

PATENTE DE INVENCION

RCA 68281/68281A

Int. Cl.: H04N

Memoria Descriptiva

sobre:

Perfeccionamientos en aparatos de elaboración de señales de televisión.

.....

Solicitante: RCA CORPORATION, entidad norteamericana, residente en 30 Rockefeller Plaza, Nueva York, N.Y.10020, EE. UU. de A.

.....

439173

Este invento se refiere a un aparato para mejorar la respuesta transitoria de los sistemas de elaboración de señales de video de televisión y, en particular, se refiere a mejorar la nitidez o acentuación del contorno de la imagen generada por un receptor

5.

de televisión.

5. La llegada de los cinescopios de mayor tamaño para receptores de televisión ha dado una mayor importancia al problema de mejorar la respuesta transistoria de los sistemas de elaboración de señal de video de televisión. En lo que se refiere a calidad de imagen, esta mejora corresponde a mejorar las transiciones entre tonos así como la reproducción del detalle fino.

10. Se sabe que la respuesta de los sistemas de elaboración de video se puede mejorar de una forma subjetiva aumentando la inclinación de las transiciones de amplitud en las señales de video. La respuesta se puede mejorar también por la generación de una premodulación inmediatamente antes de una transición y una sobremodulación inmediatamente después de la transición de forma que, por ejemplo, se acentue una transición del blanco al negro porque la imagen, inmediatamente antes de la transición, es más blanca que en la escena original y, inmediatamente después de la transición, es más negra que en la escena original.

15. Se sabe que la inclinación de las transiciones de amplitud está principalmente en función a la respuesta a las altas frecuencias del sistema de elaboración de la señal de video. Por lo tanto, es conveniente que el sistema de elaboración de video tenga una banda relativamente ancha. No obstante, frecuentemente los sistemas de elaboración de video, por ejemplo, un receptor que tenga una anchura de banda relativamente amplia, producen una imagen menos nítida que los sistemas de anchura de banda más estrecha porque los sistemas de anchura de banda amplia pueden mostrar alinealidad de fase o distorsión en función a la frecuencia.

20.

25.

30.

- O sea, por ejemplo, como los sistemas de anchura de banda amplia tienen en general una característica de eliminación de altas frecuencias más inclinadas (aumentando la atenuación de la señal al aumentar la frecuencia) que los sistemas de anchura de banda más estrecha, los componentes de la señal de video de alta frecuencia pueden retardarse más que los componentes de la señal de video de baja frecuencia. La distorsión o alinealidad de fase se manifiesta principalmente por la presencia de premodulaciones y sobremodulaciones asimétricas indeseables y duplicación de imágenes en la señal de video elaborada. Las premodulaciones y sobremodulaciones asimétricas y la duplicación de imágenes son particularmente indeseables puesto que en general no se pueden controlar con facilidad. Específicamente, cuando se elaboran señales de video en receptores que comprenden aparatos para mejorar la respuesta de alta frecuencia pero que tienen características de fase alineal sin corregir, las imágenes generadas de acuerdo con las señales de video elaboradas no resultan agradables a la vista debido a la duplicación de imágenes y a las premodulaciones y sobremodulaciones incontroladas. Por lo tanto, como resultado de ésta distorsión de fase, la respuesta transitoria del aparato de anchura de banda amplia puede ser más deficiente que lo que cabría esperar.

- En esta rama de la industria se conocen diversos tipos de aparatos para mejorar la respuesta transitoria de los sistemas de elaboración de video. En uno de dichos aparatos, se emplean circuitos diferenciadores de parámetros concentrados para mejorar la respuesta a las altas frecuencias del sistema de elaboración de video aumentando la amplitud de los componentes de alta frecuencia de las señales de video con re

lación a la amplitud de los componentes de baja frecuencia. Desgraciadamente, los circuitos diferenciadores de parámetros concentrados muestran en general características de fase alineal en función a la frecuencia. Por lo tanto, a menos que los circuitos diferenciadores de parámetros concentrados se formen para que proporcionen una característica de fase lineal así como diferenciación, que en general exige una circuitería compleja y costosa, los circuitos diferenciadores de parámetros concentrados son indeseables para muchas aplicaciones.

5. En otro aparato para mejorar la respuesta transistoria, las perturbaciones transistorias de amplitud en las señales de video se acentúan pasando las señales de video a través de un circuito de parámetros concentrados dispuesto para generar premodulaciones y sobremodulaciones. Por ejemplo, la patente número 3.780.215, concedida a Shibata et al el 18 de Diciembre de 1.973, describe un circuito para generar premodulaciones y sobremodulaciones. En el circuito de Shibata, una señal de paso bajo, generada por un filtro de paso bajo en respuesta a las señales de video, se resta de las señales de video, se retarda apropiadamente, para generar los componentes de la señal de premodulación y sobremodulación. Aunque la aparición de transiciones tonales en la imagen se acentuará más que las que se obtienen de otro modo, a menos que el filtro de paso bajo se disponga para que tenga una característica de fase virtualmente lineal en función a la frecuencia, la imagen puede mostrar la presencia de duplicación indeseable y premodulaciones y sobremodulaciones incontroladas que no resultan agradables al espectador.

10. Las señales de video de televisión en color contienen partes de señal de luminancia, señal de crominancia y señal

15.

20.

25.

30.

de sonido. La parte de señal de luminancia tiene una anchura de banda relativamente amplia y se extiende en una gama de frecuencia más baja y una gama de frecuencia más elevada. La gama de frecuencia más elevada tiene una anchura de banda relativamente estrecha y comprende partes de señal de crominancia y de sonido. La información de detalle de la imagen está comprendida en los componentes de alta frecuencia de las partes de la señal de luminancia. Para elaborar estas señales, los receptores de televisión en color comprenden un canal de crominancia para elaborar las partes de señal de crominancia y un canal de luminancia para elaborar las partes de señal de luminancia. Para mejorar la nitidez y la resolución de detalle fino de la imagen, es conveniente mejorar la respuesta transitoria del canal de luminancia aumentando la respuesta a las altas frecuencias del canal de luminancia. No obstante, como la presencia de las partes de señal de crominancia y/o sonido en el canal de luminancia tiende a dar por resultado la generación de configuraciones visibles indeseables en la imagen, es también conveniente habilitar medios para eliminar parte de señal de crominancia y de sonido del canal de luminancia. Hasta el presente invento, un filtro de eliminación de banda o circuito eliminador centrado alrededor de una frecuencia de la onda subportadora de color para eliminar parte de la señal de crominancia, un circuito eliminador centrado alrededor de una frecuencia de sonido de onda interportadora para eliminar partes de la señal de sonido, y un circuito diferenciador para acentuar relativamente los componentes de alta frecuencia de las partes de la señal de luminancia, se han habilitado por separado en el canal de luminancia. Para reducir la complejidad y el coste es conveniente

te disponer de un solo circuito que acentue relativamente los componentes de alta frecuencia de las partes de la señal de luminancia y que atenue también relativamente las partes de señal de crominancia o de señal de sonido o ambas.

5. Además, puede ser conveniente poder ajustar la característica de diferenciación del canal de luminancia. Por ejemplo, puede ser conveniente controlar la amplitud de ciertas partes (v.g., las componentes de frecuencia relativamente alta) de las señales de luminancia dependiendo de la calidad de la señal de televisión recibida. También puede ser conveniente controlar el que las componentes de frecuencia relativamente alta de las señales de luminancia se acentúen relativamente (v.g., se acentuen las crestas) o se atenuen relativamente (v.g., se descreten) dependiendo de las características de la señal recibida. Por lo tanto, si la señal recibida se ha elaborado previamente en el transmisor para proporcionar componentes de señal de luminancia de frecuencia relativamente alta acentuados, como por ejemplo en los sistemas de televisión por cable (CATV) o si la señal transmitida contiene componentes de ruido de frecuencia relativamente alta, puede ser conveniente descrestar, en lugar de acentuar las crestas, de las componentes de frecuencia relativamente alta de la señal de luminancia. En cualquier caso, tanto si las componentes de frecuencia relativamente alta se acentúan o se descrestan, es conveniente que el ajuste de la amplitud de los componentes de frecuencia relativamente alta no afecte sensiblemente a las características de eliminación del canal de luminancia. También es conveniente que el ajuste no afecte a la componente de continua de la señal de video, puesto que la luminosidad de la imagen está relacionada con la componente de continua de la se
- 10.
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.

ñal de video.

- Se sabe en esta rama de la industria que una característica de amplitud o fase deseada (o ambas), en función a la frecuencia, se puede formar en un aparato donde las señales retardadas generadas en los puntos de acoplamiento de la
5. señal (normalmente conocidos como tomas) a lo largo de una línea de retardo o dispositivo similar, se combinan de una manera predeterminada para obtener la característica deseada. Dicho aparato se describe en la patente EE.UU. número 2263366,
10. titulada "filtro de ondas eléctricas o similar" concedida a A.D. Blumlein et al. el 18 de Noviembre de 1941; un artículo titulado "filtros transversales", de H.E. Kallman, que aparece en la publicación Procedimientos de la I.R.E. volumen 28 nº 7 páginas 302-310, Julio de 1940; y artículo titulado "Se-
15. lectividad y Síntesis de Respuesta Transistoria", de R.W. Sonnenfeldt, que aparece en la publicación Transacciones de la I.R.E. en Receptores de Radio y Televisión, volumen BTR-1 Nº3, páginas 1-8, Julio de 1955; y un artículo titulado "Ecu-
20. alizador Transversal para circuitos de Televisión", de R.V. Sperry y D. Surenian, que aparece en Revista Técnica de Sistema Bell volumen 39, nº 2, página 405-422, Marzo de 1.960. Dicho aparato, a veces llamado ecualizador, o filtro transversal, es generalmente útil para una variedad de aplicaciones en el campo de la elaboración o utilización de señales. Por ejemplo,
25. dicho aparato puede resultar útil en la corrección del haz electrónico de abertura horizontal y vertical, como se describe en la patente EE.UU. número 2.759.044, titulada "Corrección de Abertura del Haz electrónico en Dirección Horizontal y Vertical" concedida a B.M. Oliver el 14 de Agosto de 1.956. Además
30. la patente EE.UU. número 2.922,965, titulada "Ecu

- Abertura y Corrección de fase para Televisión", concedida a C.W. Harrison el 26 de Enero de 1960, describe otro aparato del tipo descrito en la Patente de Oliver que se caracteriza porque una terminación reflectiva se acopla a una línea de re-
5. tardo que tiene una pluralidad de tomas para reducir el número de tomas necesarias. En otra aplicación de una línea de re-
10. tardo descrita en la patente EE.UU. 3.749.824, titulada "Filtro de Supresión para Señales de Onda Portadora-Crominancia que utilizan una línea de retardo con tomas", concedida a T. Segashima et al, el 31 de Julio de 1973, una terminación re-
15. flectiva se acopla selectivamente a un extremo o terminal de una línea de retardo del canal de luminancia durante la transmisión de color para suprimir partes de la señal de crominancia.
20. La línea de retardo sigue también para compensar los retardos de señales elaborada en los canales de luminancia y de crominancia. Según una modalidad del presente invento, el dispositivo de retardo de la señal, sensible a una señal de video de televisión que tiene por lo menos partes de señal de
25. luminancia y crominancia, se incluye en el canal de luminancia de un sistema de elaboración de video de televisión. Una pluralidad de medios de acoplamiento de la señal se acoplan al dispositivo de retardo de la señal para desarrollar una pluralidad de señales de video retardadas separadas por intervalos
30. predeterminados. Dos de las señales de video retardadas se combinan para formar una señal determinante de la acentuación de crestas. La señal determinante de la acentuación de crestas tiene una características de amplitud contra frecuencia que tiene amplitudes relativamente aumentadas en la gama de frecuencias superior de las partes de la señal de luminancia. Por

- lo menos otra de las señales de video retardadas se utiliza para derivar una señal determinante de la anchura de banda. La señal determinante de la anchura de banda se combina con la señal determinante de la acentuación de crestas para formar una
5. señal de salida que tiene una característica de amplitud contra frecuencia que tiene amplitudes relativamente aumentadas en una región de frecuencias superior de las partes de la señal de luminancia y amplitudes relativamente reducidas en las gamas de frecuencias de las partes de la señal de crominancia o de sonido o ambas.
10. Según otra características del presente invento, una parte del dispositivo de retardo de la señal sirve para igualar los retardos de las señales elaboradas en los canales de crominancia y de luminancia de un sistema de elaboración de televisión en color. Según otra característica del presente invento,
15. las dos señales de video retardadas controlan la formación de premodulaciones y sobremodulaciones de las transiciones de amplitud de la señal de salida.
- Según otra característica del presente invento, se
20. proporcionan medios para controlar la amplitud de la señal de salida en la gamas de frecuencias superior de las partes de la señal de luminancia. Con relación a esta característica, la señal determinante de la acentuación de crestas y la señal determinante de la anchura de banda se combinan de manera que la
25. amplitud de la señal de salida en corriente continua (v.g, frecuencia cero) y en la gama de las partes de la señal de crominancia o de sonido, o ambas, no se vean sensiblemente afectadas por ajustes de la amplitud de la señal de salida en la gama de frecuencias superior de las partes de la señal de luminancia. Según otra característica del presente invento, se pro
- 30.

porciona medios para ajustar la amplitud de la señal de salida a un valor por encima o por debajo de la amplitud de la señal determinante de la anchura de banda a una frecuencia en la gama de frecuencias superior de las partes de la señal de luminancia.

5.

Estos y otros aspectos del presente invento se comprenderán mejor por la descripción detallada del ejemplo que sigue tomando como referencia el dibujo adjunto en el que:

10.

La figura 1 del dibujo ilustra, parcialmente en forma esquemática de conjuntos y parcialmente en formas de diagrama esquemático, la disposición general de un receptor de televisión en color que emplea un aparato construido según el presente invento.

15.

La figura 2 es un diagrama de conjuntos de una modalidad del presente invento.

La figura 3 es una representación gráfica de las ondas de dominios de la frecuencia útiles para comprender el funcionamiento del circuito de la figura 2.

20.

La figura 4 es una representación gráfica de las ondas de dominio de tiempo útiles para comprender el funcionamiento del circuito de la figura 2.

25.

La figura 5 es un diagrama de conjuntos de otra modalidad del presente invento.

La figura 6 es una representación gráfica de las ondas de dominio de la frecuencia útiles para comprender el funcionamiento de la modalidad del presente invento ilustrada en la figura 5.

30.

La figura 7 es una representación gráfica de las ondas de dominio de tiempo útiles para comprender el funcionamiento de la modalidad del presente invento ilustrada en la

figura 5.

La figura 8 es un diagrama esquemático de una forma de poner en práctica en un circuito la modalidad del presente invento ilustrada en el diagrama de conjuntos de la figura 5.

5. La figura 9 es un diagrama de conjuntos de otra modalidad del presente invento.

La figura 10 es un diagrama de conjuntos de otra modalidad del presente invento.

10. Las figuras 11 y 12 son representaciones gráficas de ondas dominantes de la frecuencia útiles para comprender el funcionamiento de la modalidad ilustrada en la figura 10.

La figura 13 es un diagrama de conjuntos de otra modalidad del presente invento; y

15. Las figuras 14 y 15 son representaciones gráficas de las ondas de dominio de la frecuencia útiles para comprender el funcionamiento de la modalidad ilustrada en la figura 13.

En el dibujo, las designaciones de referencia que aparecen en más de una figura del dibujo se refieren a los mismos elementos o elementos similares.

20. En la descripción que sigue, los componentes similares que aparecen en diferentes figuras se pueden formar de la misma manera. Refiriéndonos ahora a la figura 1, la disposición general de un receptor de televisión en color que emplea el

25. presente invento comprende un dispositivo elaborador de señales 12 que responde a señales de televisión de radiofrecuencia (rf) recibidas por una antena para generar, por medio de circuitos de frecuencias intermedias apropiados (no ilustrados) y circuitos de detección (no ilustrados) una señal de video que

30. comprende partes de crominancia, luminancia, sonido y sincronización. La salida de video del dispositivo elaborador de seña-

les 12 se acopla a un canal de crominancia 14, que comprende una unidad de elaboración de croma 16, y al canal de luminancia 18, que comprende un primer dispositivo elaborador de la señal de luminancia 20 y un segundo dispositivo elaborador de la señal de luminancia 22. Las señales de salida del dispositivo elaborador de croma 16 que representan, por ejemplo, información B-Y, G-Y y R-Y, se alimentan al excitador del cinescópico 34, donde estas señales se forman en matrices con la salida (Y) del circuito elaborador de luminancia 22. El dispositivo elaborador de señales 20 sirve para atenuar relativamente las partes indeseables de la señal, por ejemplo las partes de la señal de crominancia o de sonido o ambas, presentes en el canal de luminancia 18, al par que aumenta relativamente las amplitudes de los componentes de alta frecuencia de las partes de señal de luminancia para mejora de este modo la respuesta transitoria del receptor de televisión. El dispositivo elaborador de señales 20 sirve también convenientemente para igualar los retardos de tiempo de las señales elaboradas en el canal de crominancia 14 y el canal de luminancia 18. La corriente de salida del dispositivo elaborador de señales 20 se acopla al dispositivo elaborador de luminancia 22, que funciona para amplificar y elaborar las señales de video. Las señales de video amplificadas y elaboradas se acoplan al excitador 34 del cinescópico. El control de contraste 32 se acopla al dispositivo elaborador de luminancia 22 para controlar la amplitud de la señal de video y controlar, por lo tanto, el contrrraste de las imagenes producidas por el cinescópico 28. Un dispositivo de control de contraste apropiado se describe en la patente EE.UU. nº 3.804.981, titulada "Control de Luminosidad", de Jack Avins.

Otra parte de la señal de salida procedente del dispo

sitivo elaborador de señales 12 se acopla al separador de sincronización 24 que separa los impulsos de sincronización horizontal y vertical de la señal de video. Los impulsos de sincronización se acoplan desde el separador de sincronización 24 a los circuitos de desviación 26. Los circuitos de desviación 26 se acoplan al cinescopio 28 y al dispositivo de alto voltaje 30 para controlar la desviación o barrido de un haz electrónico en el cinescopio 28 de una forma normal. Los circuitos de desviación 26 funcionan también para generar una señal de supresión del haz electrónico de los impulsos horizontal y vertical. La señal de supresión del haz electrónico se acopla al dispositivo elaborador de luminancia 22 para inhibir la señal de salida del dispositivo elaborador de luminancia 22 durante los periodos de retroceso del haz electrónico vertical y horizontal para asegurar el porte del cinescopio 28 durante estos periodos respectivos.

La disposición general del circuito ilustrada en la figura 1 es apropiada para utilizarse en un receptor de televisión en color del tipo descrito, por ejemplo, en la publicación datos de servicio de televisión en color de RCA 1970 nº T19 (un receptor del tipo CTC-49), publicada por la RCA Corporation, indianapolis Indiana.

El dispositivo de elaboración de señales 20 comprende un dispositivo de retardo de la señal 36, representado como una línea de retardo, y una pluralidad de medios de acoplamiento de señales o tomas 38 acopladas a la línea de retardo 36. La combinación del dispositivo de retardo de la señal 36 y la tomas 38 se denominan a veces línea de retardo con tomas. Aunque el dispositivo de retardo 36 se ilustra como una línea de retardo, dicho dispositivo de retardo 36 puede ser cualquier otro

dispositivo apropiado para retardar una señal de video. Por ejemplo, el dispositivo de retardo de la señal 36 puede estar formado por un grupo de dispositivos acoplados de carga (CCD) o dispositivos de transferencia de carga. Aunque las tomas 38 se ilustran directamente conectadas a la línea de retardo 36, en puntos sucesivos a lo largo de dicha línea de retardo, se puede acoplar de cualquier otra manera apropiada que proporcione acoplamiento de la señal, por ejemplo acoplamiento capacitivo o similar. La señal de video se retarda entre tomas sucesivas 38 en intervalos de tiempo predeterminado respectivos. Las tomas 38 acoplan la señal de video retardada, según se desarrolla en cada una de las tomas 38, a uno de los dispositivos respectivos 40. Los dispositivos 40 ejercen una función de ponderación de la señal y las modalidades que se describen controlan la amplitud de la señal. Los dispositivos 40 sirven para modificar la amplitud de la señal de video por valores de ganancia predeterminada respectivos con objeto de generar una pluralidad de señales controladas o ponderadas en amplitud respectiva. Los dispositivos de ponderación de la señal 40 pueden estar formados por cualquier circuito de control de ganancia apropiado, incluyendo, por ejemplo un amplificador, donde la ganancia se puede establecer a valores predeterminados por encima y por debajo de la unidad. Aunque los dispositivos de control de la amplitud 40 se ilustran acoplados a cada toma 38 para mostrar la disposición funcional general del aparato elaborador de señales 20, puede ser que no se utilicen específicamente en todos los casos. Así, por ejemplo, si se desea una ganancia predeterminada igual a 1, el dispositivo controlador de la amplitud particular 40 puede ser tan solo una conexión directa entre la toma respectiva 38 y la red adicionadora 42.

- Las señales controladas en amplitud resultantes se combinan algebraicamente en la red adicionadora 42 para generar una señal de video que tiene una respuesta transitoria mejorada y está relativamente exenta de parte de señal indeseables, por ejemplo partes de señal de crominancia o de señal de sonido o ambas. La red adicionadora 42 puede comprender cualquier dispositivo de circuito apropiado para sumar y/o restar algebraicamente señales, por ejemplo un dispositivo de amplificador operacional o diferencial o similar. El dispositivo controlador de la amplitud 40 puede incluirse en la red adicionadora 42. Por ejemplo, la figura 9 ilustra dicha modalidad. Además, según se ha expuesto anteriormente, en una configuración de receptor de televisión en color, como la representada en la figura 1, que tiene un canal de luminancia y un canal de crominancia, es conveniente que el dispositivo de retardo 36 se disponga de modo que iguale los retardos de tiempos de las señales elaboradas por los canales de crominancia y de luminancia. Refiriendonos ahora a la figura 2, se ilustra en forma esquemática de conjuntos una forma de aparato elaborador de señales 20 de la figura 1. Tres tomas 38a, 38b y 38c se acoplan a la línea de retardo 36 a intervalos separados correspondientes respectivamente a los intervalos de retardo T_D , $T_D + T_1$ y $T_D + T_1 + T_2$. La línea de retardo 36 comprende una parte 37 que tiene un intervalo de retardo T_D , anterior a la toma 38a elegido con respecto al intervalo T_1 , para igualar los retardos de las señales elaboradas en los canales de luminancia y de crominancia. O sea, la suma de T_D y T_1 iguala la diferencia entre los retardos asociados con las señales elaboradas por el canal de crominancia y el canal de luminancia. Además, se observará que una señal resultante de la combinación de se-

- ñales desarrolladas en las tomas colocadas simétricamente alrededor de un punto dado de una línea de retardo, tiene un retardo igual al promedio de los retardos de las señales combinadas. Por lo tanto, si la toma 38b se sitúa en un punto medio
5. entre las tomas 38a y 38c, de forma que T_1 y T_2 sean iguales, la señal de salida formada por las señales en combinación procedentes de las tomas 38a y 38c tendrá un retardo igual al retardo necesario para igualar los retardos de las señales elaboradas en los canales de crominancia y de luminancia.
10. Cada toma 38a, 38b y 38c se acopla a un dispositivo ponderador respectivo 40a, 40b y 40c. Los dispositivos ponderadores 40a, 40b y 40c son amplificadores (o atenuadores) o dispositivos similares dispuestos para modificar la amplitud de la señal de video desarrollada en las tomas 38a, 38b y 38c
15. por valores predeterminados respectivos A, B y C. Un dispositivo adicionador 212 se utiliza para restar algebraicamente las señales de salida controladas en amplitud de los dispositivos ponderadores 40a y 40c de las señales de salida controladas en amplitud del dispositivo ponderador 40b. Un dispositivo
20. adicionador 212 puede formarse con cualquier circuito apropiado que realice suma algebraica por ejemplo un amplificador operacional, matriz resistiva o dispositivo similar. La señal de salida del dispositivo adicionador 212 se acopla al circuito de control de crestas 214 que sirve para modificar
25. la amplitud de la señal del dispositivo adicionador 212. El circuito de control de crestas o circuito diferenciador puede estar formado por cualquier dispositivo de ganancia ajustable apropiado, según es bien sabido en esta rama de la industria, por ejemplo un amplificador de ganancia variable, y se puede
30. disponer para que produzca una gama de ganancias que se extien

den a partir de valores menores que la unidad hasta valores mayores que la unidad. Las salidas del dispositivo adicionador 212 y el dispositivo ponderador 40b se acoplan al dispositivo adicionador 216, que puede ser similar al dispositivo adicionador 212, donde estas dos corrientes de salida se suman algebraicamente para formar una señal de salida.

El funcionamiento del dispositivo de la figura 2 se comprenderá mejor tomando como referencia las figuras 3 y 4 que representan, respectivamente, formas de onda de dominio de la frecuencia y de dominio del tiempo establecidas en varios puntos del circuito en el dispositivo de la figura 2. Antes de describir la figura 3, se expondrán brevemente las características de respuesta de la amplitud contra la frecuencia de una línea de retardo con tomas o dispositivo similar. Los expertos en la materia comprenderán (según se describe en la Patente de Blumlein mencionada anteriormente) que la característica de transferencia de amplitud contra frecuencia de una parte de la línea de retardo que contribuye con un retardo T a la señales alimentadas, puede expresarse como un coeficiente que varía de una forma exponencial en función a la frecuencia, v.g., $e^{-j\omega T}$, siendo e la base logarítmica natural. Se observará que la característica de transferencia de la amplitud contra la frecuencia, asociada con una señal desarrollada en una toma situada en un punto de referencia donde $T=0$ es plana porque $e^0=1$. Se comprenderá además que la característica de transferencia de la amplitud contra la frecuencia asociada con la suma algebraica de dos señales generadas en tomas respectivas situadas simétrica respecto a un punto de referencia varía en función al coseno.

Por lo tanto, se podrá ver en la figura 3, suponiendo

- por ejemplo que los intervalos de tiempo T_1 y T_2 se elijan cada uno iguales a un intervalo de tiempo, T y los valores predeterminados A, B y C se elijan iguales a valores relativos respectivos de $1/2$ 1 y $1/2$, el aparato de la figura 2 tendrá una
5. característica de transferencia de la amplitud contra la frecuencia que varía en función al coseno con una periodicidad de $1/E$, superpuestos sobre un nivel 312. La parte de coseno de la característica de transferencia se deriva sumando las señales controladas en amplitud desarrolladas en las tomas 38a y 38c.
10. El nivel 312 se deriva de la señal controlada en amplitud desarrollada en la toma 38b. Además, a título de ejemplo, el aparato de la figura 2 tendrá una característica de transferencia general de la amplitud contra la frecuencia 314a cuando la ganancia del circuito de control de acentuación de crestas 214 se ajuste a 0,15 y una característica de transferencia general
15. de la amplitud contra la frecuencia 314b cuando la ganancia de circuito de control de acentuación de crestas 214 se ajuste a 0,5.

- Observando la figura 3 se pondrán comprender ciertas
20. características del aparato elaborador de señales de la figura 2. Se verá que los lugares a lo largo del eje de frecuencias de los puntos máximos y mínimos de las características de transferencia de amplitud con la frecuencia de la figura 3, pueden establecerse según se desee eligiendo el intervalo de tiempo
25. correspondiente a la separación de las tomas 38a y 38c de la figura 2. Así mismo se verá que la anchura de banda de la señal de salida se controla por el nivel de combinación 312, derivado de la señal desarrollada en la toma 38b, y la característica de transferencia de coseno, derivada combinando señales
30. desarrolladas en las tomas 38a y 38c. Además se verá que

- la amplitud máxima de las características se pueden controlar ajustando la ganancia del circuito de control de crestas o circuito diferenciador 214. Los ajustes de este circuito de control de crestas 214 no afectan, no obstante, a la característica de transferencia del aparato elaborador de la señal en continua (v.g, frecuencia cero). Esta característica es particularmente deseable porque la luminosidad de la imagen, determinada por las componentes de continua de la señal de luminancia, no se verá afectada por ajustes del circuito de control de crestas 214. Los ajustes del circuito de control de crestas 214 tampoco afectan a la amplitud de los puntos mínimos. Esto es conveniente porque el ajuste de acentuación de crestas no afectará a la eliminación o reducción en amplitud de señales indeseables. Por ejemplo cuando el tiempo T se elige de forma que corresponda a la recíproca de la frecuencia de la onda subportadora de color (v.g, 3,58 MHz), los componentes de frecuencia entre 0 y 3,58 MHz se pueden ajustar en amplitud para proporcionar acentuación de crestas sin perturbar la respuesta mínima a 3,58MHz.
5. Refiriendonos a la descripción de las figuras 2 y 3 en el medio ambiente de un receptor de televisión en color de la figura 1 eligiendo el intervalo de tiempo entre las tomas 38a y 38c, se puede utilizar el aparato elaborador de señales de la figura 2 para acentuar relativamente los componentes de alta frecuencia de las partes de señal de luminancia, por ejemplo las partes de señal de crominancia o las partes de señal de sonido, o ambas, que aparecen en el canal de luminancia.
10. Refiriendonos ahora a la figura 4, se ilustran en esta figura varias formas de ondas en el dominio del tiempo representativas de señales presentes en los puntos de circuito
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.

correspondientes del aparato elaborador de señales de la figura 2, siendo las abcisas la amplitud normalizada y las ordenadas el tiempo en nanosegundos. La figura 4A es una representación gráfica de las señales de video retardadas, referenciadas como a, b y c, desarrolladas, respectivamente, en las tomas 38a, 38b, y 38c del aparato elaborador de señales de la figura 2.

5. La figura 4B es una representación gráfica de varias combinaciones, identificadas por expresiones algebraicas correspondientes, de las señales de video retardadas a, b y c, producidas por el aparato elaborador de señales de la figura 2.

10. La figura 4C es una representación gráfica del aparato elaborador de la señal de salida de la figura 2. A título de ejemplo, supondremos que el tiempo de transición entre una amplitud de cero y una amplitud de uno es de 100 nanosegundos. A título comparativo, el tiempo de transición entre una amplitud de cero y uno se tomará como medida de la inclinación de una forma de onda.

15. Suponiendo que el tiempo de elevación de la línea de retardo 36 de la figura 2 era imperceptible, la inclinación de las señales de video retardadas a, b y c será también de 100 nanosegundos. Así mismo, a título de ejemplo, supondremos que T_1 y T_2 son cada una iguales a 100 nanosegundos; A, B y C son respectivamente iguales a $1/2$, 1 y $1/2$; la ganancia del circuito de control de crestas 214 se establece igual a uno. Refiriendonos ahora a la figura 4C se verá que la señal de salida tiene una premodulación (amplitud por debajo de cero) y una sobremodulación (amplitud por encima de uno) de igual magnitud e igual duración de tiempo, se verá también que la señal de salida tiene una transición de amplitud más inclinada que la transición de la amplitud de la señal de video de entrada. Se verá que la amplitud de la premodulación y la sobremodulación se pueden con-

20.

25.

30.

trolar eligiendo los valores predeterminados A y C, mientras que la duración de la premodulación y la sobremodulación puede controlarse eligiendo los intervalos entre las tomas 38a, 38b y 38c. Se verá además que la inclinación de la transición de amplitud y las amplitudes de la premodulación y la sobremodulación de la señal de salida se puede controlar eligiendo la ganancia del circuito de control de acentuación de crestas, 214.

Se observará que la generación de premodulaciones y sobremodulaciones por un circuito se relaciona con la linealidad de fase del circuito en función a la frecuencia, y que la generación de premodulaciones y sobremodulaciones iguales corresponde a una característica de fase contra frecuencia prácticamente lineal. La característica de fase contra frecuencia del circuito diferenciador o circuito de control de crestas de la figura 2 se puede controlar controlando la generación de las señales controladas en amplitud asociadas con las tomas 38a y 38c. Por ejemplo, aunque en el ejemplo descrito anteriormente los intervalos T_1 y T_2 se han elegido iguales, pudiera ser conveniente que los intervalos T_1 y T_2 se eligieran desiguales para producir una premodulación y sobremodulación que tuviera duraciones desiguales para compensar las alinealidades de fase contra frecuencia en otras partes del sistema de elaboración de la señal de video. De un modo similar, puede ser conveniente elegir los valores predeterminados A y C desiguales para compensar las alinealidades de fase contra frecuencia en otras partes del sistema de elaboración de la señal de video.

Eligiendo los valores predeterminados A y C y los intervalos correspondientes a la separación de las tomas 38a, 38b y 38c se pueden acentuar las transiciones de amplitud de la se

ñal de luminancia generando premodulaciones y sobremodulaciones controladas. Eligiendo la ganancia del circuito del control de crestas 214, se puede controlar la inclinación de las transiciones de amplitud de la señal de luminancia.

5. Con relación a la figura 3, si se desea tener una amplitud mínima a la frecuencia subportadora de color, v.g, a 3,58MHz, para atenuar relativamente las partes de señal de crominancia, se deberá elegir t para que corresponda aproximadamente a 280 nanosegundos, o sea, la recíproca de la frecuencia de la subportadora de color. Eligiendo de este modo T aproximadamente igual a 280 nanosegundos se producirá un máximo de la característica de amplitud contra frecuencia de la señal de luminancia aproximadamente a 1,79MHz. Cuando sea conveniente que el máximo de las característica de amplitud contra frecuencia ocurra en componentes de frecuencia relativamente más altos de la señal de luminancia, o sea, componentes de frecuencia más próximos a la frecuencia de la subportadora de color que la mitad de la frecuencia de la subportadora de color (1,78MHz), para tender a aumentar al máximo la respuesta a las altas frecuencias del canal de luminancia pero proporcionando bloqueo de la subportadora de color, el aparato elaborador de la señal de la figura 5 puede ser preferible sobre el aparato elaborador de la señal de la figura 2.
- 10.
- 15.
- 20.

25. La modalidad ilustrada en forma esquemática en conjuntos de la figura 5 se utiliza preferiblemente como aparato elaborador de señal 20 de la figura 1, puesto que proporciona acentuación de la frecuencia relativamente alta en consonancia con el bloqueo efectivo. El aparato de elaboración de la señal de la figura 5 comprende una línea de retardo $36'$ u otro dispositivo según se ha indicado que responda a la señal de video.
- 30.

- Las tomas 38a, 38b, 38c y 38d se acoplan a la línea de retardo 36' a intervalos separados que corresponden, respectivamente, a intervalos de tiempo T_1' , T_2' , T_3' . La línea de retardo 36' comprende una parte 37' que tiene un intervalo de retardo T_D' , anterior a la toma 38a' elegido con respecto a otras partes de la línea para igualar los retardos de señales elaboradas en los canales de luminancia y crominancia. Con el fin de igualar los retardos de las señales elaboradas en los canales de luminancia y de crominancia, es conveniente que la suma de T_D' , T_1' y $T_2'/2$ sea igual a la diferencia entre los retardos de las señales elaboradas en los canales de crominancia y de luminancia. Además, como una señal resultante de la combinación de señales desarrolladas en tomas dispuestas simétricamente alrededor del punto medio de la línea de retardo tiene un retardo igual al promedio del retardo de las señales combinadas, si los intervalos de tiempo T_1' y T_3' se eligen iguales, la señal de salida tendrá un retardo que es igual al retardo necesario para igualar los retardos de las señales elaboradas en los canales de crominancia y de luminancia.
5. Cada toma 38a, 38b, 38c y 38d se acopla, respectivamente, a medios ponderadores respectivos 40a', 40b', 40c' y 40d'. Los medios ponderadores 40a', 40b', 40c' y 40d' sirven para modificar la amplitud de la señal de video con valores predeterminados respectivos A', B', C' y D'. Las señales de salida controladas en amplitud o ponderadas de los dos dispositivos ponderadores centrales 40b' y 40c', correspondientes a las tomas 38b' y 38c' se acoplan al dispositivo adicionador 412 donde se suman algebraicamente. Las señales de salida del dispositivo adicionador 412 se acoplan al dispositivo adicionador 414. Las
10. señales de salida controladas en amplitud de los dispositivos
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.

ponderadores exteriores 40a' y 40d', correspondientes a los lugares de tomas 38a' y 38d', se acoplan al dispositivo adicionador 414, donde se restan de la señal de salida del dispositivo adicionador 412. La señal de salida del adicionador 414 se acopla al circuito de control de crestas o circuito diferenciador 416 que sirve para modificar la amplitud de la señal de salida del dispositivo adicionador 414. La señal de salida del circuito de control de crestas 416 y la señal de salida del dispositivo adicionador 412 se acoplan al dispositivo adicionador 418 donde se suman algebraicamente para generar la señal de video de salida.

El funcionamiento del circuito diferenciador de la figura 5 se explicará a título de ejemplo donde T_1' , T_2' , y T_3' se eligen todos con un valor de 140 nanosegundos, o sea la mitad de la reciproca de la frecuencia de la subportadora de color, 3,58 MHz; y los valores predeterminados A', B', C' y D' se eligen de forma que cada uno sea igual a 1/2.

Refiriendonos ahora a la figura 6, se ilustra en esta figura en la que las abscisas representan frecuencia en MHz y las ordenadas amplitud normalizada, varias formas de ondas en el dominio de la frecuencia asociadas con el circuito diferenciador de la figura 5. Estas formas de ondas están identificadas por expresiones algebraicas que representan combinaciones de las señales de video retardadas, identificadas como a', b', c' y d', desarrolladas, respectivamente, en lugares de tomas 38a', 38b', 38c' y 38d'. La salida se ilustra para dos ajustes de ganancia del circuito diferenciador 416, o sea al 50% y al 75%. Examinando la figura 6, se recordará que, según se ha explicado anteriormente, la suma algebraica de pares de señales controladas en amplitud da por resultado la generación de una

- característica de transferencia de la frecuencia contra la amplitud que sigue una ley de coseno. Así, cuando las señales controladas en amplitud correspondiente a las tomas 38a' y 38d', separadas por un intervalo de tiempo igual a 3×140 , se suman
5. algebraicamente, el resultado es una característica de amplitud contra frecuencia de coseno, indicada por la expresión $1/2(a'+d')$. Esta característica tiene un régimen cíclico de $4/3 \times 3,58$ MHz. De un modo similar, cuando las señales controladas en amplitud, correspondientes a las tomas 38b' y 38c', separadas por un intervalo de tiempo igual a 140 nanosegundos, se
10. suman algebraicamente, el resultado es una característica de amplitud contra frecuencia de coseno, indicada por la expresión $1/2(b'+c')$. Esta característica tiene un régimen cíclico de $4 \times 3,58$ MHz.
15. Examinando la figura 6, se verá que la combinación de señales controladas en amplitud asociadas con la tomas 38a' y 38d' da por resultado la formación de una característica de transferencia de amplitud contra frecuencia, indicada por $1/2(a'+d')$ en la figura 6, que controla la acentuación o elevación de crestas de la señal de salida. Así mismo se verá que
20. la combinación de las señales controladas en amplitud, asociadas con las tomas 38b', y 38c' da por resultado la formación de una característica de transferencia de amplitud contra frecuencia, indicada por $1/2(b'+c')$ en la figura 6 que, cuando
25. se combina con la característica de control de acentuación de crestas, controla la anchura de banda de la señal de salida. Se verá también que el máximo de la característica de transferencia de amplitud contra frecuencia varía con el ajuste de la ganancia del circuito de control de crestas 416. Se verá que
30. los ajustes del circuito de control de crestas 416 no afectan

a la amplitud de la característica en continua (v.g, frecuencia cero) y por consiguiente, la luminosidad o brillo de la imagen no se verá afectada por ajuste del circuito de control de crestas 416. Se verá también que los ajustes del circuito de control de crestas 416 no afectan virtualmente a la frecuencia bloqueadora (respuesta mínima).

5.

La elección de los intervalos de retardo T_1' , T_2' y T_3' a 140 nanosegundos es conveniente puesto que produce una señal de salida que tiene una característica de amplitud contra frecuencia con una amplitud máxima a una frecuencia relativamente alta, aproximadamente $2/3 \times 3,58$ MHz (v.g, 2,4 MHz) a la vez que proporciona un bloqueo efectivo de 3,58 MHz. No obstante, se verá que los valores dados a título de ejemplo pueden verificarse según sea necesario para adaptarse a aplicaciones particulares. Por ejemplo, puede ser conveniente elegir que T_2' sea igual a 110 nanosegundos y elegir que T_1' y T_3' sean igual a 140 nanosegundos.

10=

15.

En este caso, la característica de amplitud contra la frecuencia de la señal de salida tendrá un valor prácticamente de cero a aproximadamente 4,5 MHz, a la vez que tiene una amplitud máxima aproximadamente $2/3 \times 3,58$ MHz (v.g, 2,4 MHz). De este modo el aparato elaborador de señales de la figura 5 se puede modificar de forma que los componentes de frecuencia en la gama de las partes de la señal de crominancia y de la señal de sonido de la señal de video se atenúen relativamente mientras que los componentes de frecuencia relativamente alta de la parte de señal de luminancia pueden aumentar relativamente en amplitud.

20.

25.

Así, combinando algebraicamente las señales controladas en amplitud de una manera predeterminada, el circuito de

30.

control de crestas o circuito diferenciador de la figura 5 proporciona atenuación relativa de las partes de señal de crominancia o de sonido o ambas, pero acentuando relativamente la amplitud de los componentes de frecuencia relativamente alta de las partes de señal de luminancia.

5.

Refiriendonos ahora a la figura 7, se ilustran varias formas de onda en el dominio de tiempo, siendo las ordenadas la amplitud normalizada y las abscisas el tiempo en nanosegundos, asociadas con el circuito diferenciador de la figura 5. La figura

10.

7A es una representación gráfica de las señales de video retardadas, referenciadas como a', b', e' y d', respectivamente desarrolladas en las tomas 38a', 38b', 38c' y 38d' de aparato elaborador de señales de la figura 5. La figura 7B es una

15.

representación gráfica de varias combinaciones de las señales de video retardadas a', b', c' y d', producidas por el aparato elaborador de señales de la figura 5. La figura 7C es una representación gráfica de la señal de salida del aparato elaborador de señales de la figura 5. A título de ejemplo, supondremos que las señales de video de entrada tienen un tiempo de

20.

transición entre las amplitudes de 0 y 1 de 280 nanosegundos. Si se supone imperceptible el tiempo de elevación de la línea de retardo 36', el tiempo de transición de las señales de video retardadas a', b', c', y d' es también de 280 nanosegundos.

25.

Para mayor claridad, solamente se ilustra una señal de salida para un ajuste de ganancia del circuito de control de acentuación de crestas 416 igual a 1.

30.

Observando la figura 7 se verá que la señal de salida contiene una sobremodulación y una premodulación que se controlan por las señales controladas en amplitud asociadas con las tomas 38a' y 38d'. Las amplitudes de la premodulación y la so-

5. premodulación se controlan eligiendo los valores predeterminados A' y D' , mientras que las duraciones de tiempo de la premodulación y la sobremodulación se controlan eligiendo los intervalos de tiempo T_1' y T_3' . Se observará que la inclinación de la señal de salida es mayor que la inclinación de la señal de video de entrada. Además, ajustando el ajuste de ganancia del circuito de control de acentuación de crestas 416 se afecta tanto a la inclinación como a la amplitud de la premodulación y la sobremodulación de las señales de salida.

10. De este modo, combinando algebraicamente las señales controladas en amplitud de una manera predeterminada, el circuito diferenciador de la figura 5 proporciona transiciones de amplitud relativamente inclinadas y que tienen una premodulación y una sobremodulación que sirven para acentuar la transición de la amplitud.

15. Se verá que las características de fase contra frecuencia del aparato elaborador de señales de la figura 5 se pueden controlar fácilmente controlando las señales controladas en amplitud asociadas con las tomas 38a' y 38d'. Por ejemplo, una

20. característica lineal de fase contra frecuencia corresponde a la formación de premodulaciones y sobremodulaciones iguales. Por lo tanto, aunque los valores predeterminados A' y D' se han elegido iguales y los intervalos de retardo de tiempo T_1' y T_3' se han elegido iguales en el ejemplo descrito para producir una

25. característica lineal de fase contra frecuencia, según manifiestan las premodulaciones y sobremodulaciones iguales, las señales controladas en amplitud asociadas con las tomas 38a', 38d' se pueden controlar para producir premodulaciones y sobremodulaciones desiguales con objeto de compensar las alinealidades de

30. fase contra frecuencia en otras partes del sistema de elabora-

ción de la señal de video.

5. En la figura 8 se ilustra la puesta en práctica de la modalidad del invento representado en forma esquemática de conjuntos en la figura 5, del cual una parte sustancial (incluida dentro de la línea de trazos 810) es idónea para construirse como un circuito integrado. Los valores de resistencia representados en la figura 8 se han elegido, a título de ejemplo, para producir valores predeterminados de $A' = 1/2$, $B' = 1/2$, $C' = 1/2$ y $D' = 1/2$, en consonancia con el ejemplo empleado en la descripción del funcionamiento del circuito de la figura 5.
10. Se comprenderá que el circuito de la figura 8 se puede modificar para producir otros valores predeterminados y servir, de otro modo para una aplicación particular.

15. En la figura 8, la línea de retardo 36' se elige de modo que sirva para igualar los retardos de las señales elaboradas en el canal de crominancia 14 y el canal de luminancia 18 de la figura 1 además de retardar la señal de video de entrada tomas sucesivas 38a', 38b', 38c' y 38d' en intervalos predeterminados. La fuente de señales de video (no ilustrada)
20. tienen normalmente una impedancia de salida aproximadamente igual a la impedancia característica de la línea de retardo 36' para reducir al mínimo las reflexiones de señal en el terminal de entrada I8 de la línea de retardo 36'. La línea de retardo 36' termina en impedancia 812 cuyo valor se elige en
25. aproximadamente igual al valor de la impedancia característica de la línea de retardo 36' para reducir al mínimo las reflexiones de final de línea.

30. Las tomas 38a' y 38d' se acoplan respectivamente a las dos entradas del amplificador diferencial 814, que comprende de transistores NPN 811 y 818 donde las señales de video retar

dadas, establecidas respectivamente en las tomas 38a' y 38d' se ponderan y se suman aritméticamente para generar una señal en la unión de los resistores 820 y 822 del amplificador diferencial 814 igual a $1/2(a' + d')$. La impedancia de la entrada del amplificador diferencia 814 se hace relativamente elevada si se compara con el valor de la impedancia característica de la línea de retardo 36' eligiendo apropiadamente los valores de los resistores de emisor de los transistores 811 y 818.

5.

Las tomas 38b' y 38c' se acoplan respectivamente a través de los resistores 824 y 826 a la base del transistor 816, que tiene una configuración de emisor común y que forman junto con los resistores 824 y 826 un circuito adicionador. Los resistores 824 y 826 se eligen de forma que tengan valores relativamente elevados si se comparan con el valor de la impedancia característica de la línea de retardo 36' para no cargar la línea de retardo 36'. La señal en el emisor del transistor 816 es igual a $1/2(b' + c')$.

10.

15.

Se verá que la señal de $1/2(b' + c')$ se puede generar de la misma manera que la señal $1/2(a' + d')$, pero se ilustra generada en el circuito adicionador que comprende el transistor 816 y los resistores 824 y 826 para conservar los terminales de entrada del circuito integrado.

20.

Las señales $1/2(b' + c')$ y $1/2(a' + d')$ se acoplan, respectivamente, a través de etapas seguidoras de emisor que comprenden, respectivamente transistores NPN 828 y 830 a las entradas del amplificador diferencia 832, El amplificador diferencial 832 comprende transistores NPN 836 y 834, donde la señal $1/2(a' + d')$ se resta de la señal $1/2(b' + c')$ para generar, de este modo, una señal igual a $G[1/2(b' + c') - 1/2(a' + d')]$ en el colector del transistor 834, donde G es la ganancia del

25.

30.

amplificador diferencial 832.

- La ganancia G del amplificador diferencial 832 se puede ajustar ajustando el voltaje en el terminal de control de acentuación de crestas del circuito de control de crestas que comprende transistores NPN 838, 848 y 850. Este ajuste corresponde al ajuste de la ganancia del circuito de control de acentuación de crestas 416 de la figura 5. El circuito de control de acentuación de crestas se acopla a los circuitos emisor y colector del transistor 834 de tal manera que la ganancia del amplificador diferencial 832 se pueda ajustar sin variar sensiblemente el voltaje de continua en la salida del amplificador diferencial 832 en respuesta al voltaje de control de acentuación de cresta. O sea, la corriente suministrada al circuito emisor del transistor 834 desde el colector del transistor 838, y la corriente suministrada al circuito colector del transistor 834 desde el colector del transistor 848 se ponen en proporción para variar el componente de corriente continua de la señal de salida del amplificador diferencial 832 en un sentido sensiblemente igual y opuesto en respuesta a variaciones del voltaje de control de acentuación de crestas.

- La salida del amplificador diferencial 832 se acopla a la base del transistor NPN 840, que comprende, junto con la conexión en serie de resistores 842, 844 y 846, un circuito seguidor de emisor. La señal $1/2(b' + c')$, establecida en el emisor del transistor NPN 828, se acopla a la unión de resistores 844 y 846, donde se suma algebraicamente a la señal de $G(1/2(b' + c') - 1/2(a' + d'))$ para formar la señal de salida.

- Refiriendonos ahora a la figura 9, se ilustra una modalidad del invento, similar a la modalidad de la figura 5, que tiene una estructura simplificada posible gracias a utilizar se

- ñales reflejadas cuando una línea de retardo 36" termina apropiadamente (ilustrada como un circuito abierto) para generar señales reflejadas. La toma 912 se coloca en una posición correspondiente a un intervalo de retardo de $(T_1'' + T_2'' + T_3'')/2$, donde T_1'' , T_2'' y T_3'' corresponde a los intervalos de retardo de tiempo T_1' , T_2' y T_3' de la figura 5, desde el terminal abierto de la línea de retardo y desarrolla señales similares a la señal resultante de sumar las señales desarrolladas en las tomas 38a' y 38d' de la figura 5. El lugar de la toma 914 se sitúa en una posición correspondiente al retardo $T_2''/2$ desde el terminal abierto de la línea de retardo 36" y desarrolla una señal similar a la señal resultante de sumar las señales desarrolladas en las tomas 38b' y 38c' de la figura 5. De este modo, una señal directa a" y una señal reflejada d", retardadas de la señal a" en un intervalo de tiempo de retardo igual a $T_1'' + T_2'' + T_3''$, se desarrollan en la toma 912, para formar una señal resultante indicada por la referencia a" + d". De un modo similar, una señal directa b" y una señal reflejada c", retardada de la señal b" un intervalo de tiempo de retardo igual a T_2'' , se desarrolla en la toma 914 para formar una señal resultante indicada por la referencia b" + c".

- La señal a" + d" se acopla al dispositivo ponderador 916. La señal b" + c" se acopla al dispositivo ponderador 918. La señal de salida del dispositivo ponderador 916 se resta de la salida del dispositivo ponderador 918 en el dispositivo adicionador 920. La señal de salida del dispositivo sumador 920 se acopla a través del circuito de control de acentuación de crestas 922 al dispositivo adicionador 924, donde se suma a la señal de salida del dispositivo ponderador 918 para producir la señal de salida.

Se verá que mientras que en la figura 5 las amplitudes de la señal controlada en amplitud correspondientes a los lugares de las tomas 38a, 38b, 38c y 38d se pueden controlar por separado ajustando los valores predeterminados respectivos de los dispositivos ponderadores 40a, 40b, 40c y 40d, las amplitudes de las señales controladas en amplitud generadas de las señales directas reflejadas establecidas en las tomas 912 y 914 se controlan por pares. O sea, el dispositivo ponderador 916 controla las amplitudes de ambas señales controladas en amplitud generadas de las señales directas y reflejadas desarrolladas en la toma 912 y el dispositivo ponderador 918 controla la amplitud de ambas señales controladas en amplitud generadas de las señales directas reflejadas directas y reflejadas desarrolladas en la toma 914.

Se observará además que, como en la figura 8, el dispositivo de retardo que forma la línea de retardo 36" comprende convenientemente una parte para igualar los retardos de las señales elaboradas en los canales de crominancia y luminancia. Con éste fin, la longitud general de la línea de retardo deberá ser igual a la diferencial de retardo de tiempo entre las señales elaboradas en el canal de crominancia y en el canal de luminancia.

Refiriéndonos a la figura 10, un aparato elaborador de señales 1000 apropiado para utilizarse como aparato elaborador de señales 20 de la figura 1, sirve para acentuar relativamente los componentes de alta frecuencia de las partes de la señal de luminancia mientras que atenúa las partes indeseables de la señal de luminancia mientras que atenúa las partes indeseables de la señal de video de una manera similar al aparato elaborador de señales ilustrado en la figura 2. Además el apa-

rato elaborador de señales 1000 proporciona descrestado así como acentuación de crestas de los componentes de frecuencia relativamente alta de la señal de luminancia.

5. Tres tomas 1038a, 1038b y 1038c se acoplan a la línea de retardo 1036 a intervalos separados, que corresponden respectivamente a los intervalos de tiempo de retardo D , $D+D_1$, y $D+D_1+D_2$, para desarrollar, respectivamente, señales retardadas V_a , V_b y V_c con respecto a la señal de entrada. Estos intervalos de tiempo de retardo son similares a T_D , T_D+T_1 y $T_D+T_1+T_2$, respectivamente, del aparato elaborador de señales de la figura 2. La línea de retardo 1036 comprende una parte 1037, antes de la toma 1038a, similar a la parte 27 del aparato elaborador de señales de la figura 2, para igualar los retardos de las señales elaboradas en los canales de luminancia y de crominancia.

10. La línea de retardo 1036 termina en una impedancia 1026 representada como un resistor, de valor aproximadamente igual a la impedancia característica de la línea de retardo 1036. La fuente de señales de video (no ilustrada) deberá tener convenientemente una impedancia de salida cuyo valor es aproximadamente igual al valor de la impedancia característica de la línea de retardo 1036.

15. Las partes de las señales retardadas V_a , V_b y V_c se acoplan a un punto de unión común 1042 a través de resistores RA, RB y RC, respectivamente, para formar una señal V_m .

20. Las señales retardadas V_a , V_m y V_c se acoplan respectivamente a las entradas "-", "+", "-" del dispositivo adicionador 1012 que es similar al dispositivo adicionador 212 de la figura 2 y sirve para restar algebraicamente la señal retardada V_a y V_c de V_m para formar un V_p . Además, el dispositivo adicionador 1012 puede servir para modificar las amplitudes (v.g., ponderaciones) de V_a y V_c antes de restar de V_m .

5. La salida del dispositivo adicionador 1012, V_p , se acopla a un circuito de control de amplitud 1014 que tiene una ganancia K para formar KV_p . El circuito de control de amplitud 1014 puede ser, por ejemplo, un amplificador de ganancia variable dispuesto para producir una gama de ganancias que se extienden desde menos de la unidad hasta más de la unidad.

10. La salida del dispositivo de control de amplitud 1014 y la unión 1042 se acoplan a las entradas "+" del dispositivo adicionador 1016, similar al dispositivo adicionador 216 de la figura 2, donde V_m y KV_p se suman algebraicamente para formar una señal de salida V_o .

15. El funcionamiento del aparato elaborador de señales 1000 se explicará de modo que los intervalos de retardo $D1$ y $D2$ se han elegido cada uno iguales a t y el dispositivo adicionador 1012 se ha dispuesto para modificar las amplitudes de V_a , V_m y V_c por ponderaciones predeterminadas respectivas de $1/2$, 1 , y $1/2$. Además, a título de ejemplo, el valor de RA se elige igual al valor de RC . Suponiendo que los valores de RA y RB sean mayores que el valor de la impedancia característica de la línea de retardo 1036, aplicando superposición, las relaciones de V_m a V_a y V_c se obtienen por la expresión:

$$V_m = \frac{1}{2} \left(\frac{2RB}{RA+2RB} \right) (V_a + V_c) + \left(\frac{RA}{RA+2RB} \right) V_b \quad [1]$$

Las señales V_p y V_o se obtienen por las expresiones:

25.
$$V_p = V_m - \left[\frac{1}{2} (V_a + V_c) \right] \quad [2]$$

$$V_o = V_m + KV_p = V_m + K \left[V_m - \frac{1}{2} (V_a + V_c) \right] \quad [3]$$

30. Considerando que la toma 1038b se sitúa en un punto de referencia según se ha definido anteriormente, las caracte-

ísticas de transferencia de amplitud contra frecuencia asociadas, respectivamente, con V_m , V_p y V_o . se obtienen por las expresiones.

5.
$$\frac{2RB}{RA+2RB} \cos \omega t + \frac{RA}{RA+2RB} \quad [4]$$

$$\frac{2RB}{RA+2RB} \cos \omega t + \frac{RA}{RA+2RB} - \cos \omega t \quad [5]$$

$$\frac{2RB}{RA+2RB} \cos \omega t + \frac{RA}{RA+2RB} + \quad [6]$$

10.
$$K \left(\frac{2KB}{RA+2RB} \cos \omega t + \frac{RA}{RA+2RB} - \cos \omega t \right)$$

Refiriendonos ahora a la figura 11, se ilustran representaciones gráficas de características de transferencia normalizadas de amplitud contra frecuencia asociadas con V_m y V_p . La característica de transferencia asociada con V_m está en función al coseno que tiene una amplitud de cresta a cresta de

15. $2 \frac{2RB}{RA+RB}$, una periodicidad de $\frac{1}{t}$ superpuesta sobre un nivel

$\frac{RA}{RA+2RB}$ (vease la expresión [4]), una amplitud máxima (igual a 1) en corriente continua (v.g., frecuencia cero) y en múltiplos enteros de $\frac{1}{t}$, y una amplitud mínima en múltiplos enteros de $\frac{1}{2t}$.

20. Es conveniente elegir los valores de los resistores RA, RB y RC de forma que la característica de transferencia asociada con V_m no caiga por debajo del eje de amplitud 0 (v.g., se vuelva negativa) puesto que corresponde a una inversión de fase indeseable. En el ejemplo, esto corresponde a elegir

25. $\frac{RA}{RA+2RB}$ mayor que o igual a $\frac{2RB}{RA+2RB}$, o, por el contrario, RA deberá ser mayor o igual que 2RB. Para los fines del ejemplo, $\frac{RA}{RA+2RB}$ se ha elegido igual a 0,75 y $\frac{2RB}{RA+2RB}$ se ha elegido igual a 0,25.

30. Independientemente de la elección de RA, RB y RC la característica de transferencia asociada con V_m en continua es

siempre l puesto que en continua las señales de retardo en las tomas 1038a, 1038b y 1038c tendrán todas las mismas amplitudes. Esto es conveniente puesto que, según se verá, permite descrestar o acentuar las crestas de una forma controlable de los componentes de frecuencia relativamente elevada de la señal de luminancia sin afectar a la componente de continua de la señal de luminancia.

5.

10.

15.

20.

25.

30.

La característica de transferencia asociada con V_p (expresión [5]) está en función al coseno que tiene una amplitud mínima (cero) en continua y múltiplos enteros de $\frac{1}{T}$, y una amplitud máxima a múltiplos enteros de $\frac{1}{2T}$. Los puntos de amplitud máxima de la característica de transferencia asociados con V_p son opuestos a los puntos de amplitud mínima de la característica de transferencia asociada con V_m y viceversa.

Como V_o es la suma algebraica de V_m y KV_p (vease la expresión [3]), la característica de transferencia asociada con V_o a múltiplos enteros de $\frac{1}{T}$ se puede acentuar relativamente (acentuación de crestas) o atenuar relativamente (descrestar) controlando el valor de K sin afectar a la amplitud en continua o en múltiplos enteros de $\frac{1}{T}$. O sea, variando K , la característica de transferencia asociada con V_o a una frecuencia $\frac{1}{2T}$ puede ser mayor (v.g., de crestas acentuadas) o menor (v.g., descrestada) que la característica de transferencia asociada con V_b a dicha frecuencia. Se observará que la característica de transferencia asociada con V_b corresponde a la característica de transferencia de banda relativamente ancha asociada con la señal desarrolla en la toma 38b del aparato elaborador de señales de la figura 2 (v.g., nivel 312 de la figura 3).

La variación de la característica de transferencia asociada con V_o en función a K se demuestra en la figura 12 que

es una representación gráfica de características de transferencia normalizadas de amplitud contra frecuencia asociadas con V_m , V_p y V_o para diversos valores de K. Cuando K es igual a $\frac{2RB}{RA}$, la característica de transferencia asociada con V_o es plana, v.g., igual a la característica de transferencia asociada con V_b . Cuando K es menor que $\frac{2RB}{RA}$, v.g., $\frac{1}{2}(\frac{2RB}{RA})$, la característica de transferencia asociada con V_o se decresta en $\frac{1}{2t}$. Cuando K es mayor que $\frac{2RB}{RA}$, v.g., $2 \frac{2RB}{RA}$, la característica de transferencia asociada con V_o se acentúa a $\frac{1}{2t}$.

Eligiendo D1 y D2 del aparato elaborador de señales 1000 igual aproximadamente 280 nanosegundos, la amplitud de la característica de transferencia de amplitud contra frecuencia del canal de luminancia 18 de la figura 1 a aproximadamente 1,78 MHz puede variar desde un estado de crestas acentuadas hasta un estado de crestas recortadas variando la ganancia K del circuito de control de amplitud 1014.

Cuando el aparato elaborador de señales 1000 se utiliza en el canal de luminancia 18 de la figura 1, un circuito de filtro adicional, bien antes o después del aparato elaborador de señales 1000 se puede utilizar para atenuar adicionalmente las partes de la señal de crominancia o de la señal de sonido o ambas.

Refiriendonos ahora a la figura 13, se ilustra en esta figura un aparato elaborador de señales adicional 1300 idóneo para utilizarse como aparato elaborador de señales 20 de la figura 1.

Cuatro tomas, 1338a, 1338b, 1338c y 1338d, se acoplan a la línea de retardo 1336 a intervalos separados respectivamente correspondientes a intervalos de tiempo de retardo D' , $D' + D1'$, $D' + D1' + D2'$, y $D' + D1' + D2' + D3'$, para desarrollar,

- respectivamente, señales retardadas e_a , e_b , e_c y e_d con respecto a la señal de entrada. Estos intervalos de tiempo de retardo son similares a T_D , $T_D + T_1$, $T_D + T_1 + T_2$ y $T_2 + T_1 + T_2 + T_3$, respectivamente, del aparato elaborador de señales de la figura 5. La línea de retardo 1336, comprende una parte 1337, anterior a la toma 1338a, similar a la parte 37' del aparato elaborador de señales de la figura 5, para igualar los retardos de tiempo de la señales elaboradas en los canales de luminancia y de crominancia.
5. La línea de retardo 1336 termina en una impedancia 1326, representada como un resistor, de valor aproximadamente igual a la impedancia característica de la línea de retardo 1336 para reducir al mínimo la reflexiones de el terminal de la línea. De un modo similar, la fuente de señales de video (no ilustrada) deberá tener convenientemente una impedancia de salida cuyo valor sea igual aproximadamente al valor de la impedancia característica de la línea de retardo 1336 para reducir al mínimo las reflexiones de señales en la entrada.
10. Las partes de las señales retardadas e_a , e_b , e_c y e_d se acoplan a un punto de unión común 1342 a través de resistores R_1 , R_2 , R_3 y R_4 , respectivamente, para formar e_m .
15. Las señales e_a , e_m y e_d se acoplan respectivamente a las entradas "-", "+", "-" de un dispositivo adicionador 1312, que sirve para formar una señal e_p . Además, el dispositivo adicionador 1312 puede servir para modificar. las amplitudes (v. g., ponderaciones) de e_a y e_d antes de restar de e_m .
20. La salida del dispositivo adicionador 1312 se acopla a un circuito de control de amplitud 1316 que sirve para modificar la amplitud de e_p por una ganancia P para formar Pe_p . El circuito de control de amplitud 1316 se dispone, por ejemplo,
25. 30.

para producir una gama de ganancias que se extienden desde menos que la unidad hasta más que la unidad.

5. La salida del dispositivo de control de amplitud 1316 y las señales en la unión 1342 se acoplan a las entradas "4" del dispositivo adicionador 1318 similar al dispositivo adicionador 216 del aparato elaborador de señales de la figura 2, donde e_m y e_p se suman algebraicamente para formar la señal de salida e_o .

10. Los resistores se pueden conectar en serie con las entradas del dispositivo adicionador 1312 y 1318, para compensar las variaciones de los retardos respectivos de las señales combinadas en estos circuitos debido a la desuniformidad de las capacitancias parásitas asociadas con las entradas a estos circuitos.

15. El funcionamiento del aparato elaborador de señales 1300 se explicará, a título de ejemplo, de una forma en que los intervalos de retardo $D1'$, $D2'$ y $D3'$ se eligen cada uno iguales a $2t'$ y el dispositivo adicionador 1312 se elige para modificar las amplitudes de e_a , e_m y e_d en ponderaciones predeterminadas de $\frac{1}{2}$, 1, $\frac{1}{2}$, respectivamente. Además, a título de ejemplo, el valor de $R1$ se elige igual al valor de $R4$ y el valor de $R2$ se elige igual al valor de $R3$. Suponiendo que los valores de $R1$ y $R2$ sean mucho mayores que el valor de la impedancia característica de la línea de retardo 1336, aplicando superposición, la relación de e_m a e_a , e_b y e_d se obtiene por la expresión:
- 20.
- 25.

$$e_m = \frac{1}{2} \left(\frac{R2}{R1 + R2} \right) (e_a + e_d) + \frac{1}{2} \left(\frac{R1}{R1 + R2} \right) (e_b + e_c) \quad [7]$$

Las señales e_p y e_o se obtienen por las expresiones:

$$e_p = e_m - \frac{1}{2} (e_a + e_d) \quad [8]$$

$$e_o = e_m + P e_p = e_m + P \left[e_m - \frac{1}{2}(e_a + e_d) \right] \quad [9]$$

Considerando un punto medio entre las tomas 1338b y 1338c como un punto de referencia, las características de transferencia de amplitud contra frecuencia asociadas, respectivamente, con e_m , e_p y e_o se obtienen por las expresiones:

5.
$$\frac{R2}{R1 + R2} \cos 3\omega t' + \frac{R1}{R1 + R2} \cos \omega t' \quad [10]$$

$$\frac{R2}{R1 + R2} \cos 3\omega t' + \frac{R1}{R1 + R2} \cos \omega t' - \cos 3\omega t' \quad [11]$$

10.
$$\frac{R2}{R1 + R2} \cos 3\omega t' + \frac{R1}{R1 + R2} \cos \omega t' + \quad [12]$$

$$P \left(\frac{R2}{R1 + R2} \cos 3\omega t' + \frac{R1}{R1 + R2} \cos \omega t' - \cos 3\omega t' \right)$$

15. Refiriendonos a la figura 14, se ilustran representaciones gráficas de características de transferencia de amplitud contra frecuencia normalizadas asociadas con e_m y e_p . Se observará que la característica de transferencia de amplitud contra frecuencia asociada con e_m tiene la forma de una función

de coseno $\frac{R2}{R1 + R2} \cos \omega t'$. superpuesto sobre otra función de coseno $\frac{R1 R2}{R1 + R2} \cos 3\omega t'$. La característica de transferencia asociada con e_m tiene una amplitud máxima igual 1 en continua (v.g., frecuencia cero) y se reduce en amplitud con una eliminación relativamente inclinada (v.g., se reduce la amplitud para aumentar la frecuencia) después de aproximadamente $\frac{1}{3} \frac{1}{4t}$, a una amplitud de cero a $\frac{1}{4t}$. Una comparación

25. entre la característica de banda relativamente ancha indicada por la referencia $\frac{1}{2}(b' + c')$ de la figura 6, correspondiente a la señal desarrollada en la salida del dispositivo adicional 412 del aparato elaborador de señales de la figura 5, y la característica de transferencia asociada con e_m de la figura

30. 14, indica que esta última característica de transferencia se

elimina con mayor rapidez que la primera.

5. Es conveniente elegir los valores de los resistores R_1 , R_2 , R_3 y R_4 de forma que la característica de transferencia asociada con e_m no caiga por debajo del eje de amplitud 0 (v. g., se vuelva negativa) puesto que esto corresponde a una inversión de fase indeseable. En el ejemplo, este resultado corresponde a elegir $\frac{1}{2} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$ mayor o igual que $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$, o, por el contrario R_1 deberá ser mayor o igual que $2(R_2)$. A título de ejemplo, $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$ se ha elegido igual a 0,65 y $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$ se ha elegido igual a 0,25.

10. Se verá que independientemente de la elección de R_1 , R_2 , R_3 y R_4 , el valor de la característica de transferencia de amplitud contra frecuencia asociada con e_m en continua es 1 puesto que, en continua la señales retardadas en las tomas
15. 1338a, 1338b, 1338c y 1338d tienen todas la misma amplitud. Esto es importante puesto que, según se verá, permite descrestar o acentuar las crestas de una forma controlable de los componentes de frecuencia relativamente alta de la señal de luminancia sin afectar a la componente de continua de la señal de luminancia.
- 20.

25. La característica de transferencia asociada con e_p , derivada de acuerdo con la expresión [11], tiene una amplitud mínima (igual a 0) en continua y $\frac{1}{4t}$, y una amplitud máxima aproximadamente $\left(\frac{2}{3}\right)\frac{1}{4t}$. De este modo, el punto de amplitud máxima de la característica de transferencia asociado con e_p se sitúa en la región de eliminación relativamente inclinada entre $\left(\frac{1}{3}\right)\frac{1}{4t}$ de la característica de transferencia asociada con e_m .

30. Como e_o es la suma algebraica de e_m y $P e_p$ (vease la expresión [9]), la amplitud de la característica de transferen

- cia asociada con e_0 a $(\frac{2}{3})\frac{1}{4t}$, se puede acentuar relativamente (acentuar las crestas) o atenuar relativamente (descrestar) controlando el valor de P sin afectar a la amplitud en continua o a $\frac{1}{4t}$. O sea, variando P, la amplitud de la característica de transferencia de amplitud contra frecuencia asociada con e_0 a una frecuencia $(\frac{2}{3})\frac{1}{4t}$, puede controlarse de forma que sea mayor (v.g., de crestas acentuadas) o menor (v.g., de crestas atenuadas) de la amplitud de la característica de transferencia asociada con la señal $(e_b + e_c)$ de la figura 6 a la frecuencia $(\frac{2}{3})\frac{1}{4t}$. Se verá que la característica de transferencia asociada con $(e_b + e_c)$ corresponde a la característica de transferencia de banda relativamente ancha asociada con la señal desarrollada en la salida del dispositivo adicionador 412 del aparato elaborador de señales de la figura 5, v.g., forma de la onda $\frac{1}{2}(b' + c')$ de la figura 6. La variación de la característica de transferencia asociada con v_0 en función a K se demuestra en la figura 15, que es una representación gráfica de las características normalizadas de transferencia de amplitud contra frecuencia asociadas con e_m y e_p y e_0 para diversos valores de P. Cuando P es igual a $\frac{R2}{R1}$, la característica de transferencia asociada con e_0 es igual a la característica de transferencia asociada con $e_b + e_c$; Cuando P es menor que $\frac{R2}{R1}$, v.g., $(\frac{1}{2})\frac{R2}{R1}$, la característica de transferencia asociada con e_0 se descresta a $(\frac{2}{3})\frac{1}{4t}$. Cuando P es mayor que $\frac{R2}{R1}$, v.g., $(3)\frac{R2}{R1}$, la característica de transferencia asociada con e_0 se acentúa.

- Eligiendo D1', D2' y D3' del aparato elaborador de señales 1300 igual a aproximadamente 140 nanosegundos, la amplitud de la característica de transferencia de amplitud contra frecuencia del canal de luminancia 18 de la figura 1 a aproximadamente 2,39 MHz puede variar desde un estado de crestas acentuadas

tuadas a un estado de crestas atenuadas variando la ganancia P del circuito de control de amplitud 1314 sin variar la amplitud en continua y atenuando al mismo tiempo de una forma efectiva las componentes de la señal en las proximidades de 3,58 MHz, v.g., las componentes de la señal de crominancia.

5. En resumen, se ha descrito un aparato para aumentar relativamente las amplitudes de las componentes de alta frecuencia de las partes de la señal de luminancia a la vez que se atenuan relativamente las amplitudes de las partes de señal de crominancia o de señal de sonido o ambas. El aparato comprende una línea de retardo que responde a señales de video de televisión. Una pluralidad de tomas se asocian con la línea de retardo para generar una pluralidad de señales de video retardadas. Dos señales de video retardadas combinan para generar una señal de control de crestas que tiene una característica de amplitud contra frecuencia, cuya característica tiene un punto máximo en la gama de frecuencias entre continua y una frecuencia f , cuya frecuencia f es del orden al que se desea atenuar las señales de video. Se observará que es conveniente espaciar las dos señales de video retardadas en un intervalo de tiempo igual a $NT/2$, donde N es un entero y E es la recíproca de la frecuencia f . Con relación al aparato de la figura 2, por ejemplo, N se ha elegido como cuatro, Con relación al aparato de la figura 5, por ejemplo, N se ha elegido como tres. Aunque la gama preferible de N comprende enteros del orden de dos a cinco, otros valores de N pueden ser útiles en aplicaciones particulares. Una señal de control de anchura de banda o señal de banda ancha se deriva de por lo menos una tercera de las señales de video retardadas. La señal de control de anchura de banda se combina con la señal de control de crestas para formar
- 10.
- 15.
- 20.
- 25.
- 30.

la señal de salida. Con relación al aparato de la figura 2, por ejemplo, la señal de banda ancha se deriva de la señal de video retardada desarrollada en la toma central 38b. Con relación al aparato de la figura 5, por ejemplo, la señal de banda ancha se deriva de la combinación de las señales de video retardadas desarrolladas en las dos tomas centrales 38b' y 38c'.

Se verá también que el aparato produce una respuesta transistoria mejorada en consonancia con la atenuación de señales indeseables que, sin su atenuación, producirán normalmente patrones visibles indeseables. También se ha demostrado que el aparato produce premodulaciones y sobremodulaciones fácilmente controlables. Además se ha demostrado que el aparato proporciona ajuste de crestas que no afecta sensiblemente a las amplitudes de los componentes de continua o a las amplitudes de los componentes de frecuencia alrededor de la frecuencia f .

También se ha descrito aparatos que proporcionan control de la parte de amplitud de crestas acentuadas para permitir la acentuación o desacentuación dependiendo de la calidad de la señal transmitida. Estos aparatos comprenden dispositivos para reducir la amplitud de la señal de salida por debajo de la amplitud de la señal de banda ancha a una frecuencia aproximadamente igual a la frecuencia a la cual la señal de control de crestas tiene una amplitud máxima. Por ejemplo, en el aparato elaborador de señales 1000 de la figura 10, partes de dos señales retardadas separadas en un periodo de retardo de $2T$ se sumen a una parte de una señal de banda relativamente ancha derivada de una señal que tiene un promedio de retardo intermedio a las dos señales retardadas, para que la amplitud de la señal de salida se pueda ajustar a un valor por encima (v.g.,

- de crestas acentuadas) y por debajo (v.g., de crestas atenuadas) de la amplitud de la señal de banda ancha a una frecuencia de $1/2T$. En el aparato elaborador de señales 1300 de la figura 13, partes de dos señales retardadas separadas por un intervalo de retardo de $3T/2$, se suman a una parte de una señal de banda relativamente ancha derivada por la suma algebraica de dos señales retardadas, cada una de las cuales tiene retardos intermedios a los retardos de las dos señales retardadas separadas por un retardo de $2T$ para que la amplitud de la señal de salida se pueda ajustar a un valor por encima (v.g., de crestas acentuadas) y por debajo (v.g., de crestas atenuadas) de la señal de banda ancha a una frecuencia de $(\frac{2}{3})\frac{1}{4t}$.

5. Además, una parte de la línea de retardo se puede utilizar para igualar las diferenciales de retardo de las señales elaboradas en los canales de crominancia y luminancia.

10. Se comprenderá que aunque el invento se ha descrito con relación a modalidades particulares, se puede efectuar diversas modificaciones adicionales dentro del alcance del invento.

N O T A

20. Describa suficientemente la naturaleza del invento, así como la manera de realizarlo en la práctica, debe hacerse constar que las disposiciones anteriormente indicadas son susceptibles de modificaciones de detalle en cuanto no alteren su principio fundamental. También se hace constar que el invento corresponde a unas solicitudes de patente presentada en Norteamérica con los números 486.241 de 5 de julio de 1974, y 553.642

de 27 de febrero de 1.975, acogiéndose por lo tanto a los beneficios que conceden los Convenios Internacionales en vigor, siendo lo que constituye la esencia del referido invento, y por lo que se solicita Patente de Invención por 20 años en España sobre: Perfeccionamientos en aparatos de elaboración de señales de televisión, caracterizándose por lo siguiente:

5.

10.

15.

20.

25.

30.

1.- Perfeccionamientos en aparatos de elaboración de señales de televisión, del tipo cuyo receptor comprende una fuente de señales de video, un canal de luminancia para elaborar señales de luminancia y un canal de crominancia para elaborar señales de crominancia, caracterizados porque el aparato comprende medios de retardo de señal incluidos en dicho canal de crominancia y acoplados a la fuente de señales de video, comprendiendo dichos medios de retardo una parte para igualar retardos de señales elaboradas por el canal de luminancia y el canal de crominancia, una pluralidad de medios de acoplamiento de la señal acoplados a los medios de retardo para desarrollar una pluralidad de señales de video retardadas; un primer dispositivo combinador para desarrollar una primera señal combinada, combinando al menos dos de las señales de video retardadas, que se han retardado una de otra en un primer intervalo de tiempo prácticamente igual a $NT/2$, donde T es la recíproca de una primera frecuencia f a la que se desea atenuar relativamente dicha señal de video y N es un entero mayor que uno, para producir una primera señal combinada; medios para derivar una señal de banda ancha desde por lo menos una de las señales de video retardadas; un segundo dispositivo combinador para combinar dicha señal de banda ancha y la primera señal combinada con el fin de producir una segunda señal combinada, controlando dicha primera señal combinada

las características de acentuación de crestas de la segunda señal combinada; controlando dicha señal de banda ancha, en combinación con la primera señal combinada, la característica de anchura de banda de la segunda señal combinada; y medios de utilización acoplados al segundo dispositivo combinador para utilizar la segunda señal combinada.

5.

2.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque la señal de banda ancha tiene un promedio de retardo entre los retardos de las señales que comprenden dicha primera señal combinada; porque comprende medios para controlar la amplitud de la segunda señal combinada y producir una señal resultante; y un tercer dispositivo para combinar la señal de banda ancha con la señal resultante y producir una señal de salida.

10.

15.

3.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 1 ó 2 caracterizados porque la parte de los medios de retardo para igualar los retardos de las señales de luminancia y de crominancia se elige de forma que la suma del retardo de dicha parte y la mitad del primer intervalo de tiempo sea igual a la diferencia entre los retardos de las partes citadas de la señal de crominancia y de luminancia.

20.

25.

4.- Perfeccionamientos según la reivindicación 2, caracterizados porque los medios para derivar la señal de banda ancha y el segundo dispositivo combinador comprenden medios para controlar las amplitudes de las señales de video retardadas.

5.- Perfeccionamientos según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, caracterizados porque el segundo dispositivo combinador proporciona la diferencia entre la señal de banda ancha y la primera señal combinada.

30.

6.- Perfeccionamientos según cualquiera de las reivin-

dicaciones anteriores, caracterizados porque el aparato mencionado en dicho tercer dispositivo combinador comprende la suma de la señal de banda ancha y dicha señal resultante.

5. 7.- Perfeccionamientos según la reivindicación 2, caracterizados porque los medios para controlar la amplitud de la segunda señal combinada son ineficaces para cambiar la amplitud de la señal de salida en continua y a una primera frecuencia.

10. 8.- Perfeccionamientos según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, caracterizados porque los medios para derivar la señal de banda ancha comprenden un primer, segundo y tercer dispositivo de acoplamiento de continua acoplados entre terminales respectivos para proporcionar las dos señales de video retardadas, que se retardan una de otra en un intervalo de tiempo prácticamente igual al primer intervalo de tiempo, y una señal de video retardada, que se retarda aproximadamente en un punto medio entre dichas dos señales de video retardadas y un punto de unión común, desarrollándose dicha señal de banda ancha en el punto de unión común.

20. 9.- Perfeccionamientos según la reivindicación 8, caracterizados porque el primer y el tercer dispositivo de acoplamiento de continua son resistores de valor aproximadamente igual.

25. 10.- Perfeccionamientos según la reivindicación 9, caracterizados porque el segundo dispositivo de acoplamiento de continua es un resistor que tiene un valor menor que la mitad del valor de uno de dichos primer o tercer resistores de los medios de acoplamiento de continua.

30. 11.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 1 y 10, caracterizados porque en el aparato dichas señales

de crominancia se disponen en frecuencia alrededor de una frecuencia subportadora de color y las dos señales de video retardadas se separan en tiempo de dicha señal de banda ancha en un intervalo aproximadamente igual a la recíproca de dicha frecuencia subportadora de color.

5.

12.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1 u 11 caracterizados porque los medios de acoplamiento de la señal proporcionan por lo menos una primera, segunda, tercera y cuarta señales de video retardadas, acoplándose la primera y la cuarta señales de video retardadas al primer dispositivo y la segunda y tercera señales de video retardadas a los medios que proporcionan dicha señal de banda ancha.

10.

13.- Perfeccionamientos según la reivindicación 12, caracterizados porque la segunda y la tercera señales de video retardadas se separan simétricamente en el tiempo con respecto a un instante situado en un punto medio entre la primera y la cuarta señales de video retardadas.

15.

14.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 12 ó 13, caracterizados porque las señales de crominancia se disponen en frecuencia alrededor de una frecuencia subportadora de color y la segunda y la tercera señales se separan en el tiempo en un intervalo aproximadamente igual a la mitad de la recíproca de la frecuencia subportadora de color.

20.

15.- Perfeccionamientos según la reivindicación 14, caracterizados porque la primera y la segunda señales de video retardadas se separan en el tiempo en un intervalo aproximadamente igual a la mitad de la frecuencia subportadora de color y la tercera y la cuarta señales de video retardadas se separan en tiempo en un intervalo aproximadamente igual a la mitad de la frecuencia subportadora de color.

25.

30.

5. 16.- Perfeccionamientos según la reivindicación 12, caracterizados porque el dispositivo de retardo de la señal es una línea de retardo que finaliza en un terminal para generar señales reflejadas; estableciéndose la primera y la cuarta señales de video retardadas en un primer terminal acoplado a la línea de retardo para recibir dichas señales reflejadas en un intervalo virtualmente igual a $3T/4$ siendo T la recíproca de la primera frecuencia, después de haberse generado las señales reflejadas; estableciéndose la segunda y la tercera señales de video retardadas en un segundo terminal acoplado a la línea de retardo para recibir las señales reflejadas en un intervalo predeterminado menor que $3T/4$ después de haberse generado dichas señales reflejadas.

10. 17.- Perfeccionamientos según la reivindicación 18, caracterizados porque el intervalo de tiempo predeterminado es prácticamente igual, la cuarta parte de la recíproca de la primera frecuencia.

15. 18.- Perfeccionamientos según la reivindicación 17, caracterizados porque las señales de video comprenden partes de señal de crominancia y de luminancia, disponiéndose las partes de la señal de crominancia en frecuencia alrededor de una frecuencia subportadora de color, y la recíproca de la primera frecuencia es prácticamente igual a la recíproca de dicha frecuencia subportadora de color.

20. 19.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque la primera señal combinada tiene un valor de amplitud absoluta máximo a una frecuencia predeterminada entre 0 y la primera frecuencia determinada por el primer intervalo de tiempo, y porque se emplean medios atenuadores para reducir la amplitud de la señal de salida por debajo de la amplitud de

25. 30.

la señal de banda ancha a una frecuencia prácticamente igual a dicha frecuencia predeterminada.

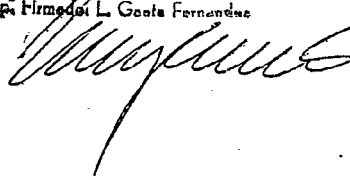
5. 20.- Perfeccionamientos en aparatos de elaboración de señales de televisión, tal y como queda sustancialmente descrito en la presente Memoria, y en los dibujos adjuntos.

Esta Memoria consta de cincuenta y dos hojas, escritas a máquina por una sola cara.

Madrid, 11 NOV. 1975

RCA CORPORATION,

L. GOMEZ ARBEU Y C^{DA}
P.º p^º Firmado: L. Costa Fernandez



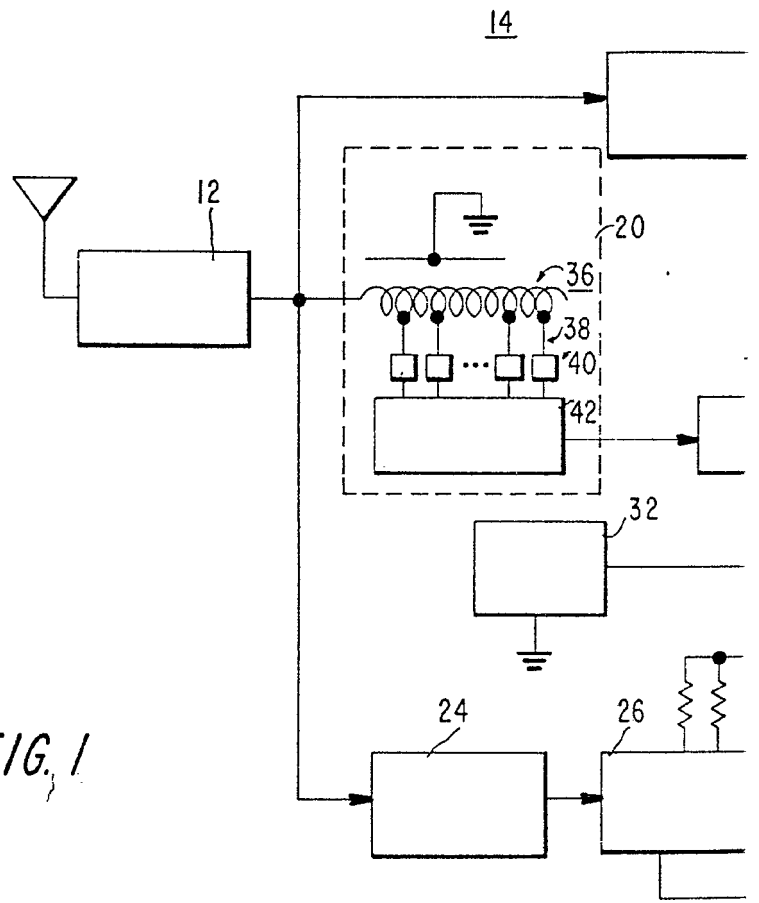
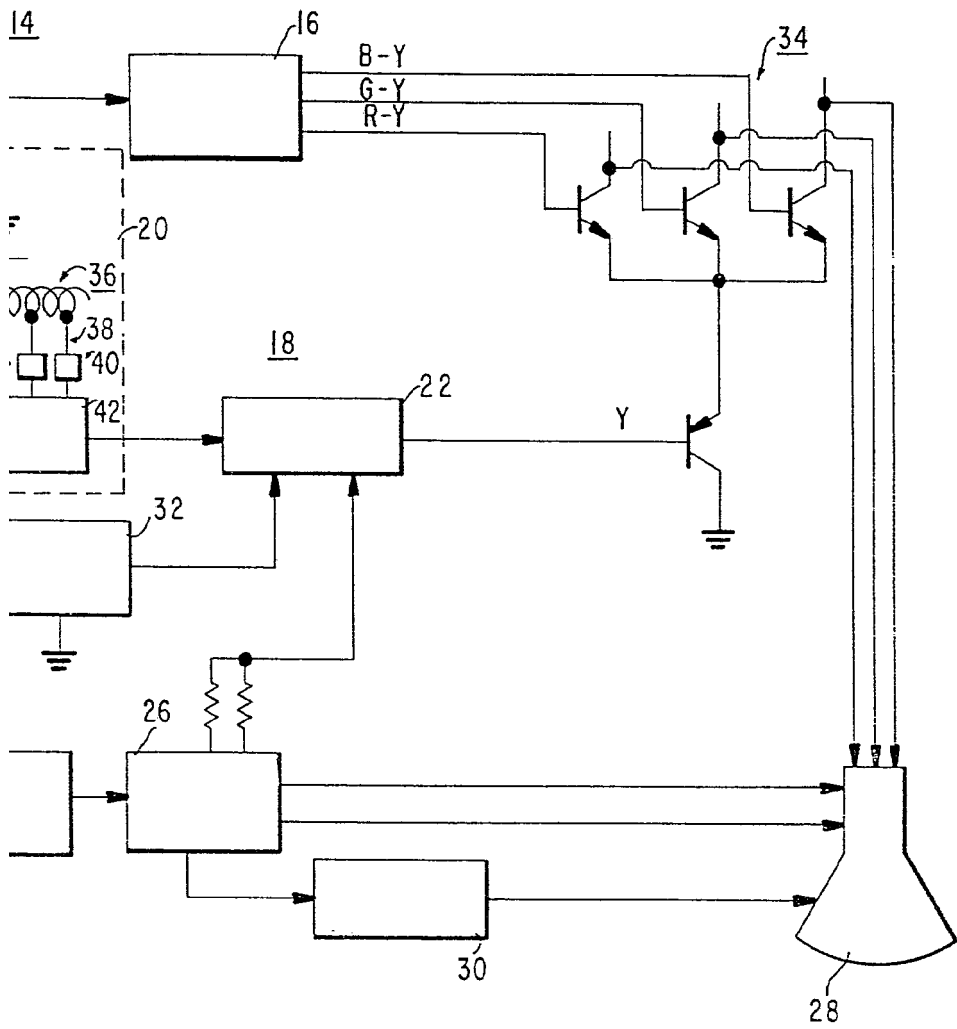


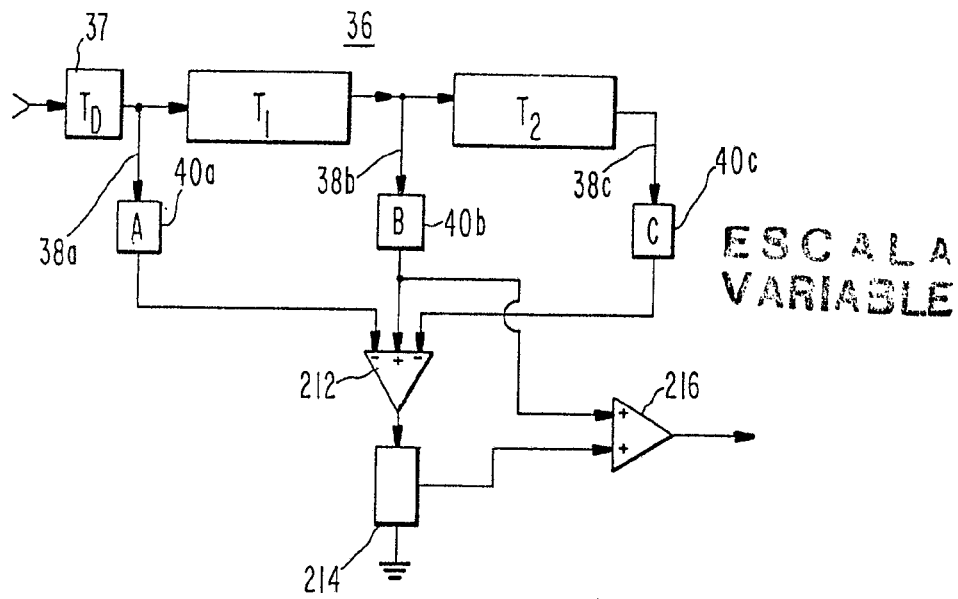
FIG. 1



ESCALA
VARIABLE

11 NOV. 1975
Madrid.

A. GOMEZ ACEBU Y MUÑOZ
P. p. Firmados L. Gasta Fernández



ESCALA
VARIABLE

FIG. 2

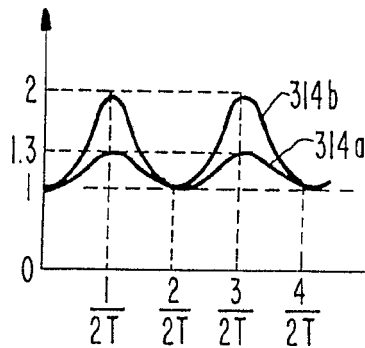


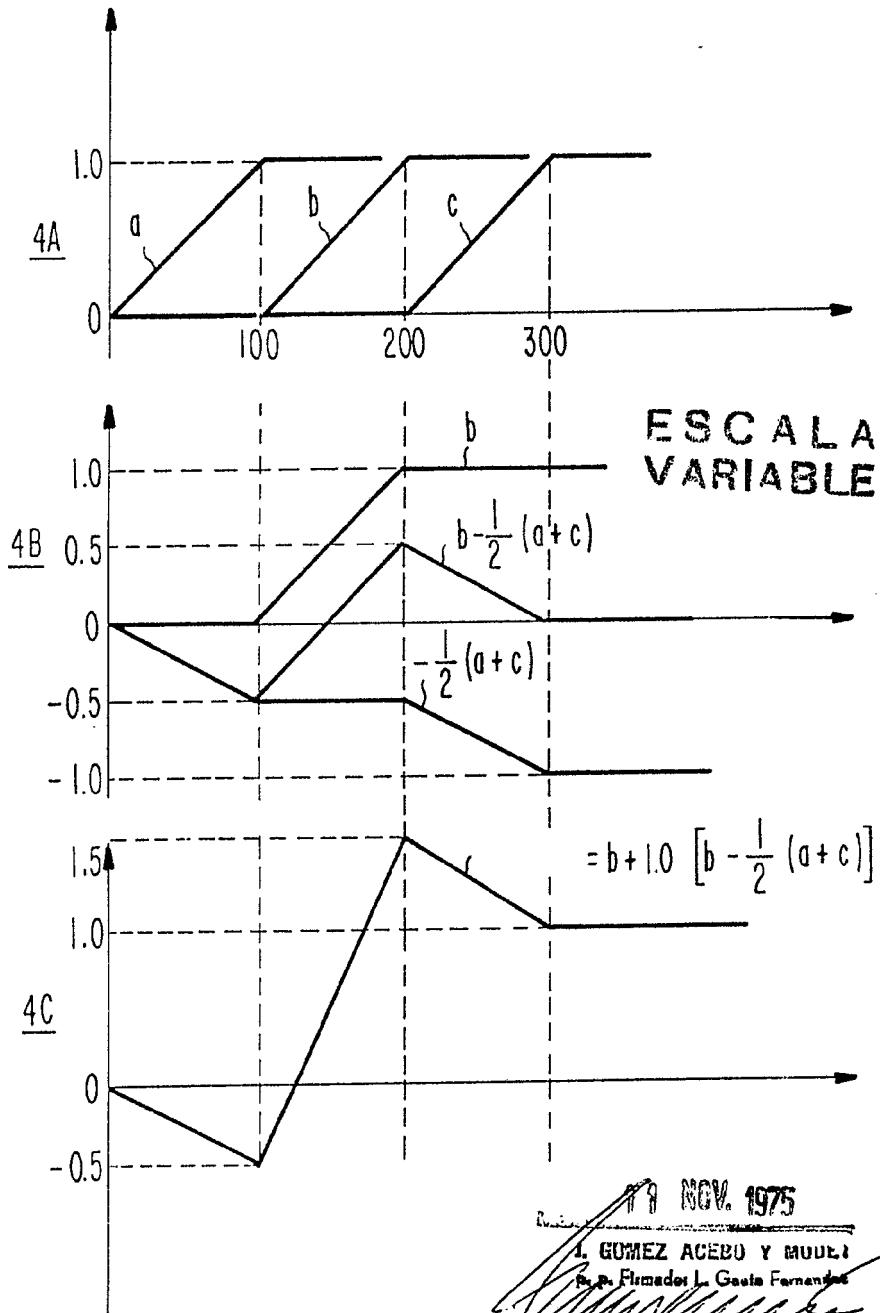
FIG. 3

99 NOV. 1975

Madrid

L. GOMEZ AGUDO Y COMPAÑIA
S.A. Ingenieros L. G. G. G. G.

[Handwritten signature]



19 NOV. 1975

L. GOMEZ ACEBU Y MUÑOZ

Por el Firmado: L. Gasta Fernandez

[Signature]

FIG. 4

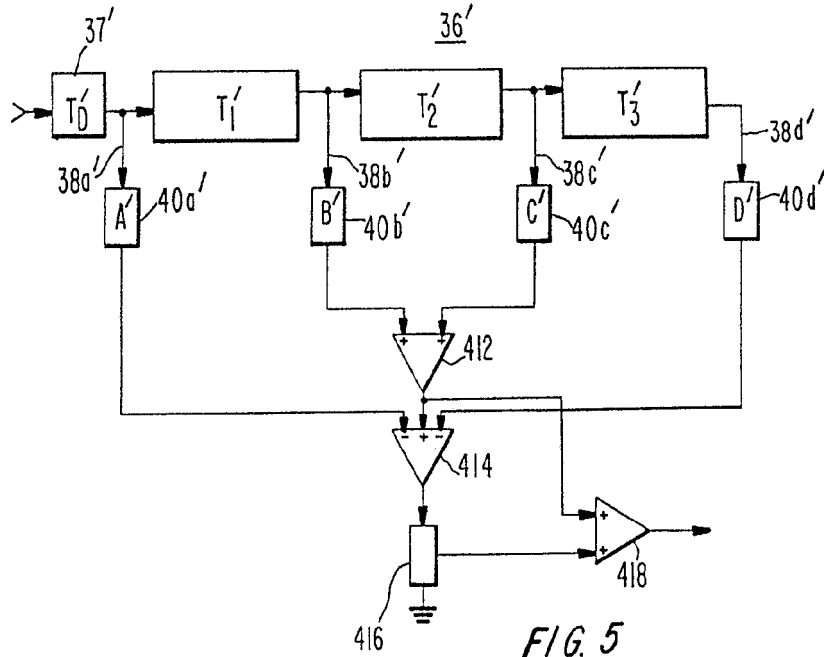


FIG. 5

ESCALA
VARIABLE

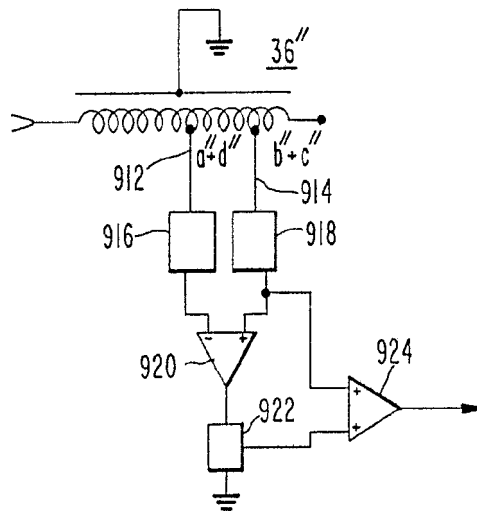


FIG. 9

11 NOV. 1975

L. HERNANDEZ AGUIRRE Y ASOCIADOS
Ingenieros en Electricidad y Electrónica

[Handwritten signature]

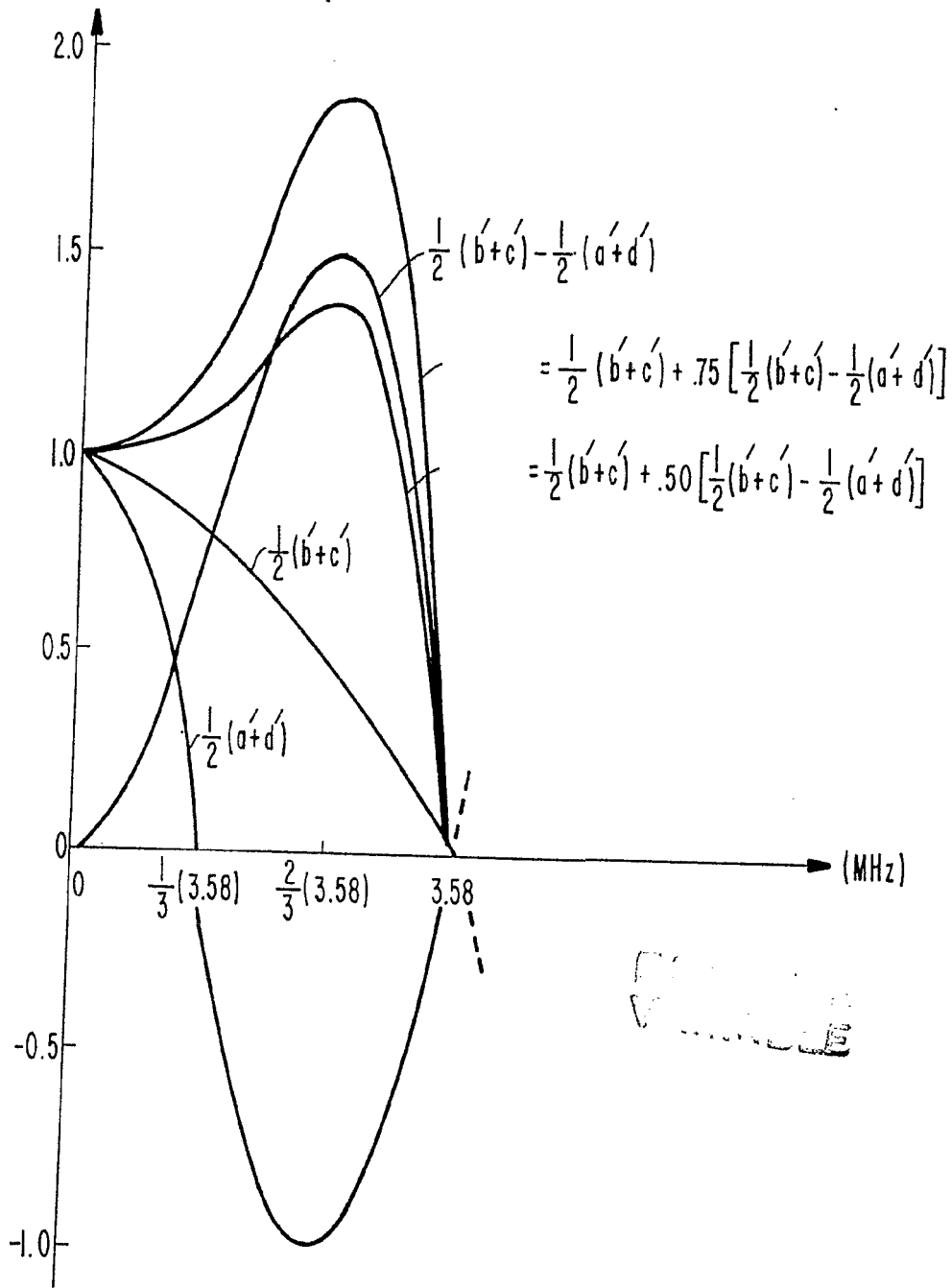


FIG. 6

NOV. 1975

GOMEZ ACEBO Y GIBERT
 por El Sr. L. Gasto Ferrández

[Handwritten signature]

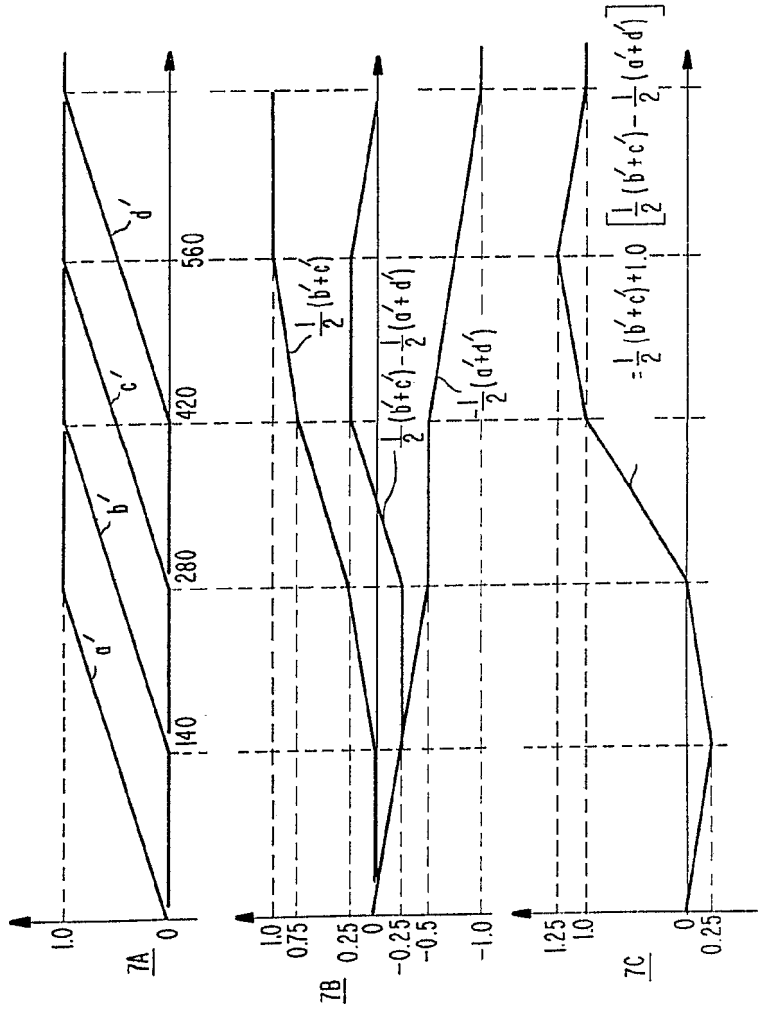
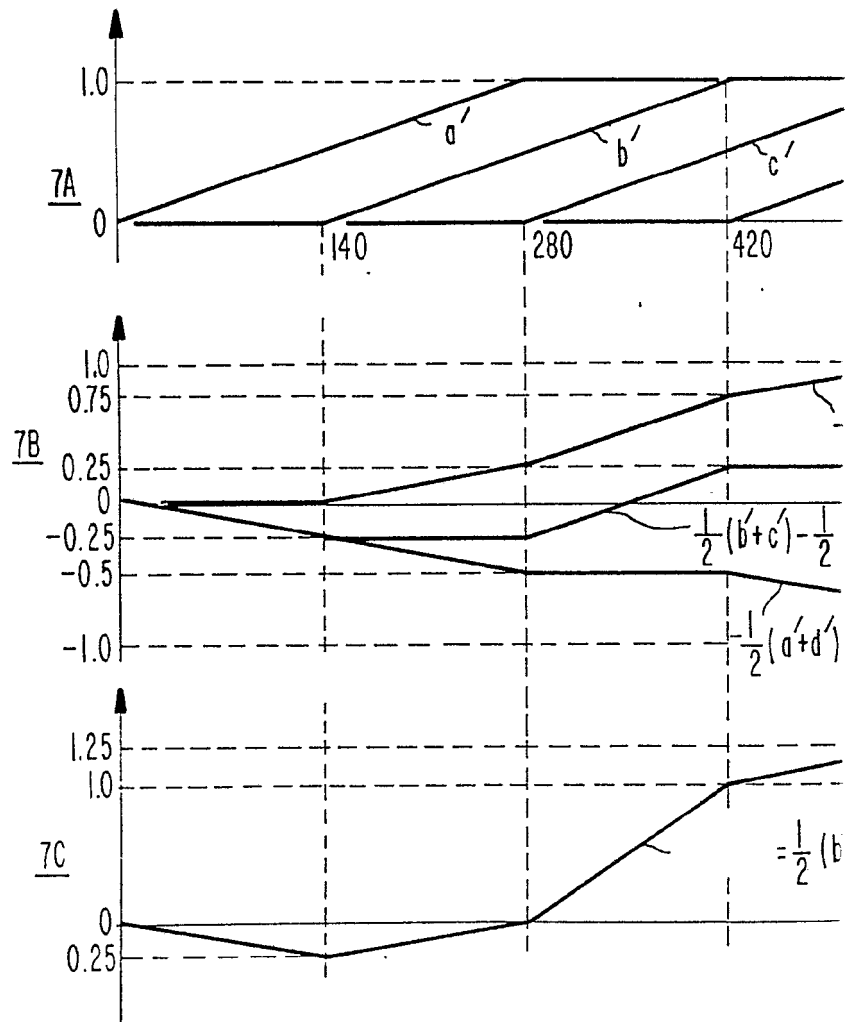


FIG. 7

FIG. 7

1975

INVENTOR
 GONZALEZ ALFREDO V. BARRERA
 BY: Fernando L. Garcia Escobar



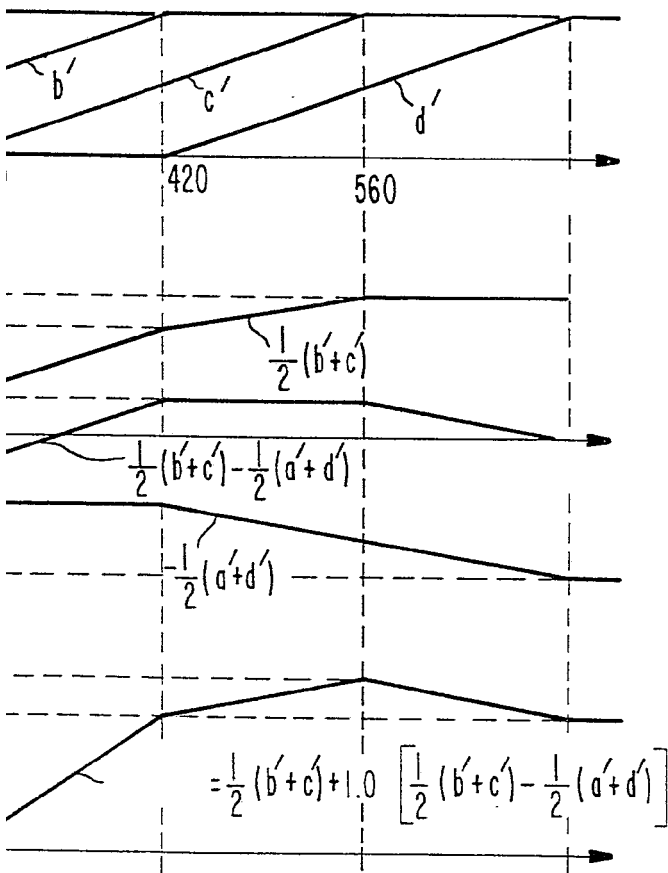


FIG. 7

ESCALA
VARIABLE

11 NOV. 1975

Verano 1975

2. GOMEZ AUSEBU Y BUCHE
74 p. Filadelfia La Gruta Forcades

[Handwritten signature]

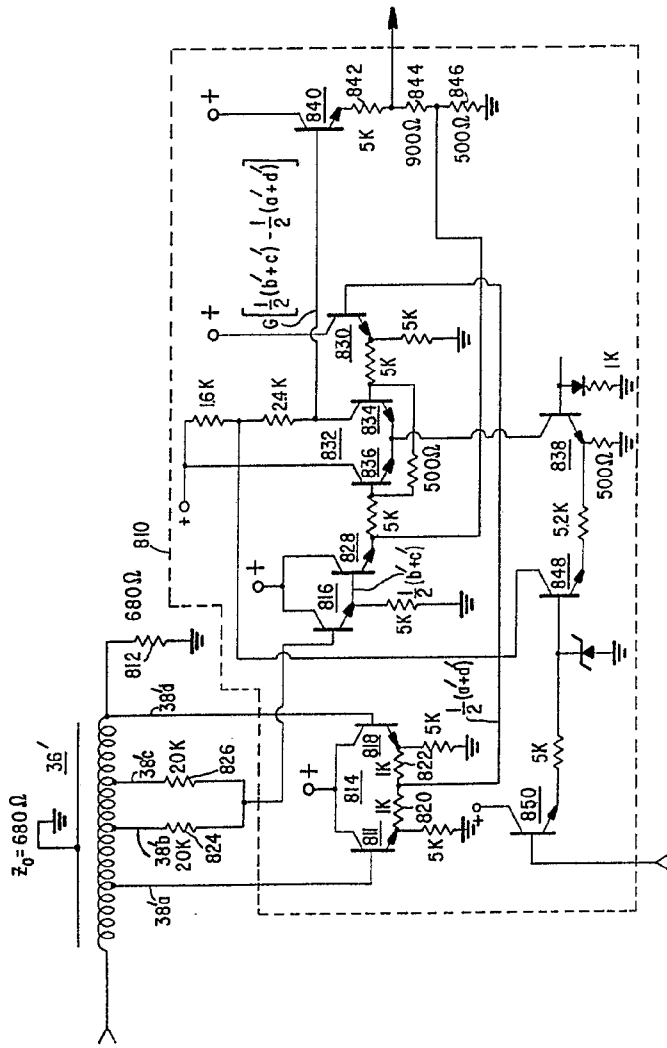


FIG. 8

SECRET

11 NOV 1975

MEMORANDUM

A. GOMEZ GONZALEZ Y RODRIGUEZ
 P. R. FERRER L. GARCIA PERAZZANO

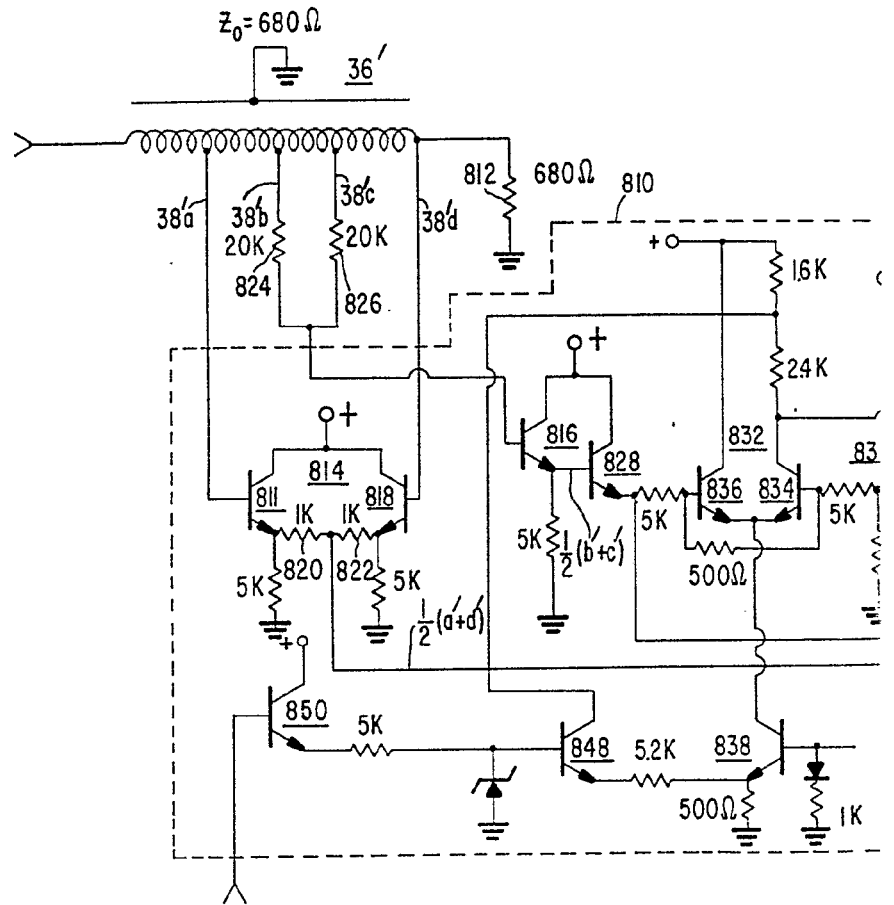


FIG. 8

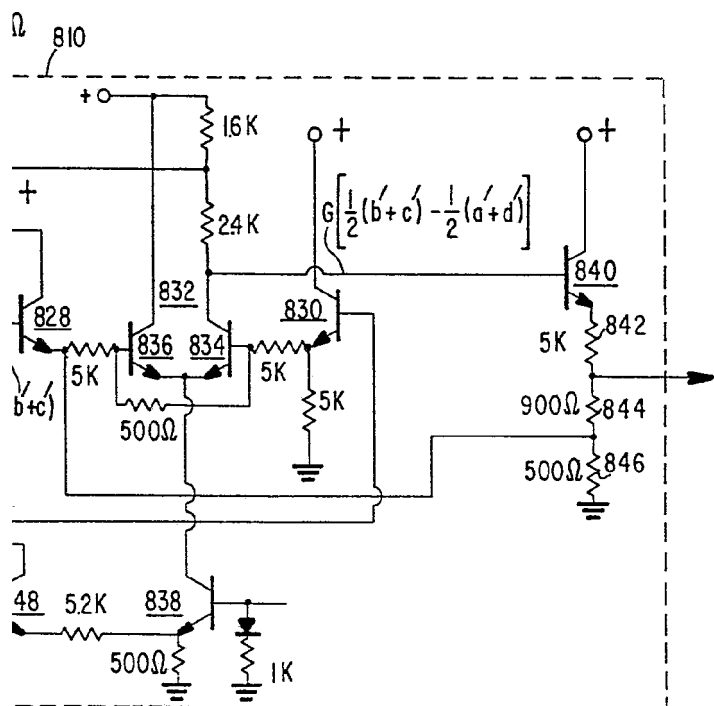


FIG. 8

ESCALA
VARIABLE

11 NOV. 1975

MECEN
L. GOMEZ ADEBU Y MODELI
p. p. Firmado: L. Gato Fernández

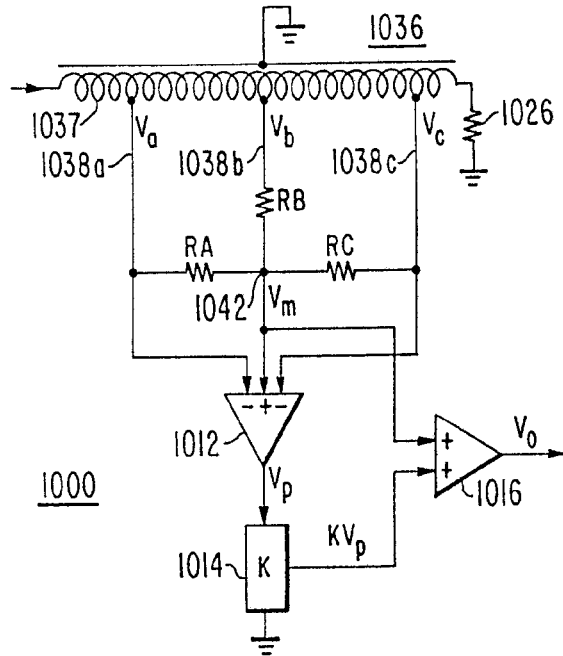


FIG. 10

ESCALA
VARIABLE

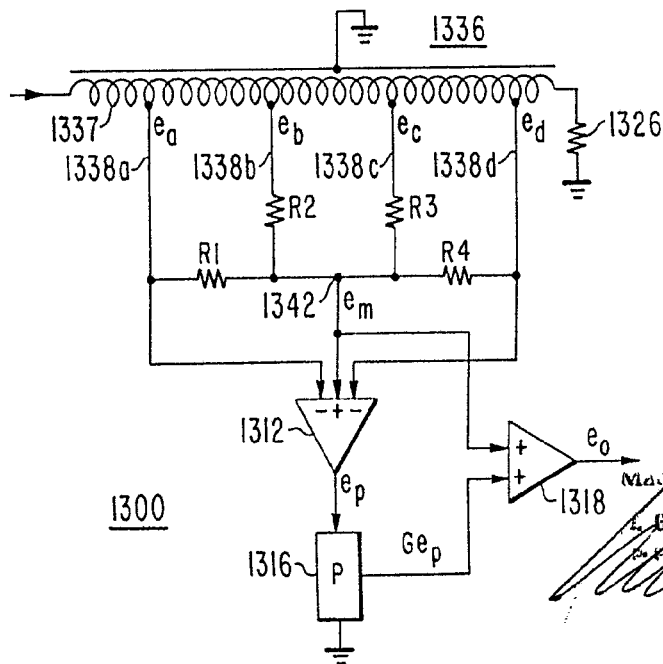


FIG. 13

11 NOV. 1975
MADRID
L. GOMEZ ACEBU Y MODA
C. P. Fizmas de L. Goma Forcadas

[Handwritten signature]

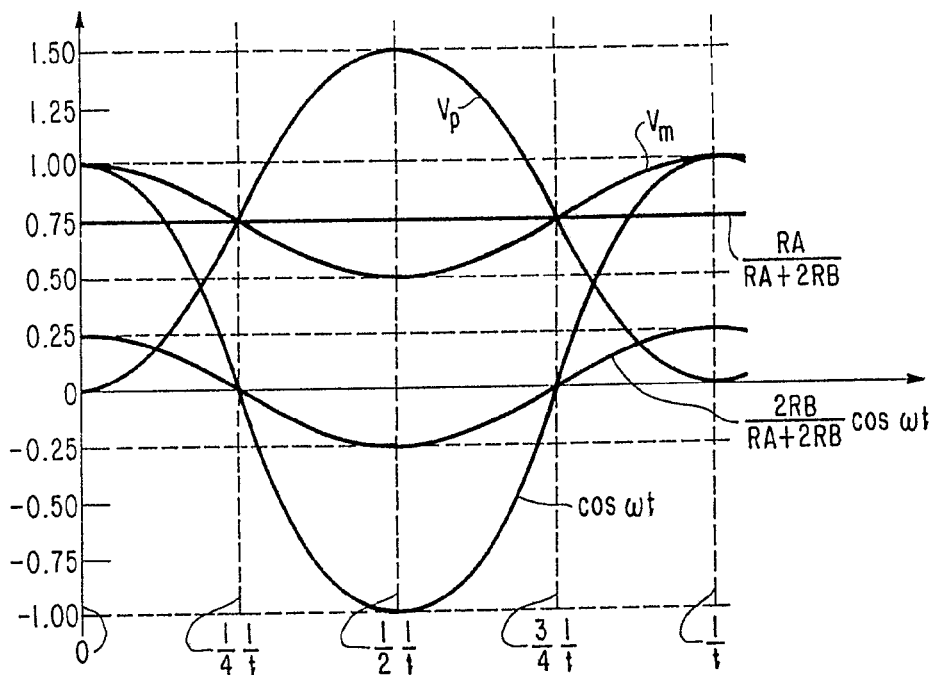


FIG. 11

ESCALA VARIABLE

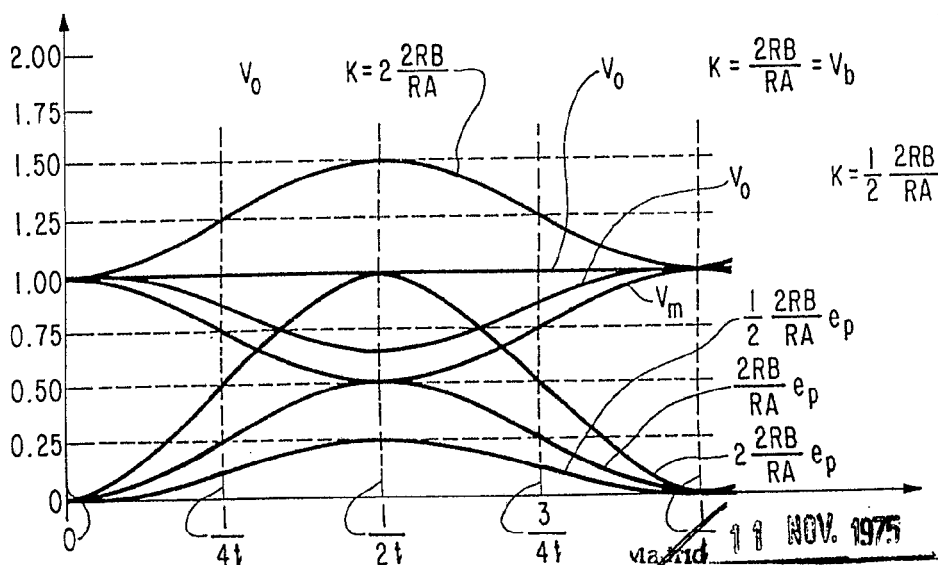


FIG. 12

Madrid 11 NOV. 1975
 A. GOMEZ ACEDO Y RUBEN
 Sr. D. Elmadec L. Gesta Fernández

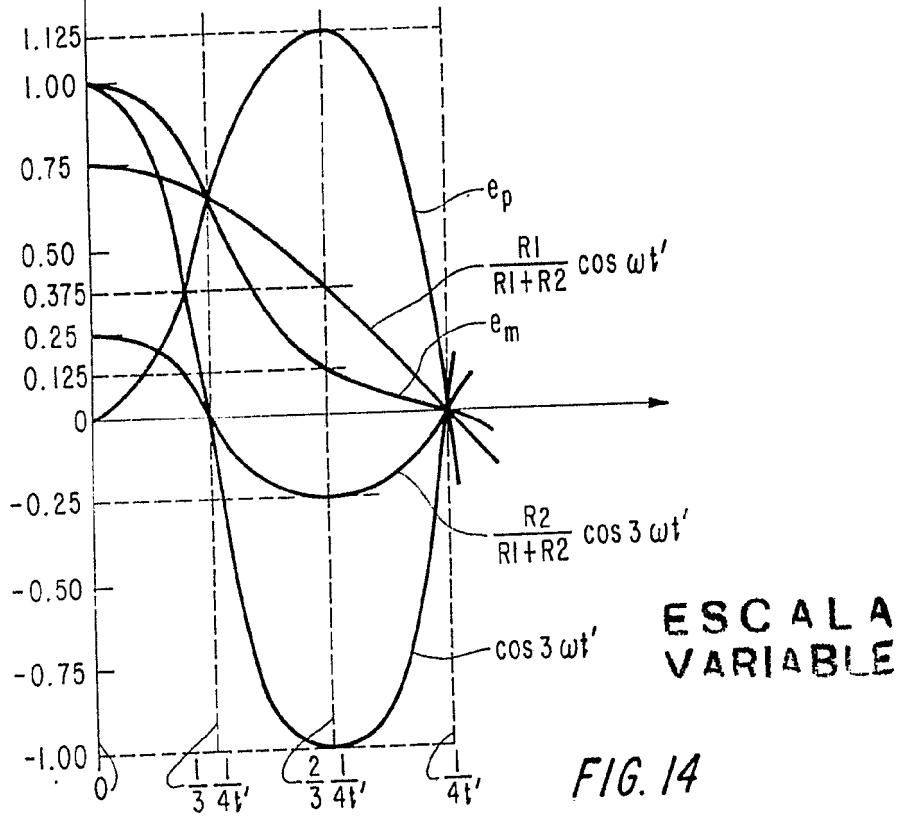
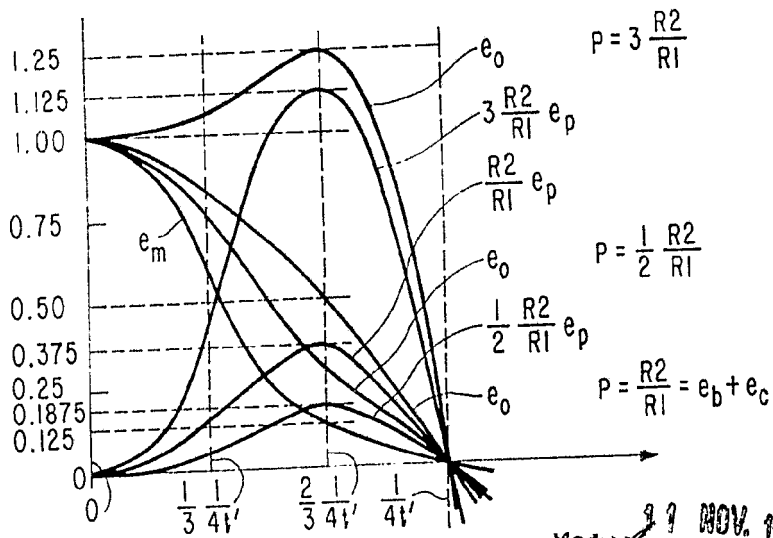


FIG. 14

FIG. 15



Madrid 99 NOV. 1975

S. ROJAS TORRES Y ASOCIADOS
 Ingenieros de Electricidad y Electrónica
 C/ de Electricidad La Cuesta Formosa

[Handwritten signature]