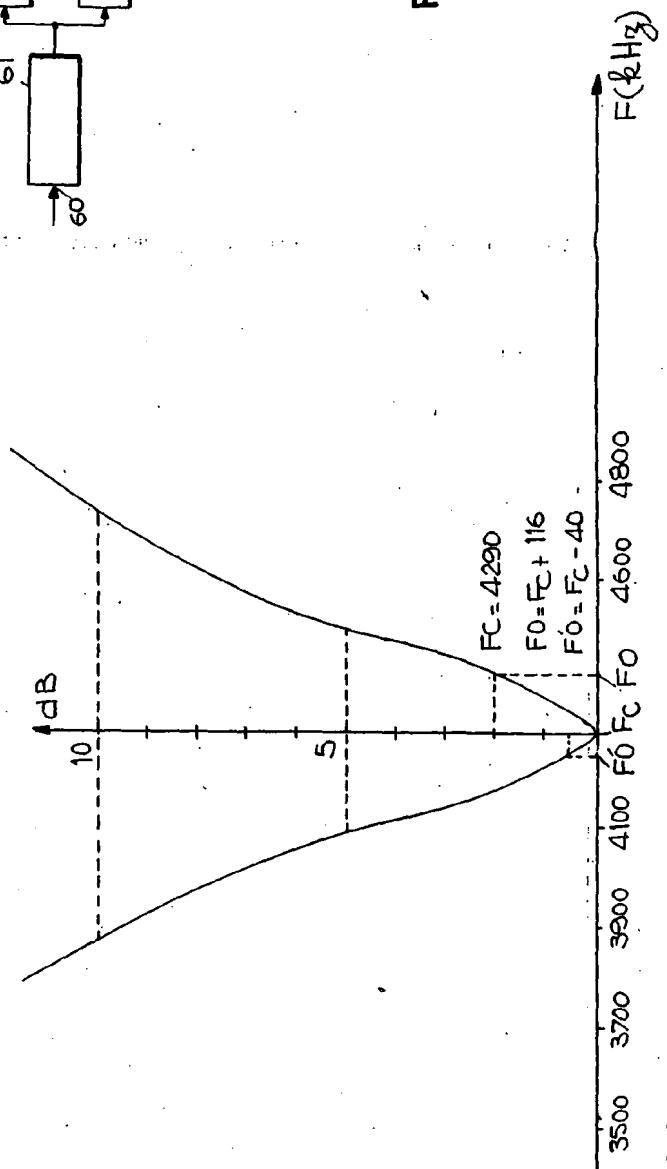


Fig. 1

329660