



MEMORIA DESCRIPTIVA

que se presenta para unir a la solicitud

de

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

formulada el 7 de Diciembre de 1.966, con el núm. 334.267

en

E S P A Ñ A

por VEINTE años

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

"DISPOSICION DE CIRCUITO PARA PRODUCIR UNA CORRIENTE DIENTE DE SIERRA"

=====

La invención se refiere a una disposición de circuito para producir una corriente diente de sierra a través de una bobina deflectora de campo de un tubo de rayos catódicos, que comprende un generador que provee una señal de control formando la suma de una señal substancialmente diente de sierra y una señal substancialmente parabólica y una etapa final con la que está acoplada la mencionada bobina deflectora y a la que es suministrada dicha señal de control.

10 Tal disposición de circuito es conocida por la



patente británica 632.175. Aquí se requería el control de la etapa de salida de campo por medio de una tensión combinada diente de sierra-parabólica, dado que de hecho - el transformador de salida de campo usada era proporcionado demasiado críticamente.

5 En receptores modernos, que a menudo están equipados con transistores, no se presenta ninguna dificultad o son considerablemente menores las dificultades para adaptar la impedancia de salida formada por la bobina deflectora de campo a la resistencia interna de la etapa de salida de campo. Por lo tanto es posible un acoplamiento a reactancia o, en el caso de un así llamado circuito push-pull de terminal único, un acoplamiento directo, En tales casos se omite el transformador y ya no se presenta la necesidad del control de una señal diente de sierra y una señal parabólica combinadas.

10 De acuerdo con la idea de la invención es deseable, sin embargo, también en aquellos casos en que es permisible el acoplamiento de la bobina deflectora de campo sin transformador, usar el mencionado modo de control, si la disposición es tal que la bobina deflectora está directamente acoplada (esto es sin la interposición de un transformador) con la salida de la etapa final y las componentes de baja frecuencia son atenuadas con respecto a las componentes de frecuencia más alta desde la salida del generador a la salida de etapa final ya sea por realimentación negativa, especialmente de la corriente continua y las componentes de baja frecuencia en dicha etapa final, o acoplando el generador con la entrada de la etapa final

15 20 25 30

por medio de un filtro pasa banda alto.



Tal diferencia es deseable, dado que en una señal que representa la suma de una señal diente de sierra y una señal parabólica las componentes de baja frecuencia son más intensas que las componentes de frecuencia más alta en comparación con una señal diente de sierra solo. Por lo tanto es posible proveer una curva característica de frecuencia de la etapa final que es inferior para estas componentes de baja frecuencia, conteniendo la señal de control una cantidad en exceso de las mismas, de modo que la linealidad final de la corriente diente de sierra producida no es adversamente afectada.

Una curva característica de frecuencia intencionalmente hecha inferior de esta manera, tiene la ventaja que al enganche del circuito deflector de campo es posible sin compresión vertical y expansión del campo (efecto "pudding").

Unas pocas realizaciones posibles de disposiciones de circuito de acuerdo con la invención serán descritas con referencia a las figuras que se acompañan en que:

La figura 1 muestra la construcción propiamente dicha de la disposición de acuerdo con la invención.

La figura 2 muestra una primera forma de onda de tensión posible para el control de dicha etapa final.

La Figura 3 muestra una segunda forma de onda de tensión para dicha señal de control y

La figura 4 muestra una curva característica de frecuencia de la etapa final mostrada en la Figura 1.

Refiriéndose a la figura 1, el bloque 1 representa el generador que suministra la señal de control 2 deseada para la etapa final. Esta señal de control 2 es for-

mada de manera conocida por la suma de una señal diente de sierra y una señal parabólica y puede ser obtenida, por ejemplo, produciendo una señal diente de sierra, integrando la misma y sumando la señal parabólica resultante de la integración de la señal diente de sierra inicial. A la entrada 3 del generador 1 son suministrados pulsos de gatillo 4, que pueden ser los pulsos de sincronización vertical derivados de una señal de sincronización de televisión.

La señal de control 2 es suministrada a través de un capacitor de acoplamiento 5 y un resistor serie 6 al electrodo de base de un transistor 7, que funciona como una etapa excitadora. El capacitor de acoplamiento 5 es requerido solamente si se desea un acoplamiento de corriente alterna. Si es posible un acoplamiento de corriente continua, puede omitirse el capacitor 5. El resistor 6 sirve para convertir la señal 2, usualmente aplicada en la forma de una tensión de control, en una corriente dado que los transistores convencionales tales como el transistor 7 deben ser excitados por una corriente. Si el transistor 7 es un transistor con efecto de campo, también podría omitirse el resistor 6.

El circuito colector del transistor n-p-n 7 incluye tres resistores 8, 9 y 10; en paralelo con el resistor 10 está conectado un resistor 11 NTC, sirviendo un resistor que tiene un coeficiente de temperatura negativo para compensar las fluctuaciones de temperatura de los transistores de salida 12 y 13. Estos dos transistores de salida son controlados por la señal producida sobre los resistores 8 y 11. Desde los emisores interconectados de los transistores 12 y 13 un capacitor 15 es realimentado a la

unión de los resistores 8 y 9. Este capacitor realimen-
tado sirve para mejorar la linealización de la corriente
diente de sierra que pasa finalmente a través de la bobina
deflectora 16. El circuito colector del transistor 13
5 incluye además un diodo 17, que es derivado por un capaci-
tor 18. El diodo 17 sirve para permitir la libre osci-
lación de la bobina deflectora 16 durante el tiempo de re-
torno vertical. Finalmente el circuito colector del
transistor 12 incluye un resistor limitador 19.

10 De la figura 1 será evidente que los transisto-
res 12 y 13 son de tipos de conductividad opuestas; el
transistor 12 es de tipo p-np y el transistor 13 es de
tipo n-p-n. Es sabido que transistores de tipos de con-
ductividad opuestos permiten construir fácilmente un cir-
15 cuito push-pull serie con solamente una salida (circuito
push-pull de terminal único) en que puede realizarse el
control con la ayuda de una etapa excitadora sin necesidad
de una etapa inversora de fase separada. La bobina de-
flectora 16 en tal circuito push-pull serie debe ser co-
20 nectada a dicha una salida, esto es a la unión de los tran-
sistores 12 y 13. En la realización mostrada en la figu-
ra 1, esta una salida está formada por los emisores inter-
conectados en los transistores 12 y 13. Naturalmente
también es posible conectar los transistores de modo que
25 sus electrodos de colector interconectados formen dicha
una salida.

Tal etapa final push-pull, aparte de sus venta-
jas, tiene unas pocas desventajas. Una primera desven-
taja reside en el hecho que el control es crítico, dado
30 que de hecho está implicada aquí una conexión clase B, lo



que significa que un transistor produce una mitad y el otro transistor produce la otra mitad de la señal diente de sierra. Por lo tanto la condición ideal prevalecerá si un transistor fuera bloqueado cuando el otro es conductor e inversamente. Sin embargo, tal modo de control es demasiado crítico, dado que debido a las tolerancias de las características del transistor y a fenómenos de envejecimiento no puede asegurarse bajo todas las condiciones que los controles de los dos transistores se asocien entre sí exactamente. Por lo tanto es necesario elegir la excitación de modo que un transistor se vuelva conductor un instante antes que el otro transistor sea bloqueado. La situación de transición es así menos crítica. Si los dos transistores 12 y 13 fueran bastante equivalentes no surgirían dificultades cuando ambos transporten corriente simultáneamente, pero las tolerancias de los transistores tienden a perturbar la equivalencia; el transporte simultáneo de corriente de los dos transistores durante el período de transición involucra la posibilidad que la corriente de un transistor sea mayor que la del otro, de modo que puede ocurrir un salto de transición en la señal diente de sierra. A fin de evitar este salto de transición la disposición de circuito mostrada en la figura 1 es provista con una realimentación negativa conectando el extremo de la bobina deflectora alejado de los transistores 12 y 13 a masa a través de un capacitor 20 y un resistor 21.

Desde la unión del capacitor 20 y el resistor 21 los resistores 22 y 23 conducen de vuelta a la base del transistor excitador 7. Así la tensión producida



sobre el resistor 21 es suministrada como una señal de realimentación negativa a la entrada del transistor excitador 7, convirtiendo los resistores 22 y 23 la tensión sobre el resistor 21 en la corriente deseada para controlar al transistor 7. De la figura 1 será evidente que la red de realimentación 20, 21 forma un filtro pasa banda alto dado que con frecuencia en aumento, el capacitor 20 progresivamente forma un corto-circuito. Consecuentemente, mediante la realimentación negativa las frecuencias más altas son atenuadas más que las frecuencias más bajas. Tal realimentación negativa dependiente de la frecuencia es necesaria para obtener la linealización deseada de la corriente deflectora de campo, de modo que la imagen de televisión explorada por tal señal diente de sierra de campo muestre una linealidad satisfactoria.

Una segunda razón para la distorsión de la señal diente de sierra consiste en la no linealidad de las curvas características de los transistores 12 y 13, de modo que aún con un control ideal en los electrodos de base de dichos transistores podría obtenerse una señal diente de sierra distorsionada. La linealización de esta señal distorsionada puede ser lograda por el filtro de alimentación negativa 20, 21.

La figura 1 muestra esquemáticamente la bobina deflectora de campo en la forma de una parte de inductancia 24 y una parte de resistencia 25. Es sabido que cualquier bobina, aparte de inductancia, tiene pérdidas de cobre representadas por el resistor 25 en el caso de la bobina deflectora 16. Debido a la frecuencia compa-



rativamente baja de aproximadamente 50 a 60 c/s de la señal deflectora de campo, el resistor 25 tiene un efecto mucho mayor que la inductancia 24 sobre la corriente pasante.

5 Por lo tanto para un dimensionamiento correcto de la realimentación negativa la relación entre el resistor 25 y el resistor 21 es importante, dado que la suma de los resistores 21 y 25 determinará principalmente la corriente a través de la bobina deflectora 16 y la
10 caída de tensión sobre el resistor 21, a su vez, determina la tensión de realimentación negativa producida. También es importante la elección del capacitor 20 con respecto al resistor 21, dado que esto determina que
15 frecuencias pasarán el filtro pasabanda alto 20, 21, que fija la curva característica de frecuencia de la etapa final. Esto será explicado más detalladamente con referencia a la figura 4. La figura 4 ilustra la curva característica de frecuencia de la etapa final de
20 la figura 1. La misma está trazada para la relación entre V_0 y V_i como una función de la frecuencia f en c/s. La tensión V_i es el valor pico a pico de la señal entrante 2 y la tensión de salida V_0 es medida sobre la bobina 16. La línea 26 en la figura 4 es la curva característica de frecuencia de la disposición mostrada en
25 la figura 1, en que la realimentación negativa es producida sólo a través de la red 20, 21, siendo elegidos los valores del capacitor 20 y del resistor 21 de modo que la bobina 16 es atravesada por una corriente
30 diente de sierra lineal. De esta curva característica será evidente que prácticamente no son atenuadas aún



frecuencias muy bajas tales como de 50 c/s y 40 c/s.

5 Todas estas medidas producen las siguientes desventajas. La mencionada realimentación negativa a través de los elementos 20 y 21 suministra, contra la señal de control 2 suministrada, una señal que es requerida para la linealización. Si la amplitud de la señal 2 es representada por la magnitud A, la señal de salida final, luego de amplificación en las etapas 7, 12 y 13, tendrá un valor AB, si la amplificación asciende al valor B. La realimentación negativa a través de 16, 20 y 21 realimenta por ejemplo un valor β BA del valor $AB = 8/10$, de modo que la señal resultante en la base del transistor 7 tiene finalmente un valor de $A - 8/10A \times 2/10A$.

15 Durante la sincronización de la etapa defleccora de campo puede aparecer un fuerte salto en la amplitud de la señal de control. Si, por ejemplo, la frecuencia natural del oscilador de tensión de campo es 45 c/s y la frecuencia de repetición de las señales de sincronización de campo es 50 c/s, la diferencia de frecuencia es 5 c/s que es 10% de la frecuencia nominal de 50 c/s. Si mediante sincronización directa la frecuencia del oscilador es abruptamente elevada de 45 c/s a 50 c/s, ocurrirá una variación de amplitud de aproximadamente 10%. Con un valor A de la señal 2, dicha variación de 10% reducirá a A a $9/10A$. La tensión de realimentación negativa requiere, debido a inercia en el circuito total, un período de tiempo determinado antes que la señal del valor $8/10A$ en la entrada muestre la misma variación del 10%. En primer lugar la señal de entrada del

20

25

30



transistor 7 comprende, por lo tanto, la señal de entrada
variada de 9/10A y la señal de realimentación negativa
todavía no variada de 8/10A de modo que tiene un valor
de $9/10A - 8/10A = 1/10A$. Esto significa que la señal
5 de entrada ha disminuido de 2/10A a 1/10A, o en 50%.
Esta disminución de amplitud puede ser considerada tam-
bién como un salto de tensión continua. La señal de en-
trada del transistor 7 muestra por así decir una varia-
ción de tensión continua de 50%. Particularmente con
10 transistores que tienen un rango de control pequeño (pe-
ro también con válvulas, aunque menos pronunciada esta
variación de tensión continua resulta en un bloqueo del
transistor. La señal de salida es así completamente su-
primida durante un corto instante y se requiere un cier-
to período de tiempo antes que se restablezca la condición
15 normal por medio de una carga adicional de los capacito-
res y la restauración de las corrientes a través de las
bobinas. Esto se pone de manifiesto sobre la pantalla
del tubo de imagen mediante una supresión abrupta de la
20 exploración vertical y un gradual restablecimiento de la
misma. En lenguaje técnico esto es llamado a veces el
fenómeno "pudding". Este fenómeno es particularmente mo-
lesto en los receptores de televisión modernos en que la
sincronización inicial del generador 1, el así llamado en-
25 ganche, se realiza automáticamente dado que aparte de la
sincronización directa con la ayuda de los pulsos de sin-
cronización vertical 4, se realiza una comparación entre
los pulsos sincronizadores 4 y la señal de salida del ge-
nerador de tensión de campo por medio de un discrimina-
30 dor de fase, ecualizando substancialmente la señal de



control resultante la frecuencia de la señal del generador de tensión de campo a la de los pulsos sincronizadores 4. Si no se tomaran medidas en tales disposiciones para evitar el antes mencionado fenómeno "pudding" el espectador se encontraría frente a una abrupta desaparición y reaparición de la imagen cuando por una u otra razón se perdiera la sincronización y fuera automáticamente restablecida por el circuito sincronizador. Aún con variaciones aburptas de la tensión de suministro puede aparecer este fenómeno "pudding". La presente invención tiene por objeto evitar este efecto "pudding".

De lo que antecede será obvio que dicho efecto "pudding" puede ser evitado transfiriendo directamente la variación abrupta de la señal entrante del transistor 7 a la señal de realimentación negativa, dado que con una variación de A a $9/10A$ en la señal entrante, como se ha establecido precedentemente, la señal de realimentación negativa variará de $8/10A$ a aproximadamente $72/100A$ (también una variación de 10%). La nueva señal entrante tiene entonces un valor de $(9/10 - 72/100) A = 18/100A$. La señal de entrada ha caído así de $2/10A$ a $18/100A$, esto es una variación de $2/100 A$, o aproximadamente 10% en lugar de 50%. Esta variación de 10% es suficientemente pequeña para asegurar que el transistor 7 no sea bloqueado, de modo que se evita el efecto "pudding".

Una medida simple para asegurar una transferencia directa de la variación abrupta en la señal entrante a la señal de realimentación negativa consiste en proveer una realimentación negativa adicional de corriente continua. Esto se obtiene en la disposición mostrada en la



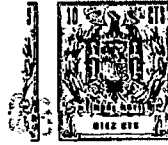
figura 1 por medio de los resistores 28, 29 y 30. El extremo libre del resistor variable 30 está conectado a una fuente de tensión negativa. Aparte del efecto deseado, el resistor 28 tiene un efecto indeseable. El resistor 28
5 junto con la red 20, 21 ya existente puede ser considerado como un filtro pasabanda bajo. El capacitor 20, que es comparativamente grande, funciona como un capacitor de filtro, que forma un corto-circuito para las altas frecuencias a masa, mientras que el resistor 21 comparativamente pequeño no tiene gran influencia. Las altas
10 frecuencias por lo tanto prácticamente no producirán ninguna tensión en la unión del resistor 28 y el capacitor 20, pero los componentes de baja frecuencia ciertamente lo harán. Consecuentemente, las componentes de baja frecuencia son negativamente realimentadas en alto grado,
15 de modo que la curva característica de frecuencia inicial 26 se cambia en la curva característica de frecuencia 27. De hecho, la curva característica de frecuencia 27 es la curva más deseable, dado que no muestra el efecto "pudding".
20 Para una corriente diente de sierra lineal a través de la bobina deflectora 16, la curva 26 es la característica de frecuencia más deseable. De acuerdo con otra característica de la invención, este dilema puede ser obviado eligiendo una señal de control 2 tal que comprende, aparte de la
25 componente diente de sierra, una componente parabólica, dado que tal señal tiene una cantidad en exceso de bajas frecuencias en comparación con una señal que comprende solamente una componente diente de sierra. Esto puede ser explicado de la manera siguiente.

30 Es sabido que una señal parabólica puede ser



obtenida por integración de una señal diente de sierra. Una red integradora por ejemplo la combinación serie de un resistor y un capacitor, en que la señal de entrada es suministrada a la combinación serie y la señal de salida es derivada del capacitor, puede ser considerada como formando un filtro pasabanda bajo. Por lo tanto, si una señal diente de sierra es suministrada a tal red integradora, las componentes de baja frecuencia de esta señal son pre-reforzadas con respecto a las componentes de frecuencia más alta en la señal de salida. Consecuentemente en una señal de salida parabólica, la relación entre las componentes de baja frecuencia y las componentes de alta frecuencia es más favorable que en una señal entrante diente de sierra. El valor de la tensión parabólica sumada a la señal diente de sierra determina, por lo tanto, la cantidad en exceso de bajas frecuencias en la señal de salida. Esta cantidad en exceso de bajas frecuencias debe restablecer la curva característica inferior 27.

Una reducción del efecto "pudding" puede ser parcialmente lograda también reduciendo el capacitor de acoplamiento 5. Debido a la variación abrupta aparecerá una variación de carga sobre el capacitor 5, pero si este capacitor es pequeño, el equilibrio requerido de la carga se restablecerá pronto. La reducción del capacitor 5 también afectará la curva característica de frecuencia, dado que junto con los resistores 21, 22 y 23 este capacitor de acoplamiento puede ser considerado como un filtro pasabanda alto, de modo que las bajas frecuencias no pueden pasar. Si, como es a menudo el caso en circuitos transistorizados, la conexión entre el generador 1 y el transistor ex-



citador 7 es una conexión de corriente continua, se omite el capacitor 5 de modo que la reducción de este capacitor está fuera de la cuestión.

5 Otra posibilidad de obtener la curva característica de frecuencia 27 podría ser la provisión de la combinación en paralelo de un resistor y un capacitor grande en el circuito emisor del transistor excitador 7. Tal circuito de realimentación negativa es posible en teoría, dado que entonces la realimentación negativa se aplica a
10 las frecuencias bajas pero no a las frecuencias altas. En la práctica, sin embargo esto provoca dificultades. La impedancia ubicada en el circuito emisor en paralelo con el capacitor no es el resistor conectado en paralelo, sino una impedancia del valor $1/s$ en que s es la conductividad mutua del transistor. La impedancia $1/s$ es muy
15 pequeña debido al valor elevado s de tales transistores, de modo que, en general, solamente debe ser tomada en cuenta la impedancia $1/s$. Para las altas frecuencias la impedancia $1/\omega C$ por lo tanto debe ser pequeña con
20 respecto al valor $1/s$. dado que de otro modo se producirá realimentación negativa también para estas altas frecuencias. En la práctica resulta difícil cumplir las condiciones antes mencionadas, de modo que la realimentación negativa con la ayuda de la combinación en paralelo de
25 un resistor y un capacitor en el círculo emisor del transistor 7 no produce resultados satisfactorios. Por lo tanto se prefiere la realimentación negativa por medio de la red 20, 21 para la parte de corriente alterna y para la parte de corriente continua se prefiere aquella por
30 medio del resistor 28.



La disposición de circuito mostrada en la figura 1 comprende además los resistores 29 y 30. Por medio de los mismos se determina el ajuste de corriente continua del transistor 7. Variando al resistor 30, el transistor puede ser ajustado a voluntad. Proveyendo los resistores 29 y 30 el resistor 28 puede ser más pequeño, manteniéndose el mismo pre-ajuste del transistor 7. Un resistor 28 menor involucra funcionamiento mejorado de la realimentación negativa.

De lo que antecede será evidente que las frecuencias de baja frecuencia en la etapa de salida pueden ser atenuadas, si fuera deseable, en un grado mayor, si se asegura al mismo tiempo que una cantidad en exceso de bajas frecuencias esté contenida en la señal de control 2 agregando una tensión parabólica adecuada. De las curvas de las figuras 2 y 3 se ve que cuanto más tensión parabólica se agregue, es decir cuanto mayor sea la cantidad de bajas frecuencias, el mínimo, es desplazado más allá para el centro de la carrera. En la realización mostrada en la figura 2 este mínimo está ubicado a $1/4T$ siendo T el período de la carrera vertical. En la figura 3 el mínimo está ubicado substancialmente al comienzo de la carrera.

En una realización preferida en que la bobina deflectora 16 rodea el cuello de un tubo de imagen de televisión que tiene un diámetro de pantalla de 27 cm. y un ángulo de deflexión de 90° , la curva característica de frecuencia deseada era la curva 27 de la figura 4. El nivel máximo V_o/V_{imax} se aplica substancialmente a todo el rango de alta frecuencia. Desde aproximadamente 120c/s la curva característica cae prácticamente de manera continua



de modo que en comparación con el nivel máximo, se encuentra una atenuación de aproximadamente a dB a 50 c/s y una atenuación de 3,5 dB a 20 c/s. Con tal curva característica de frecuencia el mínimo de la señal de control 2 debe estar ubicado prácticamente al comienzo de la carrera vertical a fin de cubrir el déficit de bajas frecuencias.

Los varios resistores y capacitores esenciales para la realización mostrada se den en la tabla siguiente:

Resistor 6 : 5,6 kohms

10 resistores 21 : 1 Ohms

resistor 22 : 500 Ohms

resistor 23 : potenciómetro 1 kOhm

parte de resistor de la bobina deflectora 16, resistor 25: 7 Ohms

15 resistor 28 : 15 kOhms

resistor 29 : 100 kOhms

resistor 30 % potenciómetro 100 kOhms

capacitor 5 : 80 μ F

capacitor 20: 1000 μ F

20 Aunque en lo que antecede la disposición de circuito ha sido descripta con referencia a la figura 1 en que se usa un transistor excitador 7 y un circuito push-pull serie, el principio de la invención puede ser llevado a la práctica también naturalmente, en una disposición de un tipo diferente. Por ejemplo no siempre es necesario usar 25 un transistor excitador 7, si el generador 1 es capaz de suministrar una señal de control de valor adecuado. Con la conexión push-pull serie que comprende dos transistores de tipo de conductividad opuesto, es deseable usar un transistor excitador, dado que un único transistor es capaz 30



entonces de suministrar las señales de control para los dos transistores. En principio también es posible proveer una etapa pus-pull que comprende dos transistores del mismo tipo de conductividad. Por medio de una etapa
5 inversora de fase, por ejemplo un transformador la señal del generador 1 es convertida entonces en dos señales de control para los dos transistores de salida. Tampoco es necesario usar una etapa pus-pull; también es posible producir directamente la corriente diente de sierra a
10 través de la bobina deflectora 16 mediante un transistor. En la disposición mostrada en la figura 1 esto puede ser logrado reemplazando el transistor 13 por una reactancia. Esto es llamado acoplamiento a reactancia. Sin embargo, los transistores son particularmente importantes para las
15 disposiciones antes descritas, dado que la impedancia interna de los mismos es muy adecuada para la adaptación directa a la bobina deflectora de campo sin necesidad de acoplamiento a través de un transformador para adaptar la impedancia.

20 Esta solicitud que corresponde a la presentada en Holanda el 10 de Diciembre de 1.965, bajo el número 65-16061, se acoge a los beneficios del Artículo 51 del vigente Estatuto sobre Propiedad Industrial.



N O T A

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

5

1.- Disposición de circuito para producir una corriente diente de sierra, a través de la bobina deflectora de campo de un tubo de rayos catódicos, que comprende un generador suministrador de una señal de control que es la suma de una señal substancialmente diente de sierra y una señal substancialmente parabólica, y una etapa final con la que está acoplada dicha bobina deflectora y a la cual es suministrada dicha señal de control caracterizada porque la bobina deflectora está directamente conectada (es decir sin la interposición de un transformador) a la salida de la etapa final y porque las componentes de baja frecuencia son atenuadas con respecto a las componentes de frecuencia más alta desde la salida del generador a la salida de la etapa final ya sea por realimentación negativa en dicha etapa final, particularmente de la corriente continua y las componentes de baja frecuencia, o interacoplando el generador y la entrada de la etapa final por medio de un filtro pasabanda alto.

10

15

20



2.- Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizada porque por dichas medidas se logra una atenuación substancialmente continua de aproximadamente 3,5 dB a 20 c/s con respecto al nivel máximo en relación a un nivel de amplificación máximo en la etapa final vertical de aproximadamente 120 c/s.

3.- Disposición de circuito de acuerdo con las reivindicaciones 1 ó 2 en que la etapa final está formada por una etapa excitadora y un circuito push-pull serie que tiene una salida (circuito push-pull de terminal único) controlado por la misma caracterizada porque desde la salida conectada a la bobina deflectora se forma un primer camino de realimentación negativa para la entrada del excitador a través del filtro pasabanda alto, para la linealización de la corriente diente de sierra resultante, y se forma un segundo camino de realimentación negativa de corriente continua a través de un filtro pasabanda bajo, para atenuar las componentes de baja frecuencia.

4.- Disposición de circuito para producir una corriente diente de sierra.

Tal y como se ha descrito en la Memoria que antecede, representado en el dibujo que se acompaña y para los fines que se han especificado.

Esta Memoria consta de diecinueve hojas escritas a máquina por una sola cara.

Madrid,

P. A.

Alberc

