

317533



P - 30.180

PHN 457

2 DIC. 1965

317533

MEMORIA DESCRIPTIVA

que se presenta para unir a la solicitud

de

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

formulada el 17 de septiembre de 1.965, con el núm. 317.533.

en

E S P A Ñ A

por VEINTE años

a nombre de N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN, entidad holandesa establecida en Emmasingel 29, Eindhoven, Holanda, por:
"UNA DISPOSICION DE CIRCUITO PARA PRODUCIR UNA SEÑAL DE CONMUTACION EN APARATOS DE TELEVISION EN COLORES"

La presente invención se refiere a una disposición de circuitos para producir una señal de conmutación en aparatos de televisión en colores, adecuada para manipular y/o convertir una señal de televisión de color que contiene una señal de luminancia así como una señal de onda subportadora, en la cual, durante el período activo del barrido de una línea, hay dos componentes de color aplicadas por modulación en cuadratura, mientras durante una parte del período de retroceso o retorno del barrido hay una señal de irrupción; y dicha disposición de circuitos, que está gobernada por medio

5

10

317533

317533

2



de impulsos de línea, suministra una señal de conmutación o distribución de fase que tiene una frecuencia mitad de la de los impulsos de línea y que es aplicada a unos medios de conmutación para cambiar la fase de una línea a otra bien de por lo menos una de las componentes de color de la señal de televisión o bien de la señal de onda subportadora derivada de la señal de irrupción.

Como es sabido, se ha desarrollado en Alemania un nuevo sistema de señales de televisión en color, el llamado abreviadamente PAL (de líneas con alternancia de fase). Sabido es, asimismo, que una señal de televisión en colores formada con arreglo al sistema PAL tiene la forma:

$$E_N = Y + A \quad (1)$$

durante una línea y la forma

$$E_R = Y + B \quad (2)$$

durante la línea siguiente:

En estas dos ecuaciones, Y es la señal de luminancia, y las señales A y B vienen dadas respectivamente por

$$A = P \cos(\omega t + \varphi) + R \sin(\omega t + \varphi) - b \sin \omega t, \quad (3)$$

$$y \quad B = -P \cos(\omega t + \varphi) + R \sin(\omega t + \varphi) - b \sin \omega t. \quad (4)$$

En las ecuaciones (3) y (4), P es una componente de color, y R la otra, que modulan con una diferencia de fase de 90° , una onda subportadora de frecuencia angular ω . Además

φ es un ángulo de fase arbitrario que determina cuál de las componentes de color está representada por P y R.

Por ejemplo, para $\varphi = 0$ se tendrá $P = (R - Y)$, que es la señal de diferencia del color rojo, y $R =$

$(B - Y)$, que es la señal de diferencia del color azul. Por

el contrario, para $\varphi = 33^\circ$, se tiene $P = I$ y $R = Q$, esto

317533



es, las respectivas componentes de color compuestas de bandas anchas y bandas estrechas, conocidas por el sistema NTSC (National Television System Committee, esto es, de la Comisión normalizadora de la televisión) utilizado en los Estados Unidos de Norteamérica. En este caso, las propias señales I y Q se componen de las tres señales de color fundamentales, esto es, las del rojo (R), del azul (B) y del verde (G). La señal de luminancia Y es también una combinación de dichas tres señales de color fundamentales, de manera que, también, cuando se usen las señales de diferencia de color, es posible derivar fácilmente de las señales (R - Y) y (B - Y) la señal de diferencia del color verde (G - Y).

En las ecuaciones (3) y (4), $b \sin \omega t$ es además la señal de irrupción, esto es, la señal de sincronización de los colores, que se transmite solamente durante el período τ de retorno del barrido horizontal o de líneas, mientras que las componentes de color que modulan la onda subportadora son transmitidas durante el período activo del barrido horizontal.

Como puede verse, la diferencia entre las señales A y B consiste en que, de línea a línea, una de las dos componentes de color (en el presente ejemplo, la componente P) está desplazada en fase 180° . Esto se ha hecho, entre otras razones, para eliminar la influencia, sobre la reproducción de los colores, de un desplazamiento de fase de las componentes de color que modulan la subportadora, desplazamiento que pudiera ocurrir durante la transmisión de las señales. También puede evitarse, sin el empleo de filtros adicionales, lo que pudiera llamarse "diacromía" o

317533



efecto de interferencia de señales de una componente de color con la otra, que pudiera ocurrir durante la modulación a consecuencia del hecho de que una de las dos componentes es una señal de banda ancha que modula a la subportadora según el principio de la banda lateral única parcial, mientras la otra es una señal de banda estrecha que modula a la subportadora de acuerdo con el principio de la doble banda lateral completa.

Para reproducir fácilmente las señales en el extremo receptor, cuando se recibe una señal del sistema PAL, es necesario conmutar de una línea a otra ya sea la señal de color entrante o bien la señal de subportadora derivada de la señal de irrupción.

Ahora bien, conforme a los puntos reconocidos por esta invención, esta conmutación puede presentar dificultades en lo que respecta a la señal de irrupción. De hecho, al conmutarse la señal de color de línea a línea, la señal de irrupción también resultaría conmutada, a consecuencia de lo cual tiene lugar cada vez un escalón de cambio de fase no deseado, en dicha señal de irrupción. Naturalmente, es posible separar la señal de irrupción de las componentes de color transmitidas durante el período activo del barrido, por medio de un circuito de pórtilo o de barrera controlado con los impulsos de retorno del barrido horizontal o de líneas. Como de una línea a otra solamente hay que conmutar las componentes de color, en este caso, no existe el problema de conmutación simultánea de la señal de irrupción arriba señalado.

Sin embargo, una disposición de circuitos particularmente eficaz es aquella en la cual del demodulador



síncrono que suministra la señal de diferencia de color azul (B - Y) se deriva también una señal de control para el automático de la intensidad de los amplificadores de color, que amplifican las componentes de color aplicadas por modulación a la subportadora. Al propio tiempo puede derivarse una señal de control desde el demodulador síncrono que suministra la señal de diferencia de color rojo (E - Y), para sincronizar el oscilador local que produce la onda subportadora, onda ésta que ha de sumarse al demodulador síncrono. Al conmutar en ese caso, de una línea a otra, la señal de subportadora derivada del oscilador, claro está que se producirán también escalones de cambio de fase al conmutar la señal de subportadora mientras tiene lugar la señal de irrupción.

El mismo problema se presenta al ir a convertir una señal de PAL recibida en una señal del sistema NTSC. Esta conversión puede ser necesaria en las estaciones repetidoras en las cuales se reciba una señal del sistema PAL, pero haya de transmitirse una señal en el NTSC. También en ese caso, como se explicará más adelante, no puede conmutarse simultáneamente la señal de irrupción, porque entonces ocurre en la señal resultante, un error de fase de la señal de irrupción. Un convertidor de este género puede ser necesario también cuando se disponga de un receptor adecuado para el sistema NTSC y quiera hacersele también apropiado para el sistema PAL.

Naturalmente, es posible también convertir una señal de NTSC recibida, en una señal de PAL. Estos casos pueden presentarse, por ejemplo, cuando de los Estados Unidos o del Japón se reciba, por intermedio de un satélite

317533



repetidor, una señal de NTSC que quiera transmitirse en Europa como señal en PAL. También puede ser necesaria esta conversión cuando los canales de transmisión de las estaciones de televisión que se retransmitan programas de Eurovisión trabajen con arreglo al sistema PAL, pero dentro de los distintos países se efectúe la transmisión con arreglo al sistema NTSC. En ese caso, un transmisor producirá y transmitirá señales en el sistema NTSC, pero es preciso disponer un convertidor de NTSC a PAL para convertir la señal al sistema PAL, para las estaciones de retransmisión de la Eurovisión. Asimismo, en el caso de la conversión de NTSC a PAL, tampoco debe conmutarse simultáneamente de línea a línea la señal de irrupción.

Para llegar a realizar todo esto, la disposición de circuitos conforme al presente invento se caracteriza por el hecho de estar construída de manera que se suministra una señal de conmutación o distribución disimétrica tal que, durante un período activo más dos de retorno del barrido, uno de éstos de la línea asociada y el otro de la línea sucesiva, dicha señal tiene una determinada polaridad, y durante el período activo de la línea siguiente tiene la otra polaridad.

Como una de las polaridades tiene una duración de un período activo más dos de retorno del barrido, la señal de irrupción que se transmite cada vez solamente durante un período de retorno no experimentará influencia alguna a consecuencia de la conmutación.

Para facilitar la puesta en práctica de la invención se describirán acto seguido con mayor detalle algunas



formas posibles de realización de disposiciones de circuitos con arreglo a la misma, a título de ejemplo y con referencia a los dibujos adjuntos, en los cuales:

5 - la figura 1 es un esquema funcional de parte del llamado receptor PAL para promediación visual, en la cual se efectúa la demodulación sincrónicamente en las direcciones (R - Y) y (P - Y), y en la cual la señal para el control automático de contraste (C.A.C.) del amplificador de color y la señal de control para el oscilador local se derivan del demodulador (B - Y) y del (R - Y), respectivamente;

10 - la figura 2 es un diagrama vectorial que ilustra el funcionamiento de la disposición de circuitos indicada en la fig. 1;

15 - la figura 3 representa las señales que pueden tener lugar en la disposición de circuitos de la fig. 1;

20 - la figura 4 es una disposición de circuitos para convertir una señal de PAL en una señal de NTSC con el empleo de un circuito de retardo; o bien, cuando se omite dicho circuito de retardo, para convertir una señal de NTSC en una señal de PAL;

25 - la figura 5 es un generador de oscilaciones de relajación utilizable para producir la señal de conmutación necesaria conforme al presente invento;

 - la figura 6 representa las señales que tienen lugar en el generador de la fig. 5; y

 - la figura 7 es un esquema de circuitos de parte de un receptor adecuado para recibir tanto señales de PAL como de NTSC.

30 En la fig. 1, el número 1 designa un terminal

317533

2



de entrada al cual se aplica una señal constituida de acuerdo con el sistema PAL, esto es, una señal que, durante una línea, tiene la forma indicada por la ecuación (1), y durante la línea siguiente tiene la indicada por la ecuación (2). La señal de luminancia Y de dicha señal es aplicada al amplificador de luminancia 2, que amplifica la señal de luminancia Y y la suministra a los cátodos, conectados entre sí, del tubo 3 de imagen de colores de tres cañones. Del amplificador de luminancia 2 pueden derivarse también las señales de sincronismo, para sincronizar los circuitos de deflexión de líneas y de imagen, que no se representan en el esquema de la fig. 1.

La señal de PAL es aplicada asimismo al amplificador de color 4, que amplifica exclusivamente las señales A y B, indicadas por las ecuaciones (3) y (4). El amplificador 4 va seguido de dos demoduladores síncronos 5 y 6, de los cuales el demodulador síncrono 5 suministra la señal de diferencia de color rojo (R - Y) y el demodulador síncrono 6 suministra la señal de diferencia de color azul (B - Y). De las señales (R - Y) y (B - Y) se deriva, en el dispositivo 7, la señal de diferencia de color verde (G - Y). Las tres señales de diferencia de color resultantes se aplican a los tres cilindros de Wehnelt del tubo de imagen 3 de tres cañones y, en unión de la señal de luminancia Y aplicada a los cátodos, asegura la posibilidad de reproducción de la imagen de televisión en colores en el tubo 3.

Desde el demodulador síncrono 6 se aplica una señal, también por la línea 8, a una primera etapa de comparación 9 que es activada por medio de los impulsos 10 de retorno de línea. Como la señal de irrupción $b \sin \omega t$ aparece solamente durante los períodos de retorno de línea, es



posible asegurar, por medio de la señal de activación o franqueo de paso 10, que la etapa de comparación 9 suministre una señal de control directamente proporcional a la amplitud B de la señal de irrupción. La señal de control
5 resultante es aplicada, por la línea 11, al amplificador de color 4, y sirve para el control automático de contraste (C.A.C.) de dicho amplificador de color.

Del demodulador síncrono 5 y por la línea 12 se
10 deriva una señal que es aplicada a la segunda etapa de comparación 13. Esta etapa de comparación es activada así mismo por medio de los impulsos 10 de retorno de línea, y por consiguiente en la salida 14 de la segunda etapa de comparación 13 aparece una señal de control aplicada al
15 circuito de reactancia 15. Este circuito de reactancia 15 controla a su vez al oscilador local 16 que produce la señal de subportadora. Por consiguiente, la señal de control del terminal 14 asegura la sincronización del oscilador local.

20 A la salida del oscilador local 16 hay dispuesto un transformador 17, que comprende un primario 18 y dos secundarios, a saber, los devanados 19 y 20. Un extremo del secundario 19 está conectado a masa a través de un condensador 21 y, por medio de una resistencia 22, a un generador 23 que se describirá más adelante. El otro extremo del
25 devanado 19 está conectado al cátodo de un diodo de conmutación 24. El ánodo del diodo de conmutación 24 está conectado por un lado a un circuito 25 de desplazamiento de fase, y por otro lado a un terminal de entrada 26 del demodulador síncrono 5.
30

317533



Un extremo del otro secundario 20 está conectado a masa a través de un condensador 27 y, por medio de una resistencia 28, al generador 23. El otro extremo del devanado 20 está conectado al cátodo del segundo diodo de conmutación 29, cuyo ánodo va conectado a un circuito de desplazamiento de fase 30.

Los circuitos de desplazamiento de fase 25 y 30 están conectados entre sí, y el punto de unión de ambos va conectado al terminal de entrada 31 del demodulador síncrono 6.

Como se desprende de los números indicados en los circuitos de desplazamiento de fase 25 y 30, el circuito 25 desplaza en 90° la fase de la señal de subportadora que le es suministrada, en tanto que el circuito 30 desplaza en 24° dicha fase de señal de subportadora. El funcionamiento de dichos circuitos de desplazamiento de fase es tal que resulta indiferente de qué lado se aplica la señal de subportadora. El desplazamiento de fase indicado tendrá lugar siempre. Es más, la señal que se aplique, por ejemplo, a través del diodo 29, al llegar al terminal 26 habrá experimentado un desplazamiento de fase de $90^\circ + 24^\circ = 114^\circ$.

Los diodos 24 y 29 son conmutados por las señales de conmutación 32 y 33, respectivamente, suministradas por el generador 23. Dichas señales de conmutación se derivan, en el generador 23, de los impulsos 34 de retorno de línea que son suministrados, para controlar el generador 23, a la entrada 35 del mismo. A un segundo terminal de entrada 36 del generador 23 es suministrada la denominada señal de sincronismo PAL, que se transmite



también con la señal de PAL y sirve para establecer la fase correcta de la señal de conmutación. Los impulsos 10 y 34 de retorno de línea pueden derivarse del transformador de salida de línea que va incluido en el circuito de deflexión horizontal o de líneas del receptor.

El funcionamiento del generador 23 se describirá acto seguido con mayor detalle, pero se dará antes una explicación del funcionamiento de la disposición de circuitos de la fig. 1.

Para explicar este funcionamiento, se hace referencia al diagrama vectorial de la fig. 2. Al dibujar dicho diagrama vectorial se ha supuesto que el ángulo de fase φ tiene un valor de 33° , en las ecuaciones (3) y (4), y que la componente de color P es igual a la componente de color I, y que la componente de color R es igual a la componente de color Q, siendo como antes I y Q las componentes de color, ya conocidas, del sistema NTSC. Cuando, durante una línea dada, se transmite una señal con arreglo a la ecuación (3), es ésta la señal normal que se transmitiría también en el caso de una transmisión en sistema NTSC. Por consiguiente, la componente I transmitida durante la línea en cuestión está caracterizada por I_N , y la componente Q transmitida luego está caracterizada por Q_N . Estas componentes I_N y Q_N están representadas, en el diagrama vectorial de la fig. 2, según los ejes principales. En el sistema PAL, durante la línea sucesiva a la considerada, la componente de color se invierte en fase, transmitiéndose una señal conforme a la ecuación (4). Para distinguirla de la señal transmitida durante la línea precedente, la componente I está carac-

317533

2



5 terizada por I_R , porque dicha componente está desplazada 180° en fase. La R es, pues, símbolo abreviado del término "reversible". En el diagrama vectorial de la fig. 2 se ha representado gráficamente, de acuerdo con esto, dicha componente I_R . Como de una línea a otra solamente se desplaza 180° en fase la componente I, y no la componente Q, no es necesario representar gráficamente en el diagrama vectorial más que la componente Q_N normal, que mantiene la misma fase de línea a línea.

10 Cuando se transmite una señal con las componentes I_N y Q_N , las fases de la señal de diferencia de color rojo (R- Y) y azul (B - Y) son las que vienen indicadas en el diagrama vectorial de la fig. 2 por $(R - Y)_N$ y $(B - Y)_N$, respectivamente. Por el contrario, cuando la
15 señal transmitida contiene las componentes I_R y Q_N , la señal de diferencia de color rojo (R - Y) viene indicada por el vector $(R - Y)_R$ y la diferencia de color azul por el vector $(B - Y)_R$. Del diagrama vectorial de la fig. 2 se deduce que el ángulo de fase entre las componentes $(R - Y)_N$
20 y $(B - Y)_N$ es exactamente de 90° . Entre la componente $(R - Y)_N$ y la componente $(B - Y)_R$ es de 24° , y entre la componente $(R - Y)_N$ y la $(R - Y)_R$ es de 114° .

En el esquema de la fig. 1 se supone que el oscilador local suministra una señal de subportadora con
25 fase tal que se forma una señal en el secundario 19 que tiene la fase indicada por el vector $(R - Y)_N$. Durante la línea en que se recibe una señal de componentes I_N y Q_N es preciso que el diodo 24 esté abierto (conduzca) para que el demodulador síncrono 5 demodule en la dirección
30 $(R - Y)$, porque entonces la señal del devanado 19 debe ser



5 aplicada directamente, a través del diodo 24, al demodulador síncrono 5. Simultáneamente se aplica al demodulador síncrono 6 una señal que está desplazada 90° en fase, lográndose esto por el hecho de que la señal del diodo 24
10 llega simultáneamente al demodulador síncrono 6 a través del circuito 25. Naturalmente, durante este período el diodo 29 está en corte (sin conducir, o "cerrado"). Durante la línea sucesiva es preciso aplicar al demodulador síncrono 5 una señal que esté desplazada en fase aproximadamente 114°
15 respecto a la fase de la componente $(R - Y)_N$, lo cual es posible porque durante esa línea el diodo 29 está abierto, y la señal procedente del devanado 20 llega al terminal 26 a través de los circuitos 30 y 25 de desplazamiento de fase. Como la señal del devanado 20 tendrá la misma fase
20 que la del devanado 19, esto satisface el requisito impuesto. Al propio tiempo es preciso aplicar al demodulador síncrono 6 una señal que difiera en fase 24° , respecto a la fase de la componente $(R - Y)_N$, lo cual se cumple porque, desde el diodo 29, la señal que va al terminal de entrada
25 31 recorre exclusivamente el circuito 30 de desplazamiento de fase. De esta manera es posible commutar la señal de subportadora, por medio de los diodos 21 y 29, asegurando cada vez la aparición de las mismas señales de diferencia de color a la salida de los demoduladores 5 y 6.

25 En el diagrama vectorial de la fig. 2, el vector S indica la posición de la señal de irrupción. De este diagrama vectorial se desprende que la fase de la señal de irrupción es opuesta a la de la componente $(B - Y)_N$. Esto significa que durante el tiempo en que el diodo 24
30 está conduciendo, los demoduladores síncronos 5 y 6 apli-

317533

2



can las señales de control deseadas para las etapas de
comparación 9 y 13. De hecho, durante ese período la se-
ñal de irrupción es multiplicada en el demodulador síncrono
5 por una señal de subportadora que difiere en fase en 90°
respecto a la señal de irrupción (compárense los vectores
S y $(R - Y)_N$ en la fig. 2), diferencia de fase, esta de
 90° , que es la exactamente necesaria para derivar de la
etapa de comparación 13, durante el período de retorno, la
señal de control deseada para el oscilador local 16.

10 De igual modo, cuando el diodo 24 está abier-
to, la señal de irrupción S vendrá multiplicada el demodu-
lador síncrono 6 por una señal de subportadora que tiene la
fase determinada por los componentes $(B - Y)_N$, fase que asi-
mismo es la exactamente necesaria para derivar de la etapa
15 de comparación 9, durante el período de retorno del barrido,
una señal de control para el C.A.C. del amplificador 4.

En cambio, cuando es el diodo 29 el que está
conduciendo, la señal de irrupción S viene multiplicada en
el demodulador síncrono 5 por una señal de subportadora
20 cuya fase es la dada por la componente $(R - Y)_R$ y no di-
fiere en los 90° deseados, respecto a la fase de la compo-
nente S, como claramente se desprende de la fig. 2.

Igualmente, estando el diodo 29 en conducción,
la señal de irrupción vendrá multiplicada en el demodula-
25 dor síncrono 6, durante el período de retorno del barrido,
por una señal de subportadora, pero tiene la fase indicada
por la componente $(B - Y)_R$. Como esta fase no difiere en
180° de la fase de la señal de irrupción, al contrario de
lo que sucedía con la componente $(B - Y)_N$, tampoco es po-
30 sible derivar del demodulador síncrono 6 la señal de control



deseada, cuando el diodo 29 está conduciendo. Esto lleva consigo que durante un período de retorno, a saber, el período en que se transmite una señal de irrupción $S = -b \sin \omega t$, el diodo 29 no puede estar nunca en conducción, sino exclusivamente el diodo 24. Con arreglo al principio de la invención, esto se logra haciendo disimétricas las señales de conmutación 32 y 33, es decir: el tiempo T_1 en que la señal de conmutación 32 tiene abierto el diodo 24 se ha elegido más largo (de mayor duración) que el tiempo T_2 , que es el tiempo en que la señal de conmutación 33 tiene abierto el diodo 29. Esto se desprende de las señales indicadas en la fig. 3. De hecho, en la fig. 3a se representa la señal de conmutación 32, y en la fig. 3b la señal de conmutación 33. La fig. 3c muestra la señal de video aplicada al terminal de entrada 1, y en dicha figura se indican también, además de las componentes de color I_N , Q_N e I_R (que se representan, por conveniencia, como envolventes sin la subportadora a la cual modulan), los impulsos 37 de sincronismo de líneas y la señal de irrupción 38. Como se desprende de la fig. 3c, la señal de irrupción 38 tiene lugar siempre sobre el borde de salida de los impulsos 37 de sincronismo de líneas y, por consiguiente, durante un período de retorno del barrido horizontal o de líneas. Al estudiar las señales 32 y 33 puede verse que el tiempo T_1 incluye no sólo el período activo de barrido de la línea en que se transmiten las señales I_N y Q_N , sino también el de retorno desde t_1 a t_2 asociado a dicha línea, así como el período de retorno desde t_3 a t_4 asociado a la línea sucesiva. Esto significa que la señal de conmutación 32 que pone al diodo 24 en el estado de conducción mantiene a dicho diodo en el citado estado de con-

317533



2 DTC

ducción tanto durante el tiempo que transcurre de t_1 a t_2 como durante el tiempo que va de t_3 a t_4 , de manera que se satisfacen las condiciones anteriormente indicadas. También se desprende de la fig. 3 que el tiempo T_2 solamente incluye el período activo del barrido de la línea durante el cual se transmiten las componentes I_R y Q_N . Durante la línea sucesiva vuelve a abrirse el diodo 24 , y se vuelven a incluir durante esta línea dos períodos de retorno, a saber, el que va de t_5 a t_6 y el que va de t_7 a t_8 .

10 Por consiguiente, la señal de conmutación debe tener forzosamente una forma disimétrica, con lo cual se quiere decir que dicha señal de conmutación debe tener una determinada polaridad durante el período T_1 , y durante el período T_2 debe tener la otra polaridad. Llamando T_0 a un período de línea, es decir, a un período activo más un período de retorno, y llamando τ al período de retorno, se tiene $T_1 = T_0 + \tau$ y $T_2 = T_0 - \tau$. De esto se sigue que $T_1 = T_2 + 2\tau$. Esto significa que la señal de conmutación tiene una polaridad dada durante un período activo más dos de retorno del barrido, uno de éstos de la línea asociada y el otro de la línea sucesiva, y tiene la otra polaridad durante el período activo de barrido de la línea sucesiva.

15 La fig. 4 ilustra una forma de realización de una disposición de circuitos para convertir una señal de PAL en una señal de NTSC, o bien, recíprocamente, para convertir una señal de NTSC en una señal de PAL. Tal disposición de circuitos se describe con detalle en la Memoria de la patente N° 317.532 y esta disposición de circuitos, por consiguiente, se describirá tan sólo en lo relativo a la formación de la señal de conmutación necesaria. En la dis-



posición de circuitos de la fig. 4, la señal de conmutación 33 se deriva también del generador 23 y es aplicada al secundario 40 del transformador 41, a través de la resistencia 39. El secundario 40 está conectado por un extremo a masa, a través del condensador 42, y por el otro extremo al ánodo de un diodo de conmutación 43 y al cátodo de un segundo diodo de conmutación 44. El primario 45 del transformador 41 está conectado al amplificador de color 4, a cuyo terminal de entrada se aplica también la señal de PAL o la señal de NTSC. Por consiguiente, está claro que en la disposición de circuitos de la fig. 4 no es la señal de subportadora la que se conmuta o distribuye, como sucedía en la disposición de circuitos de la fig. 1, sino por el contrario, la propia señal de color. De las polaridades de la señal de conmutación 33 se desprende que durante el tiempo T_1 el diodo 43 está en conducción, mientras que durante el tiempo T_2 lo está el diodo 44. De ello se desprende que durante el tiempo T_1 la señal de televisión de color va directamente aplicada a una etapa sumadora 46, a través del diodo 43.

Durante el tiempo T_2 , por el contrario, la señal de televisión de color es aplicada a la etapa sumadora 46 a través del diodo 44 y de una etapa mezcladora 47. Desde la etapa sumadora 46 la señal es aplicada por una parte a través del circuito de retardo 48, que retarda la señal en un período de línea, y por otra parte, a través de una resistencia o impedancia 48' que no retarda la señal sino que la atenúa tanto como el circuito de retardo 48, al dispositivo 49 que manipula la señal de color.

Durante el tiempo T_1 , la señal tiene la forma indicada por la ecuación (3), bien entendido que durante

317533



el período activo del barrido de la línea en cuestión se transmiten las componentes de color P y R, en tanto que durante el período de retorno se transmite la señal de irrupción $-b \text{ sen } \omega t$. Como durante el tiempo T_1 es el diodo 43 el que conduce, la señal de televisión de color va directamente aplicada a la etapa sumadora 46 de manera que la fase de la señal de irrupción $b \text{ sen } \omega t$ no experimenta desplazamiento alguno de fase, y por consiguiente aparece sin alteración alguna en la etapa sumadora 46. Por el contrario, en la etapa mezcladora 47 la señal es multiplicada por una señal de la forma $--2 \cos (2 \omega t + 2 \varphi)$, señal que tiene una frecuencia doble de la de subportadora. Esta señal se aplica a la etapa mezcladora 47 para desplazar 180° en fase la componente $-P \cos (\omega t + \varphi)$ de la ecuación (4), y simultáneamente dejar inafectada la componente $R \text{ sen } (\omega t + \varphi)$. Por consiguiente, aplicando la señal de frecuencia doble de la de subportadora se logra formar, durante el período activo del barrido, una señal, en el terminal de salida de la etapa mezcladora 47, de la misma forma que la señal A dada por la ecuación (3).

En cambio, de aplicarse también la señal de irrupción $-b \text{ sen } \omega t$ a la etapa mezcladora 47, la fase de la señal de irrupción experimentará en ella con toda seguridad una variación. Como esta señal de irrupción desplazada en fase se añadiría a la señal de irrupción directamente aplicada a la etapa 46, la señal de irrupción resultante, derivada del terminal de salida 50 del dispositivo 49 y que sirve para la sincronización del oscilador local 51, tendría la fase incorrecta. Para evitar esto, se han tomado medidas para asegurar que el tiempo T_1 sea igual a T_0



+ 27, como ya se ha explicado con referencia a la fig. 3. De ello se sigue que la señal de irrupción llega a la etapa sumadora 46 solamente a través del diodo 43, y nunca a través del diodo de conmutación 44 y la etapa mezcladora 47. De este modo se tiene la seguridad de que la señal de irrupción aplicada al dispositivo 49, y de éste, por la línea 50, al oscilador local 51, tendrá siempre la fase correcta.

Como ya se ha explicado, el dispositivo de la fig. 4 no solamente convierte una señal de PAL en una señal de NTSC, sino también la señal de NTSC en una señal de PAL. En ese caso, puede omitirse el circuito de retardo 48, y aplicarse la señal de NTSC al amplificador 4. La señal aplicada tendrá ahora, durante cada línea, la forma indicada por la ecuación (3). Durante una línea esta señal es transmitida a través del diodo 43 a la etapa sumadora 46, y durante la línea sucesiva, por el diodo 44, a la etapa mezcladora 47. En este recorrido, la señal A es convertida luego en una señal B, que vuelve a dar justamente la señal de PAL porque durante una línea está abierto el diodo 43 y durante la otra línea está abierto el diodo 44. En este caso, como podrá también apreciarse claramente, no puede variar tampoco la fase de la señal de irrupción; es decir, la señal de irrupción sólo puede llegar a la etapa mezcladora 47 por el diodo 43. Esto se vuelve a lograr naturalmente dando a la señal de conmutación el perfil indicado en la fig. 3b.

La fig. 5 ilustra una forma posible de realización de generador 23 de oscilaciones de relajación, donde

317533



se emplean dos transistores 52 y 53 del tipo NPN. El transis
tor 52 comprende una resistencia de colector que consta de
los elementos de resistencia 54 y 55, y obtiene su tensión
de polarización por medio de un potenciómetro que se compone
5 de las resistencias 56 y 57. Además, el electrodo de colector
del transistor 52 está conectado, por medio de la disposición
en paralelo de un condensador 58 y una resistencia 59, al
electrodo de base del otro transistor 53. Dicho transistor
53 está a su vez provisto de una resistencia de colector 60
10 y una resistencia de base 61. Además, el electrodo de colec-
tor del transistor 53 está acoplado al electrodo de base del
transistor 52 por medio de una resistencia 62 y un condensa-
dor 63. Hay otro condensador 64 dispuesto en serie con el
condensador 63 y al cual se aplican los impulsos 34 de retor
15 no del barrido de líneas, por el conductor 35. Las señales
de salida 32 y 33 se derivan del circuito de salida de los
transistores 53 y 52, a través de condensadores 65 y 66,
respectivamente. El funcionamiento de la disposición de cir-
cuitos de la fig. 5 se describirá ahora con referencia a los
20 perfiles de señal representados en la fig. 6. La fig. 6a
muestra la señal de conmutación 33 que se forma en la resis-
tencia de colector 54, 55 del transistor 52, cuando al ter-
minal de entrada 35 se aplican los impulsos 34 de retorno
de líneas ilustrados en la fig. 6b. Estos impulsos de re-
25 torno de líneas tienen una polaridad de sentido negativo.
El circuito que consta del condensador 64 y la resistencia
62 constituye un circuito diferenciador de los impulsos
34 de retorno de líneas, de manera tal que, por aproxima-
ción, se forma una señal como la representada en la figura
30 6c. (Esto es así porque, en la reproducción de la fig. 6c,



no se ha tenido en cuenta la tensión variable formada en el punto de unión de las resistencias 60 y 62 a consecuencia de la condición alterna de conducción y corte del transistor 53).

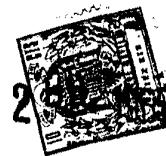
5 Supóngase ahora que se parte de la condición inicial en la que el transistor 52 está conduciendo y el transistor 53 no lo está (se halla en la condición de corte). Entonces, a través de las resistencias 60 y 62 y del camino base-emisor del transistor 52 se carga el condensador relativamente grande 63. A consecuencia de esta carga,
10 el condensador 63 toma una polaridad tal que la armadura del mismo conectada al electrodo de base del transistor 52 es negativa respecto a la armadura que está conectada al condensador 64. Cuando en el instante t_1 (fig. 6)
15 aparece un impulso diferenciado de sentido negativo, dicho impulso de sentido negativo tiende a llevar al corte el transistor NPN 52. Como consecuencia de esto, la tensión de colector de dicho transistor aumenta hacia un valor positivo, y esta variación de la tensión es transmitida,
20 a través de la disposición en paralelo de los elementos 58 y 59, al electrodo de base del transistor 53, liberado o activado por dicha variación de tensión. Como resultado de ello, la tensión de colector del transistor 53 disminuye, y esta variación de tensión es transmitida a su
25 vez al electrodo de base del transistor 52, a través de la resistencia 62 y el condensador 63. El resultado de este efecto cumulativo es que el transistor 52 es súbitamente llevado a la condición de corte, y el transistor 53 a la de conducción. El condensador 63 puede descargarse por la resistencia 62, por el transistor 53, que está
30

317533

2



ahora en conducción, y por la resistencia 57. Por consi-
guiente, en el electrodo de base del transistor 52 se for-
ma una tensión como la indicada en la fig. 6d, que es la
superposición de los impulsos diferenciados procedentes
5 del punto de unión de los condensadores 63 y 64 y la va-
riación de la tensión en bornes del condensador 65 que se
descarga. En el instante t_2 , que es el final del primer
impulso de retorno, tiene lugar un primer impulso de sen-
tido positivo, que es el borde de salida diferenciado del
10 primer impulso de retorno de líneas. Como la tensión de
corte del transistor 52 está sensiblemente al nivel indi-
cado por la línea 67, claro está que dicho primer impulso
de sentido positivo no es capaz de liberar el transistor
52. En el instante t_3 , que es el comienzo del período de
15 retorno de la línea sucesiva, aparece un impulso de sen-
tido negativo que vuelve a ser el borde de entrada dife-
renciado del segundo impulso de retorno de líneas. Como
este es de nuevo un impulso de sentido negativo, tiende
a liberar el transistor 52, lo cual no produce efecto
20 alguno porque el transistor 52 ya está en corte. En el
instante t_4 , que es el final del retorno de la línea
sucesiva, aparece un segundo impulso positivo que libera-
rá el transistor 52. De hecho, como se indica con líneas
de trazo interrumpido en la fig. 6d, en el instante t_4 ,
25 el impulso de sentido positivo que entonces aparece sobre
pasará el nivel de corte indicado por la línea 67 y, por
consiguiente, pondrá en conducción el transistor 52. En
realidad, la parte del impulso que excede de la línea 67
por arriba no se produce, porque en cuanto el transistor
30 52 entra en conducción, el diodo base-emisor de dicho



transistor entra asimismo en conducción, y frenará o impedirá que el impulso diferenciador se haga más positivo. Por lo tanto, la variación de la tensión durante el tiempo T_2 será esencialmente la indicada por la línea llena de la fig. 6d. En el instante t_4 , el generador de relajación habrá pasado de nuevo a su condición estable, la cual se mantendrá hasta el instante t_5 , que es el comienzo del período de retorno sucesivo, durante el cual el impulso diferenciado de sentido negativo asegurará de nuevo el paso al corte del transistor 52, y el generador de oscilaciones de relajación es llevado de nuevo a una condición de no estable. Por lo tanto, puede decirse que el borde de entrada o ataque de cada primer impulso de retorno de líneas lleva el generador de relajación a una condición no estable, mientras el borde de salida del segundo impulso de retorno de líneas vuelve a introducir la condición estable. Como el transistor 52 está puesto en corte por la señal de la figura 6d durante el tiempo T_1 , y conduciendo durante el tiempo T_2 , la señal de salida en el electrodo de colector de dicho transistor tendrá un perfil como el indicado en las figs. 3b y 6a. Como el transistor 53 está siempre en conducción cuando el 52 no conduce, y recíprocamente, en el electrodo de colector del transistor 53 se formará una señal como la indicada en la fig. 3a, que es la señal de conmutación 32.

Los elementos componentes más importantes utilizados en el generador de oscilaciones de relajación de la fig. 5 tienen los valores siguientes:

317533



$V_c = 12$ voltios

Transistor NPN 52 = Philips, tipo OC 139

Transistor NPN 53 = Philips, tipo OC 139

Resistencia 54 = 1 kilohmio

5 Resistencia 55 = 4,7 kilohmios

Resistencia 60 = 5,6 kilohmios

Resistencia 62 = 3,9 kilohmios

Condensador 63 = 1800 pF

Condensador 64 = 27 pF

10 De los valores indicados se desprende que el condensador 63 es de una capacidad relativamente grande, necesaria porque debe tener forzosamente una constante de tiempo o período de descarga grande, principalmente con la resistencia 62; esto es, un período tal que para
15 una amplitud dada de los impulsos 34 de retorno de líneas, el borde de salida diferenciado en el instante t_2 (fig. 6) no sea capaz de poner en conducción el transistor 52. También se deduce de estos valores que el condensador 64 debe ser de capacidad relativamente pequeña, porque debe formar, también con la resistencia 62, un
20 circuito diferenciador.

Claro está que el generador 23 puede estar también construido de manera diferente a la ilustrada en la fig. 5. Por ejemplo, los transistores 52 y 53 de la fig. 5 no necesitan ser del tipo NPN, sino que pueden usarse también
25 a este fin transistores del tipo PNP. La única diferencia entonces es que debe invertirse la polaridad de la tensión de alimentación V_c (fig. 5), así como la polaridad de los impulsos 34 de retorno de líneas que se apliquen al terminal 35. Es posible también sustituir por
30



tubos o válvulas los transistores 52 y 53, y en este caso, naturalmente, la tensión de alimentación V_c debe tener un valor considerablemente más alto que el arriba indicado de 12 V.

5 Además, es posible no utilizar un circuito
multivibrador 23 monoestable, sino uno biestable que esté
provisto de dos elementos de circuito, dos transistores o
dos tubos. A uno de los transistores o tubos de dicho cir-
cuito biestable se le aplican impulsos de retorno 34 de
10 una polaridad, mientras al otro transistor o tubo se le
aplican impulsos de retorno de la polaridad contraria. El
borde de ataque del primer impulso de la señal suministrada
al primer elemento de circuito debe poner en corte dicho
elemento, e introducir con ello un cambio de estado o de
15 actividad del circuito multivibrador, en tanto que el borde
de salida del segundo impulso sucesivo de la señal aplica-
da al segundo elemento del circuito debe poner en corte di-
cho elemento y así efectuar el cambio o retorno del circuito
multivibrador al estado anterior. Por consiguiente, de esta
20 manera es también posible llevar el circuito multivibra-
dor a la primera condición estable durante el tiempo T_1 ,
y a la otra condición estable durante el tiempo T_2 .

La fig. 7, finalmente, muestra el esquema
de circuitos de parte de un receptor adecuado para recibir
25 señales tanto del sistema PAL como del NTSC.

La señal derivada del amplificador de color
4 se lleva luego por cuatro caminos diferentes. El primero
de ellos sigue por un conductor 69 hasta una etapa inver-
sora de fase 70, y de ésta a una etapa sumadora 71. El
30 segundo camino lleva por un conductor 72 y un circuito de



317533

retardo 73, que retrasa la señal de color en un período de línea, por una parte a la primera etapa sumadora 71 y por otra a la segunda etapa sumadora 74. El tercer camino 75 también conduce a dicha segunda etapa sumadora 74.

5 El cuarto camino 76 conduce finalmente a un circuito de barrera o pórtico 77, al cual se aplica, cuando se recibe una señal de PAL, una señal de conmutación 78 que consta de impulsos de retorno de línea, los cuales abren la barrera (la ponen en conducción) solamente durante el
10 período de retorno de línea. Cuando se recibe una señal de NTSC, la barrera 77 está completamente abierta.

La salida de la etapa sumadora 71 está conectada a un circuito 79, que, por razones de simetría, está construido de igual manera que el de barrera 77. Las
15 salidas interconectadas de los circuitos sensiblemente iguales 77 y 79 van conectados a través del condensador 80 a los diodos de conmutación 81 y 82. Las razones de simetría son que la señal que llega al condensador 80 a través del circuito 77 se encuentre sensiblemente con la
20 misma impedancia que la señal que llega a dicho condensador a través del circuito 79. También conviene dicha construcción simétrica por lo que concierne a tener un tiempo total de tránsito igual.

El ánodo del diodo 81 está conectado al secundario de un transformador 83, a cuyo primario va conectado el cátodo del diodo 82. El secundario del transformador 83 está conectado al primario de un segundo transformador 84 cuyo secundario va provisto de una toma central 85. Un extremo del secundario de este último transformador va conectado al demodulador síncrono 5, y el otro ex-
30



tremo lo está al demodulador síncrono 6.

Finalmente, la etapa sumadora 74 va conectada, por medio de un circuito 86 de desplazamiento de 90° de la fase, a la toma central 85. Los diodos de conmutación 81 y 82 están controlados con la señal disimétrica de conmutación 32 derivada del generador 23.

En la disposición de circuitos ilustrada en la fig. 1, se supone que $\varphi = 33^\circ$, de modo que $P = I$ y $R = Q$. Como es sabido, en ese caso, en la etapa sumadora 71 se forma durante una línea la señal $+I \cos(\omega t + 33^\circ)$, y durante la línea sucesiva se forma la señal $-I \cos(\omega t + 33^\circ)$. Estas señales son aplicadas a los diodos 81 y 82 a través del circuito 79 y del condensador 80. Cuando aparece la señal $+I \cos(\omega t + 33^\circ)$, el diodo 81 es liberado (puesto en conducción) por la señal 32. Al ocurrir la señal $-I \cos(\omega t + 33^\circ)$, el diodo 82 conduce dicha señal al transformador 83, que la invierte en fase. Debido a la acción de dichos diodos de conmutación, en el primario del transformador 84 aparece siempre la señal $+I \cos(\omega t + 33^\circ)$.

También de manera ya conocida, en la salida de la etapa sumadora 74 se forma la señal $+Q \sin(\omega t + 33^\circ)$. A consecuencia del cambio de fase de 90° producido en el circuito 86, se tiene en la toma 85 una señal de la forma $+Q \cos(\omega t + 33^\circ)$.

Disponiendo la toma 85 en el punto adecuado, se forma una señal,

$$\alpha I \cos(\omega t + 33^\circ) + \beta Q \cos(\omega t + 33^\circ) = (R - Y) \cos(\omega t + 33^\circ) \quad (5)$$

al extremo del secundario del transformador 84 conectado al demodulador 5. Cuando las compo-

317533



5 nentes de color I Q está definidas en el sistema NTSC, se
verifica $\alpha = 0,95$ y $\beta = 0,63$.

A la entrada del segundo demodulador sín-
crons 6 conectado al otro extremo del secundario del trans-
formador 84, se forma igualmente una señal

$$-\delta I \cos(\omega t + 33^\circ) + Y Q \cos(\omega t + 33^\circ) = (B - Y) \cos(\omega t + 33^\circ) \quad (6) \text{ donde } \delta = 1,10 \text{ y } Y = 1,70.$$

10 Mediante demodulación síncrona, el demodu-
lador 5 suministra la señal de diferencia de color rojo
(R - Y), y de este demodulador puede derivarse también,
por medio del conductor 12, la señal de control para el os-
cilador local 16, de manera correspondiente a la de la dis-
posición de circuitos ilustrada en la fig. 1.

15 El demodulador síncrono 6 suministra la se-
ñal de diferencia de color azul (B - Y) y la señal de con-
trol para el C.A.C. del amplificador de color 4, que se
deriva por la línea 8.

20 Como se desprende de las ecuaciones (5) y
(6), en los demoduladores síncronos 5 y 6 se dispone de
las señales de diferencia de color puro (R - Y) y (B - Y),
que modulan la onda subportadora. Esto es posible porque, al
recibirse una señal de PAL, pueden producirse las señales
 $I \cos(\omega t + 33^\circ)$ y $Q \cos(\omega t + 33^\circ)$ independiēte-
mente, esto es, como dos señales separadas. A consecuencia
25 de esto, no habrá aberración cromática alguna en la imagen
reproducida, sean cuales fueren los errores de fase que
pudieran ocurrir durante la transmisión de las señales de
color en PAL.

30 No es este el caso, naturalmente, cuando
por el contrario se recibe una señal de NTSC.



Ahora bien, para poder recibir dicha señal de NTSC es necesaria la presencia del circuito de barrera 77. De hecho, la señal de NTSC tiene la misma forma de una línea a otra. Como la señal es desplazada 180° en fase en la etapa inversora 70, las dos señales que actúan en la etapa sumadora 71 (una señal retardada y una señal invertida en fase) son iguales pero de signo contrario. Al recibirse una señal de NTSC, por consiguiente, la señal de salida de dicha etapa sumadora 71 es esencialmente igual a cero. Como, no obstante, es preciso que haya dos señales disponibles en el transformador 84, la barrera 77 queda completamente abierta cuando se recibe una señal de NTSC, de manera que a través de estas partes llega a los diodos 81 y 82 la señal de NTSC, de la forma

$$I \cos(\omega t + 33^\circ) + Q \sin(\omega t + 33^\circ).$$

En este caso el diodo 81 debe estar siempre conduciendo, lo cual puede asegurarse omitiendo la señal de comutación 32. La información para esto último y para abrir completamente la barrera 77 se deriva del hecho de que, al recibirse una señal de NTSC, no está presente la señal de sincronización de PAL. De manera parecida a lo que se hace para prescindir del color cuando se recibe una señal de blanco y negro, en la que se omite la señal de irrupción, puede utilizarse la información para omitir la señal de sincronización de impulsos.

En esta situación, y a consecuencia del desplazamiento de fase de 90° producido por el circuito 86, se forma en la toma 85 una señal $-I \sin(\omega t + 33^\circ) + Q \cos(\omega t + 33^\circ)$. Así, para el demodulador síncrono 5 se dispone de la señal.

317533²

$$\begin{aligned} & \alpha I \cos (\omega t + 33^\circ) + \alpha Q \sin (\omega t + 33^\circ) - \beta I \sin \\ & (\omega t + 33^\circ) + \beta Q \cos (\omega t + 33^\circ) = (R - Y) \\ & \cos (\omega t + 33^\circ) + (\alpha Q - \beta I) \sin (\omega t + 33^\circ) \end{aligned} \quad (7)$$

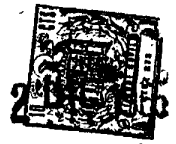
5 Multiplicando dicha señal en el demodulador 5 por \cos
 $(\omega t + 33^\circ)$, se obtiene la señal de diferencia de color
 rojo $(R - Y)$. Ahora bien, claro está que a consecuencia
 de la presencia del término que tiene por coeficiente
 $(\alpha Q - \beta I)$ en la ecuación (7), cuando ocurran erro-
 10 res de fase se producirá también aberración cromática.

Para el demodulador síncrono 6, se dispo-
 ne entonces de la señal

$$\begin{aligned} & -\delta I \cos (\omega t + 33^\circ) - \delta Q \sin (\omega t + 33^\circ) - \gamma I \\ & \sin (\omega t + 33^\circ) + \gamma Q \cos (\omega t + 33^\circ) = (B - Y) \\ & \cos (\omega t + 33^\circ) - (\delta Q + \gamma I) \sin (\omega t + 33^\circ). \end{aligned} \quad (8)$$

De la ecuación (8) se sigue que el demodu-
 lador 6 suministra la señal de diferencia de color azul
 $(B - Y)$, y que en este caso, también a causa de la presen-
 20 cia del término que tiene por coeficiente $(-\delta Q - \gamma I)$,
 en caso de que haya errores de fase se producirá aberración
 cromática.

De la naturaleza de las señales correspon-
 dientes a las ecuaciones (3) y (4) se deduce que, al re-
 25 cibirse una señal de PAL, no aparecerá en la etapa sumado-
 ra 71 la señal de irrupción $-b \sin \omega t$. Pero esta señal
 sí que aparece en la etapa sumadora 74. Dicha señal de
 irrupción es desplazada 90° en fase en el circuito 80.
 Cuando la señal de irrupción no aparezca en modo alguno a
 30 la entrada del condensador 80, es preciso asegurarse en el



receptor de que la señal de irrupción que se ha cambiado de fase en 90° vuelve a ser cambiada de fase. Cuando, por el contrario, se haga pasar la señal de irrupción por la barrera 77, la fase de ella no habrá experimentado cambio alguno de modo que, en combinación con el desplazamiento de fase de 90° de la señal de irrupción pasada por el circuito 86, la señal definitiva de un desplazamiento de fase de aproximadamente 45° . Este menor desplazamiento de fase es más sencillo de compensar. Además, como se ha demostrado más arriba, al recibirse una señal de NTSC, la barrera 77 debe estar completamente abierta o en conducción. Esto significa que en ese caso también se recibe la señal de irrupción a través de la barrera 77. Al no dejarse pasar la señal de irrupción por la barrera 77 cuando se recibe una señal de PAL, se crearían condiciones de desigualdad, al recibirse la señal de PAL, en relación con las existentes cuando se recibe una señal de NTSC. No obstante, esto se evita suministrando a la barrera 77, cuando se reciben señales de PAL, la señal de conmutación 78, señal que da la seguridad de que la barrera 77 conduce o está abierta mientras está presente la señal de irrupción.

Ahora bien, cuando la señal de irrupción aparece en el condensador 80, es preciso volver a conmutar disimétricamente los diodos 81 y 82. De hecho, el diodo 81 debe estar siempre conduciendo mientras está presente la señal de irrupción, ya que en ese caso la señal de irrupción que viene del condensador 80 no está desplazada 180° en fase.

Esto trae consigo que la señal de conmutación 32 debe ser disimétrica, lo cual significa que, lo mismo

317533



que antes, ha de ser $T_1 > T_2$, ya que durante el tiempo T_1 es liberado o activado el diodo 81 que, por consiguiente, se halla en conducción cada vez durante dos períodos de retorno del barrido.

5 Esta solicitud que corresponde a la presentada en Holanda, el día 19 de septiembre de 1.964, bajo el nº 6410975, se acoge a los beneficios del artículo 51 del vigente Estatuto sobre Propiedad Industrial.

10

- 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:

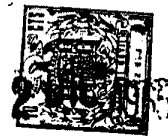
15

1.- Una disposición de circuito para producir una señal de conmutación en aparatos de televisión en colores adecuado para tratar y/o convertir una señal de televisión en colores, que contiene una señal de luminancia y una señal de ondas subportadora en la cual, durante el período de barrido de una línea, se modulan dos componentes de color en cuadratura y, durante parte del período de retorno una señal de irrupción, y cuya disposición de circuito, que es controlada por medio de impulsos de línea, suministra una señal de conmutación con la mitad de la frecuencia de los impulsos de línea, que es aplicada a medios de distribución para conmutar la fase de línea de al menos un componente de color de la señal de televisión o de una señal de onda subportadora derivada de la señal de irrupción, caracterizada porque la disposición de circuito está

20

25

30



5 construida de manera que una señal de conmutación disimétrica sea suministrada la cual, durante un período de barrido más dos períodos de retorno, uno de la línea asociada y uno de la línea subsiguiente, tiene una polaridad y, durante el período de barrido de la línea subsiguiente tiene la otra polaridad.

10 2.- Una disposición de circuito según el punto 1, en la cual el aparato de televisión en colores es un receptor de televisión en colores adecuado para recibir una señal PAL y cuyo receptor contiene dos desmoduladores síncronos de los cuales, además de los componentes de color desmodulados, se deriva también por lo menos una señal de control y en la cual a cada desmodulador síncrono se aplica una señal de onda subportadora en el receptor la cual
15 desplaza, por los medios de distribución, la fase de la señal de onda subportadora regenerada de línea a línea de una manera tal que durante una línea la fase de la señal de onda subportadora que se aplica al primer desmodulador difiere de la fase de la señal de irrupción en $+ 90^\circ$ y en el segundo desmodulador en 180° , y durante la otra línea,
20 difiere de la fase de la señal de irrupción para el primer desmodulador en $+ 156^\circ$ y para el otro desmodulador en 114° , caracterizada porque la señal de distribución controla los medios de conmutación de tal manera que cada vez durante
25 un período de retorno de línea, la señal de onda subportadora regenerada es suministrada al primer desmodulador con una fase de $+ 90^\circ$ y al segundo desmodulador con una fase de $+ 180^\circ$.

30 3.- Una disposición de circuito según el punto 1 en la cual los medios de conmutación dejan pasar nor-

317533



malmente por lo menos un componente de color durante una
línea e invierten la fase en 180° durante la otra línea,
caracterizada porque la señal aplicada a los medios de
conmutación contiene por lo menos un componente de color
5 modulado en una onda subportadora, salvo un período de ba-
rrido de línea, y contiene la señal de irrupción durante
los períodos de retorno de líneas y en la cual la señal de
conmutación controla los medios de conmutación de tal mane-
ra que cada vez, durante un período de retorno de línea,
10 la señal de irrupción sea transmitida de manera normal.

4.- Una disposición de circuito según cualquie-
ra de los puntos anteriores que está construida como genera-
dor de relajación monoestable para suministrar un voltaje
de onda cuadrada bajo el control de impulsos de línea y cu-
ya disposición de circuito comprende al menos un elemento
15 amplificador, un circuito de resistencia-capacidad y una
fuente de voltaje de alimentación, en la cual durante el
funcionamiento se desarrolla un voltaje de descarga a tra-
vés del condensador, caracterizada porque los impulsos de
línea son aplicados a un circuito diferenciador que dife-
20 rencia estos impulsos y cuyos impulsos diferenciados son
superpuestos sobre el voltaje de descarga a través del
condensador de tal manera que el borde delantero diferen-
ciado de un primer impulso de línea corte la corriente prin-
cipal del elemento amplificador, el borde posterior dife-
25 renciado de dicho primer impulso, en cooperación con el
voltaje del condensador, no sobrepase el voltaje de corte
para dejar en libertad la corriente principal pero el borde
posterior diferenciado del segundo impulso, junto con el
30 voltaje del condensador, si sobrepase el voltaje de corte

de la corriente principal.

5 5.- Una disposición de circuito según el
punto 4 en el cual el generador de relajación monoestable
está construido como circuito multivibrador provisto de
dos transistores mutuamente acoplados cada uno de los cua-
les está provisto de resistencias de colector, caracteri-
zada porque el electrodo colector del primer transistor,
que está en corte en una condición estable, está conecta-
do, a través de la disposición en serie de una resisten-
10 cia de acoplo y un condensador, con el electrodo de base
del segundo transistor y en el cual un segundo condensa-
dor, que está conectado a la unión de la resistencia de
acoplo y el primer condensador mencionado, forma un cir-
cuito diferenciador sustancialmente junto con la resis-
15 tencia de acoplo, que diferencia los impulsos de línea
aplicados al segundo condensador y en la cual la polari-
dad de los impulsos de línea es tal que el borde delan-
tero diferenciado del primer impulso de línea ponga en
corte al segundo transistor y con ello lleve al multivi-
brador a un estado no estable, mientras que el período de
20 descarga del primer condensador mencionado se elige de
modo que el borde posterior diferenciado del primer im-
pulso de línea junto con el voltaje a través del primer
condensador mencionado no sobrepase el voltaje de defle-
25 xión del otro transistor y el borde de salida diferen-
ciado del segundo impulso de línea, junto con dicho vol-
taje del condensador, si sobrepase el voltaje de defle-
xión del otro transistor y con ello introduzca el esta-
do estable.

317533



6.- Una disposición de circuito para producir una señal de conmutación en aparatos de televisión en colores.

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

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

10

Madrid,

2 DIC. 1965

P.A.

Alberto de Elzaburu
Pol. F. I. 101

f.b.

M. CA

317533

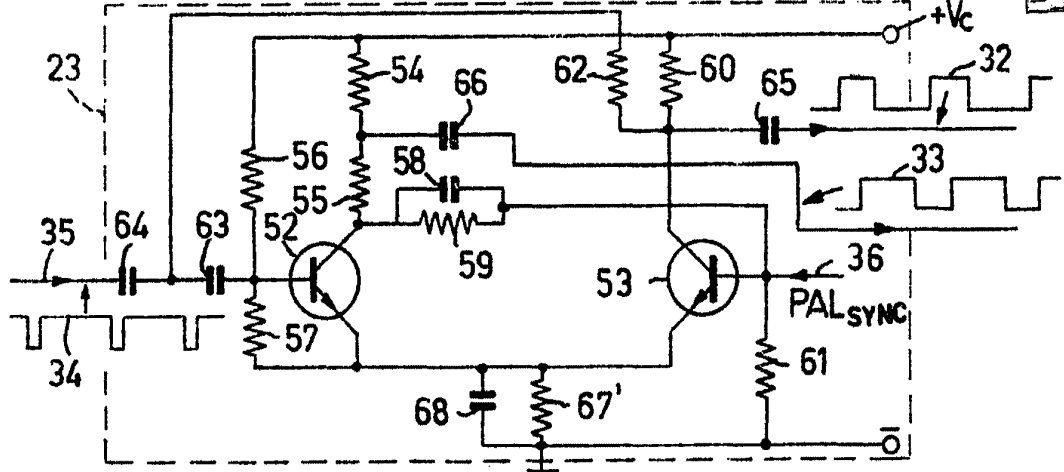


FIG. 5

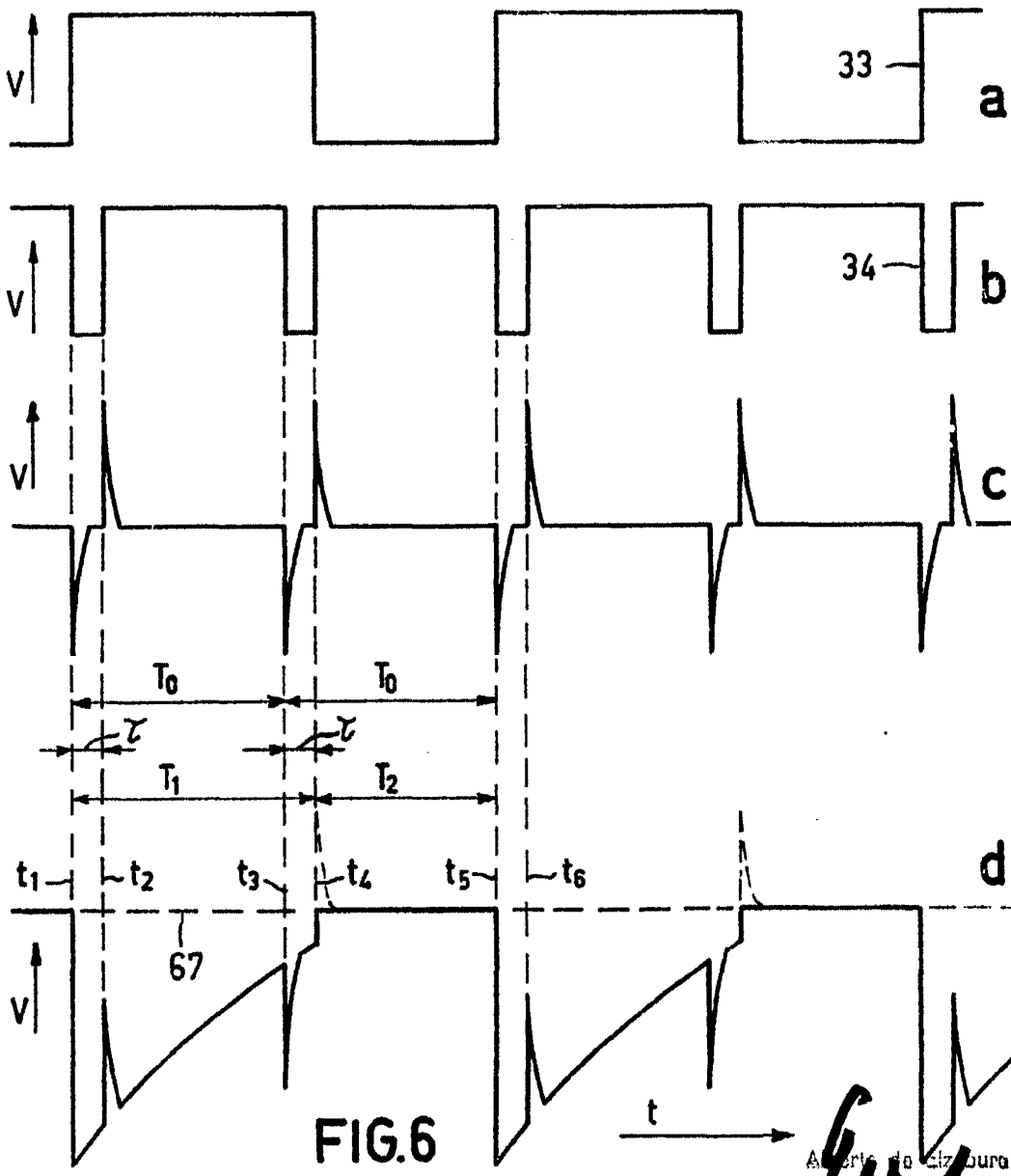


FIG. 6

Alberto de Cizaura

31 7533

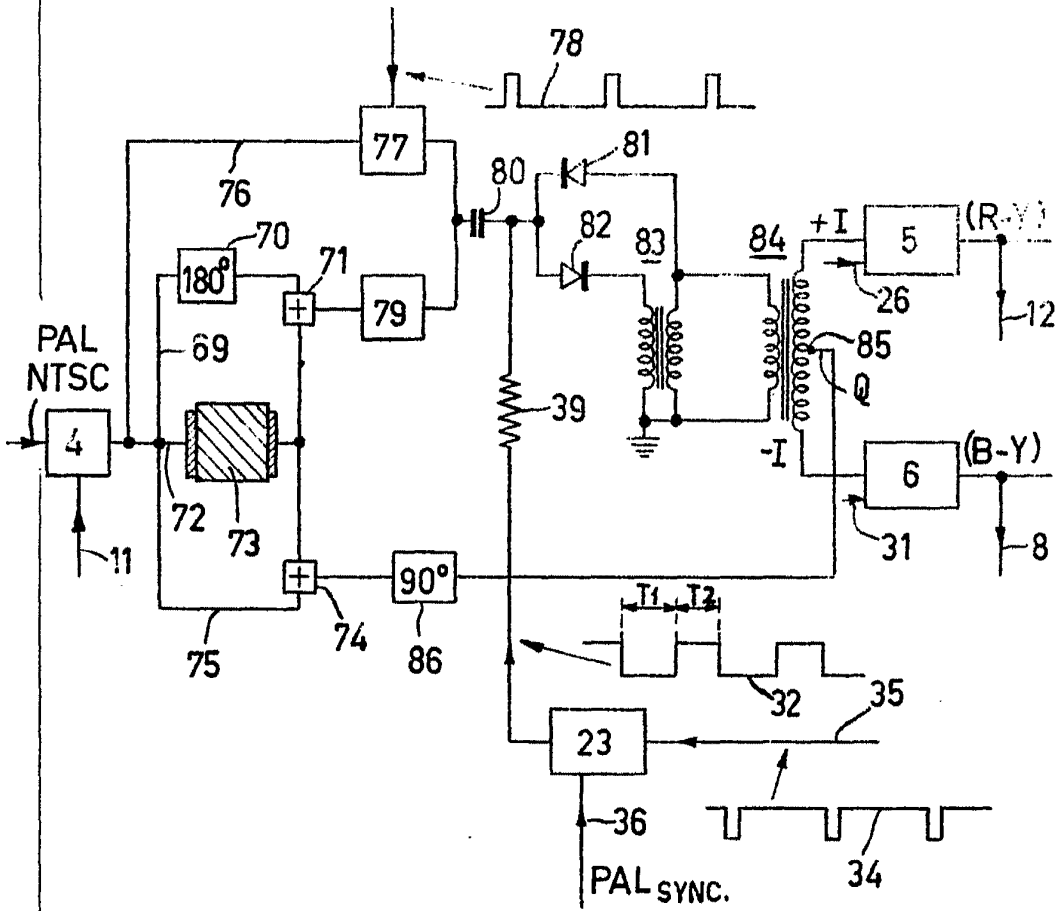


FIG.7

Guille
Abitto & Mazzabini
Ingegneri