

409649

25



*F.C. 17-II-75*

P.- 52.750

PHN 6059 Spain  
VD/EV

MEMORIA DESCRIPTIVA

para solicitar PATENTE DE INVENCION por 20 años

A nombre de N.V. PHILIPS'GLOEILAMPENFABRIEKEN

entidad holandesa

Int. Cl.: HO3K ; HO4N

establecida en Emmasingel 29, Eindhoven, Holanda

por: "UN DISPOSITIVO GENERADOR DE CORRIENTE EN DIENTES  
DE SIERRA Y DE MAT DE RETROCESO"

(Clase Internacional HO3k, HO4n)

409649

2. ENE



El invento se refiere a un generador de corriente en diente de sierra y generador de muy alta tensión (MAT) de retroceso en particular para aparatos de imagen de televisión, que incluye medios de conmutación que están periódicamente en estado de no conducción durante un período  $\tau$  de retroceso y conducen durante un período  $T - \tau$  de exploración, y un circuito que tiene terminales de entrada conectados a los medios de conmutación, comprendiendo dicho circuito un transformador que tiene al menos un arrollamiento primario y posiblemente una o más bobinas conectadas al mismo a través de las cuales fluye dicha corriente en diente de sierra durante el período de exploración, y un arrollamiento secundario al cual está conectado un circuito rectificador que genera dicha MAT a partir de los impulsos de tensión que tienen lugar durante el período de retroceso en el arrollamiento secundario, teniendo dicho circuito, debido a la inductancia de dispersión presente entre los arrollamientos del transformador, una primera frecuencia  $f_d$  de resonancia durante el período de retroceso cuya frecuencia es sustancialmente igual a la expresión:

$$\frac{K}{2\tau} \left\{ 1 + \frac{4}{\pi^2 K^2} \frac{\tau}{T - \tau} \left( 1 - \frac{2}{3} S \right) \right\}$$

409649

25 E. 1973



en la cual  $K = 1$  y  $S$  es un factor de corrección que es  
igual a la reducción relativa de la pendiente de la co-  
rriente en diente de sierra al final del período de ex-  
ploración con relación a esta pendiente en el centro del  
5 período de exploración, y una segunda frecuencia  $f$  de  
resonancia que es sustancialmente igual a la mencionada  
expresión para  $K$  igual a un número entero impar supe-  
rior a 1.

Es conocida de la Memoria de Patente Holande-  
10 sa 88.020 y del libro "Televisie" por P. Kerkhof y W.  
Werner, tercera edición, capítulo XIII, la utilización  
de un transformador que tiene uno o más arrollamientos  
primarios y un arrollamiento secundario en generadores  
de corriente en diente de sierra y generadores de MAT  
15 de retroceso para aparatos de imagen de televisión y  
dimensionar las impedancias de los elementos de circui-  
to presentes, tales como los arrollamientos de transfor-  
mador, la inductancia de dispersión entre los arrolla-  
mientos primarios y el arrollamiento secundario, las in-  
20 ductancias de las bobinas que están conectadas general-  
mente al arrollamiento primario, así como las capacida-  
des parásitas y no parásitas, de tal modo que difícil-  
mente tengan lugar algunas oscilaciones libres o ningu-  
nas en la tensión secundaria durante el período de explo-  
25 ración. Tales oscilaciones libres tienen los inconvenien



tes de que se pierde energía útil, que esta energía útil es disipada principalmente en el transformador de modo que puede ocurrir sobrecalentamiento del transformador, y que los medios de conmutación que conducen durante el período de exploración pueden quedar prematuramente en estado de no conducción en el caso de grandes oscilaciones libres.

La bibliografía antes mencionada muestra que dicho circuito constituye un circuito de cuarto orden durante el período de retroceso con dos frecuencias de resonancia y que dichas oscilaciones libres pueden mantenerse bajas dimensionando los elementos de circuito de tal modo que estas dos frecuencias  $f_{\alpha}$  y  $f_{\gamma}$  de resonancia tengan valores muy definidos que dependan de la duración del período  $\tau$  de retroceso y la duración del período  $T - \tau$  de exploración. Como es evidente de la expresión dada en la introducción, el valor óptimo de  $f_{\alpha}$  y  $f_{\gamma}$  depende también ligeramente del grado en el cual varíe la pendiente de la corriente en diente de sierra que fluye a través de las bobinas de deflexión cuando se utiliza la llamada corrección S de esta corriente.

Teóricamente, puede obtener un período de exploración totalmente libre de oscilaciones dimensionando con exactitud las frecuencias  $f_{\alpha}$  y  $f_{\gamma}$  en un generador de corriente en diente de sierra y generador de MAT.

409649



25 ENE. 1973

Sin embargo, como resultado de influencias perturbadoras inevitables, esto no puede conseguirse en la práctica. Estas influencias perturbadoras son, entre otras:

1. La presencia de reactancias parásitas en el  
5 circuito que son tan pequeñas, por una parte, que ya no pueden ser controladas, pero que, por otra parte, son suficientemente grandes para hacer imposible la obtención de una exploración sin oscilaciones.
2. La presencia de pérdidas en el circuito duran  
10 te el período de retroceso. Una parte esencial de las mismas está constituida por energía útil que se deriva a través del rectificador.
3. Tolerancias en los componentes y la exten-  
15 sión de la producción, que hacen imposible que las frecuencias  $f_{\lambda}$  y  $f_{\gamma}$  se hagan suficientemente iguales con precisión a los valores que son necesarios para una exploración sin oscilaciones.

Un objeto del invento es proporcionar una medida de dimensionamiento con la cual, a pesar de las  
20 menciones influencias perturbadoras, pueden mantenerse muy pequeñas las oscilaciones que se presentan en la exploración, y a este respecto el generador de corriente en diente de sierra y generador de MAT de acuerdo con el invento está caracterizado porque dicho circuito tie-  
25 ne una frecuencia  $f_{\beta}$  de resonancia situada entre  $f_{\lambda}$



y  $f_{\gamma}$  en la cual la impedancia del circuito en los terminales de entrada tiene un mínimo, siendo dicha frecuencia  $f_{\beta}$  sustancialmente igual a un múltiplo entero del valor recíproco de la duración del período de exploración.

5 El mencionado circuito tiene una cierta frecuencia  $f_{\beta}$  de resonancia situada entre las dos frecuencias  $f_{\alpha}$  y  $f_{\gamma}$  de resonancia en paralelo para la cual la impedancia del circuito en los terminales de entrada tiene un mínimo (igual a cero en el caso de un

10 circuito que esté totalmente libre de pérdidas). Esta es realmente la frecuencia de resonancia del generador durante el período de exploración, por lo tanto con los medios de conmutación conduciendo. Es sabido que para

15 una sintonía exacta del generador de MAT de retroceso en una exploración libre de oscilaciones, solamente son importantes las frecuencias  $f_{\alpha}$  y  $f_{\gamma}$  de resonancia en paralelo y que la frecuencia  $f_{\beta}$  de resonancia en serie no es pertinente. La situación de  $f_{\beta}$  tiene influencia solamente sobre la forma del impulso de retro-

20 ceso que tiene lugar a través de los terminales de entrada del circuito.

El invento está basado en el reconocimiento del hecho de que el valor de la frecuencia  $f_{\beta}$  tiene

25 también una influencia muy grande sobre la amplitud de

409649

. 25



las oscilaciones de exploración aún remanentes, como resultado de las mencionadas influencias perturbadoras, y que esta amplitud se reduce a un mínimo si el valor de  $f\beta$  es sustancialmente igual a un múltiplo entero del valor recíproco de la duración del período de exploración.

Un generador de este tipo está diseñado preferiblemente de tal modo que el factor de calidad del generador durante el período de exploración es superior a 25 en la mencionada frecuencia  $f\beta$ .

La solicitud de patente española nº 401.855 de la solicitante, describe generadores de corriente en diente de sierra y de MAT de retroceso en los cuales el circuito de retroceso tiene al menos tres o más frecuencias  $f_a$ ,  $f_e$  y  $f_y$  de resonancia. Puede también conseguirse una exploración que está sustancialmente libre de oscilaciones haciendo cada una de estas frecuencias de resonancia al menos sustancialmente iguales a la expresión dada:

$$\frac{K}{2\tau} \left\{ 1 + \frac{4}{\pi^2 K^2} \frac{\tau}{T - \tau} \left( 1 - \frac{2}{3} S \right) \right\}$$

en la cual K es un número entero positivo impar, por ejemplo, 1, 3, 5, respectivamente, ó 1, 5, 7, respectivamente. En tal caso el circuito tiene una primera frecuencia  $f_{\beta 1}$  de resonancia en serie comprendida entre



$f_L$  y  $f_C$  para la cual la impedancia de entrada del circuito tiene un mínimo, y una segunda frecuencia  $f_{\beta 2}$  de resonancia en serie comprendida entre  $f_C$  y  $f_L$  para la cual la impedancia de entrada del circuito tiene un  
5 mínimo.  $f_{\beta 1}$  y  $f_{\beta 2}$  son también las frecuencias para las cuales el circuito resuena durante el período de exploración.

Como resultado de dichas influencias perturbadoras, la exploración no puede estar completamente libre de oscilaciones aún en el generador de NAT de retro-  
10 ceso de este tipo. Las oscilaciones que tienen lugar entonces generalmente comprenden dos componentes, una de la frecuencia  $f_{\beta 1}$  y otra de la frecuencia  $f_{\beta 2}$ .

Se ha encontrado que, independientes entre  
15 sí, para una amplitud mínima de la componente  $f_{\beta 1}$ , la frecuencia  $f_{\beta 1}$  ha de ser escogida de modo que sea óptima, es decir, aproximadamente igual a un múltiplo entero del valor recíproco de la duración del período de exploración, y para una amplitud mínima de la componen-  
20 te  $f_{\beta 2}$ , la frecuencia  $f_{\beta 2}$  deberá ser aproximadamente igual a un múltiplo entero del valor recíproco de la duración del período de exploración.

Por otra parte, sin embargo, se encuentra que la componente de la frecuencia más baja tiene gene-  
25 ralmente una amplitud considerablemente mayor que la

409649



componente de la frecuencia más alta. Para un generador  
de corriente en diente de sierra y de MAT de retroceso,  
en el cual el mencionado circuito tiene una tercera fre-  
cuencia  $f_{\xi}$  de resonancia comprendida entre  $f_{\rho}$  y  $f_{\zeta}$   
5 durante el período de retroceso, cuya frecuencia de re-  
sonancia es al menos sustancialmente igual a la expre-  
sión dada para K igual a un número entero impar, se con-  
sigue ya de este modo una considerable reducción de las  
oscilaciones de exploración si la frecuencia  $f_{\beta 1}$  compren-  
10 dida entre  $f_{\rho}$  y  $f_{\xi}$ , para la cual la impedancia del cir-  
cuito en los terminales de entrada tiene un mínimo, es  
sustancialmente igual a un múltiplo entero del valor re-  
ciproco de la duración del período de exploración.

Como se ha indicado anteriormente, se consigue  
15 un dimensionado óptimo cuando la mencionada frecuencia  
 $f_{\beta 2}$  comprendida entre  $f_{\xi}$  y  $f_{\zeta}$ , en la cual la impedan-  
cia del circuito en los terminales de entrada tiene un  
mínimo, es también sustancialmente igual a un múltiplo  
entero del valor recíproco de la duración del período  
20 de exploración.

Se describirá adicionalmente el invento con  
referencia a las Figuras representadas en los dibujos.  
En estos dibujos:

La Figura 1 representa una primera realiza-  
25 ción de un generador de corriente en diente de sierra



y generador de MAT de retroceso para el cual puede ser utilizado el invento.

La Figura 2 representa el diagrama de circuito equivalente de la realización de la Figura 1.

5 La Figura 3 representa un diagrama para explicar el presente invento.

La Figura 4 representa una segunda realización de un generador de corriente en diente de sierra y generador de MAT de retroceso para el cual puede ser  
10 utilizado el invento, y

La Figura 5 representa el diagrama de circuito equivalente de la realización de la Figura 4.

La realización de la Figura 1 representa un transformador 1 que tiene un arrollamiento 2 primario, uno o más arrollamiento 3 auxiliares, acoplados rígidamente al arrollamiento primario, y un arrollamiento 4 secundario. Una toma 6 dispuesta sobre el arrollamiento primario está conectada al terminal positivo de una  
15 fuente 7 de alimentación de tensión, cuyo terminal negativo está conectado a masa. La disposición en serie de una pluralidad de bobinas 9 de deflexión, un corrector 10 de linealidad y un condensador 11 de corrección S, está dispuesta entre una segunda toma 8 y el extremo inferior del arrollamiento primario. La toma 8 y el ex  
20 tremo inferior del arrollamiento primario están situados  
25

409649



simétricamente con relación a la toma 6 de modo que es ta disposición en serie está alimentada simétricamente con relación a masa.

5 Un transistor 12, que funciona como conmutador, está dispuesto entre el extremo superior del arrollamiento primario y masa y está conectado un condensador 13 en paralelo con este transistor. Dicho arrollamiento 4 secundario está conectado a masa en uno de sus extremos y en el otro extremo está conectado a un  
10 circuito rectificador que consiste en un rectificador 14 y un condensador 15 de filtrado; la MAT generada por el rectificador está aplicada al ánodo acelerador de un tubo de imagen de televisión no representado adicionalmente.

15 Los impulsos de conmutación que ponen al corte periódicamente el transistor 12 al final de cada período de exploración están aplicados entre la base y el emisor del transistor 12 a través de un transformador 18 separador, una inductancia 19 en serie y un diodo  
20 20 en paralelo. El transistor 12 es del tipo llamado transistor de conmutación lenta y los elementos 19 y 20 están incluidos a fin de acelerar la conmutación a corte del transistor al final del período de exploración.

25 La Figura 2 representa el diagrama de circuito equivalente simplificado del circuito de la Figura

409649



25 ENE 1973

1. En este diagrama E designa la fuente 7 de tensión,  
SW designa el conmutador constituido por el transistor  
12 y el diodo 20,  $C_1$  es la capacidad del condensador  
13 aumentada en la capacidad colector emisor del tran-  
5 sistor y las capacidades parásitas transformadas del  
arrollamiento primario, los arrollamientos auxiliares,  
las bobinas de deflexión y el corrector de linealidad.  
 $L_1$  es la inductancia del arrollamiento primario y de  
las bobinas de deflexión y del corrector de linealidad  
10 conectado a ellas, todas reflejadas a los terminales  
a los cuales está conectado el conmutador,  $L_2$  es la  
inductancia de dispersión entre los arrollamientos pri-  
marios y secundario y  $C_2$  es la capacidad parásita del  
arrollamiento secundario y la capacidad de entrada del  
15 circuito rectificador igualmente reflejadas a los ter-  
minales a los cuales está conectado el conmutador.

Durante el período de exploración el conmu-  
tador SW está cerrado. La tensión E de la fuente 7 de  
alimentación de tensión está por consiguiente presente  
20 entre los extremos del condensador  $C_1$  y también a tra-  
vés de la inductancia  $L_1$ . Como resultado, fluirá a tra-  
vés de la inductancia  $L_1$  una corriente (en diente de  
sierra) que varía linealmente con el tiempo. Cuando,  
como resultado de un impulso aplicado al electrodo de  
25 base del transistor 12, el conmutador SW se hace no con-

409649

25



ductor, tendrán lugar oscilaciones libres en el circui-  
to como resultado de la energía magnética presente en  
 $L_1$ . Estas oscilaciones producirán tensiones  $V_1$  y  $V_2$  pul-  
satorias (los llamados impulsos de retroceso) a través  
5 de los condensadores  $C_1$  y  $C_2$ , respectivamente. Tan pron-  
to como el impulso de retroceso a través de  $C_1$  disminu-  
ye al valor de la fuente  $-E$  de tensión de alimentación,  
es decir, tan pronto como el potencial de colector del  
transistor 12 se hace negativo con relación a masa, la  
10 unión p-n colector base del transistor queda polarizada  
en sentido directo y comienza el siguiente período de  
exploración. El conmutador SW en el diagrama de circui-  
to equivalente de la Figura 2 se cierra por consiguien-  
te automáticamente tan pronto como la tensión de retro-  
15 ceso presente a través de este conmutador se hace igual  
a cero.

Es de observar que la corriente en diente de  
sierra del diagrama de circuito de la Figura 1 fluye du-  
rante la primera parte del período de exploración a tra-  
20 vés del diodo 20, la unión base colector del transistor  
y subsiguientemente a través del transformador y de las  
bobinas de deflexión hacia la fuente de alimentación  
de tensión, y de este modo realimenta energía a la fuen-  
te de alimentación de tensión. Algún tiempo después del  
25 comienzo del período de exploración, la unión base emi-



sor del transistor se hace conductora por medio de los impulsos aplicados al electrodo de base del transistor de modo que durante la segunda parte del período de retroceso la corriente en diente de sierra, ahora invertida en polaridad, puede fluir desde la fuente de alimentación de tensión a través del transformador y las bobinas de deflexión y subsiguientemente a través del electrodo de colector y el electrodo de emisor del transistor a masa; entonces la fuente de alimentación de tensión suministra energía al circuito.

Ha de asegurarse que durante el período de exploración fluya solamente una corriente en diente de sierra a través de  $L_1$  y que no tengan lugar oscilaciones libres como resultado de la energía eléctrica o magnética presente en la inductancia  $L_2$  y el condensador  $C_2$ . Tal período de exploración sin oscilaciones se obtiene si se asegura que la corriente que fluye a través de  $L_2$  sea igual a cero durante la totalidad del período de exploración y por consiguiente también al comienzo y al final del período de retroceso y que la tensión a través de  $C_2$  sea igual a la tensión  $-E$  de la batería.

Para satisfacer esta condición han de cumplirse las dos siguientes relaciones para cada frecuencia de resonancia del circuito correspondiente al período de retroceso, (de este modo, del circuito en el caso

409649

25 FEB 1973



de conmutador SW abierto).

$$\Delta \tau = K \pi + 2 \phi \Delta \quad (\text{I})$$

$$\Delta \operatorname{tg} \phi \Delta = \frac{i'_0}{i_0} \quad (\text{II})$$

5

En estas relaciones  $\Delta \tau$  es la duración del período de re  
troceso, K es un número entero impar,  $i_0$  es el valor de  
la corriente en diente de sierra al comienzo del perío-  
do de retroceso,  $i'_0$  es la derivada respecto al tiempo  
de esta corriente en el comienzo en el período de retro-  
ceso y  $\phi \Delta$  es un ángulo de fase. Es posible eliminar  
 $\phi \Delta$  de las dos ecuaciones. Entonces se obtiene una serie  
de potencias en  $\tau i'_0 / i_0$  para  $\Delta \tau$ . Si esta serie se limi-  
ta a los dos primeros términos, se encuentra que:

15

$$\Delta \tau = K \pi + \frac{2}{K \pi} \frac{\tau i'_0}{i_0}$$

Quando fluye a través de  $L_1$  una corriente en diente de  
sierra puramente lineal, y por lo tanto a través de las  
bobinas de deflexión se cumple como aproximación:

20

$$\frac{\tau i'_0}{i_0} = \frac{2 \tau}{T - \tau}$$

en la cual  $T - \tau$  es la duración del período de explora-  
ción. Cuando sin embargo, la corriente de deflexión tie-  
ne un caracter ligeramente en forma de S como resultado

del condensador de corrección S de la Figura 1, que no se ha tenido en consideración en el diagrama de circuito equivalente de la Figura 2, cuyo caracter de convencional en aparatos de imagen de televisión, se cumple como aproximación, :

$$\frac{e_{i_0}}{i_0} = \frac{2}{T - \tau} \left( 1 - \frac{2}{3} S \right)$$

en la cual S es la reducción relativa de la pendiente de la corriente de deflexión al final del período de exploración con relación a esta pendiente en el centro del período de exploración. La condición antes mencionada para  $\Delta \tau$ , se convierte entonces en:

$$\Delta \tau = K \pi \left\{ 1 + \frac{4}{K^2 \pi^2} \frac{\tau}{T - \tau} \left( 1 - \frac{2}{3} S \right) \right\}$$

con  $f_{\Delta} = \frac{\Delta}{2 \pi}$ , se deduce:

$$f_{\Delta} = \frac{K}{2 \tau} \left\{ 1 + \frac{4}{K^2 \pi^2} \frac{\tau}{T - \tau} \left( 1 - \frac{2}{3} S \right) \right\} \quad (III)$$

Como ya se ha observado anteriormente, las ecuaciones (I) y (II) y por lo tanto también la ecuación (III), deben cumplirse para cada frecuencia de resonancia del circuito de retroceso con el fin de obtener una exploración libre de oscilaciones.

409649



El circuito de la Figura 2 tiene dos frecuencias  $\omega = 2\pi f_\alpha$  e  $\omega = 2\pi f_\gamma$  de resonancia durante el período de retroceso, a saber:

$$\alpha_{y2}^2 = \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{L_1 C_1} + \frac{1}{L_2 C_2} + \frac{1}{L_2 C_1} \right\} \pm \sqrt{\frac{1}{4} \left( \frac{1}{L_1 C_1} + \frac{1}{L_2 C_2} + \frac{1}{L_2 C_1} \right)^2 - \frac{1}{L_1 L_2 C_1 C_2}}$$

y para obtener una exploración libre de oscilaciones el circuito está dimensionado de tal modo que  $f_\alpha$  satisfice la ecuación (III) para  $K = 1$  y también  $f_\gamma$  satisfice la ecuación (III), por ejemplo para  $K = 3$  o  $K = 5$ , etc.

Adicionalmente a las frecuencias  $f_\alpha$  y  $f_\gamma$ , el circuito tiene una tercera frecuencia  $f_\beta$  característica, es decir la frecuencia situada entre  $f_\alpha$  y  $f_\gamma$ , para la cual la impedancia de entrada del circuito tiene un mínimo (cero). Para el circuito de la Figura 2, esta es la frecuencia de resonancia en serie de  $L_2$  y  $C_2$ , y de este modo  $\beta^2 = (2\pi f_\beta)^2 = \frac{1}{L_2 C_2}$ . Para un período  $T$  dado y un período  $\tau$  de retroceso elegido anteriormente, los valores de  $f_\alpha$  y  $f_\gamma$  son proporcionados por la condición dada en la ecuación (III). El valor de  $f_\beta$  puede, sin embargo, ser escogido libremente entre  $f_\alpha$  y  $f_\gamma$ .

Es sabido que para valores  $f_\alpha$  y  $f_\gamma$  determi-



nados de acuerdo con la ecuación (III), el valor de  $f\beta$  determina la forma del impulso de retroceso que tiene lugar a través de los terminales de entrada del circuito. Esta forma está representada adicionalmente en la

5 Figura 3 por las curvas designadas por  $V_1$  que se encuentran para diferentes valores de  $f\beta$ . Como muestra esta Figura, la tensión  $V_1$  disminuye para valores bajos de  $f\beta$ , antes de finalizar el periodo de retroceso, por debajo del valor de la tensión de la batería. Con

10 el fin de evitar esto,  $f\beta$  se escoge generalmente de modo que sea suficientemente grande y particularmente  $f\beta$  está situada en la región  $\sqrt{f_\alpha f_\gamma} < f\beta < f_\gamma$ . Será evidente que si  $f\beta$  se escoge de tal modo que esté comprendida en la región  $f_\alpha < f\beta < \sqrt{f_\alpha f_\gamma}$  los medios de

15 conmutación han de utilizarse en el generador de corriente en diente de sierra y MAT de retroceso de tal modo que no conduzcan antes de finalizar el período  $\tau$  de retroceso anteriormente determinado.

Se ha encontrado que la situación de la frecuencia  $f\beta$  tiene también una influencia considerable sobre la amplitud de las oscilaciones que tienen lugar durante el período de exploración, cuyas oscilaciones se producen porque no puede conseguirse un período de exploración que esté completamente libre de oscilaciones debido a las influencias perturbadoras descritas

20

25

409649

25 ENE 1973



en la introducción. Esto está adicionalmente representa  
do en la Figura 3 por la curva ER. Esta curva represen-  
ta en función de  $f\beta$  la relación entre la energía que  
origina la mencionada oscilación no deseada durante el  
5 periodo de exploración y la energía electromagnética to-  
tal durante el período de retroceso en el circuito. Es-  
tá representado claramente que esta relación de energía  
tiene para determinados valores de  $f\beta$  valores máximos  
y tiene valores mínimos para valores de dicha frecuencia  
10 situados entre ellos.

Se ha encontrado que los valores máximos en  
la curva ER tienen lugar para valores de  $f\beta$  para los  
cuales se cumple:

$$15 \quad \pi f\beta (T - \tau) = \text{tg} [\pi f\beta (T - \tau)]$$

Sin embargo, puesto que  $\pi f\beta (T - \tau)$  es grande con re-  
lación a 1, puede suponerse que dichos valores máximos  
20 tienen lugar aproximadamente en

$$\text{tg} [\pi f\beta (T - \tau)] \rightarrow \infty$$

Este es el caso si  $f\beta (T - \tau) = n + \frac{1}{2}$  ( $n = \text{entero}$ ). Los  
25 valores mínimos situados entre los valores máximos tie-

nen lugar para aquellos valores de  $f_{\beta}$  para los cuales se cumple que

$$f_{\beta}(T - \tau) = n, \text{ y así } f_{\beta} = \frac{n}{T - \tau}$$

5

La curva de la Figura 3 está determinada para un generador de corriente en diente de sierra y MAT de retroceso en el cual  $f_{\alpha}$  satisface la ecuación (III) para  $K = 1$  y  $f_{\gamma}$  para  $K = 3$  (sintonía al tercer armónico) y para una relación de retroceso de  $\tau/T = 0,15$ . La Figura 3 muestra los valores de  $n$  asociados con los diversos valores mínimos. Se encuentra que, con el fin de obtener tanto una forma satisfactoria del impulso de retroceso primario como una amplitud mínima de las oscilaciones de exploración,  $n$  ha de escogerse preferiblemente igual a 7 en este caso.

15

Será evidente que el dimensionamiento dado del valor de  $f_{\beta}$  da lugar a dos ventajas importantes:

1. Para una determinada naturaleza y magnitud de la mencionada influencia perturbadora que hace imposible una exacta sintonía del generador, la amplitud de las oscilaciones de exploración provocadas por aquella se mantiene tan pequeña como es posible. En otras palabras, para una determinada amplitud admitida de las oscilaciones de exploración, pueden admitirse desviacio-

25

409649



nes considerablemente mayores de  $f_{\lambda}$  y  $f_{\gamma}$  con relación a su valor exacto de sintonía.

2. La dispersión de  $f_{\beta}$  causada por tolerancias y la extensión de la fabricación en los diferentes tipos de una serie de producción y dentro de la misma serie no tienen sustancialmente ninguna influencia sobre la amplitud de las oscilaciones de exploración, lo cual está en contraste con lo que ocurre cuando  $f_{\beta}$  está situada, por ejemplo, en el punto central entre un valor máximo y un valor mínimo, por ejemplo

10  $f_{\beta} = \frac{n-1/4}{T-\tau}$ . Las dispersiones de producción en  $f_{\beta}$  tendrán entonces una gran influencia sobre la amplitud de las oscilaciones de exploración.

Es de observar que la curva designada por ER en la Figura 3 está determinada para un circuito que, en el caso de interruptor cerrado, tiene una determinada cantidad de pérdidas óhmicas en el circuito oscilatorio constituido por E, SW,  $L_2$ ,  $C_2$ , (el factor Q de calidad es aproximadamente igual a 20). Se encuentra que

20 cuando se reducen estas pérdidas, los valores máximos de la curva ER aumentan y los valores mínimos disminuyen. Mediante reducción de las pérdidas óhmicas, particularmente por reducción de las pérdidas en el cobre y en el hierro en el transformador 1, puede obtenerse una

25 reducción adicional de las oscilaciones de exploración



para la determinación óptima antes mencionada del valor de  $f_{\beta}$ . En el caso de una frecuencia  $f_{\beta}$  no dimensionada de un modo óptimo, tal medida da lugar a un aumento de las oscilaciones de exploración.

5 Con el fin de obtener una utilización óptima del dimensionamiento correcto del valor de  $f_{\beta}$ , el factor  $Q$  de calidad del circuito de exploración es escogido, por consiguiente, preferiblemente de modo que sea mayor que 25. En el caso de un dimensionamiento correcto de  $f_{\beta}$  en combinación con un  $Q$  de 25, se encuentra  
10 una relación de energía de oscilación (ER) de solamente aproximadamente 0,5% para una desviación relativamente grande (5%) de la relación  $f_{\gamma}/f_{\alpha}$  con relación al valor óptimo de este cociente. Este factor de calidad  
15 puede determinarse simplemente a partir de la disminución exponencial de las oscilaciones de exploración durante el período de exploración.

Los valores máximos en la curva ER situados a cualquiera de los lados de un mínimo  $\frac{n}{T - \tau}$  están situados  
20 aproximadamente en  $f_{\beta} = \frac{n}{T - \tau} - \frac{1/2}{Q}$  y  $\frac{n}{T - \tau} + \frac{1/2}{Q}$ . La distancia entre un mínimo y un máximo adyacente es, de este modo,  $\frac{1/2}{Q}$ . Además, la Figura 3 muestra que  $f_{\beta}$  debe desviarse no más de aproximadamente  $\pm \frac{1}{8} \frac{1}{T - \tau}$  del valor óptimo  $\frac{n}{T - \tau}$  a fin de que esté situada en un grado  
25 suficiente en un valor mínimo de la curva ER. Para

409649

25



aparatos de imagen de televisión en los cuales T -  
puede ser aproximadamente 55  $\mu$  seg., la desviación ad-  
misible de  $f_{\beta}$  es, de este modo, de  $\pm 2,3$  KHz, aproxima-  
damente. Se deduce de lo anterior que se requiere para  
5  $f_{\beta}$  una exactitud absoluta (en KHz) y no una exactitud  
relativa (en %).

En la realización de la Figura 4 los elemen-  
tos correspondientes tienen las mismas cifras de referen-  
cia que los de la Figura 1. En comparación con la reali-  
10 zación de la figura 1, la Figura 4 representa un arrolla-  
miento 5 de transformador adicional que está conectado  
por un extremo al terminal positivo de la fuente 7 de  
alimentación de tensión y por el otro extremo, a través  
de un circuito 16,17 LC en paralelo, al electrodo de co-  
15 llector del transistor 12. En la Figura 5 está represen-  
tado el diagrama de circuito equivalente. En este dia-  
grama,  $L_3$  y  $C_3$  representan principalmente la inductan-  
cia de la bobina 16 y la capacidad del condensador 17,  
mientras que  $L_4$  es la inductancia de dispersión entre  
20 los arrollamientos 4 y 5. Como ya se ha explicado en la  
solicitud de patente española nº 401.855, el circuito  
de la Figura 5 tiene tres frecuencias  $f_{\alpha}$ ,  $f_{\epsilon}$  y  $f_{\gamma}$  de  
resonancia y puede obtenerse un período de exploración  
sustancialmente libre de oscilaciones eligiendo estas  
25 frecuencias de tal modo que todas ellas satisfagan la



ecuación (III) para K igual a un número entero impar, por ejemplo K es igual a 1, 5 y 7, respectivamente.

En este caso, el circuito tiene dos frecuencias  $f_{\beta_1}$  y  $f_{\beta_2}$  para las cuales la impedancia de entrada del circuito tiene un mínimo (cero) y la primera ( $f_{\beta_1}$ ) de las cuales está situada entre  $f_{\lambda}$  y  $f_{\epsilon}$  y la segunda ( $f_{\beta_2}$ ) de las cuales está situada entre  $f_{\epsilon}$  y  $f_{\gamma}$ . Debido a las influencias perturbadoras a las que se ha hecho referencia en la introducción, tendrán lugar algunas oscilaciones durante el período de exploración en este caso. Estas oscilaciones consistirán en una primera componente de la frecuencia  $f_{\beta_1}$  y una segunda componente de la frecuencia  $f_{\beta_2}$ .

Eligiendo  $f_{\beta_1}$  entre los límites dados ( $\pm \frac{1}{8} \frac{1}{T - \tau}$ ) para que sea igual a un múltiplo entero del valor recíproco de la duración del período de exploración ( $\frac{n}{T - \tau}$ , siendo n un número entero), la amplitud de la mencionada primera componente puede ser ajustada a un mínimo, e igualmente puede ser ajustada a un mínimo la amplitud de la mencionada segunda componente eligiendo  $f_{\beta_2}$  dentro de los límites dados ( $\pm \frac{1}{8} \frac{1}{T - \tau}$ ) para que sea igual a un múltiplo entero del valor recíproco de la duración del período de la exploración ( $\frac{m}{T - \tau}$ , siendo m un número entero).

Es de observar que en el diagrama de circuito

409649



equivalente de la Figura 5 puede realizarse un aumento de  $f\beta_1$  en el caso de una misma situación de las otras frecuencias, reduciendo  $L_3$  y  $L_4$  y aumentando  $C_1$  y  $C_3$  y mediante una ligera adaptación de los otros elementos.

5 Puede realizarse un aumento de  $f\beta_2$  reduciendo  $C_3$  y aumentando  $C_1$  con una ligera adaptación de los otros elementos.

La presente solicitud que corresponde a la presentada en Holanda, con fecha 17 de Diciembre de 10 1971, bajo el Número 71 17 322, se acoge a los beneficios del Artículo 51 del vigente Estatuto sobre Propiedad Industrial.

15

- REIVINDICACIONES -

20

Los puntos de invención propia y nueva que 25 se presentan para que sean objeto de esta solicitud de

19.1.73

- 25 -

A handwritten signature in dark ink, consisting of stylized letters, possibly "S.M.", followed by a horizontal line underneath.



Patente de Invención en España por VEINTE años, son los  
que se recogen en las reivindicaciones siguientes:

1ª.- Un dispositivo generador de corriente en  
dientes de sierra y MAT de retroceso en particular para  
5 aparatos de imagen de televisión, que incluye medios de  
conmutación que están periódicamente en estado de no  
conducción durante un período  $\tau$  de retroceso y están  
en conducción durante un período  $T - \tau$  de exploración  
y un circuito que tiene terminales de entrada conecta-  
10 dos a los medios de conmutación, comprendiendo el cir-  
cuito un transformador que tiene al menos un arrolla-  
miento primario y posiblemente una o más bobinas conec-  
tadas al mismo, a través de las cuales fluye dicha co-  
rriente en diente de sierra durante el período de ex-  
15 ploración, y un arrollamiento secundario, al cual está  
conectado un circuito rectificador que genera dicha MAT  
a partir de los impulsos de tensión que tienen lugar du-  
rante el período de retroceso en el arrollamiento secun-  
dario, teniendo dicho circuito, debido a la inductancia  
20 de dispersión presente entre los arrollamientos del trans-  
formador, una primera frecuencia  $f_d$  de resonancia du-  
rante el período de retroceso, cuya frecuencia es sustan-  
cialmente igual a la expresión:

25 
$$\frac{K}{2\tau} \left\{ 1 + \frac{4}{\pi^2 K^2} \frac{\tau}{T - \tau} \left( 1 - \frac{2}{3} S \right) \right\}$$

*MM*

409649



2. E. 1973

donde  $K = 1$  y  $S$  es un factor de corrección que es igual a la reducción relativa de la pendiente de la corriente en diente de sierra al final del período de exploración con relación a dicha pendiente en el centro del período de exploración, y una segunda frecuencia  $f_{\gamma}$  de resonancia que es sustancialmente igual a la mencionada expresión cuando  $K$  es igual a un número entero impar superior a 1, caracterizado porque dicho circuito tiene una frecuencia  $f_{\beta}$  comprendida entre  $f_{\alpha}$  y  $f_{\gamma}$ , para la cual la impedancia del circuito en los terminales de entrada tiene un mínimo, siendo dicha frecuencia  $f_{\beta}$  sustancialmente igual a un múltiplo entero del valor recíproco de la duración del período de exploración.

2ª.- Un dispositivo de acuerdo con la reivindicación 1ª, caracterizado porque el factor de calidad del generador es superior a 25 durante el período de exploración para dicha frecuencia  $f_{\beta}$ .

3ª.- Un dispositivo de acuerdo con la reivindicación 1ª ó la reivindicación 2ª, en el cual dicho circuito tiene una tercera frecuencia  $f_{\epsilon}$  de resonancia comprendida entre  $f_{\alpha}$  y  $f_{\gamma}$  durante el período de retroceso, que es al menos sustancialmente igual a la expresión dada, siendo  $K$  igual a un número entero impar, caracterizado porque la primera frecuencia  $f_{\beta_1}$  comprendida entre  $f_{\alpha}$  y  $f_{\epsilon}$ , para la cual la impedancia del circui-

19.1.73

- 27 -

409649

25 ENE. 1973

to en los terminales de entrada tiene un mínimo, es sustancialmente igual a un múltiplo entero del valor recíproco de la duración del período de exploración.

5 4ª.- Un dispositivo de acuerdo con la reivindicación 3ª, caracterizado porque la segunda frecuencia  $f_{\beta_2}$  comprendida entre  $f_{\epsilon}$  y  $f_{\gamma}$ , para la cual la impedancia del circuito en los terminales de entrada tiene un mínimo, es asimismo sustancialmente igual a un múltiplo entero del valor recíproco de la duración del período de exploración.

10 5ª.- Un dispositivo generador de corriente en dientes de sierra y de MAT de retroceso.

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

15 Esta Memoria consta de veintiocho hojas escritas a máquina por una sola de sus caras.

Madrid,

25 ENE. 1973

P.A.

Alberto de Eizaburu  
Per Poder

19.1.73/RTA.-

*DM*

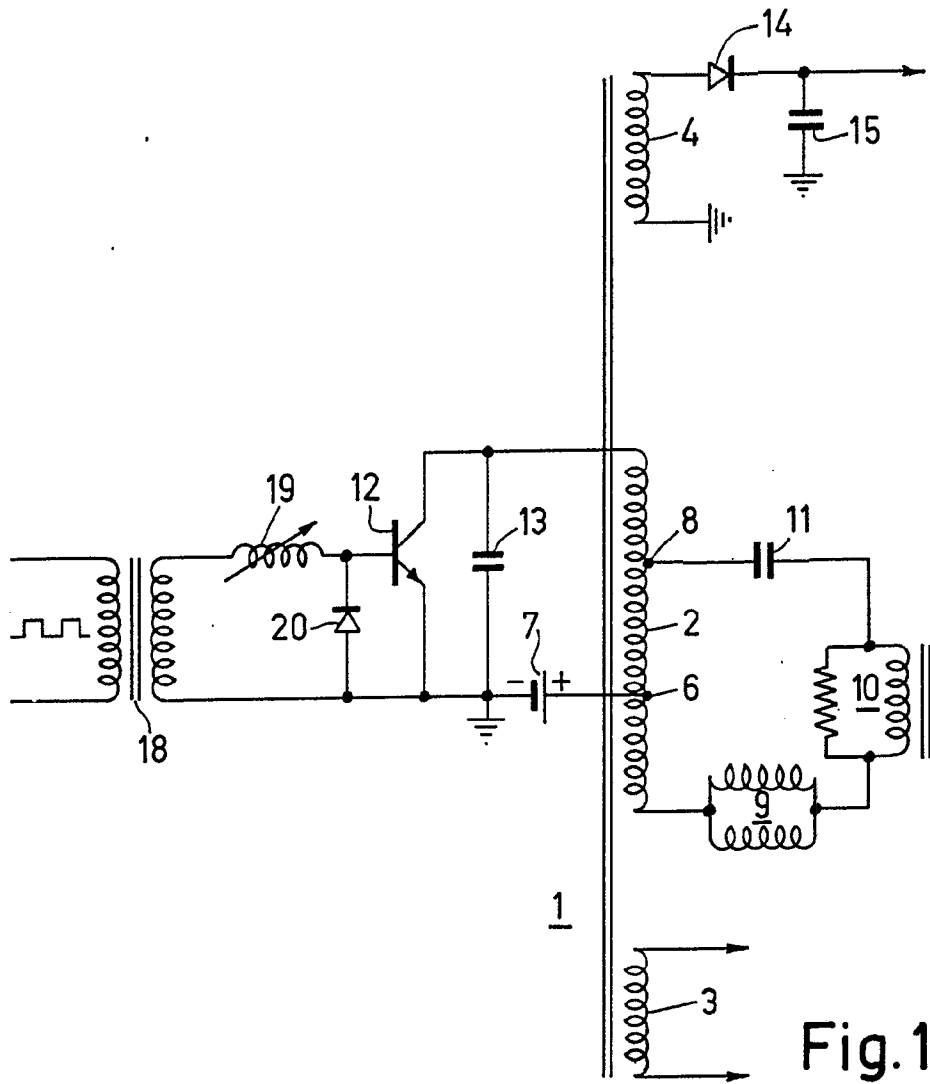


Fig. 1

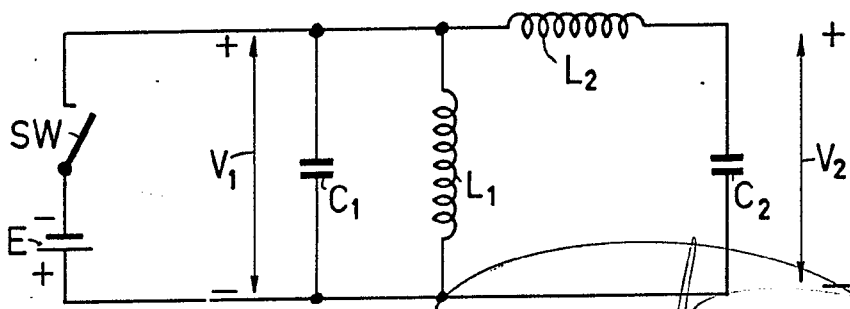


Fig. 2

Alberto de Elzaburu  
Per Poder



409649 80

409649

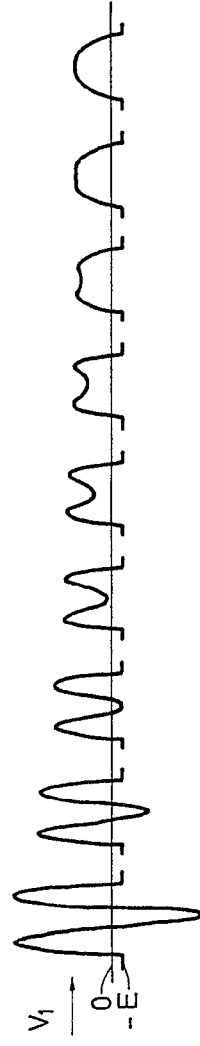
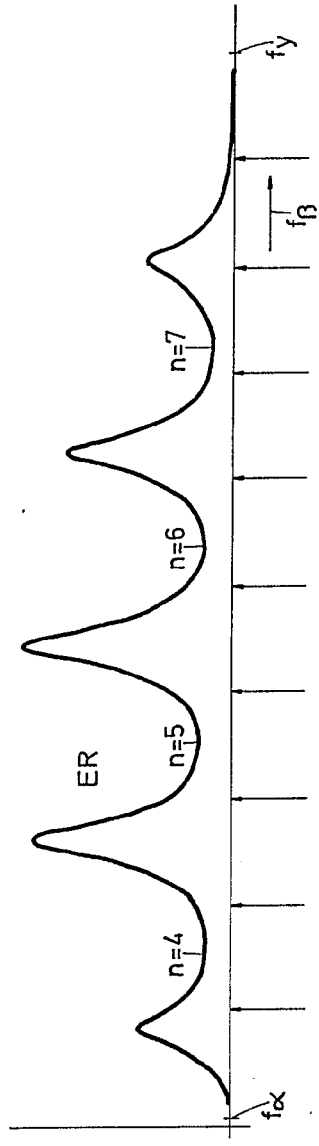
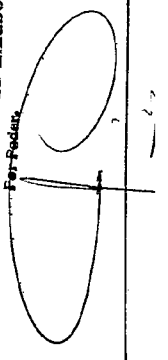


Fig. 3

Alberto de Eizebure  
Fer-Pedern



409649

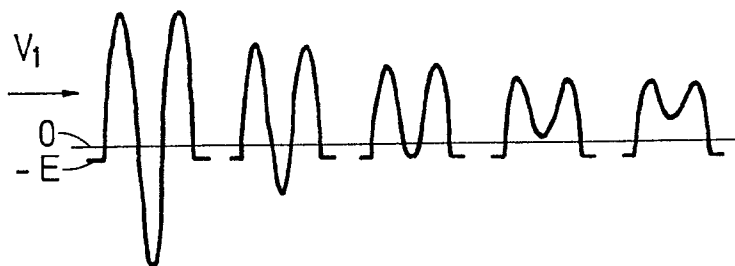
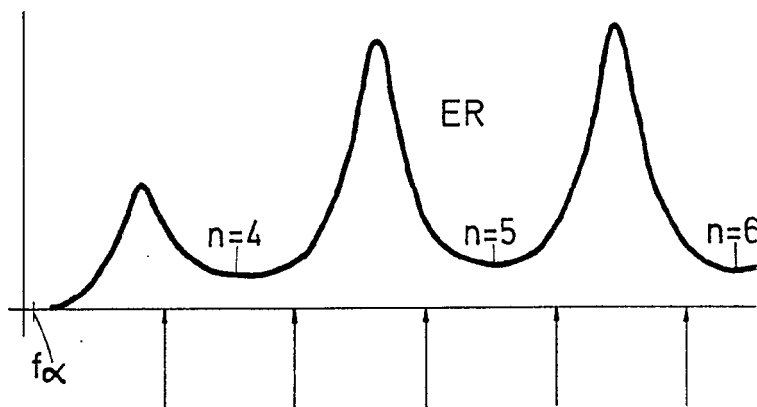


Fig.

409649 80

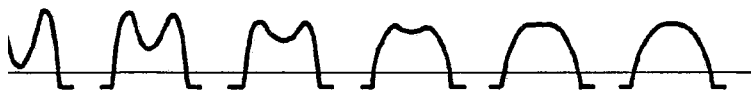
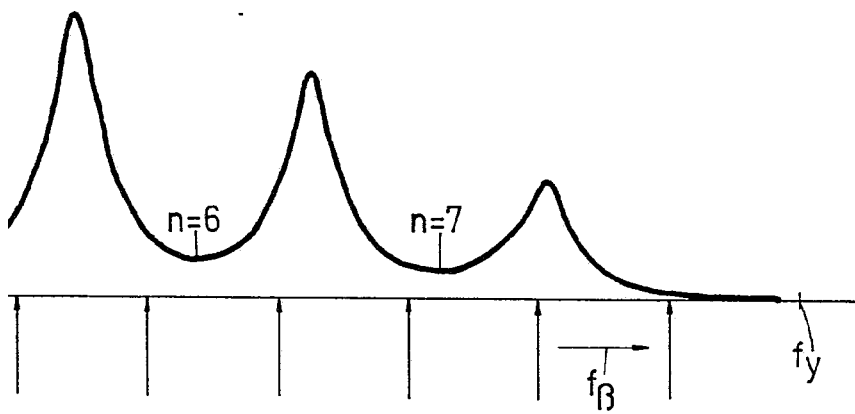


Fig. 3

Alberto de Eizaburo  
Por Poder

30 EMB.

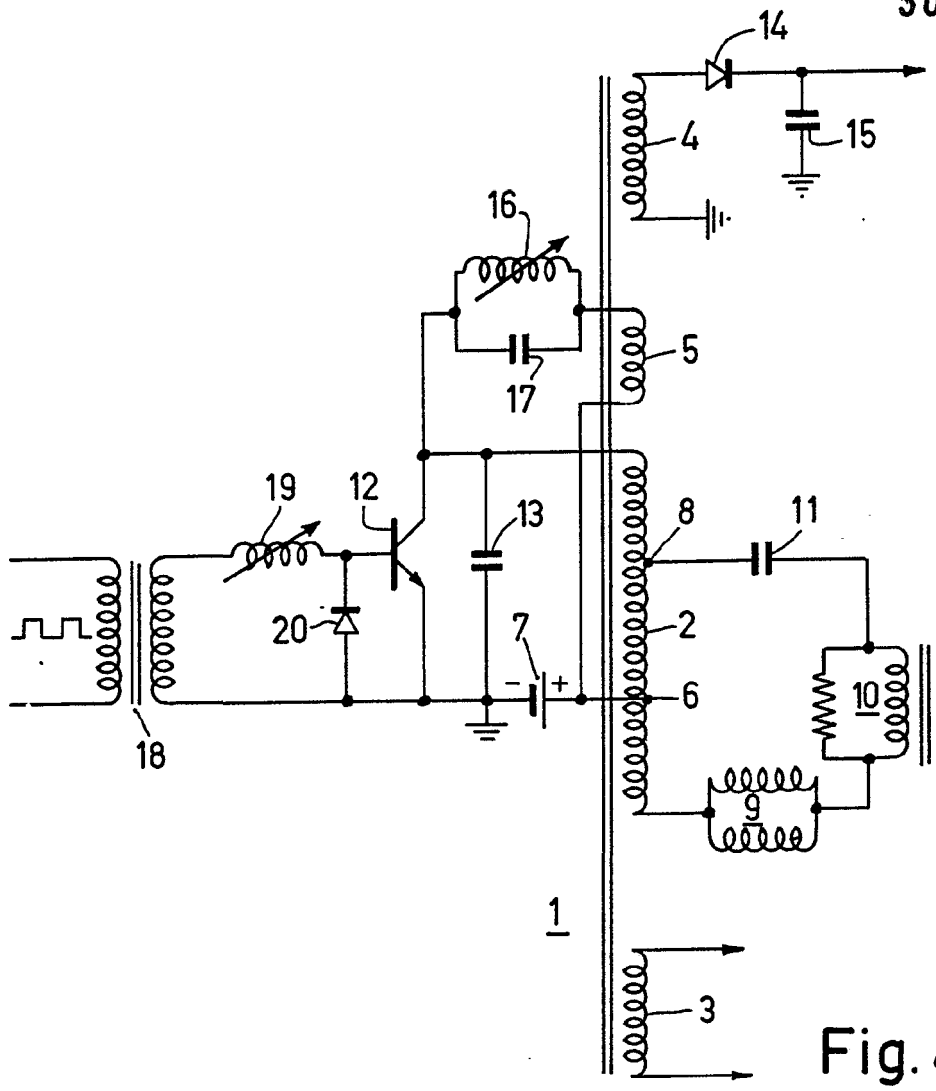


Fig. 4

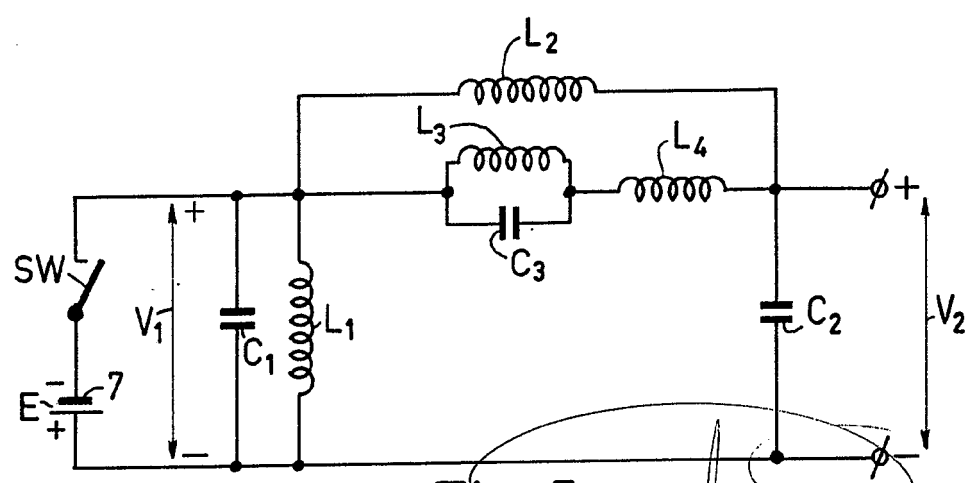


Fig. 5

Alberto de Eizaburu  
Per Feder.