



ESPAÑA

10	ES	11	NUMERO	10	A 1
		21	455.055		
		22	FECHA DE PRESENTACION		
			14-1-1977		

PATENTE DE INVENCION

P.- 64.723

PHB 325360

30	PRIORIDADES:	32	FECHA	33	PAIS
	31	NUMERO			
		1719-76 completa P 26 23 599.4	16-1-76 26-5-76		Gran Bretaña R.F.A.

47	FECHA DE PUBLICIDAD	51	CLASIFICACION INTERNACIONAL	62	PATENTE DE LA QUE ES DIVISIONARIA
			H04N		

64	TITULO DE LA INVENCION
	"UNA DISPOSICION DE CIRCUITO PARA GENERAR UNA CORRIENTE DE DEFLEXION EN DIENTE DE SIERRA A TRAVES DE UNA BOBINA DE DE FLEXION DE LINEA"

71	SOLICITANTE (ES)
	N.V. PHILIPS GLOELAMPENFABRIEKEN

	DOMICILIO DEL SOLICITANTE
	Emmasingel 29, Eindhoven, Holanda

72	INVENTOR (ES)
	Alan John Terry y Jörg Wölber

73	TITULAR (ES)

74	REPRESENTANTE
	DON ALBERTO DE ELZABURU MARQUEZ

1 El invento se refiere a una disposición de circui
to para generar una corriente de deflexión en diente de sie
rra a través de una bobina de deflexión de línea, que com-
prende medios de conmutación que funcionan a la frecuencia
5 de línea para aplicar periódicamente una tensión a un cir-
cuito de bobina de deflexión de línea para la producción de
dicha corriente de deflexión y medios de modulación conecta
dos a dicho circuito de bobina de deflexión para modular la
magnitud de la tensión entre extremos de la bobina de defle
10 xión durante el período de exploración de línea modulando
así la amplitud de la corriente de deflexión.

Tal disposición de circuito está descrita en la
Patente española Nº 422.754. Con el fin de corregir la dis-
torsi3n en la direcci3n horizontal de la imagen visualizada
15 en un aparato de imagen de televisi3n, la corriente de de-
flexi3n de l3nea est3 modulada a la frecuencia de campo res-
pondiendo la variaci3n con la frecuencia de campo a una ley
parab3lica sobre cada per3odo de exploraci3n de campo. Esta
modulaci3n es conocida como modulaci3n "Este-Oeste" y puede
20 ser utilizada para corregir la distorsi3n de acerico en la
imagen visualizada en la direcci3n "Este-Oeste". El modula-
dor y el circuito de deflexi3n de l3nea est3n acoplados en-
tre s3 de tal modo que la corriente de deflexi3n est3 some-
tida realmente a la modulaci3n a que se ha hecho referencia
pero tambi3n de tal modo que los impulsos que se producen en
25 un transformador de salida de l3nea durante el retorno o re-
troceso de l3nea de la corriente de deflexi3n no resultan
influidos. Las tensiones continuas obtenidas por rectificaci3n
de los mencionados impulsos, por ejemplo la extra alta
30 tensi3n para el 3nodo final del tubo de visualizaci3n de ima-

1 gen, no están modulados por consiguiente a la frecuencia de campo.

5 En la patente española anteriormente mencionada está conectada una fuente de modulación a terminales de modulación, cuya fuente se comporta como una carga variable a la frecuencia de campo sobre la tensión que estaría presente de otro modo en estos terminales, en cuya carga ha de disiparse energía. La energía debe ser entregada por una fuente de alimentación y origina calor. Además, el circuito en los 10 terminales de modulación tiene una impedancia interna que forma un divisor de tensión variable a la frecuencia de campo junto con la fuente de modulación. Esto tiene el inconveniente de que esta impedancia interna no es constante sino que puede variar, por ejemplo debido a variaciones en la corriente del haz en el tubo de imagen que es una carga 15 aplicada sobre la tensión extra alta, cuyas variaciones dependen, entre otras cosas, de la composición de la imagen visualizada.

20 Por consiguiente, un objeto del invento es crear una disposición en la cual puede ahorrarse energía. Otro objeto del invento es crear una disposición en la cual la energía disipada normalmente puede ser utilizada para excitar otro circuito. Aún otro objeto del invento es crear una disposición con la cual la tensión presente en los terminales de modulación no varía con variaciones en la mencionada 25 impedancia interna.

30 Para este fin, la disposición de circuito de acuerdo con el invento está caracterizada porque los medios de modulación incluyen un paso que funciona en el modo de conmutación.

1 A partir de un aspecto adicional, el invento crea
también una disposición de circuito en la cual el paso de
conmutación incluye un conmutador controlado por impulsos
periódicos para excitar alternativamente dicho conmutador
5 al estado de conducción y al estado de corte, caracterizada
porque la disposición incluye medios moduladores para ajustar
la duración de los impulsos de control dependiendo de
la tensión presente en los terminales de salida de modula-
ción.

10 El paso que funciona en modo de conmutación puede
estar caracterizado porque los terminales de salida de modu-
lación están conectados a los terminales de entrada de ali-
mentación de una fuente de alimentación que funciona en el
modo de conmutación cuyos terminales de salida están acpla-
15 dos a medios de carga.

Ventajosamente, la disposición de acuerdo con el
invento está caracterizada porque incluye la disposición en
serie de una bobina, un diodo y un condensador, cuya dispo-
sición en serie está conectada entre un primer y un segundo
20 terminales de modulación, porque incluye adicionalmente un
transistor de conmutación cuyo colector está conectado al
punto de unión de la bobina y el diodo mientras que su emi-
sor está conectado a dicho segundo terminal de modulación y
su base está conectada al terminal de salida de un modula-
25 dor de duración de impulso para modular la duración de los
impulsos a la frecuencia de línea de acuerdo con una señal
de referencia, para lo cual está conectado un arrollamiento
de un transformador de salida de línea al condensador a tra-
vés de un diodo.

30 El invento crea adicionalmente un aparato de ima-

1 gen de televisión que incluye una disposición de circuito del tipo descrito anteriormente.

Las anteriores y otras características del invento se comprenderán más fácilmente considerando la siguiente
5 descripción con referencia a los dibujos que se acompañan, que representan dos realizaciones del invento. En los dibujos:

la figura 1 representa un diagrama simplificado de una primera realización de una disposición de circuito
10 de acuerdo con el invento,

la figura 2 es una representación diagramática de un receptor de televisión que muestra una segunda realización de una disposición de circuito de acuerdo con el invento,

15 la figura 3 representa una tercera realización de la disposición de circuito, y

la figura 4 representa una cuarta realización de la misma.

La figura 1 representa un circuito de deflexión
20 de línea de la técnica anterior en un receptor de televisión, no representado. Aquí está conectada una fuente V_B de tensión de alimentación en serie con un interruptor 1, que está cerrado durante el período de exploración de línea, y un arrollamiento primario, que consiste en dos secciones 2 y 3
25 de un transformador T de salida de línea. Este transformador comprende dos arrollamientos 5 y 6 secundarios conectados en serie a los cuales están conectadas en serie la bobina L_y de deflexión de línea y una bobina L' de compensación. En consecuencia, cuando está cerrado el interruptor 1 la tensión V_B de alimentación transformada está aplicada al circui
30

to en serie de las inductancias L_y y L' . Un punto del circuito 5, 6, L_y , L' , por ejemplo el punto de unión de los arrollamientos 5 y 6, está conectado a masa.

El transformador T de línea comprende un arrollamiento 7 secundario adicional, estando acoplado un arrollamiento 8 secundario a la bobina L' de compensación, estando interconectados los extremos que están representados en la parte inferior de la figura 1. Entre los otros extremos de los arrollamientos 7 y 8 está dispuesta la conexión en serie de un condensador 9 y un interruptor que está cerrado durante el período de traza o exploración, cuyo interruptor está constituido por la disposición en paralelo de dos interruptores 11 y 12 que conducen alternativamente solamente en una dirección de corriente de acuerdo con las flechas representadas. Uno de estos interruptores que conduce una corriente durante el comienzo del período de exploración puede estar realizado por medio de un diodo, y el otro interruptor, que se abre al final del período de exploración, puede realizarse por medio de un transistor que está excitado correspondientemente a partir, por ejemplo, del transformador T de línea.

Las relaciones de transformación correspondientes a los arrollamientos 7 y 8 están escogidos de tal modo que las tensiones inducidas en ellos por la corriente de exploración que circula a través del circuito 5, 6, L_y , L' son sustancialmente iguales, de modo que entre sus extremos, que están representados en la parte superior de la figura 1, no se produce ninguna diferencia de tensión durante la exploración cuando falta el condensador 9; consiguientemente, estos extremos constituyen los puntos terminales de una diag

1 nal en puente. Si el interruptor 11, 12 está cerrado duran-
te el período de exploración, la tensión del condensador 9
en el circuito en serie de los arrollamientos 7 y 8 se pone
de manifiesto funcionalmente de tal modo que durante la ex-
5 ploración la disposición en serie de la tensión V_B de ali-
mentación del transformador y de la tensión U_c transformada
del condensador 9 está conectada a la bobina L_y de deflexión
de línea. En consecuencia, la corriente a través de la bobina
 L_y resulta influida de acuerdo con la tensión U_c . Sin
10 embargo, debido al circuito en puente se elimina la acción
sobre el transformador T de modo que el primer generador
que está constituido por la fuente V_B de tensión y el inte-
rruptor 1 está desacoplado con respecto al segundo generador
que está constituido por el condensador 9 y el interruptor
15 11, 12, y viceversa.

El circuito de los arrollamientos 7 y 8, el con-
densador 9 y el interruptor 11, 12 está aislado en continua
del propio circuito de deflexión. En consecuencia, puede ser
puesto a masa en cualquier lugar deseado y puede permutarse
20 la secuencia de sus elementos. En la figura 1 está puesto a
masa entre los interruptores 11, 12 y el condensador 9. Con-
siguientemente, el condensador 9 puede alimentarse con una
tensión con respecto a masa que debe alimentarse al terminal
G no puesto a masa en vista de la modulación deseada. En cir-
cuitos de la técnica anterior la salida de emisor de un am-
25 plicador de tensión continua transistorizado está conecta-
do en el terminal G, a cuya base está aplicada la tensión de
modulación deseada y cuyo colector está conectado a una fuente
de tensión, o como es el caso en la memoria de patente
española anteriormente mencionada, está alimentada por la
30

1 tensión V_1 . Esto origina una considerable pérdida de potencia.

De acuerdo con el invento, el punto G está conectado, a través de una inductancia 13, al elemento móvil de un conmutador 14, uno de cuyos contactos de conmutación está conectado a una tensión U_1 y cuyo otro contacto de conmutación está conectado a una tensión U_2 . Si ahora el miembro móvil del conmutador 14 es cambiado de posición periódicamente, por ejemplo a la frecuencia de línea, fluye una corriente alterna al condensador 9 y desde el mismo, respectivamente, y depende del ciclo de utilización, es decir del cociente entre el tiempo en el cual está conectado el conmutador a la tensión U_1 y el tiempo en el cual está conectado el conmutador a la tensión U_2 , cuyo valor de tensión media continua es producido y alimentado al condensador 9 a través del punto G. Dependiendo del ciclo de utilización, la tensión U_0 aplicada sobre el condensador 9 puede tomar cualquier valor deseado entre los valores límites U_1 y U_2 . En este caso la primera tensión (U_1) debe ser mayor (por ejemplo más positiva) que la mayor (más positiva) de las tensiones U_0 de condensador deseada mientras que la otra tensión U_2 debe ser inferior (más negativa) que la menor de las tensiones U_0 de condensador deseada. La posición periódica del conmutador 14, que puede ser un conmutador electrónico, está representada en el diagrama 16 en la forma de impulsos rectangulares que corresponden a la tensión presente en el miembro móvil del conmutador. De este modo, el ancho de estos impulsos debe cambiarse de acuerdo con la variación de la tensión a la frecuencia de campo deseada de modo que, de acuerdo con la variación que está representada en 17 en una

1 escala de tiempos muy comprimida, se obtiene una tensión en
el punto G que varía a la frecuencia de campo y con ley apro-
ximadamente parabólica, cuya tensión está situada dentro de
los valores límites resultantes de las tensiones U_1 y U_2 .
5 La tensión producida así en el condensador 9 se suma a la
tensión de exploración suministrada por el primer generador
($V_B, 1$) a través del transformador T de modo que se modula
la longitud de la línea. Fluye una corriente alterna aproxi-
madamente en diente de sierra que carga y descarga el conden-
10 sador 9 en cada período a través de los arrollamientos 7, 8
que están conectados a la tensión U_C del condensador por me-
dio del interruptor 11, 12, de modo que el terminal G nece-
sita solamente suministrar corriente suficiente para compen-
sar las pérdidas inevitables en el circuito generador de co-
15 rriente en diente de sierra. El condensador 9 es de un va-
lor tal que su tensión U_C no presenta componentes apreciables
a la frecuencia de línea.

Las tensiones, relaciones de transformación e in-
ductancias están escogidas dentro del campo de conocimientos
20 de los expertos en la técnica donde también están fijadas
las tensiones U_1 y U_2 ; preferiblemente se utiliza una ten-
sión auxiliar disponible para el primer valor mientras que
la otra tensión puede corresponder al potencial de referen-
cia (chasis o masa).

25 Un modulador 18 de impulsos que está controlado
por una señal de la frecuencia de línea que está aplicada a
un terminal 15 puede efectuar un control de impulsos modula-
dos en tiempo para el conmutador 14 de acuerdo con el diagra-
ma 16. Este modulador está controlado por una señal 20 de
30 ley de variación parabólica a la frecuencia de campo que es-

1 tá aplicada en un terminal 19 y que corresponde a la varia-
ción de tensión en el condensador 9. La tensión que se pro-
duce realmente en el condensador 9 puede ser suministrada a
5 través de un conductor 21 como tensión de reacción con res-
pecto a la tensión de entrada en 19 al modulador 18 de dura-
ción de impulso. La inductancia 13 con el conmutador 14 y
el modulador 18 constituyen en conjunto un modulador 22 de
conmutación que suministra, de acuerdo con el invento, la
tensión para el condensador 9 con un mínimo de pérdidas de
10 potencia.

El receptor de televisión de la figura 2 está re-
presentado con más detalle que en la figura 1. Tiene una uni-
dad 101 sintonizadora de radiofrecuencia para conexión a
una antena 102, un amplificador 103 de frecuencia interme-
15 dia, un detector 104 y un descodificador 105 de color-ampli-
ficador de video que aplica señales de color a un tubo 106
de imagen de color. Este tubo tiene un ánodo 107 de acelera-
ción final y está provisto de una bobina Ly de deflexión pa-
ra desviación horizontal (frecuencia de línea) y una segun-
da bobina L'y de deflexión para desviación vertical (frecuen-
20 cia de campo).

Los impulsos de sincronismo de línea que están
aplicados a un oscilador y excitador de línea 109 son sepa-
rados con la ayuda de un separador 108 de sincronismo de la
señal de salida del detector 104, mientras que están aplica-
25 dos impulsos de sincronismo de campo independientes a un os-
cilador y excitador 110 de campo. El oscilador y excitador
110 controla un paso 111 de salida de campo que suministra
la corriente de deflexión de campo para la bobina L'y. El
oscilador y excitador 109 de línea aplica impulsos de conmu-
30

1 tación de línea para controlar el funcionamiento de un paso
de salida de deflexión de línea que proporciona la corriente
de deflexión de línea para la bobina Ly. El paso de salida
de línea incluye un transistor Tr1 de salida de línea cu
5 ya base está excitada por los impulsos de conmutación de lí
nea procedentes del oscilador y excitador 109 de línea de
modo conocido. Está dispuesto un condensador Ct de traza o
de exploración en serie con la bobina Ly, mientras que es
tán conectados un condensador Cr de retroceso y un diodo D
10 en paralelo con la disposición en serie así formada. Estos
cuatro elementos junto con el transistor Tr1 que actúa como
interruptor de conmutación, son los componentes principales
de la sección de deflexión, habiéndose omitido en atención
a una mayor simplicidad otros componentes que no son impor
15 tantes para una comprensión del invento.

El colector del transistor Tr1 está conectado a
uno de los extremos del arrollamiento L1 primario del trans
formador T de salida de línea y está también conectado al
punto de unión de los elementos D, Cr y Ct de circuito. El
20 extremo del arrollamiento L1 primario alejado del colector
está conectado al terminal positivo de la fuente + V_B de ali
mentación de corriente continua cuyo terminal negativo, así
como el emisor del transistor Tr1, está conectado a masa.

Los extremos de los elementos D, Cr y Ly no conec
25 tados al condensador Ct están conectados al punto de unión
de un diodo D', un condensador Cr' y una bobina L' de com
pensación. Está dispuesto un condensador Ct' en serie con
la bobina L', mientras que los extremos de los elementos D',
Cr' y Ct' alejados de la bobina L' están conectados a masa.
30 La dirección de conductividad de los diodos D y D' es tal

1 que conducen ambos durante la primera mitad del período de
exploración de línea. El transistor Tr1 es, como se repre-
senta, del tipo npn de modo que la corriente de deflexión
que fluye a través de la bobina Ly fluye a su través duran-
5 te la segunda mitad del período de exploración de línea.

Durante el período de retroceso de línea los dio-
dos D y D' y el transistor Tr1 están al corte. Se producen
impulsos de gran amplitud a través de los condensadores Cr
y Cr'. Los circuitos L1, Ly y Cr, así como D', Cr', tienen
10 asignada la misma frecuencia de resonancia, a saber una fre-
cuencia cuyo período es aproximadamente igual al doble del
período de retroceso de la corriente de deflexión de línea.
Si la tensión $+V_B$ de la fuente de alimentación de corriente
continua es constante o se mantiene constante de un modo co-
15 nocido, entonces los impulsos que aparecen en el punto de
unión del colector del transistor Tr1 y el circuito consti-
tuido por los elementos D, Cr, Ly y Ct serán de amplitud
constante. Esto se cumple también para los impulsos presen-
tes entre extremos del arrollamiento L1 primario y entre ex-
20 tremos de los arrollamientos secundarios del transformador
T. La figura 2 representa uno de estos arrollamientos L2,
siendo rectificadas los impulsos que aparecen a través de
los mismos por medio de un rectificador D1 y es generada
así una tensión entre extremos de un condensador C2, cuya
25 tensión es constante y suministra la Extra Alta Tensión al
ánodo 107 final del tubo 106 de imagen de color. Pueden es-
tar dispuestos otros arrollamientos secundarios para suminis-
trar otras tensiones para utilización en el receptor de te-
levisión.

30 Está conectada una bobina 13 adicional al punto de

1 unión de la bobina L' y el condensador Ct' , estando conecta
do el extremo de esta bobina alejado de L' y Ct' , a través
de un condensador $C3$, a masa. Está dispuesta una carga M de
5 modulación en paralelo con el condensador $C3$, para la fina-
lidad de variar la tensión V_1 a su través variando así la
tensión entre extremos del condensador Ct' ya que la bobina
 $L3$ actúa para impedir que aparezcan impulsos de la frecuen-
cia de línea en la carga M de modulación y aparece como un
10 cortocircuito virtual a frecuencias sustancialmente más ba-
jas, actuando $C3$ como condensador de alisamiento o filtrado
para estos impulsos. Esto varía efectivamente la tensión de
exploración entre extremos del condensador Ct y por tanto
la amplitud de la corriente de deflexión. La variación in-
15 troducida es tal que la magnitud de esta tensión es modula-
da a la frecuencia de campo según una ley parabólica duran-
te el período de exploración de campo de tal modo que el
vértice de la parábola se produce en el centro de cada pe-
ríodo de exploración de campo que coincide con una magnitud
20 mínima de la tensión V_1 . Tal modulación de ley parabólica a
la frecuencia de campo es utilizada para corregir la distor-
sión visualizada en forma de acerico en la dirección "Este-
-Oeste". Sin embargo, con tal disposición las diversas ten-
siones continuas obtenidas de los impulsos de la frecuencia
de línea que se producen a través de los arrollamientos se-
25 cundarios del transformador T no resultan influidas por la
variación de ley parabólica a la frecuencia de campo de la
tensión V_1 .

En ausencia de la carga M de modulación la tensión
 V_1 permanecería constante con un valor dependiente en prime-
30 ra aproximación de las impedancias presentadas por los cir-

1 cuitos D , C_r , L_y , C_t y D' , C_r' , L' , C_t' . En un ejemplo práctico, con $+V_B = 150$ V, se dispuso que la tensión entre extremos del condensador C_t para la condición anterior tuviese un valor tres veces superior al de la tensión entre extremos del condensador C_t' de modo que la tensión V_1 tuviese un valor de aproximadamente 38V. Con una carga de modulación de algún tipo presente en paralelo con el condensador C_3 , que está efectivamente en paralelo con C_t' , a la frecuencia de campo, la tensión V_1 variará porque el circuito que "ve" el condensador C_t' tiene una impedancia de fuente determinada por los componentes del circuito y el modo de funcionamiento del circuito. En la Patente española antes mencionada la carga de modulación se comporta como una carga variable a la frecuencia de campo que forma, junto con la impedancia de fuente anteriormente mencionada, un divisor de tensión variable a la frecuencia de campo. La tensión V_1 varía, por ejemplo, desde un valor de 38 V al comienzo de cada período de exploración de campo hasta una tensión mucho más baja en el centro del período de exploración y alcanza nuevamente el valor de 38 V al final de cada período de exploración de campo, fluyendo en la carga una corriente que se origina en el punto de unión de la bobina L' y el condensador C_t' .

En la figura 2 la carga M de modulación está formada por un paso que funciona en el modo de conmutación y que tiene la configuración de una fuente de alimentación de modo conmutado. El paso funciona de tal modo que la tensión V_1 varía de la forma deseada sin que resulte influida por variaciones de la impedancia de fuente considerada anteriormente. En realidad, esta impedancia no es constante sino que

1 varía, entre otras causas, debido a variaciones de la corriente de haz en el tubo de imagen, cuya corriente actúa como carga sobre el circuito de alimentación de Extra Alta Tensión y depende, entre otras cosas, de la composición de la
5 imagen visualizada. Si la tensión V_1 fuese influida por cambios en la impedancia de fuente, estos darían lugar a una distorsión geométrica de la imagen visualizada dependiendo de su composición y podría evitarse modificando la disipación de energía a través de la carga, lo que significaría
10 un cambio opuesto del valor de resistencia de la carga. Esto puede evitarse utilizando un paso de fuente de alimentación de modo conmutado como se explica posteriormente, y tiene la ventaja de que la energía disipada en las disposiciones anteriores en la carga es transferida a la salida del paso de
15 modo conmutado en un lugar en que puede ser empleada de modo útil o puede ser disipada convenientemente, siendo muy bajas las pérdidas del paso de modo conmutado.

El paso de modo conmutado representado en la figura 2 tiene la configuración de una fuente de alimentación de modo conmutado del tipo directo. Un transistor Tr2 del tipo npn tiene su colector conectado al punto de unión de la bobina 13 y el condensador C3 y su emisor conectado al cátodo de un diodo D2 cuyo ánodo está puesto a masa, estando también conectado el emisor a uno de los extremos de una
20 bobina L4 cuyo otro extremo está conectado a un condensador C4 y a un componente R resistivo. Los extremos del condensador C4 y la resistencia R alejados de la bobina L4 están conectados a masa. El transistor Tr2 recibe impulsos periódicos de conmutación en su base que excitan alternativamente este transistor al estado de conducción y al estado de cor-
25
30

1 te. Cuando el transistor Tr2 está conduciendo, está aplica-
da tensión procedente del condensador C3, a través del tran-
sistor y la bobina L4, a la resistencia R, almacenándose al-
guna energía en la bobina L4. Durante los períodos de corte
5 el diodo D2 conduce y la energía almacenada en la bobina L4
es transferida a la resistencia R. Fluye continuamente una
corriente de forma de onda triangular a través de la bobina
L4 de izquierda a derecha en la figura 2 a la frecuencia de
comutación. Está entonces presente una tensión V_2 de sali-
10 da entre extremos de la resistencia R que constituye de es-
te modo la carga para el paso de modo conmutado considerado.

La señal de conmutación de excitación de base para
el transistor Tr2 es suministrada por un paso Dr excitador
que contiene un oscilador que genera una forma de onda trian-
15 gular a la frecuencia de conmutación y un comparador en el
cual es comparada una señal de referencia de ley parabólica
a la frecuencia de campo que se origina en el paso 111 de
salida de campo con la forma de onda triangular. El compara-
dor produce una señal de conmutación de salida para el tran-
20 sistor Tr2 en la forma de un tren de impulsos de la misma
frecuencia que la forma de onda triangular pero en el cual
la relación señal-pausa del tren de impulsos depende de la
magnitud instantánea de la señal de referencia de variación
parabólica a la frecuencia de campo. El tren de impulsos
25 aplicado a la base del transistor Tr2 varía sus períodos de
conducción según la técnica normal del modo de conmutación.
En vez de disponer un oscilador en el paso Dr excitador, la
forma de onda triangular podría derivarse, cuando tiene la
frecuencia de línea, de las señales de frecuencia igual a la
30 frecuencia de línea que aparecen en cualquier lugar, por

1 ejemplo del oscilador 109 de línea. En el caso en que el pa-
so Dr excitador incorpora un oscilador de oscilación libre
éste puede estar sincronizado por señales de la frecuencia
de línea. La utilización de la frecuencia de línea como fre-
5 cuencia de conmutación para el transistor Tr2 evita proble-
mas de batido de frecuencia y reduce el problema de radia-
ción de interferencias de radiofrecuencia.

Si δ es la relación entre el tiempo de conducción
del transistor Tr2 y un período completo de su tren de impulsos
10 de excitación, existe una relación conocida entre las
tensiones V_1 y V_2 y el cociente δ . En el caso de un paso di-
recto de modo conmutado la relación es $V_2 = \delta \cdot V_1$.

En disposiciones conocidas, la tensión V_2 puede
tener una función determinada con independencia en el tiem-
15 po de las variaciones de la tensión V_1 , lo cual se consigue
mediante un ajuste controlado de la relación δ . Por ejemplo,
la tensión V_2 puede ser mantenida constante mientras la ten-
sión V_1 varía de algún modo. En la disposición de la figura
2, sin embargo, la relación δ es variada de tal modo que la
20 tensión V_1 varía de un modo predeterminado con el fin de co-
rregir la distorsión de acerico "Este-Oeste" mientras que
la mayor parte de la energía que se origina en los termina-
les en los cuales está presente la tensión V_1 es disipada
en la resistencia R de carga.

En la figura 2 es posible aplicar la tensión pro-
cedente de una fuente S de tensión entre extremos de la re-
sistencia R de carga. La tensión V_2 está determinada consi-
guientemente por la tensión de la fuente S. De la relación
dada anteriormente, se deduce que puede darse a la tensión
25 V_1 cualquier variación deseada siempre que la relación δ va-
30

1 ríe del modo adecuado. En el presente caso, la relación
puede ser variada por medio del comparador incluido en el
circuito Dr excitador de tal modo que la tensión V_1 tenga
una forma deseada independientemente de un cambio de la ten-
5 sión V_2 . La fuente S puede ser un circuito rectificador que
rectifica una tensión que se origina a través de un trans-
formador a partir de la red eléctrica y cuya tensión sigue
las fluctuaciones de la red. Alternativamente, la fuente S
puede estar formada por un circuito rectificador conectado
10 a un arrollamiento secundario sobre el transformador T, en
cuyo caso existiría alguna variación en la tensión produci-
da al variar la corriente del haz en el tubo 106 de imagen.
En cualquier caso, la tensión de la fuente S puede mantener
se constante, por ejemplo, por medio de un diodo Zener. De-
15 bido a la relación dada anteriormente, la tensión V_2 será
siempre inferior a la tensión V_1 .

Se apreciará que los terminales conectados al con-
densador C3 son realmente los terminales de entrada de la
fuente de alimentación de modo conmutado mientras que los
20 terminales entre los cuales está presente la tensión V_2 son
realmente los terminales de salida de esta fuente puesto que
es suministrada potencia desde el circuito de deflexión a
los terminales de entrada y es suministrada de modo subsi-
guiente, teóricamente sin pérdidas, a la resistencia R de
25 carga. En la realización de la figura 1, por el contrario,
es suministrada potencia desde las tensiones V_1 y V_2 al ter-
minal G de modo que es sumada una tensión a la tensión que
estaría presente de otro modo en dicho terminal. Se observa
rá también que la resistencia R puede ser sustituida por uno
30 o más circuitos del receptor de televisión cuyos circuitos

1 recibirán entonces al menos algo de su potencia procedente
de la fuente de alimentación conmutada representada en la
figura 2. La carga R puede también ser sustituida por una
carga de valor resistivo mayor o puede incluso ser omitida
5 en el caso en que la fuente S sea una fuente con pérdidas y
ella misma forme la carga con energía retornada a la fuente
S. La energía a que se ha hecho referencia se origina en el
paso de fuente de alimentación de modo conmutado y por tan-
to en el circuito de deflexión. Una condición que ha de cum-
10 plirse es que toda la energía transferida a través del paso
del modo conmutado sea consumida en los terminales de sali-
da. Sin embargo, la energía transferida en la disposición
descrita puede ser al menos utilizada, en contraste con los
casos conocidos.

15 Como se ha descrito hasta ahora, la expresión $V_2 = \int V_1$
da lugar a un funcionamiento de circuito no lineal
de modo que incluso con V_2 constante, los cambios en la re-
lación señal-pausa de la excitación para el transistor Tr2
no producirán una variación lineal de V_1 . Con el fin de pro-
20 porcionar una relación más lineal entre la relación señal-
-pausa y la tensión V_1 , puede aplicarse una componente de
reacción, como en la figura 1, desde el colector del transis-
tor Tr2 al paso Dr excitador, como se representa por la lí-
nea discontinua, para controlar adicionalmente la relación
señal-pausa de los impulsos de conmutación.

25 En la anterior descripción la bobina L3 y el con-
densador C3 están incluidos para proporcionar una acción de
filtrado mejor para componentes de la frecuencia de línea.
En la práctica el condensador Ct' puede hacerse suficiente-
mente grande, al igual que el condensador 9 en la figura 1,
30

1 para proporcionar un filtrado suficiente de componentes de
la frecuencia de línea y pueden omitirse en el circuito L3 y
C3.

5 La carga M de modulación puede estar constituida,
en principio, por cualquier forma de fuente de alimentación
de modo conmutado. Del mismo modo pueden utilizarse otras
formas de circuito modulador "Este-Oeste" sin que se altere
el principio del invento. Está representada en la figura 3
una realización adicional del invento que utiliza una forma
10 modificada del circuito modulador de diodo, siendo el paso
de fuente de alimentación en modo conmutado en esta figura,
del tipo convertidor elevador. Se han asignado los mismos
símbolos de referencia a los elementos de circuito que tie-
nen funciones similares a los representados en la figura 2.
15 La mayoría de los bloques de circuito en el receptor de te-
levisión no requeridos para una comprensión del invento han
sido omitidos.

Está aplicada, a través de una resistencia R2, a
un integrador 112 de Miller una tensión en diente de sierra
20 a la frecuencia de campo presente entre extremos de una re-
sistencia R1 detectora de reacción conectada en serie con
la bobina L'y de deflexión de campo. La forma de onda de va-
riación parabólica deseada a la frecuencia de campo está
disponible en el colector de un transistor Tr3 que es parte
del integrador 112. Están conectados en serie dos condensa-
25 dores C5 y C6 entre el colector y la base del transistor
Tr3, estando conectada una resistencia R3 entre el punto de
unión de estos condensadores y masa. Están también conecta-
das dos resistencias R4 y R5 entre colector y base del tran-
30 sistor Tr3 con un condensador C7 conectado entre el punto de

1 unión de las resistencias y masa. Las resistencias R4 y R5
proporcionan la polarización para la base del transistor
Tr3 contribuyendo a esta polarización una resistencia R6 co
nectada en paralelo con el condensador C7. La resistencia
5 R3 está incluida en el circuito integrador para producir un
ligero desfase para compensar la integración imperfecta a
fin de mantener la parábola simétrica. Las resistencias R4
y R5 y el condensador C7 proporcionan un conformado adicio-
nal a la parábola, a saber una pendiente reducida cerca de
10 las extremidades, lo que corresponde muy aproximadamente a
la forma requerida en la práctica con el tipo de tubo de
imagen de color utilizado.

La parábola se obtiene del punto de unión del co-
lector del transistor Tr3 y una resistencia R18 (cuyo otro
15 extremo deriva una tensión de alimentación de la salida del
paso de modo conmutado), estando aplicada esta tensión de
variación parabólica, a través de una resistencia R7, a la
base de un transistor Tr4 del tipo pnp que forma, junto con
un transistor Tr5 del tipo pnp, el comparador para el paso
20 de modo conmutado. Está conectado un divisor de tensión for-
mado por las resistencias R8 y R10 y un potenciómetro R9,
entre masa y el terminal positivo de una fuente + V_{B2} de
alimentación de baja tensión continua, estando conectado el
cursor del potenciómetro R9, a través de un potenciómetro
25 R11 adicional y una resistencia R12, a la fuente V_{B2} de ali-
mentación. La resistencia R7 portadora de la señal parabóli-
ca de campo está conectada al punto de unión de las resisten-
cias R11 y R12, estando conectado el cursor del potencióme-
tro R11 a la base del transistor Tr4. El potenciómetro R11
30 proporciona medios para controlar la amplitud de la señal

1 parabólica ajustando la amplitud de corriente alterna apli-
cada al transistor Tr4, mientras que el potenciómetro R9
proporciona medios para controlar el ancho visualizado ajus-
tando la polarización de corriente continua para este tran-
5 sistor.

Además de la señal parabólica de campo obtenida
del integrador 112, está aplicada, a través de una resisten-
cia R13, a la base del transistor Tr4 para "inclinarse" la pa-
rábola una rampa en diente de sierra a la frecuencia de cam-
10 po de pequeña amplitud derivada de la resistencia R1. Esta
inclinación es utilizada para corregir la distorsión trape-
zoidal sobre la imagen visualizada del tubo de imagen de co-
lor.

Está aplicado un tren de impulsos de forma de on-
15 da triangular o en diente de sierra a la frecuencia de línea
que se origina en el oscilador y excitador 109 de línea, a
través de una resistencia R14 y un transistor Tr6 del tipo
pnp en configuración de seguidor de emisor, a la base del
transistor Tr5, estando conectada la conexión base-emisor,
20 a través de una resistencia R15, a la fuente + V_{B2} de ali-
mentación. Los transistores Tr4 y Tr5 están acoplados por
emisor, estando conectados los emisores a la fuente + V_{B2}
de alimentación a través de una resistencia R16. El transis-
tor Tr5 está en plena conducción durante las porciones del
25 tren de impulsos de onda de tensión triangular aplicado a
su base que sobrepasan un nivel determinado por la parábola
en la base del transistor Tr4 y está en caso contrario al
corte. La onda triangular a la frecuencia de línea es así
convertida en un tren de impulsos de la frecuencia de línea
30 cuya duración de impulso individual depende de la amplitud

1 instantánea de la parábola que varía a la frecuencia de cam
po. El tren de impulsos de frecuencia de línea modulado en
ancho así obtenido en el punto de unión del colector del
transistor Tr4 con su resistencia R17 de carga es alimenta-
5 do a la base del transistor Tr2 de conmutación.

El paso de fuente de alimentación de modo conmuta
do consiste en la figura 3 en el transistor Tr2, la bobina
L4 conectada entre un primer terminal de entrada de la fuen
te de alimentación y el colector de este transistor, el di
10 do D2 conectado entre el mencionado colector y un primer
terminal de salida de la fuente de alimentación, y un con
densador C4 conectado entre este terminal de salida y masa.
Los segundos terminales de entrada y salida de la fuente de
alimentación están ambos conectados a masa. El primer termi
15 nal de entrada está conectado al punto de unión de los di
odos D y D' sobre el cual están presentes los impulsos de re
troceso de línea. La tensión V_3 de entrada para la fuente
de alimentación es, por consiguiente, una señal de impulsos
a la frecuencia de línea cuyos picos de los impulsos de re
troceso tienen una envolvente parabólica a la frecuencia de
20 campo, siendo nulo el valor de la tensión de señal durante
los períodos de exploración de línea. Ha de observarse que
la bobina L4 no solamente integra la corriente de modo de
conmutación, sino que sirve también para aislar del circui
to de conmutación los impulsos de línea modulados.

25 La fuente S de tensión cuya tensión está aplicada
sobre la salida de la fuente de alimentación de modo conmu
tado, está constituida por un circuito rectificador de los
impulsos de línea. Tales impulsos están presentes en uno de
los extremos de un arrollamiento L5 secundario del transfor
30

1 mador T de salida de línea cuyo otro extremo está conectado
a masa y son rectificadas durante períodos de exploración
de línea por medio de un diodo D3 cuyo cátodo está conecta-
do al antes mencionado primer terminal de salida del paso
5 de fuente de alimentación de modo conmutado. Puesto que la
tensión de salida de un convertidor elevador es siempre igual
o superior a su tensión de entrada, la tensión V_2 tiene un
valor al menos igual a la amplitud de la tensión V_1 donde
 V_1 es la tensión media de la envolvente parabólica a la fre-
10 cuencia de campo de la tensión V_3 más una posible componen-
te para proporcionar control sobre el ancho de imagen, es
decir aproximadamente 38 voltios en el ejemplo anteriormen-
te especificado. Por consiguiente, es particularmente ade-
cuado un valor de 38 V, por ejemplo, para la tensión de ali-
15 mentación del paso 111 de salida de campo del receptor. El
número de espiras del arrollamiento L5 debe estar escogido
de tal modo que la amplitud de los impulsos que aparecen a
través del mismo correspondan a una tensión rectificada de
aproximadamente 38 V, es decir de aproximadamente 350 V. Si
20 se mantiene constante la tensión $+V_{B1}$ de alimentación prin-
cipal, por ejemplo porque es generada por medio de una fuen-
te de alimentación estabilizada por tiristores, entonces su
amplitud, y por tanto la tensión rectificada, permanecerán
también sustancialmente constantes. La energía que fluye de
25 de el circuito de deflexión de línea a través de la bobina
L4, cuya energía es típicamente de 2 a 4 W dependiendo del
ajuste de ancho de imagen, no es así perdida sino que es re-
cuperada y utilizada para alimentar corriente en la línea
de alimentación de base de tiempos de campo, mejorándose así
30 efectivamente el rendimiento de la parte de deflexión del re-

1 ceptor. Se observará respecto a esto que los pasos de fuente de alimentación de modo de conmutación introducen muy pocas pérdidas.

5 Los transistores Tr4 y Tr5 del paso comparador pueden estar excitados desde la misma fuente de alimentación de tensión de aproximadamente 12 V que el excitador 109 y oscilador de línea, cuya tensión puede obtenerse rectificando impulsos de línea sobre un arrollamiento adicional del transformador T. Deben adoptarse medidas de modo conocido
10 para asegurar que la disposición quede alimentada al encender el receptor de televisión.

Si la tensión V_2 es constante, entonces la tensión V_1 es función solamente del cociente δ . La complejidad añada de comparar la forma de onda de la tensión V_1 con la
15 de la señal de referencia que se origina en la base de tiempos de campo, como se considera en relación con las figuras 1 y 2, no está ahora presente. La forma adecuada se obtendrá siempre adaptando la configuración de esta señal de referencia y/o la variación del cociente δ con el fin de obtener la variación deseada de la tensión V_1 . Esto resulta sim
20 plificado adicionalmente en el caso de un convertidor elevador debido a que la relación $V_2 = V_1/(1-\delta)$ es válida en este caso, lo que significa que V_1 es una función lineal de V_2 y de δ . La forma apropiada se obtendrá por consiguiente para V_1 cuando la parábola tenga la forma correcta siendo
25 la única condición que el comparador realice la conversión de la función parabólica analógica a digital de un modo lineal, lo cual está asegurado por el carácter lineal del circuito escogido y por la baja frecuencia de funcionamiento siempre que, por supuesto, la forma de onda triangular a la
30

1 frecuencia de línea aplicada al transistor Tr6 sea lineal.

Sin embargo, si la tensión V_2 no es constante sino que está sometida a variaciones, la amplitud de la forma de onda triangular a la frecuencia de línea aplicada al transistor Tr6 puede ser obligada a seguir proporcionalmente las variaciones, haciendo la modulación adicional resultante de los impulsos de conmutación para el transistor Tr2 que la tensión V_1 sea independiente de estas variaciones.

Otra ventaja del paso de modo de conmutación del tipo de convertidor elevador es el hecho de que el cociente δ puede tomar todos los valores comprendidos entre 0 y 1, incluyéndose estos valores extremos teóricamente, y por tanto la relación de la tensión V_1 a la tensión V_2 puede tomar teóricamente todos los valores comprendidos entre 1 y 0. La relación δ podría así variar desde cero, al comienzo de un periodo de exploración de campo, a 1 en el centro de tal periodo y después nuevamente a cero al final del periodo, siendo esta variación una función cuadrática del tiempo. El valor mínimo posible de la tensión V_1 es, por consiguiente, cero. El campo completo de variación del cociente δ puede utilizarse de este modo totalmente. Con otros tipos de paso de modo conmutado, el cociente δ no puede tomar valores bajos. Con el convertidor directo de la figura 1, por ejemplo, la tensión V_1 es inversamente proporcional al cociente δ , de modo que no puede permitirse que la relación δ sea demasiado pequeña.

En comparación con cargas de modulación anteriormente propuestas que no confían en el funcionamiento en modo conmutado, el circuito de la figura 3 es capaz de reducir el consumo de energía en los circuitos de deflexión tí-

1 picamente en 3W. Además, las pérdidas originadas por el tran
sistor Tr2 que actúa como conmutador son mucho más pequeñas
que si actuase como carga variable, de modo que puede utili
zarse un dispositivo con límites de potencia inferiores. Tal
5 dispositivo puede ser menos costoso y no necesita ser refri
gerado por medio de un disipador de calor. Puesto que la bo
bina L4 es también necesaria como reactancia de filtro en
el circuito conocido anteriormente, los únicos componentes
adicionales son el diodo D2 y el comparador. La nueva dispo
10 sición es comparable, por consiguiente, en coste con la dis
posición conocida mientras que ahorra espacio debido a la
omisión del disipador de calor y se presta a la producción
en forma de circuito integrado.

La figura 4 representa un modulador de diodos cu
15 yo principio es conocido por la publicación Philips Patent
Application Note 206: "20AX for 110° colour Television, De
flection and power supply circuits", figura 5. Como en el
caso de los condensadores de exploración correspondientes
en las figuras 2 y 3, fluye una corriente continua hacia el
20 condensador 9 de modo que el valor de la tensión U_c del con
densador puede modificarse por medio de una carga controla
da.

En este circuito el polo negativo de la fuente V_B
de tensión de, por ejemplo, 140 V está puesto a masa, estan
do conectado su polo positivo a un punto A a través de una
25 inductancia 30 de alimentación de, por ejemplo, 9mH. Está
conectado al punto A un condensador 31 de exploración de,
por ejemplo, 1,2 μF , estando conectado el otro terminal de
este condensador a la bobina Ly de deflexión de línea de,
por ejemplo, 1,2 mH que está conectada a masa a través de
30

1 la bobina L' de compensación de, por ejemplo, 450 μ H. Está
conectado entre un punto F y el punto de unión de las bobinas
Ly y L' el condensador 9 de, por ejemplo, 1,2 μ F, sobre
cuyo condensador está aplicada la tensión de modulación. El
5 punto F está conectado, a través del camino cátodo-ánodo de
un diodo 32, a masa y, a través del camino ánodo-cátodo de
un diodo 33 y una inductancia 34, a un circuito de carga cuyo
otro extremo está conectado a masa y que consiste en un
condensador 35 y una resistencia 36 en paralelo. La induc-
10 tancia 34 está acoplada magnéticamente con la inductancia
30. El terminal del condensador 9 que está representado en
la parte de la derecha de la figura 4 está conectado en co-
rriente continua a masa a través de la bobina L'; el terminal
de la izquierda está conectado desde el punto F, a tra-
15 vés de una inductancia 39, al punto G que suministra al con-
densador 9 la tensión deseada que varía a la frecuencia de
campo. Como el condensador 9 es portador de una tensión al-
terna de deflexión con respecto a masa, se requiere la in-
ductancia 39 para desacoplar el circuito de fuente de ali-
20 mentación de continua presente en el punto G.

El interruptor 38 está cerrado durante la exploración de modo que la inductancia 30 está conectada a la fuente V_B de alimentación de tal manera que el extremo de la inductancia 30 que está marcado a la izquierda por un punto
25 es positivo con respecto al extremo que está conectado al punto A y que está conectado a masa a través del interruptor 38. Fluye una corriente creciente en diente de sierra a través de la inductancia 30 de acuerdo con la tensión continua conectada a la misma. Durante el retroceso está abierto
30 el interruptor 38. Entonces la tensión en el punto A realiza

1 con la capacitancia 38a, que puede estar formada por capaci-
tancias parásitas y que funciona particularmente en parale-
lo con el interruptor 38 abierto, una oscilación en forma de
impulso que recuerda aproximadamente el pico de una onda se-
5 noidal, cuya oscilación alcanza por ejemplo, un valor de pi-
co positivo de 1200 voltios; durante el retroceso la tensión
en el punto A es cero debido al interruptor 38 cerrado. Con-
siguientemente, en el punto A existe un tren de impulsos
que tiene fijado su nivel sobre el potencial de masa, tenien-
do la componente de tensión continua de este tren de impul-
10 sos el valor de la fuente V_B de alimentación; el terminal
de la izquierda del condensador 31 está cargado a este va-
lor mientras que su terminal a la derecha está conectado en
corriente continua a masa a través de las bobinas L_y y L' .

15 El polo positivo del condensador 31 está conecta-
do a masa durante la exploración y su tensión negativa de
-140 V está aplicada a la disposición en serie de las bobina-
s L_y y L' . El terminal de la izquierda del condensador 9
está conectado a masa a través del diodo 32 durante la par-
te negativa de la forma de onda de corriente alterna aproxi-
20 madamente en diente de sierra que se origina en el condensa-
dor 9, de modo que también el punto F tiene fijado su nivel
sobre el potencial de masa de un modo correspondiente. El
diodo 33 cuyo cátodo está conectado a la disposición en se-
rie de la inductancia 34 y el circuito RC en paralelo forma-
do por los componentes 35, 36 es conductor para la otra di-
25 rección de la corriente. Como la inductancia 34 está acopla-
da a la inductancia 30, es portadora de una tensión de una
forma similar con tal polaridad que su extremo inferior es
positivo durante la exploración y negativo de un modo pul-
30

1 sante durante el retroceso, como se ilustra por el diagrama
34a adyacente. Debido a los diodos 33 y 32 el extremo supe-
rior de la inductancia 34 no puede hacerse sustancialmente
5 más negativo que el chasis, de modo que se produce una car-
ga (positiva) del condensador 35 sobre la tensión de explo-
ración que es producida en la inductancia 34. La porción de
la corriente en diente de sierra del condensador 9 que flu-
ye a través del diodo 33 carga el condensador 35, mientras
se extrae una corriente por la resistencia 36 que puede es-
10 tar constituida por un paso diferente.

Durante el retroceso se produce un impulso de re-
troceso dirigido positivamente, como se ha mencionado ante-
riormente, en las bobinas L_y y L' como resultado de una os-
cilación con la capacidad 38a de funcionamiento en paralelo.
15 Esto está representado en 37 para la conexión de la derecha
del condensador 9. El impulso 37 de retroceso de excursión
positiva es transferido, a través del condensador 9, al pun-
to F en el cual se produce una oscilación de acuerdo con el
diagrama 37'; los impulsos de retroceso de la misma que pue-
20 den ascender, por ejemplo, a un máximo de 350 V pico a pico,
ponen en estado de corte al diodo 32. En la inductancia 34
se produce un impulso de retroceso cuyo extremo inferior es
negativo, y cuyo extremo superior es, por consiguiente, de
sentido positivo con respecto a la tensión continua en el
25 condensador 35 y que supera al impulso de pico de la tensión
37': consiguientemente el diodo 33 está también en el esta-
do de corte.

En esta disposición conocida el circuito V_B , 30,
A, 38 está cerrado durante el período de exploración y ais-
lado del circuito de deflexión. Es suministrada energía en
30

1 el período de retroceso cuando se abre el interruptor 38;
entonces fluye una corriente durante la tensión de retroce-
so senoidal antes descrita desde la inductancia 30 a la ca-
pacitancia 38a de retroceso y consiguientemente al circuito
5 de oscilación que comprende las bobinas Ly y L' de modo que
al comienzo del siguiente período de exploración la corrien-
te en diente de sierra comienza con una amplitud que es su-
perior a la que tiene durante el período de exploración pre-
cedente. En el período de retroceso la rama que comprende
10 las bobinas Ly y L' consiste en dos porciones que tienen va-
lores de impedancia asignados para la oscilación de retroce-
so que corresponden a las capacidades parciales y amortigua-
mientos asociados con las bobinas. La energía de retroceso
que es suministrada a estas porciones está dividida de acuer-
15 do con el cociente de estas impedancias y se almacena duran-
te el período de retroceso en las bobinas Ly y L'.

Durante el período de exploración subsiguiente el
interruptor 38 y el diodo 32 o el diodo 33 están en estado
de conducción de modo que la tensión del condensador 31 re-
20 ducida en la tensión del condensador 9, está aplicada en pa-
ralelo con la bobina Ly mientras que solamente está conecta-
da a la bobina Ly la tensión del condensador 9. La tensión
aplicada al condensador 31 es igual a la tensión V_B de ali-
mentación. La tensión de retroceso se distribuye sobre las
25 bobinas Ly y L' de acuerdo con las impedancias parciales que
son efectivas para la oscilación de retroceso. La tensión de
exploración asciende a una fracción de la tensión de retro-
ceso dependiendo de la relación entre el tiempo de retroce-
so y el tiempo de exploración. Como resultado, se produce
30 una tensión determinada en el condensador 9, cuya tensión no

1 puede ser superior a 38 voltios en la realización. Cuando
es extraída corriente del condensador 9, fluye una corrien-
te durante el retroceso desde la parte de deflexión, cuya
corriente está limitada ya que debe fluir a través de la
5 impedancia constituida por la bobina Ly. Es posible consi-
guientemente modular de modo conocido la tensión del conden-
sador 9 según una ley deseada por medio de una carga contro-
lada que está conectada al punto F a través de una bobina
39 aislada, de tal modo que la diferencia entre las tensio-
10 nes en los condensadores 31 y 9 proporciona la variación re-
querida para la tensión de exploración y consiguientemente
para la amplitud de diente de sierra de la corriente de de-
flexión.

En el circuito de la técnica anterior el punto F
15 sobre el cual está aplicada la tensión alterna de deflexión
y la tensión de corriente continua negativa del mencionado
condensador, está conectado, a través de una inductancia 39
que aísla la tensión alterna, al terminal G con una carga
controlable, por ejemplo un transistor, a cuya base está
20 aplicada la tensión 20 de la frecuencia vertical. La corrien-
te y la tensión producen pérdidas considerables en el cami-
no colector-emisor del transistor.

De acuerdo con el invento, está conectado un modu-
lador 40 de conmutación al punto G. La señal 20 de control
25 de ley de variación aproximadamente parabólica a la frecuen-
cia de campo está aplicada a un terminal 41 de este modula-
dor de conmutación. La señal 20 es convertida en un tren de
impulsos 45 cuadrados a la frecuencia de línea, al igual que
una señal aplicada a un terminal 43, por medio de un modula-
dor 42 de duración de impulso que es similar al modulador 18
30

1 representado en la figura 1 y que puede estar construido co
mo se representa en la figura 3. Los impulsos 45 excitan pe
riódicamente la base de un transistor 44, cuyo emisor está
conectado a masa, indistintamente al estado de saturación o
5 al estado de corte de modo que el punto G está conectado
transitoriamente a masa a la frecuencia de línea. Adicional
mente, el colector del transistor 44 está conectado al ánodo
de un diodo 46, cuyo cátodo está conectado a un condensador
10 47 cuyo otro extremo está puesto a masa y con el cual
está conectada en paralelo una resistencia 48 de carga.

En los períodos en que el transistor 44 está exci
tado totalmente fluye una corriente desde el punto F porta
dor de la tensión continua, a través de la inductancia 39 y
el transistor 44, a masa. La inductancia tiene una frecuen
15 cia de resonancia propia junto con las capacidades parásitas
que es muy superior, por ejemplo de 20 a 100 veces, a la
frecuencia de conmutación. Si el transistor 44 está en esta
do de corte la tensión en el punto G aumenta rápidamente,
de un modo similar a como lo hace el impulso de retroceso
20 de línea en la bobina de deflexión, hasta que excede a la
tensión en el condensador 47 de modo que el diodo 46 puede
conducir corriente. Como resultado de la energía magnética
que se ha acumulado en la inductancia 39, fluye hacia el
condensador 47 una corriente decreciente aproximadamente en
25 diente de sierra. La resistencia 48 absorbe el valor medio
de la energía suministrada. Puede también ser sustituida par
cialmente por otro paso del receptor de televisión y alimen
tar al último. El condensador 47 es preferiblemente de un
valor tal que su constante de tiempo de descarga junto con
30 la resistencia 48 es alta con respecto al período de la fre

1 cuencia de campo, de modo que se produce en el mismo una ten-
sión sustancialmente constante.

La tensión en el punto F incluye la totalidad de
la parte de tensión continua de 38 V que está determinada
5 por la parte restante del circuito en el caso en que el tran-
sistor 44 está permanentemente en estado de corte y el diodo
46 está en el estado de no conducción debido a una tensión
de cátodo más positiva: entonces la tensión de exploración
(en 37) que se produce en el punto de unión de las bobinas
10 L' y Ly y que es transferida por medio del condensador 9, es
fijada de nivel, como se ha mencionado antes, sobre el po-
tencial de masa por medio de los diodos 32 y 33 de modo que
se produce en el punto F una tensión continua media baja.

Sin embargo, si el modulador 40 toma corriente a través del
15 punto G, entonces la tensión del condensador disminuye y pue-
de caer prácticamente a cero cuando el transistor 44 está
permanentemente en estado de conducción. Consiguientemente,
está aplicada una tensión más alta durante el período de ex-
ploración a la bobina Ly, siendo dicha tensión igual a la
20 diferencia entre las tensiones aplicadas a los condensadores
31 y 9 de modo que se obtiene el aumento deseado en la ampli-
tud de deflexión de línea. Como la tensión en el punto G su-
be en forma brusca al igual que un impulso de retroceso, el
diodo 46 está sustancialmente abierto para cada valor de ten-
sión continua en el punto F (también de un valor muy bajo).
25 Consiguientemente, la tensión en el punto F es modulada por
los intervalos de conmutación del transistor 44, por ejemplo
entre 8 V y 28 V.

Para un funcionamiento correcto la tensión en el
30 cátodo del diodo 46 debe ser ligeramente superior, por ejem-

1 plo entre un 10 y un 30%, a la tensión más alta requerida
en el condensador 9, cuya tensión no puede ser superior a
la que resulta de la disposición del circuito. Como el paso
de conmutación representado en la figura 4 es también del
5 tipo de convertidor elevador, esto puede obtenerse por medio
de un cambio adecuado en el cociente δ . Incluso entonces,
debido a la oscilación a modo de impulso cuando el transis-
tor 44 está en estado de corte, puede fluir energía en re-
torno a través del cátodo del diodo (46) también hacia una
10 tensión más alta (47).

Como en el modulador 40 el punto G está conectado
alternativamente a tensiones definidas, a saber a la tensión
del chasis o a la del condensador 47, la tensión continua
para el condensador 9 está impuesta, como en las figuras pre-
15 cedentes, desde el exterior, y no depende de los valores de
corriente o tensión que están determinados por el circuito
de deflexión; estos valores solamente afectan a la corrien-
te que fluye hacia el modulador-conmutador 40.

En el circuito representado, está ya presente un
20 circuito RC 35, 36 en el cual se produce una tensión posi-
va de, por ejemplo, 30 V: como se indica por las líneas 50
discontinuas los dos circuitos RC 35, 36 y 47, 48 pueden es-
tar interconectados o combinados, respectivamente.

Particularmente cuando existe un riesgo de, por
ejemplo, una relación no lineal (distorsiones de modulación),
25 puede realimentarse una tensión continua hacia el modulador
42 como en la figura 1 y la figura 2 desde el punto F, a tra-
vés de un conductor 53, o desde el punto G y ser comparada
allí con la tensión 20 de entrada.

30 El bloqueo requerido del diodo 33 por medio de im-

1 pulsos positivos en su cátodo puede obtenerse también conec-
tándolo al punto A, como se representa por la conexión de
puntos; puede entonces prescindirse del conductor con la in-
ductancia 34 y el circuito RC 35, 36.

5 Como por medio del modulador 40 de conmutación de
acuerdo con el invento la corriente que procede del termi-
nal G es alimentada indistintamente de un modo directo a ma-
sa o a una carga 48 independiente, la disipación en el tran-
sistor 44 de modulación es baja; las corrientes producidas
10 originan, como corrientes de descarga de condensadores, pér-
didas de potencia que son solamente bajas y están divididas
sobre los pasos de deflexión, o las potencias asociadas pue-
den ser utilizadas en otros lugares.

15 Como en el circuito de la figura 2 se produce en
el punto F una corriente de deflexión que tiene un impulso
de retroceso positivo elevado, la inductancia 39 deberá, de
modo normal, ser correspondientemente grande, de manera que
el circuito de deflexión no resulte cargado en forma no ad-
misible por la baja impedancia en el punto G o no sea pertur-
20 bado el modulador por los impulsos de retroceso de gran am-
plitud. Adicionalmente, se llega a la situación en que tam-
bién con un transistor 44 permanentemente en estado de cor-
te durante los impulsos de retroceso de alta tensión positi-
va producidos en el punto F, el diodo 46 estará abierto y
25 fluirá una corriente que alcanza su valor máximo al comien-
zo del período de exploración después de lo cual disminuye
lentamente. Esta corriente, cuyo valor medio puede ascender
aproximadamente hasta el 20% de la capacidad máxima de modu-
lación de la corriente, estrecha el campo de excitación de
30 la tensión del condensador y por tanto de la amplitud de lí-

1 nea. Este inconveniente puede mitigarse por medio de una
elaboración adicional del invento mediante la disposición,
entre el punto F (o el condensador 9) y el modulador 40 de
5 comutación con el terminal G de salida de un arrollamien-
to 52 que está acoplado magnéticamente a una parte del cir-
cuito de deflexión, por ejemplo la bobina L' de compensación
o la bobina 30 de alimentación o un posible transformador
de deflexión de línea, no representado, de modo que en este
arrollamiento se induce una tensión alterna que es de la
10 misma magnitud que el impulso de retroceso en el condensa-
dor 9 pero de sentido opuesto. Entonces no se producirá en
el punto G ningún impulso o se producirá un impulso conside-
rablemente menor. La inductancia 39, posiblemente con la
adición de la inductancia del arrollamiento 52, sirve enton-
15 ces principalmente para desacoplar la tensión de exploración
introducida en el circuito a través del arrollamiento 52 y
para filtrar, con respecto al condensador 9, la tensión al-
terna de comutación producida en el punto G. Como la ten-
sión de comutación y la tensión de deflexión tienen prefe-
20 riblemente la misma frecuencia, es pequeño el riesgo de in-
fluencias no admisibles.

De un modo eficiente la reacción para el modulador
42 está tomada del punto H entre 39 y 52 a través de la co-
nexión de trazo discontinuo y está interrumpido el conductor
al punto F de acuerdo con la cruz de trazo discontinuo. Los
25 impulsos de retroceso o las tensiones de deflexión obtenidas
del arrollamiento 52 se compensan en el punto H y las tensio-
nes de comutación son filtradas por la inductancia 39 de modo
que la tensión continua de reacción derivada necesita ser
solamente filtrada en un grado poco importante. Debido a la
30

1 compensación anteriormente mencionada en el punto H, puede
ser posible en vez de ello omitir el condensador 9 y conec-
tar un condensador 9' entre el punto H y masa. Entonces la
tensión continua del condensador es activa, como antes, en-
5 tre el punto F y el punto de unión de las bobinas Ly y L',
sumándose a través de L' y 52 aproximadamente la misma ten-
sión que la tensión alterna con respecto a masa.

Como se ha descrito hasta ahora para la corrección
de la distorsión de acerico en la dirección "Este-Oeste", la
10 corriente a través de la bobina Ly de deflexión de línea se
reduce aproximadamente al comienzo y al final de un período
de exploración de campo. El circuito puede también funcionar
con circuitos de corrección que aumentan la corriente a tra-
vés de la bobina Ly de deflexión de línea aproximadamente
15 en el centro del período de exploración de campo. En tal ca-
so, por ejemplo, la figura 2 podría ser modificada para co-
nectar la línea común para los componentes D', Cr', Ct', D2,
C4 y R a una línea de alimentación negativa siendo entonces
la tensión entre extremos del condensador C3 una tensión de
20 forma de onda parabólica de sentido negativo por debajo del
potencial cero. El transistor Tr2 puede en tal caso estar
conectado indistintamente en dirección inversa o ser susti-
tuido por un transistor pnp.

Los circuitos anteriores se han descrito para la
25 corrección de la distorsión de acerico en la dirección "Es-
te-Oeste". Resultará claro que pueden ser también utilizados
para otras formas de corrección, por ejemplo para estabili-
zar la amplitud de la corriente de deflexión contra fluctua-
ciones de tensión de red y variaciones de la Extra Alta Ten-
sión. Estos efectos pueden conseguirse al mismo tiempo que
30

1 se obtiene la corrección de acerico.

5

- REIVINDICACIONES -

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

15 1ª.- Una disposición de circuito para generar una
corriente de deflexión en diente de sierra a través de una
bobina de deflexión de línea, que comprende medios de comu-
tación que funcionan a la frecuencia de línea para aplicar
periódicamente una tensión a un circuito de bobina de defle-
xión de línea para la producción de dicha corriente de defle-
xión y medios de modulación conectados a dicho circuito de
20 bobina de deflexión para modular la magnitud de la tensión
entre extremos de la bobina de deflexión durante el periodo
de exploración de línea modulando así la amplitud de la co-
rriente de deflexión, caracterizada porque los medios de mo-
dulación incluyen un paso que funciona en el modo de comu-
25 tación.

30 2ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la
reivindicación 1ª, en la cual el paso de conmutación incluye
un interruptor controlado por impulsos periódicos para exci-
tar alternativamente dicho interruptor al estado de conduc-
ción y al estado de corte, caracterizada porque la disposi-

1 ción incluye medios moduladores para ajustar la duración de los impulsos de control dependiendo de la tensión presente en los terminales de salida de modulación.

5 3ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 2ª, caracterizada porque los impulsos de control tienen una frecuencia de repetición igual a la frecuencia de línea.

10 4ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 2ª, caracterizada porque incluye también un comparador para comparar la tensión presente en los terminales de salida de modulación con una señal de referencia.

15 5ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 2ª, en la cual está conectada una tensión de referencia a un condensador de exploración para suministrar una parte de la tensión aplicada a la bobina de deflexión de línea, caracterizada por una corriente en forma de impulsos conmutada entre dos valores y que fluye en el condensador de exploración a través de una inductancia para alisar o filtrar la frecuencia de conmutación.

20 6ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 5ª, caracterizada porque dicha inductancia alisadora o de filtro está conectada, por una parte, al condensador de exploración y por otra parte a un conmutador, cuyo conmutador está conectado alternativamente a dos fuentes de tensión.

25 7ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 2ª, caracterizada porque los terminales de salida de modulación están conectados a los terminales de entrada de alimentación de una fuente de alimentación de funcionamiento en modo de conmutación cuyos terminales de sali-
30

1 da están acoplados a medios de carga.

8ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 7ª, caracterizada porque los medios de carga tienen una tensión a su través que tiene un valor
5 predeterminado.

9ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 8ª, caracterizada porque la tensión de carga es sustancialmente constante.

10ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 9ª, caracterizada porque los medios de carga incluyen un diodo de tensión de referencia constante.

11ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 8ª, caracterizada porque la tensión de carga se obtiene por rectificación de impulsos de línea.

12ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con una de las reivindicaciones 1ª a 5ª, en la cual el paso en modo conmutado incluye una reactancia para alisar la corriente de conmutación, caracterizada porque dicha reactancia sirve también para aislar del paso de conmutación el circuito de deflexión de línea.
20

13ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 7ª, caracterizada porque la corriente que fluye a través de los medios de carga está constituida al menos en parte por corrientes de fuente de alimentación para la alimentación de partes de un dispositivo de visualización de imagen en donde está incluida la disposición de circuito.
25

14ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 1ª, caracterizada porque incluye la disposición en serie de una bobina, un diodo y un condensador,
30

1 cuya disposición en serie está conectada entre un primer terminal y un segundo terminal de modulación, y porque incluye
adicionalmente un transistor de conmutación cuyo colector
está conectado al punto de unión de la bobina y el diodo mien
5 tras que su emisor está conectado a dicho segundo terminal
de modulación y su base está conectada al terminal de salida de un modulador de duración de impulso para modular la
duración de impulsos de la frecuencia de línea de acuerdo
con una señal de referencia, por medio del cual está conectado
10 un arrollamiento de un transformador de salida de línea
al condensador a través de un diodo.

15 15ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 6ª, en la cual está aplicada una corriente continua al condensador del circuito de deflexión, caracterizada porque la inductancia alisadora está conectada a
través de un diodo a una primera tensión y a través de un
transistor a una segunda tensión, siendo la primera tensión
superior a la tensión más alta del condensador de exploración y siendo la segunda tensión inferior a la tensión más
20 baja del condensador de exploración.

25 16ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 15ª, caracterizada porque la inductancia alisadora está conectada al ánodo de un diodo cuyo cátodo está conectado a una tensión positiva y al colector de un
transistor npn cuyo emisor está conectado al chasis, siendo
la frecuencia de resonancia propia de la inductancia alisadora alta con respecto a la frecuencia de conmutación.

30 17ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 6ª, 15ª y 16ª precedentes, caracterizada porque está dispuesto un arrollamiento en la

1 rama de la inductancia alisadora comprendida entre el condensador de exploración y el modulador de conmutador cuyo arrollamiento está acoplado a una inductancia dispuesta en el circuito de deflexión.

5 18ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con las reivindicaciones 4ª y 17ª, caracterizada porque la tensión de retroceso está aplicada entre dicho arrollamiento y la inductancia alisadora.

10 19ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 17ª, caracterizada porque el condensador de exploración está conectado entre el punto de unión de dicho arrollamiento y la inductancia de filtro.

15 20ª.- Una disposición de circuito para generar una corriente de deflexión en diente de sierra a través de una bobina de deflexión de línea.

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

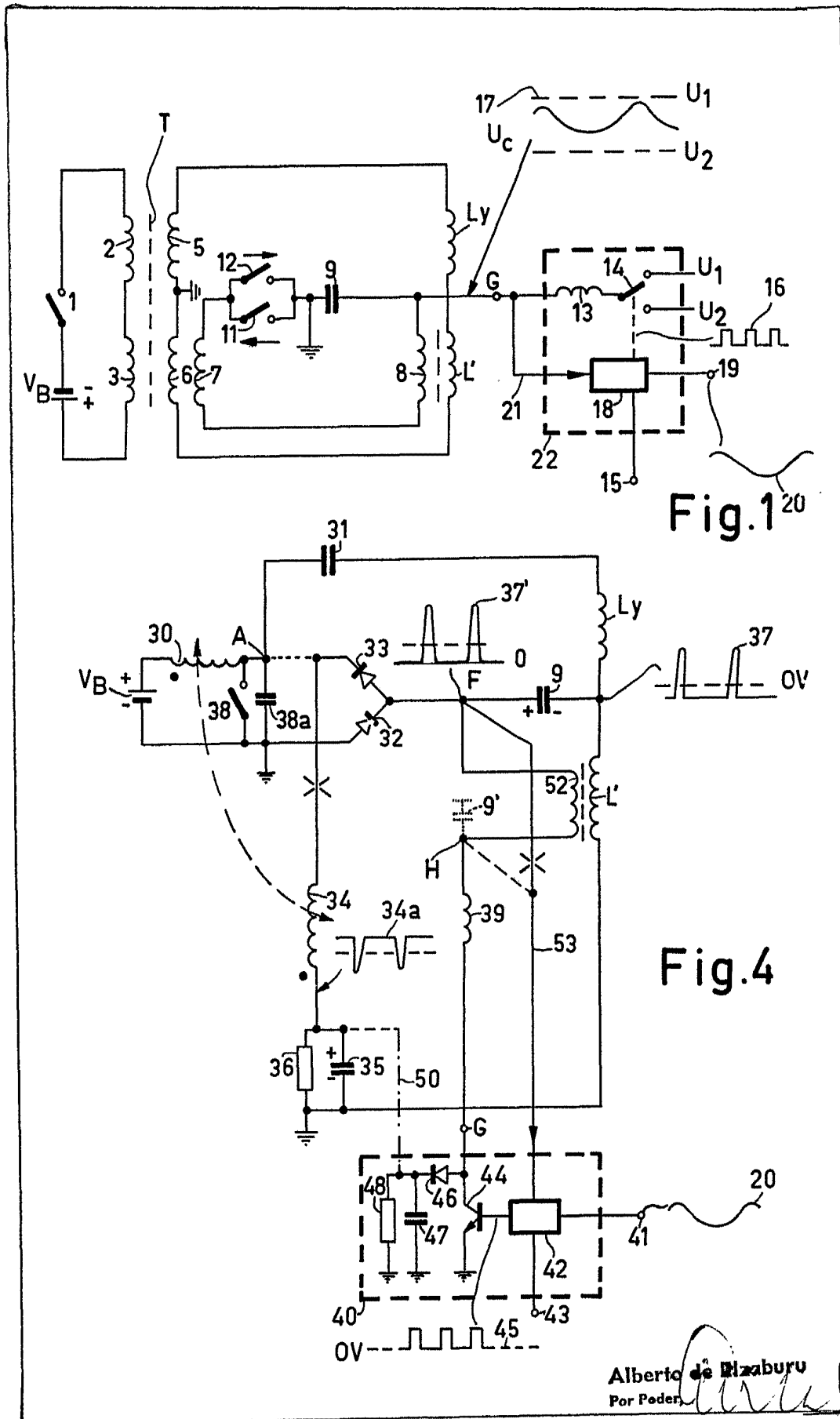
20 Esta Memoria consta de cuarenta y tres hojas escritas a máquina por una sola cara.

Madrid, 10. MAR 1977

P.A.

Alberto de Izaburu
Por Poder,

25



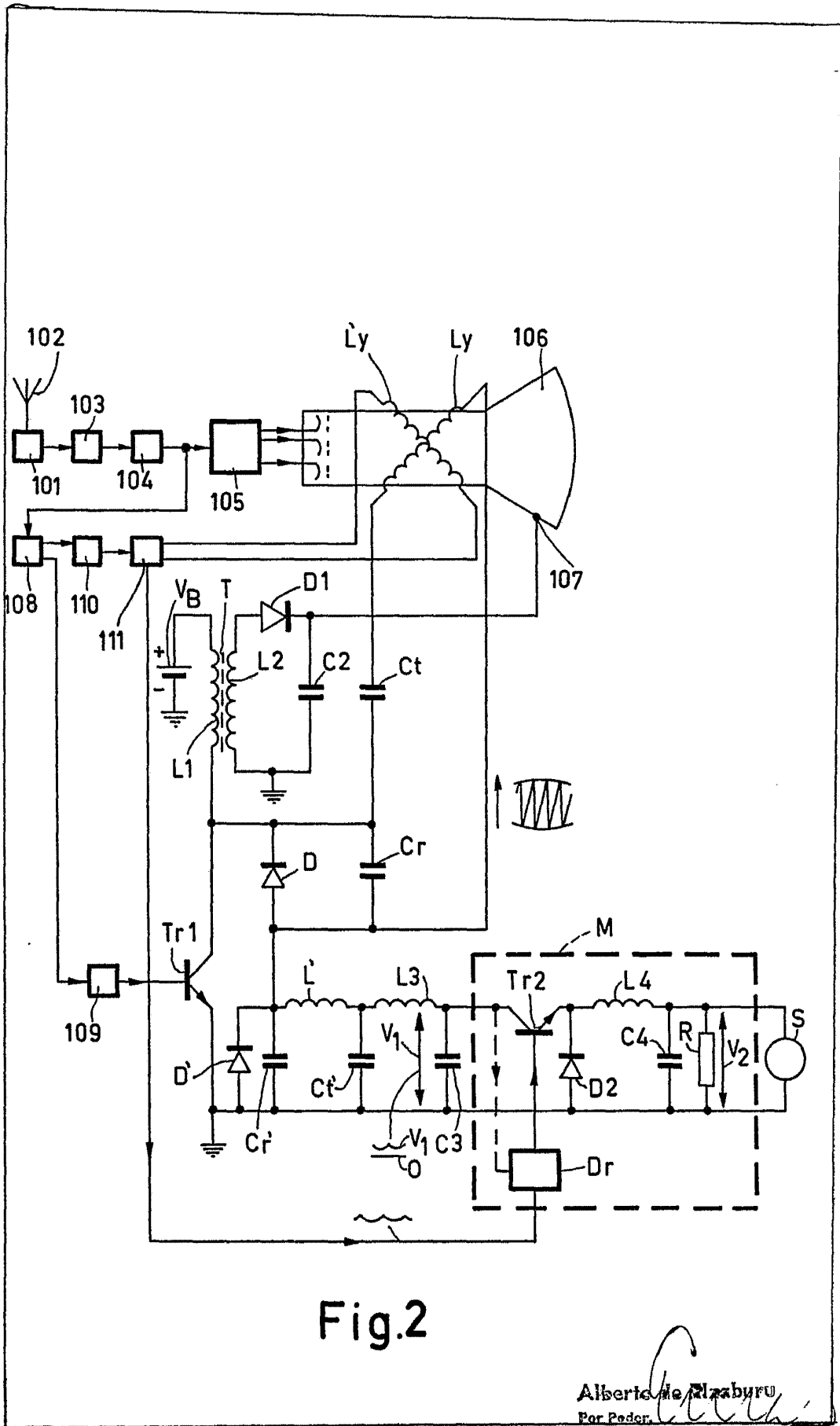


Fig.2

Alberto de Alzaburu
Por Pedor.

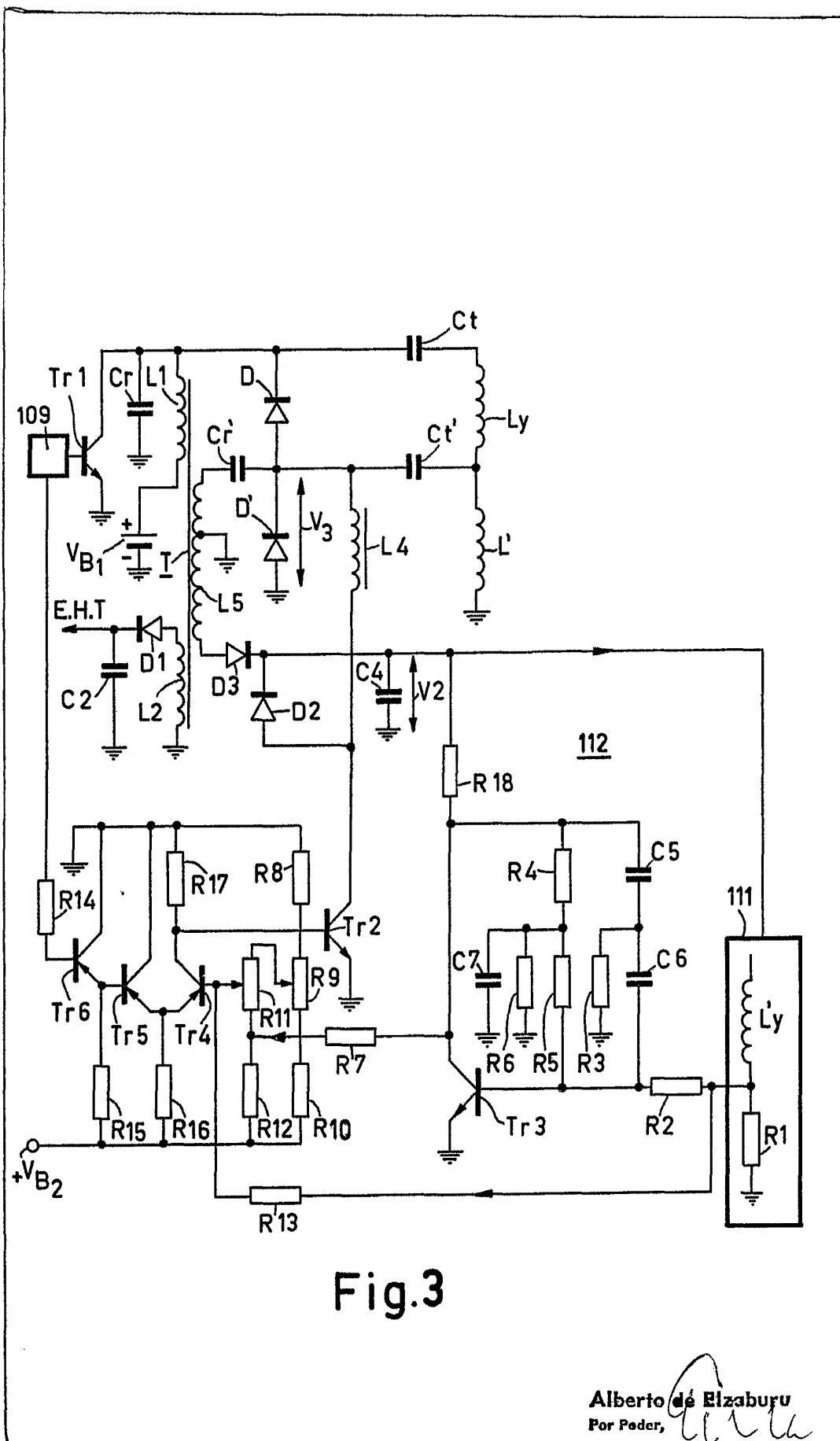


Fig.3

Alberto de Elizaburu
Por Poder,