



401855

P.- 50.755

Int. Cl.: <u>H03K/H04N</u>

PHN 5578
Spain
VD/EV

SECCION TECNICA
CLASIFICACION I. P. C.
CLASE _____
CLASE _____

MEMORIA DESCRIPTIVA

para solicitar PATENTE DE INVENCION por 20 años

a nombre de N.V. PHILIPS'GLOELLAMPENFABRIEKEN

entidad holandesa

establecida en Eemasingel 29, Eindhoven, Holanda

por: "UN GENERADOR DE CORRIENTE EN DIENTES DE SIERRA Y DE
MAT POR IMPULSO DE RETROCESO, PARTICULARMENTE PARA
APARATOS DE IMAGEN DE TELEVISION"

(Clase Internacional H03k, H04n)

401855

3 JUN



El invento se refiere a un generador de corriente en diente de sierra y generador de MAT por impulso de retroceso, particularmente para aparatos de imagen de televisión, que incluye medios de conmutación cuya conducción se interrumpe periódicamente durante un período τ 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, durante el período de retroceso, una primera frecuencia de resonancia f_0 que es al menos sustancialmente igual a la expresión

20

$$\frac{K}{2\tau} \left[1 + \frac{4}{X^2 \cdot K^2} \frac{\tau}{T - \tau} \left(1 - \frac{2}{3} s \right) \right]$$

25

401855



en la cual $K = 1$ 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 esta pendiente en el centro del período de exploración, y una segunda frecuencia f_{ξ} de resonancia, que es al menos sustancialmente igual a la mencionada expresión para $K = 5$.

Es conocida de la Memoria de Patente Holandesa 88020 y del libro "Televisie" de F. 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 MAT por impulso de retroceso para aparatos de imagen de televisión y el dimensionado de las impedancias de los elementos de circuito presentes, tales como los arrollamientos del transformador, la inductancia de fugas entre los arrollamientos primarios y el arrollamiento secundario, las inductancias de las bobinas que están conectadas generalmente a un arrollamiento primario, así como las capacidades parásitas y no parásitas, de tal modo que no se produzcan oscilaciones libres o se producen difícilmente en la tensión secundaria durante el período de exploración. Tales oscilaciones libres tienen las desventajas de que se pierde energía útil, es decir esta energía no utilizada es disipada principalmente en el transformador,



401855

de modo que puede producirse sobrecalentamiento del transformador y de que los medios de conmutación que conducen durante el período de exploración pueden dejar de conducir prematuramente en el caso de grandes oscilaciones libres.

5 La documentación antes mencionada muestra que dicho circuito constituye un circuito de cuarto orden durante el período de retroceso con dos frecuencias de resonancia y que las mencionadas oscilaciones libres pueden amortiguarse dimensionando los elementos de circuito de tal modo que estas dos frecuencias f_{α} y f_{ξ} de resonancia tengan valores muy definidos que dependen de la duración del período T de retroceso y de la duración del período $T - T$ de exploración. Como es evidente de la expresión dada en la introducción, el valor óptimo de f_{α} y f_{ξ} depende también ligeramente del grado en que varía 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.

15
20 Adicionalmente al requisito de que el período de exploración debe carecer de oscilaciones libres, un requisito bastante diferente impuesto para los generadores de corriente en diente de sierra y de MAT es que la MAT generada varíe lo menos posible cuando varía la carga de MAT. La MAT generada es utilizada generalmente en aparatos de imagen de televisión como tensión de aceleración

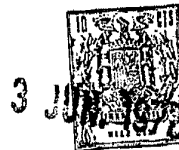
401855



para la corriente del haz en el tubo de imagen en el cual la magnitud media de la corriente del haz, que depende de la luminancia media de la imagen visualizada o presentada, constituye la carga de MAT. El grado en que la MAT generada depende de su carga está expresado por la llamada MAT R_i , que es el cociente entre la variación de MAT y la variación de corriente del haz que provoca esta variación de MAT. A medida que la MAT R_i de un generador de corriente en diente de sierra y generador de MAT por impulso de retroceso es más baja, la MAT depende menos de su carga. Esto es de gran importancia porque una alta MAT R_i (resistencia interna) produce grandes pérdidas de potencia en el generador, mientras que una MAT constante beneficia adicionalmente al ajuste óptimo de otras magnitudes que dependen de esta MAT tales como, por ejemplo, la deflexión y convergencia en aparatos de imagen en televisión en color.

Con el objeto de reducir la MAT R_i de un generador de corriente en diente de sierra y generador de MAT por impulso de retroceso al tiempo que se mantiene sustancialmente sin oscilaciones libres durante el período de exploración, la Memoria de Patente Holandesa nº 6714750 propone dimensionar el circuito de tal modo que la segunda frecuencia de las citadas frecuencias de resonancia sea al menos sustancialmente igual a la expre-

401855



5 sión mencionada en el preámbulo para $K = 5$ (sintonía al quinto armónico) mientras que, además, la inductancia (parcialmente inductancia de fugas) y la capacidad (parcialmente capacidad parásita), presentes entre los arrollamientos primarios y el arrollamiento secundario, están escogidas de modo que sean tales que el impulso de retroceso aplicado al rectificador de MAT tenga un pico que sea tan ancho y plano como sea posible. En efecto, un pico ancho y plano de este impulso significa
10 que el rectificador de MAT conduce durante una gran parte del período de retroceso y que se obtiene como resultado una reducción de la MAT R_i de la disposición de circuito, a $1 M \Omega$ aproximadamente.

1.5 Un objeto del invento es crear un generador de corriente en diente de sierra y generador de MAT por impulso de retroceso en el cual es posible una reducción adicional considerable de la MAT R_i (a aproximadamente $200 K \Omega$), al tiempo que se mantiene sustancialmente sin oscilaciones libres, y a este respecto el generador de
20 corriente en diente de sierra y generador de MAT por impulso de retroceso de acuerdo con el invento está caracterizado porque dicho circuito incluye reactancias adicionales que aumentan el orden del circuito durante el período de retroceso a un mínimo de 6 hasta tal punto que
25 el circuito tiene una tercera frecuencia f_y de resonancia

401855



que es al menos sustancialmente igual a la antes mencionada expresión para $K = 7$.

Es esencial para el invento que mediante una adición adecuada de reactancias y/o la utilización de reactancias ya presentes, se obtiene un circuito de período de retroceso de al menos 6º orden que tiene al menos tres frecuencias de resonancia, todas las cuales satisfacen sustancialmente ($\pm 10\%$) la expresión dada para $K = 1, 5$ y 7 , respectivamente. Se obtiene entonces una libertad sustancial de oscilaciones durante el período de retroceso. En la práctica, se encuentra que tienen lugar algunas oscilaciones, predominantemente como resultado de las pérdidas inevitables presentes en el circuito.

Tanto el impulso de retroceso que tiene lugar a través de los medios de conmutación como el impulso de retroceso aplicado al rectificador, incluyen ahora tres componentes, una que tiene una frecuencia f_{α} , otra que tiene una frecuencia f_{ξ} y otra que tiene una frecuencia f_{γ} . Las relaciones de amplitud mutuas entre estas componentes determinan la configuración de los dos impulsos.

Como es conocido, un circuito que tiene una pluralidad de frecuencias de resonancia de valores fijos puede constituirse de modos muy diferentes; se darán algunos ejemplos de los mismos con referencia a las Figu-

401855



ras. Se encuentra, sin embargo, que, con independencia del modo según el cual está constituido el circuito, las relaciones de amplitud mutuas de las tres componentes del impulso de retroceso que se produce a través de los medios de conmutación, y por lo tanto la configuración de este impulso, depende siempre del mismo modo de las tres frecuencias f_{α} , f_{ξ} y f_{γ} de resonancia, así como de las frecuencias f_1 y f_2 (que se sitúan entre f_{α} y f_{ξ} y entre f_{ξ} y f_{γ} , respectivamente), para las cuales la impedancia de entrada del circuito tiene un valor mínimo.

Si los medios de conmutación, que incluyen generalmente uno o más diodos o transistores, no permiten que la tensión a través de los medios de conmutación invierta su polaridad ya antes de la terminación del período de retroceso, las frecuencias f_1 y f_2 deben ser tales con relación a f_{α} , f_{ξ} y f_{γ} que satisfagan la condición empírica:

$$4,61 \frac{f_1 - f_{\alpha}}{f_{\xi} - f_{\alpha}} - 1,46 > \left[1,36 \frac{f_2 - f_{\xi}}{f_{\gamma} - f_{\xi}} - 1 \right]^2$$

Las disposiciones de circuito de acuerdo con el invento proporcionan una posibilidad de obtener un impulso de retroceso secundario que tiene un pico considerablemente más ancho y más plano que el que se presenta en el caso de las antes mencionadas disposiciones de circuito cono-

401855



5 cidas. Como ya se ha observado anteriormente, la configuración del impulso de retroceso secundario está determinada por las relaciones de amplitud mutuas entre sus componentes. Además, se ha encontrado que cualquiera que sea el modo en que esté constituido el circuito estas relaciones de amplitud mutua y por lo tanto la configuración del impulso de retroceso secundario dependen siempre del mismo modo de la situación de las frecuencias de transmisión cero, posiblemente presentes, con relación a las tres frecuencias de resonancia que están presentes y que están determinadas por la expresión dada en la introducción.

10 Las frecuencias de transmisión cero del circuito son aquellas frecuencias a las cuales no hay transferencia de energía desde los terminales de entrada hasta el circuito rectificador en el circuito que se ha supuesto libre de pérdidas. Al contrario de las frecuencias f_1 y f_2 de impedancia mínima en los terminales de entrada, que están siempre presentes y la primera de las cuales está siempre entre f_{α} y f_{ξ} y la segunda está presente entre f_{ξ} y f_{γ} , el número y situación de las frecuencias de transmisión cero es indefinido y depende de la estructura del

15

20

25

Cuando el circuito tiene solamente una frecuencia f_0 de transmisión cero o cuando una segunda frecuencia de transmisión cero es tan alta que no tiene sus-



401855

tancialmente ninguna influencia, se obtiene un impulso de retroceso secundario sustancialmente plano y ancho cuando esta frecuencia de transmisión cero cae entre f_{ξ} y f_y y sucediendo esto de tal modo que la relación:

5

$$\frac{f_{\alpha} (f_0^2 - f_{\xi}^2) (f_y^2 - f_{\alpha}^2)}{f_{\xi} (f_0^2 - f_{\alpha}^2) (f_y^2 - f_{\xi}^2)}$$

está comprendida entre 9% y 17%.

10

Es de observar que es técnica conocida incorporar reactancias adicionales en un generador de corriente en diente de sierra y generador de MAT por impulso de retroceso, cuyas reactancias aumentan el orden del circuito de retroceso. Sin embargo, estas reactancias adicionales tienen por mira objetos que se desvían completamente de los objetos del presente invento. Por consiguiente, el dimensionado de dichas reactancias adicionales en los generadores conocidos no es tal que se obtienen estas tres frecuencias de resonancia.

15

20

Se describirá el invento con detalle con referencia a las Figuras representadas.

Las Figuras 1, 4, 5 y 7 representan diferentes realizaciones de un generador de corriente en diente de sierra y generador de MAT por impulso de retroceso de acuerdo con el invento,

25



Las Figuras 1a, 1b, 1c, 5a, 5b, y 7a representan diferentes diagramas de circuito equivalentes de las respectivas realizaciones, y

5 Las Figuras 2, 3, 6 y 8 representan campos característicos para una ilustración adicional del dimensionado de los diferentes circuitos.

La realización de la Figura 1 muestra un transformador que tiene un arrollamiento 2 primario, uno o más arrollamientos 3 auxiliares acoplados rígidamente
10 al arrollamiento primario, un arrollamiento 4 secundario y un arrollamiento 5 terciario. Una toma 6 del arrollamiento primario está conectada al terminal positivo de una fuente 7 de alimentación de tensión cuyo terminal negativo está conectado a masa. La disposición en serie de una
15 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 extremo inferior del arrollamiento primario están situados simétricamente
20 con relación a la toma 6 de modo que esta disposición en serie está alimentada simétricamente con relación a masa.

Un transistor 12 que funciona como conmutador está dispuesto entre el extremo superior del arrollamiento primario y masa y un condensador 13 está conectado en
25 paralelo con este transistor. Dicho arrollamiento 4 secundario

401855



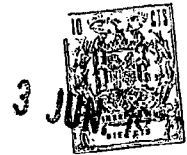
dario está conectado a masa en uno de sus extremos y está conectado en el otro extremo a un circuito rectificador que se compone de un rectificador 14 y un condensador 15 de filtro de rizado; la MAT generada por el rectificador es aplicada al ánodo de aceleración de un tubo de imagen de televisión no representado adicionalmente.

El extremo inferior del arrollamiento 5 terciario está conectado a la toma 6 del arrollamiento primario. Un circuito LC en paralelo que se compone de una inductancia 16 y un condensador 17 está dispuesto entre el extremo superior del arrollamiento primario y el extremo superior del arrollamiento terciario.

Son aplicados impulsos de conmutación que ponen al corte periódicamente al transistor 12 al final de cada uno de los períodos de exploración entre la base y el emisor del transistor 12 a través de un transformador 18 independiente, una inductancia 19 en serie y un diodo 20 en paralelo. El transistor 12 es un 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.

Para explicar el funcionamiento de la disposición de circuito descrita, la Figura la representa un primer diagrama de circuito equivalente. En esta Figura un conmutador SW designa el conmutador electrónico constituido

401855



do por el transistor 12 y el diodo 20. La porción del arrollamiento primario situada entre el extremo superior de este arrollamiento y la toma 6 de la Figura 1 está designada por 2'. La inductancia de las bobinas 9 de deflexión y del corrector 10 de linealidad está designada por 21, pero transformada en dicha porción del arrollamiento primario 11' designa el condensador 11 de corrección S igualmente transformado en dicha porción. La capacidad parásita del arrollamiento secundario, así como la capacidad de entrada del circuito rectificador está designada por 22. Los acoplamientos magnéticos mutuos entre los arrollamientos primario, secundario y terciario del transformador están designados por M1, M2 y M3.

En la Figura 1b está representado un diagrama adicional de circuito equivalente. En esta Figura el condensador 11' de corrección S se ha omitido porque tiene un valor tan alto que no ejerce sustancialmente influencia durante el período de retroceso. El condensador 13 está dispuesto directamente entre los extremos de la inductancia 21, lo cual es admisible porque la impedancia de la fuente 7 es muy baja. Además, el diagrama de circuito muestra la inductancia 22 magnetizante del arrollamiento primario, la inductancia 23 magnetizante del arrollamiento terciario y la capacidad 24 parásita de este arrollamiento, la inductancia 16 y el condensador 17, la in-

401855

3



ductancia 25 de fugas entre el arrollamiento primario y el arrollamiento terciario y en paralelo con la misma la capacidad 26 parásita entre estos arrollamientos, la inductancia 27 de fugas entre el arrollamiento terciario y el arrollamiento secundario y en paralelo con la misma la capacidad 28 parásita entre estos arrollamientos, la inductancia 29 de fugas entre el arrollamiento primario y el arrollamiento secundario y en paralelo con la misma la capacidad 30 parásita entre estos arrollamientos y finalmente la capacidad 22' que representa la capacidad del condensador 22 de la Figura la reflejada. Se ha encontrado que los condensadores 24, 28 y 30 tienen un valor tan bajo en la práctica que puede prescindirse de ellos y que la inductancia 23 tiene un valor tan alto con relación a la inductancia 16 que la inductancia 23 puede ser puesta en paralelo con la inductancia 22. Se obtiene el diagrama de circuito equivalente de la figura 1c cuando las inductancias 21, 22 y 23 están combinadas para formar una única inductancia L1, las inductancias 25 y 16 combinadas para formar una inductancia L3 y los condensadores 17 y 26 combinados para formar un condensador C3 y cuando además la inductancia 29 está designada por L2, la inductancia 27 por L4 y el condensador 22' por C2 y cuando, finalmente, el condensador 13 está designado por C1 en el cual están representadas también las capacidades

401855



parásitas del transistor 12, del arrollamiento primario, de las bobinas de deflexión y de los posibles arrollamientos 3 auxiliares.

5 Durante el período de exploración el conmutador SW está cerrado. La tensión E de la fuente 7 de alimentación de tensión está presente por consiguiente a través del condensador C1 y también a través de la inductancia L1. Como resultado fluirá a través de la inductancia L1 una corriente que varía linealmente con el tiempo (diente de sierra). Cuando, como resultado de un impulso aplicado al electrodo de base del transistor 12, el conmutador SW se hace no conductor, tendrán lugar oscilaciones libres en el circuito como resultado de la energía magnética presente en L1. Estas oscilaciones producen tensiones V1 y V2 pulsatorias, los llamados impulsos de retroceso a través de los condensadores C1 y C2, respectivamente. Tan pronto como el impulso de retroceso a través de C1 disminuye al valor de la tensión -E de alimentación, es decir, tan pronto como el potencial del colector del transistor 12 se hace negativo con relación a masa, la unión pn colector base del transistor está polarizada en sentido directo y comienza el siguiente período de exploración. El conmutador SW en el diagrama de circuito equivalente de la Figura 1c se cierra por consiguiente automáticamente tan pronto como la tensión de retroceso presente a través de este conmutador

10

15

20

25

401855³ JUN 1972



se hace igual a cero.

Es de observar que la corriente en diente de sierra en el diagrama de circuito de la Figura 1 fluye durante la primera parte del período de exploración a través del diodo 20, la unión colector base del transistor y sub-
5 siguientemente, a través del transformador y las bobinas de deflexión, hacia la fuente de alimentación de tensión y de este modo realimenta energía a la fuente de alimentación de tensión. Algún tiempo después del comienzo del pe-
10 ríodo de exploración, la unión base emisor 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
15 fluir desde la fuente de alimentación de tensión a través del transformador y de las bobinas de deflexión y subsiguientemente a través del electrodo de colector y del electrodo de emisor del transistor hacia masa, al tiempo que la fuente de alimentación de tensión suministra energía al circui-
20 to.

Ha de asegurarse que durante el período de exploración solamente fluye una corriente en diente de sierra a través de L1 y que no tienen lugar oscilaciones libres como resultado de la energía eléctrica o magnética
25 presente en las inductancias L2, L3 y L4 y los condensado-

401855

3



res C2 y C3. Tal período de exploración sin oscilaciones se obtiene si se asegura que las corrientes que fluyen a través de L2, L3 y L4 son todas iguales a cero durante la totalidad del período de exploración y por consiguiente también al comienzo y al final del período de retroceso y que las tensiones a través de C3 y C2 son iguales a cero y son iguales a la tensión $-E$ de batería, respectivamente.

Para satisfacer esta condición han de cumplirse las dos siguientes relaciones para cada una de las frecuencias ω de resonancia del circuito durante el período de retroceso (de este modo las frecuencias de resonancia del circuito en el caso de un conmutador SW abierto):

$$15 \quad \omega \tau = K \pi + 2 \phi \omega \quad (I)$$

$$\omega \operatorname{tg} \phi \omega = \frac{i_0'}{i_0} \quad (II)$$

20 En esta relación τ es la duración del período de retroceso, K representa cada uno de los números enteros positivos impares, i_0 es el valor de la corriente en diente de sierra al comienzo del período de retroceso, i_0' es la derivada con respecto al tiempo de esta corriente al comienzo
25 del período de retroceso y $\phi \omega$ es un ángulo de fase.

401855



Es posible eliminar ϕ_L de las dos ecuaciones. Entonces se genera para $\alpha \tau$ una serie de potencias en $\tau i'_0 / i_0$. Si esta serie se limita a los primeros dos términos, se encuentra que:

5

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

10

Cuando fluye a través de L1 una corriente en dientes de sierra puramente lineal, y por lo tanto a través de las bobinas de deflexión, se cumple como aproximación:

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

15

en donde $T-\tau$ es la duración del período de exploración. Cuando, sin embargo, la corriente de deflexión tiene una configuración ligeramente en forma de S como resultado del condensador de corrección S de la Figura 1, cuya configuración es convencional en aparatos de imagen de televisión, se cumple como aproximación:

20

$$\frac{\tau i'_0}{i_0} = \frac{2\tau}{T-\tau} \left(1 - \frac{2}{3} S\right) \quad \text{en donde } S \text{ es la reducción re-}$$

25

lativa 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 antes mencio-



nada condición para $\alpha \tau$ se convierte entonces en:

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

5 en donde teniendo en cuenta que $f_{\alpha} = \frac{\alpha}{2 \tau}$, se deduce que

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

10 Como ya se ha observado anteriormente, las ecuaciones (I) y (II) y por lo tanto también la ecuación (III) deben cumplirse para cada una de las frecuencias de resonancia del circuito de retroceso con el fin de obtener una exploración sin oscilaciones. En las disposiciones de circuito de acuerdo con el invento el circuito de retroceso
15 está constituido de tal modo que se obtiene un circuito de sexto orden, como mínimo, que tiene al menos tres frecuencias f_{α} , f_{ξ} , y f_{γ} de resonancia y el dimensionado de los valores del circuito está escogido de tal modo que
20 f_{α} satisface la ecuación (III) para $K = 1$, f_{ξ} para $K = 5$ y f_{γ} para $K = 7$.

Como es conocido (véase por ejemplo el libro "Theorie der Wechselstromen" por el Profesor Ir. B.D.H. Tellegen, Volumen III, particularmente la sección 2,351)
25 el orden de un circuito está determinado por el número de

401855

3



tensiones de condensador que pueden darse independientemente entre sí y por el número de corrientes de inductancia que pueden darse independientemente entre sí. En el circuito de la Figura 1c todas las tensiones de condensador y todas las corrientes de inductancia pueden darse independientemente entre sí y el circuito tiene por consiguiente el orden 7. Sin embargo, hay una solución de corriente continua concretamente en la malla formada por L2, L3 y L4. Puesto que se ha supuesto además que el circuito no tiene resistencias, la ecuación correspondiente a las oscilaciones libres del circuito es: $p(p^2 + \alpha^2)(p^2 + \xi^2)(p^2 + \gamma^2) = 0$ en donde p es el operador diferencial transformado de acuerdo con la aritmética de Laplace y α , ξ e γ representan las tres frecuencias de resonancia del circuito de retroceso, expresadas en rad/seg.

Una consideración adicional del diagrama de circuito equivalente de la Figura 1b muestra que están presentes siete inductancias en el mismo cuyas corrientes pueden darse independientemente entre sí; sin embargo, solamente pueden darse independientemente entre sí tres tensiones de los siete condensadores presentes, por ejemplo las tensiones de los condensadores 13, 24 y 22', pues las tensiones a través de los condensadores 17, 26, 28 y 30 están determinadas. El circuito tiene por consiguiente el orden 10. Sin embargo hay cuatro mallas de corriente continua, a sa-

401855



ber una primera malla 21,22, una segunda malla 22,16,23, una tercera malla 16, 25 y una cuarta malla 25,27,29. La ecuación correspondiente a las oscilaciones libres es por consiguiente:

5

$$p^4(p^2 + \omega^2)(p^2 + \xi^2)(p^2 + \gamma^2) = 0$$

Las simplificaciones que se han hecho en el cambio del diagrama de circuito de la Figura 1b al de la Figura 1c no han dado como resultado una reducción del número de frecuencias de resonancia.

10 Las relaciones antes dadas se cumplen en un circuito en el cual no se disipa energía. Este no es desde luego el caso en la práctica, porque los elementos de circuito no carecen totalmente de resistencia y porque se extrae energía del circuito a través del circuito 14-15
15 rectificador y a través de los arrollamientos 3 auxiliares. Por consiguiente, no será posible en la práctica realizar una exploración que carezca totalmente de oscilación. Sin embargo, puesto que la energía electromagnética que
20 circula en el circuito de retroceso es en la práctica considerablemente mayor que la energía disipada, las relaciones dadas se cumplen aproximadamente y para una exploración que carezca suficientemente de oscilaciones, las tres fre-
25 cuencias f_{ω} , f_{ξ} y f_{γ} de resonancia pueden por consiguien-

401855



te no desviarse en más del 10% del valor encontrado en la ecuación (III).

5 Cuando la impedancia de entrada del circuito está determinada en función de la frecuencia, es decir la impedancia en los terminales a los cuales están conectados los medios SW de conmutación, esta impedancia de entrada tendrá un máximo en las tres frecuencias α , ξ e γ de resonancia. Como es sabido, se encuentra una frecuencia entre α y ξ y entre ξ e γ para la cual la impedancia de entrada tiene un mínimo (cuyo mínimo es igual a 0 en un circuito sin resistencias).
10 Estas dos frecuencias de impedancia cero se designan posteriormente por f_1 y f_2 y las frecuencias angulares asociadas se designan por β_1 y β_2 . De este modo, se cumple siempre que:

15
$$\alpha < \beta_1 < \xi < \beta_2 < \gamma$$

El impulso de retroceso que será producido durante el período de retroceso en la entrada del circuito tiene tres funciones senoidales, una para cada una de las frecuencias, como resultado de las tres frecuencias de resonancia del circuito. Cuando la ecuación (III) se satisface para cada una de las tres
20 frecuencias de resonancia, es posible escribir para la tensión V_1 de retroceso a través del condensador C_1 :

$$V_1 = A_\alpha \frac{\text{sen}(\alpha t - \phi_\alpha)}{\text{sen } \phi_\alpha} + A_\xi \frac{\text{sen}(\xi t - \phi_\xi)}{\text{sen } \phi_\xi} + A_\gamma \frac{\text{sen}(\gamma t - \phi_\gamma)}{\text{sen } \phi_\gamma} \quad (\text{IV})$$

en donde t representa el tiempo durante el período de retroceso, y por lo tanto $0 \leq t \leq \tau$, y en donde ϕ_α , ϕ_ε y ϕ_γ son los ángulos de fase que se deducen de la ecuación (I) que se cumple para cada una de las frecuencias de resonancia:

5

$$\begin{aligned}\phi_\alpha &= \frac{\alpha \tau}{2} - \frac{\pi}{2} \\ \phi_\varepsilon &= \frac{\varepsilon \tau}{2} - \frac{s\pi}{2} \\ \phi_\gamma &= \frac{\gamma \tau}{2} - \frac{\pi}{2}\end{aligned}\tag{V}$$

Para A_α , A_ε y A_γ , se encuentra que:

$$\begin{aligned}A_\alpha &= E \frac{(1/\alpha^2 - 1/\beta_1^2)(1/\alpha^2 - 1/\beta_2^2)}{(1/\alpha^2 - 1/\varepsilon^2)(1/\alpha^2 - 1/\gamma^2)} \\ A_\varepsilon &= E \frac{(1/\varepsilon^2 - 1/\beta_1^2)(1/\varepsilon^2 - 1/\beta_2^2)}{(1/\varepsilon^2 - 1/\alpha^2)(1/\varepsilon^2 - 1/\gamma^2)} \\ A_\gamma &= E \frac{(1/\gamma^2 - 1/\beta_1^2)(1/\gamma^2 - 1/\beta_2^2)}{(1/\gamma^2 - 1/\alpha^2)(1/\gamma^2 - 1/\varepsilon^2)}\end{aligned}\tag{VI}$$

401855



Se encuentra que estos valores son así dependientes solamente de la tensión E y de la situación mutua de las frecuencias β_1 y β_2 con relación a α , ξ e γ .

5 La forma del impulso de retroceso depende de las relaciones de amplitud mutua de las tres oscilaciones senoidales respectivas. Las amplitudes son, respectivamente,

$$\frac{A_\alpha}{\text{sen } \phi_\alpha}, \frac{A_\xi}{\text{sen } \phi_\xi} \quad \text{y} \quad \frac{A_\gamma}{\text{sen } \phi_\gamma}$$

10

Puesto que en casos prácticos ϕ_α , ϕ_ξ y ϕ_γ son solamente ángulos de fase pequeños, $\text{sen } \phi_\alpha$, $\text{sen } \phi_\xi$ y $\text{sen } \phi_\gamma$ pueden sustituirse por $t_\gamma \phi_\alpha$, $t_\gamma \phi_\xi$ y $t_\gamma \phi_\gamma$, con lo cual las amplitudes se convierten en

$$\frac{A_\alpha}{t_\gamma \phi_\alpha}, \frac{A_\xi}{t_\gamma \phi_\xi} \quad \text{y} \quad \frac{A_\gamma}{t_\gamma \phi_\gamma}$$

$$\frac{\alpha A_\alpha}{\alpha t_\gamma \phi_\alpha}, \frac{\xi A_\xi}{\xi t_\gamma \phi_\xi} \quad \text{y} \quad \frac{\gamma A_\gamma}{\gamma t_\gamma \phi_\gamma}$$

En vista del hecho de que la ecuación (II) se cumple para cada una de las frecuencias de resonancia, $\alpha t_\gamma \phi_\alpha = \xi t_\gamma \phi_\xi = \gamma t_\gamma \phi_\gamma = i_0/i'_0$.



Para la relación P_1 entre las amplitudes de las oscilaciones ξ y α , se encuentra entonces que $P_1 = \frac{\xi A \xi}{\alpha A \alpha}$ y que para la relación P_2 entre las amplitudes de las oscilaciones y y α se encuentra que $P_2 = \frac{y A y}{\alpha A \alpha}$. Cuando las expresiones antes dadas para $A \alpha$, $A \xi$ y $A y$ son sustituidas en las anteriores ecuaciones, se deduce:

$$P_1 = - \frac{\alpha (\beta_1^2 - \xi^2) (\beta_2^2 - \xi^2) (y^2 - \alpha^2)}{\xi (\beta_1^2 - \alpha^2) (\beta_2^2 - \alpha^2) (y^2 - \xi^2)}$$

(VII)

$$P_2 = - \frac{\alpha (\beta_1^2 - y^2) (\beta_2^2 - y^2) (\xi^2 - \alpha^2)}{y (\beta_1^2 - \alpha^2) (\beta_2^2 - \alpha^2) (\xi^2 - y^2)}$$

15

La Figura 2 representa un campo de características en el cual β_1 varía desde α a ξ horizontalmente y β_2 varía verticalmente desde ξ a y . La Figura muestra líneas de P_1 constante y P_2 constante. Estas líneas muestran claramente que a medida que nos aproximamos cada vez más a la esquina superior izquierda del campo, la relación P_1 aumenta; es decir la amplitud de la componente ξ aumenta con relación a la amplitud de la componente α . Igual-

25

401855



mente la amplitud de la componente y aumentará con relación a la de la componente x a medida que nos aproximamos a la esquina inferior izquierda del campo. El campo muestra además una zona sombreada. En esta zona la amplitud de la componente y o la amplitud de la componente x es tan grande con relación a la amplitud de la componente x que el impulso de retroceso (la tensión V_1) que tiene lugar a través del condensador C_1 , se hace más baja que la tensión $-E$ de alimentación ya antes de que haya transcurrido el período T de retroceso dado en la ecuación (I). Esto da lugar a que el transistor 12 conduzca prematuramente. El período de exploración comienza entonces mientras está aún presente energía eléctrica y/o magnética en los elementos de circuito, lo cual es origen de fenómenos de oscilación libre en el período de exploración. Para una exploración sin oscilaciones es por consiguiente necesario que:

1. Las tres frecuencias ω , ω_c e ω_r de resonancia del circuito satisfagan la ecuación, (III),
2. Bien se utilicen medios de conmutación que permanezcan sin conducir durante el período de retroceso completo aún cuando la tensión a través de los medios de conmutación invierta su signo, o bien las frecuencias β_1 y β_2 estén situadas en la zona que no está sombreada en la Figura 2. La última condición puede expresarse aproximadamente mediante la relación empírica:



$$4,61 \frac{\beta_1 - \alpha}{\varepsilon - \alpha} - 1,46 > \left[1,36 \frac{\beta_2 \varepsilon}{\gamma - \varepsilon} - 1 \right]^2$$

5 El campo de curvas características y la zona sombreada de la Figura 2 se han determinado por medio de un computador.

En este caso, α , ε e γ están determinadas con la ecuación (III) con $K = 1, 5$ y 7 , respectivamente, y con una relación de retroceso $\tau/T = 0,18$ y un factor de corrección S igual a cero. La modificación de esta relación de retroceso y del factor de corrección S dentro de los límites que se presentan en la práctica, da lugar, sin embargo, escasamente a un cambio de la imagen representada en la Figura 2.

Es de observar además que las ecuaciones y condiciones antes dadas no están limitadas al circuito de la Figura 1c, sino que generalmente se aplican a cualquier circuito que tenga tres frecuencias de resonancia, independientemente pues del modo en que está compuesto realmente el circuito por los diferentes elementos de circuito. Desde luego, el modo en que las frecuencias α , ε , γ , β_1 y β_2 dependen de los elementos de circuito independientes es diferente para cada circuito. Es por consiguiente escasamente útil determinar estas dependencias, también porque los valores de

401855



los diferentes elementos de circuito son difíciles de deter-
minar en la práctica debido a su caracter total o parcial-
mente parásito. Las cinco frecuencias, α , ϵ , γ , y β_1 y
 β_2 mencionadas, son, sin embargo, medibles de un modo sim-
5 ple para lo cual puede ser llevado a cabo el siguiente método.
La disposición en la cual está incluido el generador es des-
conectada, de modo que la fuente 7 de tensión de alimentación
de tensión no proporciona tensión y la conexión de base del
transistor 12 está desconectada. Se conecta un generador de
10 baja frecuencia que cubre la pertinente gama de frecuencias
al electrodo de colector del transistor a través de una im-
pedancia suficientemente alta. Además, se conecta un instru-
mento de medida de tensión que tenga una impedancia de entra-
da suficientemente alta al electrodo de colector, por ejem-
15 plo, un osciloscopio o un voltímetro a válvula. Variando la
frecuencia del generador de baja frecuencia se encuentra
las frecuencias a las cuales la tensión medida tiene un má-
ximo, es decir las frecuencias α , ϵ , e γ de resonancia,
así como las frecuencias situadas entre ellas, para las cua-
20 les la tensión medida tiene un mínimo, es decir las frecuen-
cias β_1 y β_2 de impedancia mínima.

Como se ha descrito en la introducción, es impor-
tante para tener una MAT R_1 baja que el impulso V_2 de retro-
ceso aplicado al circuito rectificador durante el período
25 de retroceso tenga un pico que sea lo más ancho y plano posi-

401855



ble. Del mismo modo que el impulso V_1 de retroceso, el impulso V_2 de retroceso consta de tres componentes, una de la frecuencia α , otra de la frecuencia ξ , y otra de la frecuencia γ . Cuando α , ξ , e γ satisfacen la ecuación

5 (III), se encuentra para V_2 :

$$V_2 = B_\alpha \frac{\sin(\alpha t - \phi_\alpha)}{\sin \phi_\alpha} + B_\xi \frac{\sin(\xi t - \phi_\xi)}{\sin \phi_\xi} + B_\gamma \frac{\sin(\gamma t - \phi_\gamma)}{\sin \phi_\gamma}$$

10

(VIII)

en donde para B_α , B_ξ , y B_γ se cumple:

15

$$B_\alpha = E' \frac{\begin{pmatrix} 1/\alpha^2 - 1/\alpha^2 & 0 & 1/\alpha^2 - 1/\gamma^2 \\ 1/\alpha^2 - 1/\xi^2 & 1/\alpha^2 - 1/\gamma^2 & 0 \end{pmatrix}}{\begin{pmatrix} 1/\alpha^2 - 1/\xi^2 & 1/\alpha^2 - 1/\gamma^2 \\ 1/\xi^2 - 1/\alpha^2 & 1/\xi^2 - 1/\gamma^2 \end{pmatrix}}$$

20

$$B_\xi = E' \frac{\begin{pmatrix} 1/\xi^2 - 1/\alpha^2 & 1/\xi^2 - 1/\gamma^2 \\ 1/\xi^2 - 1/\alpha^2 & 1/\xi^2 - 1/\gamma^2 \end{pmatrix}}{\begin{pmatrix} 1/\xi^2 - 1/\alpha^2 & 1/\xi^2 - 1/\gamma^2 \\ 1/\alpha^2 - 1/\xi^2 & 1/\alpha^2 - 1/\gamma^2 \end{pmatrix}} \quad \text{(IX)}$$



En estas fórmulas E' es una constante que es proporcional a la tensión E de alimentación y que es igual a E en el diagrama de circuito de la Figura 1c, δ_0 y δ_1 son las frecuencias de transmisión cero del circuito, es decir aquellas frecuencias para las cuales no hay transmisión de energía, en un circuito que carece totalmente de resistencias, entre los terminales de entrada del circuito y los terminales de salida a los cuales está conectado el circuito rectificador. Debido a las pérdidas inevitables, tendrá lugar alguna transmisión de energía a estas frecuencias en la práctica.

Las expresiones antes dadas para B_α , B_ξ y B_γ generalmente se cumplen para cada uno de los circuitos que tienen tres frecuencias de resonancia y que tienen un período de exploración sin oscilaciones del modo descrito. Sin embargo, a diferencia de las frecuencias β_1 y β_2 ambas de las cuales están siempre presentes y la más baja (β_1) de las cuales está siempre comprendida entre ξ e γ , y la más alta (β_2) está siempre comprendida entre ξ e γ , ambas frecuencias de transmisión cero pueden no estar siempre presentes. En muchas disposiciones de circuito de acuerdo con el invento solamente estará presente una frecuencia (δ_0) de transmisión cero o la segunda frecuencia (δ_1) de transmisión cero es tan alta que puede ser dejada fuera de consideración. De este modo, en el diagrama de cir-

401855

3 JUN 1955



cuito equivalente de la Figura 1c solamente está presente una frecuencia de transmisión cero, a saber, la frecuencia para la cual el dipolo formado por L2, L3, C3, y L4 está en resonancia paralelo, cumpliéndose pues:

5

$$\delta_0^2 = \frac{L2 + L3 + L4}{C3L3 (L2 + L4)}$$

10 Las ecuaciones correspondientes a B_x , B_ξ y B_y se convierten entonces en:

15

$$B_x = E' \frac{1/\alpha^2 (1/\alpha^2 - 1/\delta^2)}{(1/\alpha^2 - 1/\xi^2) (1/\alpha^2 - 1/\gamma^2)}$$

20

$$B_\xi = E' \frac{1/\xi^2 (1/\xi^2 - 1/\delta^2)}{(1/\xi^2 - 1/\alpha^2) (1/\xi^2 - 1/\gamma^2)} \quad (X)$$

25

$$B_y = E' \frac{1/\gamma^2 (1/\gamma^2 - 1/\delta^2)}{(1/\gamma^2 - 1/\alpha^2) (1/\gamma^2 - 1/\xi^2)}$$

401855 3 JUN 1951



La forma del impulso V_2 de retroceso está determinada por las relaciones de amplitud mútuas de las tres componentes. Cuando S_1 representa la relación entre la amplitud de la componente ξ y la amplitud de la componente α y cuando S_2 representa la relación entre la amplitud de la componente y y la amplitud de la componente α , se cumple como para las relaciones P_1 y P_2 del impulso V_1 de retroceso, de un modo correspondiente, que:

$$S_1 = \frac{\xi B \xi}{\alpha B \alpha} \quad y \quad S_2 = \frac{y B y}{\alpha B \alpha}$$

Con las expresiones dadas para $B\alpha$, $B\xi$ y B_y para el caso en que solamente hay una frecuencia de transmisión cero, se llega a:

$$S_1 = - \frac{\alpha (\delta_o^2 - \xi^2) (y^2 - \alpha^2)}{\xi (\delta_o^2 - \alpha^2) (y^2 - \xi^2)} \quad (XI)$$

$$S_2 = - \frac{\alpha (\delta_o^2 - y^2) (\xi^2 - \alpha^2)}{y (\delta_o^2 - \alpha^2) (\xi^2 - y^2)}$$

401855



5 Cuando la relación S_1 está determinada de acuerdo con los valores de α , ξ e γ , formulados de acuerdo con la ecuación (III), y mediante una elección determinada de δ_0 , la relación S_2 está también desde luego determinada. La relación entre S_1 y S_2 es la siguiente:

$$\alpha + \xi S_1 + \gamma S_2 = 0 \quad (\text{XII})$$

10 Resultará evidente de lo precedente que cuando el circuito tiene solamente una frecuencia de transmisión cero, la situación de esta frecuencia de transmisión cero con relación a α , ξ e γ es decisiva para la forma del impulso V_2 de retroceso. Se deduce de una ulterior consideración de las tres componentes que constituyen en conjunto el impulso V_2 de retroceso, que cuando α , ξ e γ satisfacen la
15 ecuación (III) con $K = 1, 5$ y 7 respectivamente, es necesario que tanto S_1 como S_2 sean negativos para un impulso que tenga un pico ancho y plano. Es posible esto solamente cuando δ_0 está comprendida entre ξ e γ , al tiempo que una segunda
20 frecuencia δ_1 de transmisión cero posible debe ser más alta que γ .

25 Para una forma aceptable del impulso de retroceso, la frecuencia δ_0 de transmisión cero debe estar comprendida entre ξ e γ , de tal manera que S_1 está comprendido entre $-0,09$ y $-0,17$, mientras que se obtiene un impulso óptimo

401855

3



de retroceso para un valor S_1 de aproximadamente $-0,14$.

A diferencia de las frecuencias β_1 y β_2 ,
 las cuales pueden ser determinadas, como se ha establecido
 antes, de un modo simple en un generador práctico, esto es
 5 considerablemente más difícil para las frecuencias de trans-
 misión cero. Esto resulta principalmente del hecho de que en
 disposiciones de circuito prácticas el nivel de impedancia
 en los terminales de salida acoplados al rectificador es
 muy alto. Las capacidades parásitas del equipo de medida co-
 10 nectado a los terminales produce entonces una variación con-
 siderable indeseada de los valores de los componentes del
 circuito.

Cuando, sin embargo, la estructura del circuito,
 en este caso la estructura del diagrama de circuito equiva-
 15 lente, es conocida, es posible en muchos casos determinar
 la relación entre las frecuencias de transmisión cero y las
 frecuencias β_1 y β_2 de impedancia cero y de ese modo deter-
 minar la situación de las frecuencias de transmisión cero
 mediante la medida de β_1 y β_2 . De este modo, para el dia-
 20 grama de circuito equivalente de la Figura 1c se cumple en-
 tonces la siguiente relación

$$\delta_0^2 = \frac{\alpha^2 \epsilon^2 + \alpha^2 y^2 + \epsilon^2 y^2 - \beta_1^2 \beta_2^2 - \alpha^2 \epsilon^2 y^2 \left[\frac{1}{\beta_1^2} + \frac{1}{\beta_2^2} \right]}{\alpha^2 + \epsilon^2 + y^2 - \beta_1^2 - \beta_2^2 - \frac{\alpha^2 \epsilon^2 y^2}{\beta_1^2 \beta_2^2}}$$

(XIII)

401855



La Figura 3 representa el campo de la Figura 2 con la ayuda de la ecuación antes mencionada, pero en este caso con líneas de \int_0 constante. Puesto que la frecuencia \int_0 determina también las relaciones S_1 y S_2 y por lo tanto la forma del impulso V_2 de retroceso, estas son también líneas para las cuales el impulso V_2 tiene una forma constante. La referencia a designa la línea en la cual S_1 toma el valor $S_1 = -0,17$, mientras que el valor $S_1 = -0,14$ está dado sobre la línea b y $S_1 = -0,09$ sobre la línea c. Este campo muestra también la zona sombreada ya mencionada con referencia a la Figura 2. En el caso de un generador de corriente en diente de sierra y generador de MAT por impulsos de retroceso para el cual es válido sustancialmente al menos el diagrama de circuito equivalente de la Figura 1c, las frecuencias β_1 y β_2 se escogerán por consiguiente entre las líneas a y c de la Figura 3 y preferiblemente en la zona no sombreada.

En la realización de la Figura 4 los elementos correspondientes tienen las mismas cifras de referencia que los de la Figura 1. A diferencia de la Figura 1, el arrollamiento primario se compone de dos mitades 2a y 2b idénticas mientras que la fuente 7 de alimentación de tensión está dispuesta entre las dos mitades. La disposición en serie del condensador 11 de corrección S, el corrector 10 de linealidad y las bobinas 9 de deflexión, es simétrica con re-

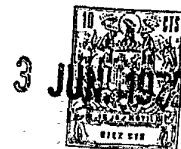
401855



lación a masa entre el extremo alto de la mitad 2a superior y el extremo bajo de la mitad 2b inferior. El transistor 12 y el condensador 13 están incluidos entre las tomas 32 y 33 de las dos mitades primarias que están dispuestas simétricamente con relación a masa. El arrollamiento 5 terciario está también conectado entre estas tomas estando realizada esta conexión a través del circuito 16 y 17 y a través de un condensador 31 de aislamiento de tensión continua de alta capacidad. La ventaja del circuito de la Figura 4 con relación al de la Figura 1 es que no solamente la disposición en serie de los elementos 9, 10 y 11, sino también el arrollamiento primario, el transistor 12, el condensador 13 y sustancialmente el arrollamiento 5 terciario, están situados simétricamente con relación a masa; esto dá lugar a una reducción considerable de la radiación parásita del generador. El diagrama de circuito equivalente del circuito de retroceso de esta realización es el mismo que se representa en la Figura 1c, de modo que también los fenómenos antes descritos son los mismos.

Es de observar que en las realizaciones de la Figura 1 y de la Figura 4, la inductancia de fugas entre los arrollamientos primario y secundario no juega un papel importante. En efecto, si en el diagrama de circuito equivalente de la Figura 1c se omite la inductancia L2 que representa esta inductancia de fugas, queda aún un circuito que

401855



tiene tres frecuencias de resonancia para el cual son válidas todas las consideraciones antes expuestas. La inductancia de fugas entre el arrollamiento secundario y el arrollamiento terciario, representada en la Figura 1c por la inductancia L_4 juega, sin embargo, un papel muy esencial. En efecto, cuando el acoplamiento entre el arrollamiento secundario y el terciario es estrecho, de tal modo que L_4 puede ser sustituida por un cortocircuito en el diagrama de circuito equivalente, las tensiones a través de los condensadores C_1 , C_2 y C_3 ya no pueden darse independientemente entre sí y por consiguiente queda un circuito de quinto orden que tiene una solución de corriente continua (a través de L_2 y L_3). El circuito tiene entonces solamente dos frecuencias de resonancia.

La realización de la Figura 5 se diferencia de la realización de la Figura 1 en que la disposición en paralelo de la inductancia L_6 y el condensador C_7 está situado entre el extremo alto del arrollamiento 2 primario en un extremo y el condensador C_3 y el colector del transistor T_2 en el otro extremo. Una ventaja importante de este circuito con relación a la disposición de circuito de las Figuras 1 y 4 es que el arrollamiento 5 terciario del transformador puede ser omitido. Puede establecerse para la disposición de la Figura 5 un diagrama de circuito equivalente simplificado como se representa en la Figura 5a. En esta Figura, C_1 repre-

401855

3 JUN 1972



senta el condensador 13 y la capacidad de salida del transistor, L3 y C3 representan la inductancia 16 y el condensador 17, respectivamente, L1 representa la inductancia transformada o reflejada de las bobinas 9 de deflexión y del corrector 10 de linealidad, así como la inductancia magnetizante del transformador, L2 representa la inductancia de fugas entre el arrollamiento primario y el arrollamiento secundario y C2 representa la capacidad parásita del arrollamiento secundario y la capacidad de entrada del circuito rectificador todas ellas reflejadas al lado primario. El circuito de la Figura 5a es un circuito de sexto orden que tiene tres frecuencias α , ϵ , e γ de resonancia. Para un período de exploración sin oscilaciones no debe cumplirse tanto al principio como al final del período de retroceso que la corriente a través de L3 y la tensión a través de C3 sean nulas porque la corriente que fluye a través de L1 fluye también a través de L3. Las condiciones para un período de exploración sin oscilaciones son, por consiguiente, que al comienzo y al final del retroceso:

1. La corriente a través de L2 sea igual a cero.
2. La tensión a través de L2 sea igual a cero, y por lo tanto la tensión a través de C2 es igual a la tensión a través de L1.
3. La corriente a través de L3 sea igual a la corriente a través de L1 y por lo tanto la corriente a través de C3 es

401855

3 JUN 1972



igual a cero.

4. La relación entre la tensión a través de C_3 y L_3 y la tensión a través de L_1 sea la misma que la relación entre la inductancia L_3 y la inductancia L_1 .

5 Se encuentra que estos cuatro requisitos se satisfacen cuando se cumplen las ecuaciones (I) y (II) antes dadas, mientras que i_0 e i'_0 representan nuevamente la corriente a través de L_1 y la derivada de esta corriente, respectivamente, al final del período de exploración. Se encuentra que las
10 ecuaciones (I) y (II) y por lo tanto la ecuación (III) deducida de ellas son aplicables generalmente como condiciones para una exploración sin oscilaciones. También se encuentra que las ecuaciones (IV), (VI) y (VII), que están relacionadas con la forma del impulso de retroceso que tiene lugar a través
15 del conmutador SW, son aplicables en general para un circuito de retroceso que tiene tres frecuencias de resonancia. Finalmente, se encuentra que también las ecuaciones (VIII) y (IX) se verifican para cualquier circuito de este tipo. Puesto que el diagrama de circuito equivalente de la Figura 5a tiene
20 solamente una frecuencia de transmisión cero, a saber la frecuencia para la cual L_3 y C_3 están en resonancia, también se verifican las ecuaciones (X), (XI) y (XII) para este diagrama de circuito equivalente.

La relación entre las frecuencias de transmisión cero y las frecuencias α , ε , γ , β_1 y β_2 que fué dada para
25 el diagrama de circuito de la Figura 1c por la ecuación (XIII),

401855



es, sin embargo, diferente. Esta relación se obtiene para el diagrama de circuito equivalente de la Figura 5a eligiendo para δ_0^2 la raíz más alta de la siguiente ecuación de segundo grado en δ_0^2 .

5

$$\delta_0^4 (\alpha^2 + \epsilon^2 + y^2 - \beta_1^2 - \beta_2^2) - \delta_0^2 (\alpha^2 \beta_1^2 + \alpha^2 y^2 + \epsilon^2 y^2 - \beta_1^2 \beta_2^2) + \alpha^2 \beta_2^2 = 0.$$

3 10 Cuando las líneas de δ_0 constante, y por lo tanto las líneas de S_1 y S_2 constante, están determinadas con la ayuda de esta ecuación en el campo $\beta_1 - \beta_2$, se encuentra el campo de la Figura 6. Como puede verse, las líneas correspondientes a $S_1 = -0,09$, $-0,14$ y $-0,17$ varían en la zona no sombreada de este campo aproximadamente de la misma manera que en el campo de la Figura 3. Para un impulso óptimo de retroceso secundario, las frecuencias β_1 y β_2 estarán por consiguiente situadas aproximadamente de modo correspondiente.

Es de observar que puesto que V_2 representa la tensión a través del arrollamiento 4 secundario, el diagrama de 20 circuito equivalente de la Figura 5a sería correcto cuando el extremo bajo del arrollamiento secundario estuviese conectado directamente a masa. Sin embargo, puesto que este extremo bajo está conectado al extremo alto del condensador 13, la tensión $V'_2 = V_1 + NV_2$ está aplicada realmente al rectificador, 25 siendo N la relación de transformación del transforma-

401855 3



5 dor. El diagrama de circuito equivalente de la Figura 5 viene a ser realmente entonces el diagrama representado en la Figura 5b en el cual T es un transformador ideal que tiene un factor N de transformación porque la inductancia magnetizante y la inductancia de fugas del transformador han sido ya tenidas en cuenta en L1 y L2. Será evidente que cuando N es grande con relación a 1, el impulso V_1 de retroceso no ejerce sustancialmente ninguna influencia sobre el impulso V'_2 de salida y el impulso de salida tendrá por consiguiente sustancialmente la misma forma que el impulso V_2 . Cuando N no es grande con relación a 1 como puede ocurrir, por ejemplo, en circuitos de válvulas, habrá de ser tenida en cuenta la participación de V_1 en V'_2 . Se encuentra que aún ahora mantienen su validez general las ecuaciones (VIII) y (IX) si en el miembro de la izquierda de la ecuación (VIII) se lee V'_2 en vez de V_2 y si se definen δ_0 y δ_1 como aquellas frecuencias de transmisión cero para las cuales no tiene lugar transmisión de energía a los terminales de salida reales, y por tanto aquellas frecuencias para las cuales $NV_2 + V_1 = 0$. El diagrama de circuito de la Figura 5b tiene dos de tales frecuencias de transmisión cero. Cuando N es grande con relación a 1, la primera frecuencia (δ_0) de transmisión cero está situada muy próximamente a la frecuencia de resonancia de L3 y C3, mientras que la segunda (δ_1) es considerablemente mucho más alta.

25

Son válidas consideraciones correspondientes cuan-

401855



do, por ejemplo en las realizaciones de la Figura 1 y de la
Figura 4, el extremo bajo del arrollamiento 4 secundario está
conectado al extremo alto del arrollamiento 5 terciario en vez
de a masa. Los dos arrollamientos 4 y 5 constituyen juntos en-
5 tonces sustancialmente un solo arrollamiento que tiene una
toma conectada al circuito LC 16-17.

Un inconveniente de la realización de la Figura 5
es el siguiente. Como resultado de las pérdidas presentes en
el circuito de retroceso y las desviaciones de tolerancia, no
10 puede realizarse en la práctica una exploración que carezca
completamente de oscilación. En las realizaciones de la Figu-
ra 1 y de la Figura 4 la disposición en serie de las bobinas
de deflexión, corrector de linealidad y condensador de correc-
ción S, está dispuesta a través del arrollamiento primario
15 sustancialmente de modo directo a través del transistor 12 de
conmutación. Esto es aún más evidente del diagrama de circui-
to equivalente de la Figura 1c, donde la inductancia L1 está
conectada directamente al conmutador SW. Las oscilaciones de
exploración que podrían producirse en la sección L2, C2, L3,
20 C3 y L4 no pueden alcanzar las bobinas (L1) de deflexión
porque L1 está en cortocircuito a través del conmutador SW
ahora en conducción, y a través de la fuente de alimentación
de tensión. No es este el caso, sin embargo, en la realiza-
ción de la Figura 5. Las oscilaciones de exploración que
25 tienen lugar a través del circuito L3, C3 resonante están

401855

3



también presentes a través de L1 y por lo tanto a través de las bobinas deflectoras. Esto da lugar a modulación indeseada de la deflexión en el tubo de imagen en el aparato de televisión.

5 Esta desventaja no se encuentra en la realización de la Figura 7 al tiempo que se evita un arrollamiento terciario de transformador. Esta realización tiene la misma estructura simétrica que la de la Figura 4. La disposición en paralelo de la inductancia L6 y el condensador L7 está, sin
10 embargo, dispuesta en serie con el condensador L3, mientras que está omitido el arrollamiento 5 terciario. La Figura 7a representa el diagrama de circuito equivalente que tiene los elementos de circuito más importantes. Como puede verse, el circuito de retroceso es de sexto orden porque se encuentran
15 seis inductancias y condensadores y porque todas las tensiones de condensador y las corrientes de inducción pueden darse independientemente entre sí. Además no se encuentran soluciones de tensión continua o corriente continua, de modo que el circuito de sexto orden tiene nuevamente tres frecuencias
20 α , ξ e γ de resonancia para las cuales son válidas todas las relaciones dadas (I) a (IX) ambas inclusive. El circuito tiene una frecuencia δ_0 de transmisión cero, a saber la frecuencia para la cual el dipolo constituido por C1, C3 y L3 está en resonancia serie.

25
$$\delta_0^2 = \frac{1}{L3(C1 + C3)}$$
, de modo que también se verifican

401855



las ecuaciones (X), (XI) y (XII).

La relación entre δ_0 y las frecuencias β_1 y β_2 es muy simple en este caso porque la frecuencia de resonancia en serie del dipolo C1, C3 y L3 es también una de las dos frecuencias de impedancia cero en los terminales de entrada, por lo tanto $\delta_0 = \beta_1$ o $\delta_0 = \beta_2$. Puesto que, como se ha establecido antes, un impulso V_2 de retroceso que tiene un pico ancho y plano necesita que δ_0 esté comprendida entre ξ e \underline{y} y puesto que además β_1 no está nunca comprendida entre ξ e \underline{y} y β_2 está siempre comprendida entre ξ e \underline{y} , se deduce que para δ_0 se cumple que $\delta_0 = \beta_2$.

Las líneas de δ_0 constante, y por lo tanto las líneas de S_1 y S_2 constante en el campo $\beta_1 - \beta_2$, son por consiguiente líneas rectas horizontales. En la Figura 8 se representa este campo con la posición de las líneas en las cuales $S_1 = -0,09$, $-0,14$ y $-0,17$ respectivamente.

Es conocido de la teoría de circuitos que el dipolo constituido por C1, C3 y L3 puede ser sustituido por un circuito equivalente que comprende la disposición en serie de L3 y C1 y el condensador C3 en paralelo con esta disposición en serie. Los valores de los componentes han de ser entonces modificados en conformidad.

En vez de estar dispuesto en serie con el conden-

401855

3



sador 13 como se representa en la Figura 7, el circuito 16-17 puede estar dispuesto, por ejemplo, en serie con las bobinas de deflexión en donde sigue siendo válido el campo $\beta_1 - \beta_2$ de la Figura 8. Tal disposición de circuito tiene, sin embargo, el inconveniente de que pueden producirse oscilaciones de exploración remanentes a través de las bobinas de deflexión.

Como se ha descrito anteriormente, es imposible en la práctica dar medidas completas y exactas de los valores de los respectivos elementos de circuito que lleven a los valores de frecuencia antes dados. En la práctica el dimensionado correcto se encontrará por variación de los diferentes elementos de circuito; a saber, mediante la elección del número de espiras de los arrollamientos del transformador; el modo de bobinar estos arrollamientos de modo que pueda influirse sobre las capacidades parásitas y la inductancia mutua de fugas dentro de determinados límites, la elección de las diversas tomas, así como la inductancia y capacidad de las reactancias conectadas al transformador. Las siguientes consideraciones pueden ser útiles para este fin:

1. Si en todas las realizaciones mostradas se pone en cortocircuito el circuito 16-17, LC en paralelo, se obtiene siempre un circuito que tiene solamente dos frecuencias de resonancia pertinentes y de las cuales la primera es sustancialmente igual a α y la segunda está comprendida entre

401855



5 ξ e γ . El circuito que tiene un circuito LC en cortocircuito será de este modo dimensionado en primer lugar de tal modo que la primera de las dos frecuencias de resonancia que tienen lugar es aproximadamente igual a ω y la segunda está comprendida entre ξ e γ ; subsiguientemente se dispone el circuito LC que está controlado de tal manera que se produce una exploración sin oscilaciones, así como un impulso V_2 de retroceso que tiene un pico ancho y plano.

10 2.- La frecuencia ω será igual generalmente a

$$\frac{1}{\sqrt{L_1 (C_1 + C_2)}}$$

15 Esta frecuencia está así determinada en primera aproximación por la inductancia de las bobinas de deflexión y la inductancia del corrector de linealidad, por la situación de la toma sobre el arrollamiento primario al cual están conectados estos elementos, así como por la suma del condensador L_3 de sintonía primaria y la capacidad parásita del arrollamiento secundario y del circuito rectificador, 20 cuya capacidad está multiplicada por el cuadrado de la relación de transformación del transformador.

25 3. La segunda frecuencia de resonancia mencionada en el apartado 1 y que tiene lugar cuando el circuito LC está en cortocircuito, está determinada en un grado consi-

401855



derable por la disposición en serie de C1 y C2 y por la inductancia de fugas (L2 en paralelo con L4 en la Figura 1c y L2 en las Figuras 5a, 5b y 7a). Puesto que esta segunda frecuencia de resonancia debe estar comprendida entre los valores de ξ e γ en definitiva deseados, y puesto que estas son frecuencias relativamente altas, esto significa que la inductancia de fugas entre el arrollamiento primario y el arrollamiento secundario (en las Figuras 1 y 4 principalmente la inductancia de fugas entre los arrollamientos terciario y secundario) y la capacidad del arrollamiento secundario han de ser relativamente bajas. En las realizaciones de las Figuras 1 y 4 los arrollamientos secundario y terciario han de estar, por lo tanto, bobinados preferiblemente uno a través del otro sobre el núcleo del transformador, mientras que en las realizaciones de las Figuras 5 y 7 este es el caso en relación con los arrollamientos primario y secundario. La capacidad parásita del arrollamiento secundario debe ser mantenida baja bobinando este arrollamiento en una configuración de bobina estrecha y alta; sin embargo, esta medida aumenta la inductancia de fugas con los otros arrollamientos de modo que ha de encontrarse un compromiso. Cuando se utiliza un circuito rectificador multiplicador de tensión, el número de espiras del arrollamiento secundario es menor y por lo tanto es más baja la inductancia de fugas y la capacidad parásita de este arrollamiento. El dimensiona-

401855



do se hace entonces considerablemente más simple. Un inconveniente de tal multiplicador de tensión es, sin embargo, que la MAT R_1 resulta por ello aumentada.

5 Finalmente, es de observar lo siguiente. En los generadores de acuerdo con el invento, las tres frecuencias α , ϵ e γ de resonancia del circuito de retroceso satisfacen al menos sustancialmente la ecuación (III) siendo K igual a 1, 5 y 7 respectivamente. En casos prácticos la frecuencia α de resonancia más baja satisfará siempre la
10 ecuación (III) para K=1. Sin embargo, sigue siendo posible que las tres frecuencias de resonancia satisfagan la ecuación (III) siendo K igual a, por ejemplo, uno, tres y cinco, respectivamente, o uno, tres y siete, respectivamente. Puede también entonces realizarse una exploración sin osci-
15 laciones. Se encuentra, sin embargo, que para un impulso de retroceso secundario ancho y plano en los casos 1, 3, 5 y 1, 3, 7, la frecuencia de transmisión cero más baja debe ser considerablemente mucho más baja que en el caso 1, 5, 7, especialmente más baja que la segunda frecuencia de reso-
20 nancia. En la práctica, esto lleva a disposiciones de circuito que no pueden ser realizadas. Un generador del tipo 1, 3, 5 es, por ejemplo, posible con una exploración que carece suficientemente de oscilaciones, pero en el cual la frecuencia (frecuencias) de transmisión cero no es (son) ni
25 con mucho óptima. El impulso de retroceso secundario tiene

401855

3 JUN 1972



consecuentemente un pico mucho menos ancho que en las disposiciones de circuito de acuerdo con el invento. La MAT R_i será escasamente más baja en tal disposición de circuito que en las disposiciones de circuito conocidas que tienen
5 solamente dos frecuencias de resonancia.

Teóricamente es posible realizar un circuito de al menos octavo orden que tenga cuatro o más frecuencias de resonancia con la ayuda de un número adicional de reactancias que son parásitas o no, mientras que la cuarta frecuencia de resonancia satisface la ecuación (III) siendo K, por
10 ejemplo, igual a 9 u 11. Se encuentra, sin embargo, que tal frecuencia alta de resonancia ejerce escasamente influencia sobre la forma de los impulsos de retroceso y además no puede ser utilizada en la práctica porque las inductancias y/o
15 capacidades relacionadas con estas frecuencias de resonancia adicionales son muy bajas.

Esta solicitud que corresponde a la presentada en Holanda el 20 de Abril de 1971 con el nº 7105268, se acoge a los beneficios del artículo 51 del vigente Estatuto sobre
20 Propiedad Industrial.

401855



REIVINDICACIONES

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

1.- Un generador de corriente en dientes de sierra y generador de MAT por impulso de retroceso particularmente para aparatos de imagen de televisión, que incluye medios de conmutación cuya conducción se interrumpe periódicamente durante un período τ 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 el 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 se producen durante el período de retroceso en el arrollamiento secundario, teniendo dicho circuito, durante el período de retroceso, una primera frecuencia f_d de resonancia que es al menos sustancialmente igual a la expresión

10

15

20

25

~~75-5-72~~

401855



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

5 en 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 en el final del período de exploración con relación a esta pendiente en el centro del período de exploración, y una segunda frecuencia f_{ϵ} de resonancia que es al menos sustancialmente igual a la mencionada expresión para $K = 5$, caracterizado porque en dicho circuito están presentes reactancias adicionales que aumentan el orden del circuito durante el período de retroceso a un mínimo de 6, de tal modo que el circuito tiene una tercera frecuencia f_{γ} de resonancia que es al menos sustancialmente igual a la mencionada expresión para $K = 7$.

15 2.- Un generador de corriente en diente de sierra y generador de MAT por impulso de retroceso de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizado porque para las dos frecuencias f_1 y f_2 situadas entre f_{α} y f_{ϵ} y entre f_{ϵ} y f_{γ} , respectivamente, a las cuales la impedancia en los terminales de entrada del circuito está en un mínimo, se verifica que



401855

3 JU



$$4,61 \frac{f_1 - f_\alpha}{f_\xi - f_\alpha} - 1,46 > \left[1,36 \frac{f_2 - f_\xi}{f_y - f_\xi} - 1 \right]^2 .$$

5 3.- Un generador de corriente en diente de sierra y generador de MAT por impulso de retroceso de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizado porque dicho circuito tiene al menos una frecuencia de transmisión cero para la cual la transferencia de energía desde los terminales de entrada hasta el circuito rectificador es: al menos sustancialmente nula, estando situada dicha frecuencia f_0 de transmisión cero entre f_ξ y f_y de tal modo que la relación:

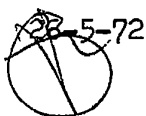
10

$$15 \frac{f_\alpha (f_0^2 - f_\xi^2) (f_y^2 - f_\alpha^2)}{f_\xi (f_0^2 - f_\alpha^2) (f_y^2 - f_\xi^2)}$$

es mayor que el 9% y es más pequeña que el 17%.

20 4.- Un generador de corriente en diente de sierra y generador de MAT por impulso de retroceso de acuerdo con la reivindicación 1, en el cual el transformador tiene un arrollamiento terciario y en el cual están conectados los medios de conmutación, y un condensador de sintonía al arrollamiento primario, caracterizado porque el

25 arrollamiento terciario está conectado a través de un cir-



3 JUN 1972

401855



5 cuito LC en paralelo al arrollamiento primario y porque el
circuito, al menos debido a la inductancia de dichas bobinas,
la capacidad del condensador de sintonía, la capacidad
parásita del arrollamiento secundario y del circuito recti-
ficador, la inductancia y la capacidad de dicho circuito LC
en paralelo y la inductancia de fugas entre el arrollamiento
secundario y el arrollamiento terciario, constituye un cir-
cuito de sexto orden como mínimo con las mencionadas tres
frecuencias de resonancia.

10 5.- Un generador de corriente en diente de sierra
y generador de MAT por impulso de retroceso de acuerdo con
la reivindicación 1, en el cual está conectado un condensador
de sintonía a través de una conexión, al arrollamiento pri-
mario del transformador, caracterizado porque está incluido
15 un circuito LC en paralelo en dicha conexión y porque el cir-
cuito, al menos debido a la inductancia de dichas bobinas,
la capacidad del condensador de sintonía, la capacidad pará-
sita del arrollamiento secundario y del circuito rectifica-
dor, la inductancia y la capacidad de dicho circuito LC en
20 paralelo y la inductancia de fugas entre los arrollamientos
primario y secundario, constituye un circuito de sexto orden,
como mínimo, con las mencionadas tres frecuencias de resonan-
cia.

25 6.- Un generador de corriente en diente de sierra
y generador de MAT por impulsos de retroceso de acuerdo con

26-5-72

401855




la reivindicación 5, caracterizado porque los medios de conmutación están dispuestos a través de la disposición en serie de dicho condensador de sintonía y el circuito LC en paralelo.

5 7.- Un generador de corriente en dientes de sierra y de MAT por impulso de retroceso, particularmente para aparatos de imagen de televisión

10 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.

Esta Memoria consta de cincuenta y cuatro hojas escritas por una sola cara.

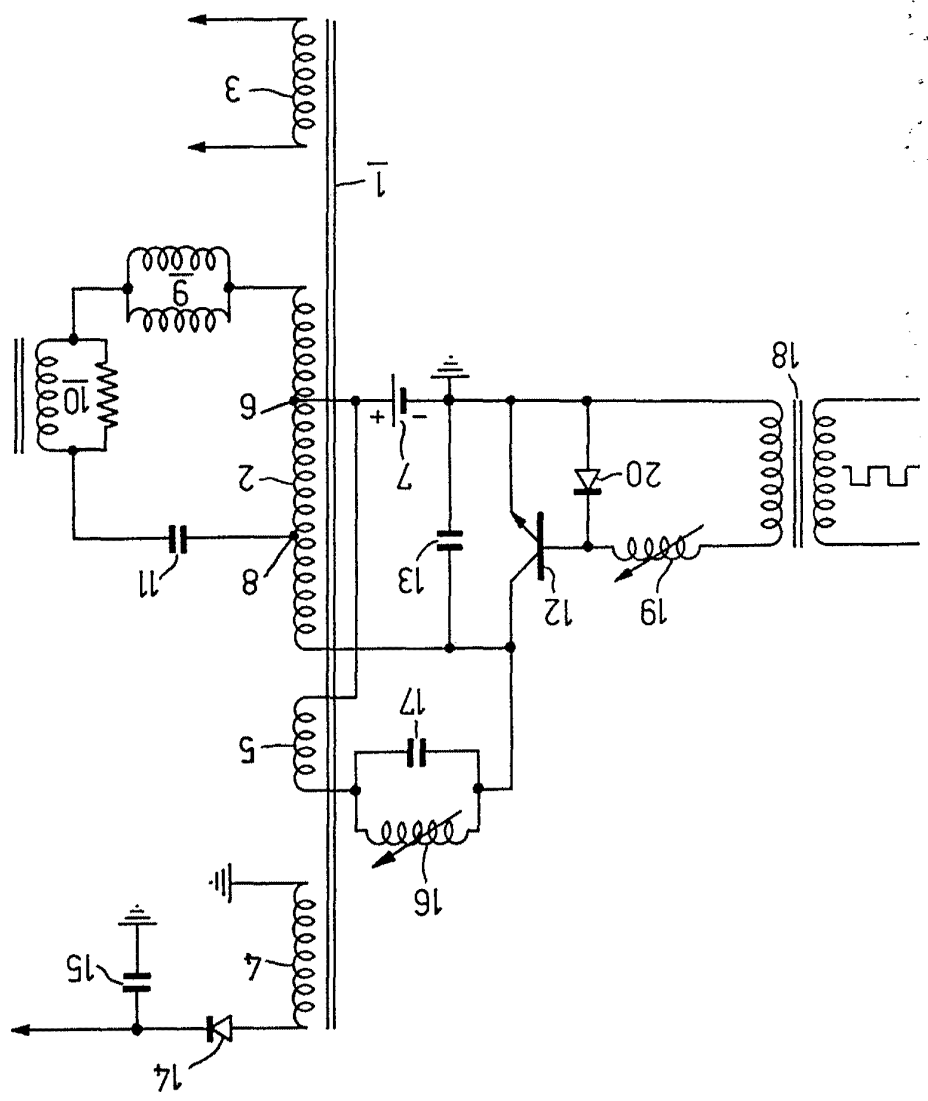
Madrid, 3 JUN. 1972
P.A.

Alberto de Elzaburu
Por Poderes 



Alberto de Ezequiel
Per Foder

Fig. 1



401855

401855

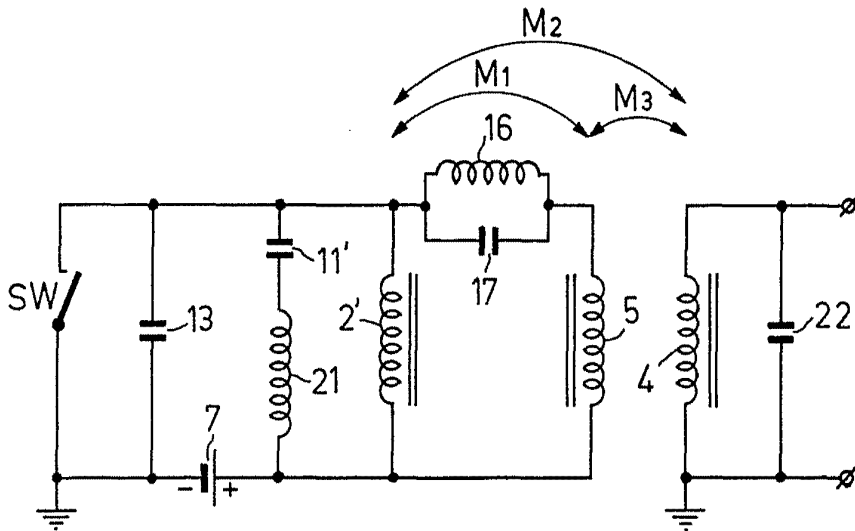


Fig.1a

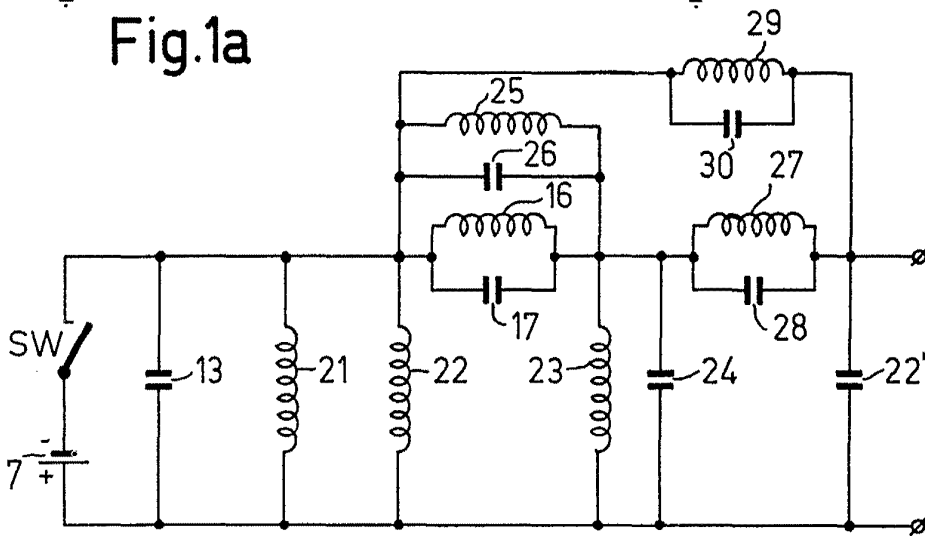


Fig.1b

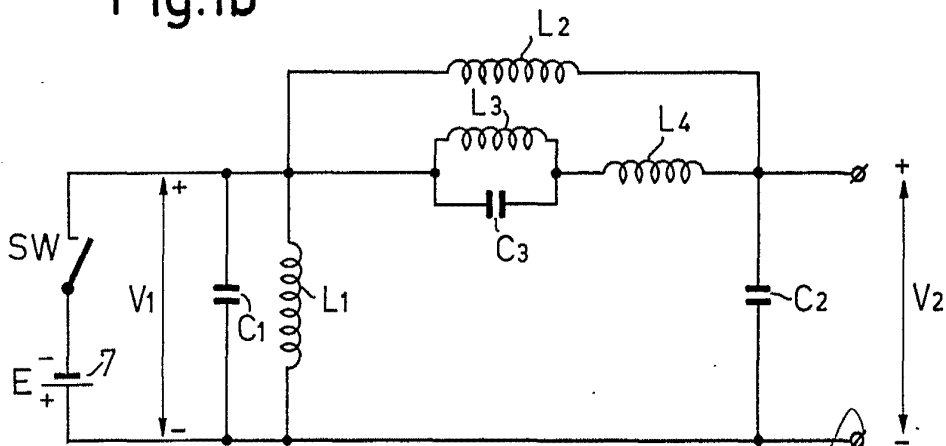


Fig.1c

Alfred N. Philips
Rijnsdrecht



401855

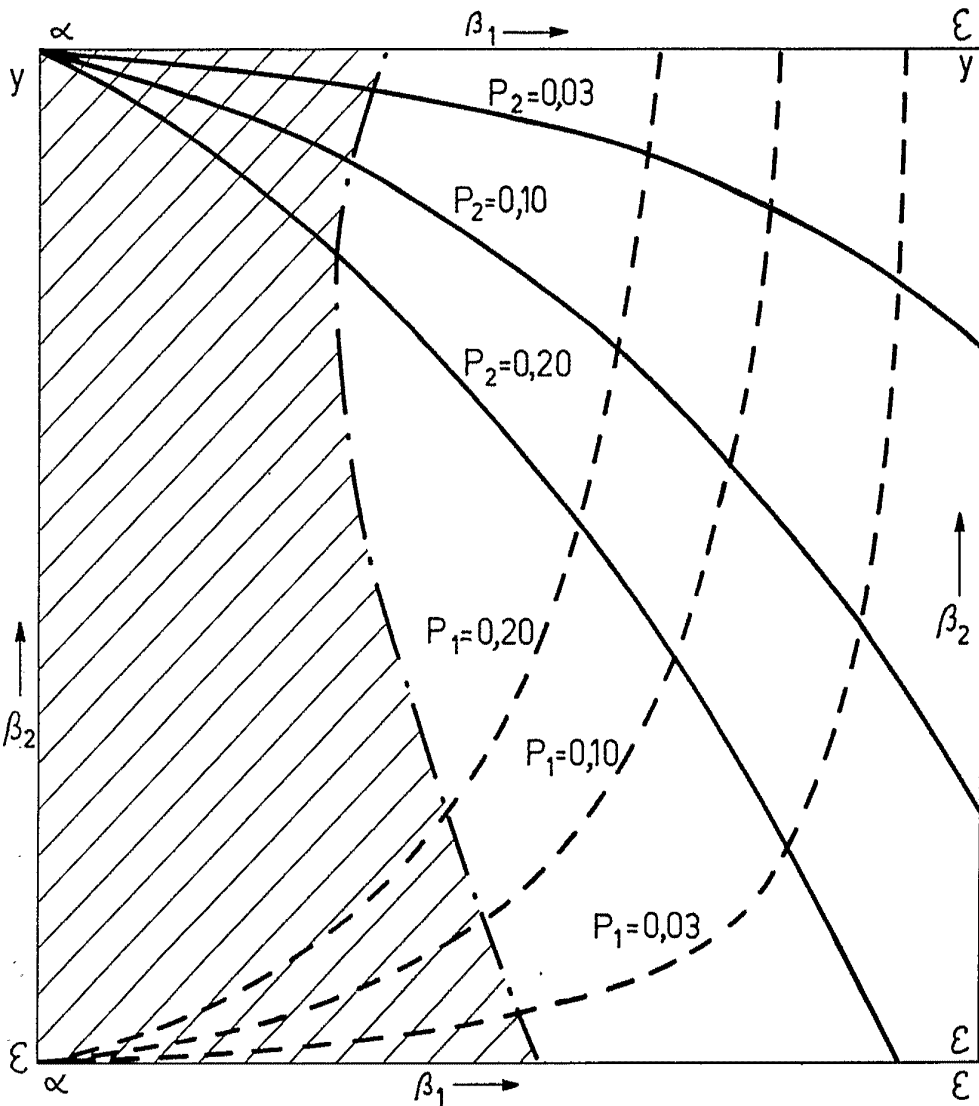


Fig. 2

Alberto de Elzaburu
Por Poder

401855³

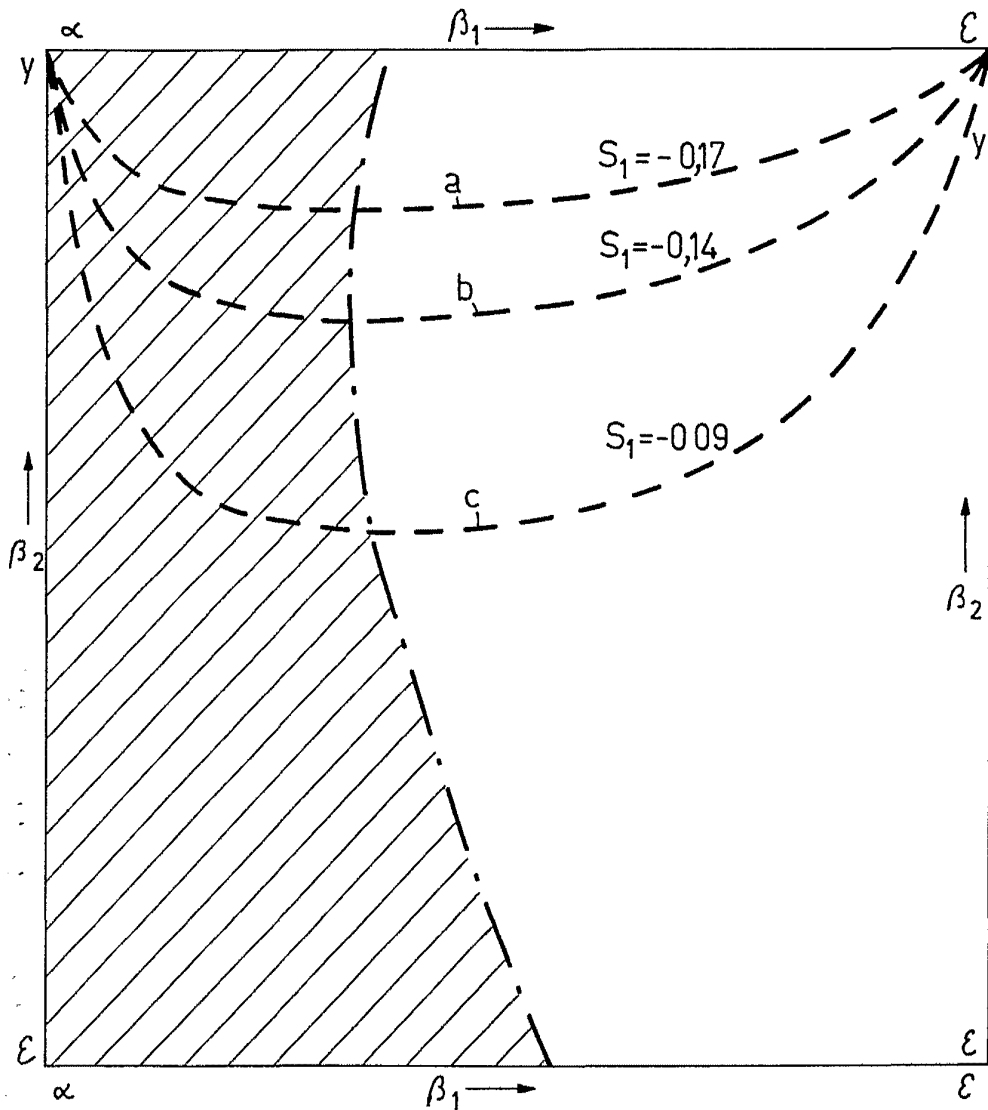


Fig.3

Albertus J. H. van der
P. J. H. van der

401855³ JUN 1973

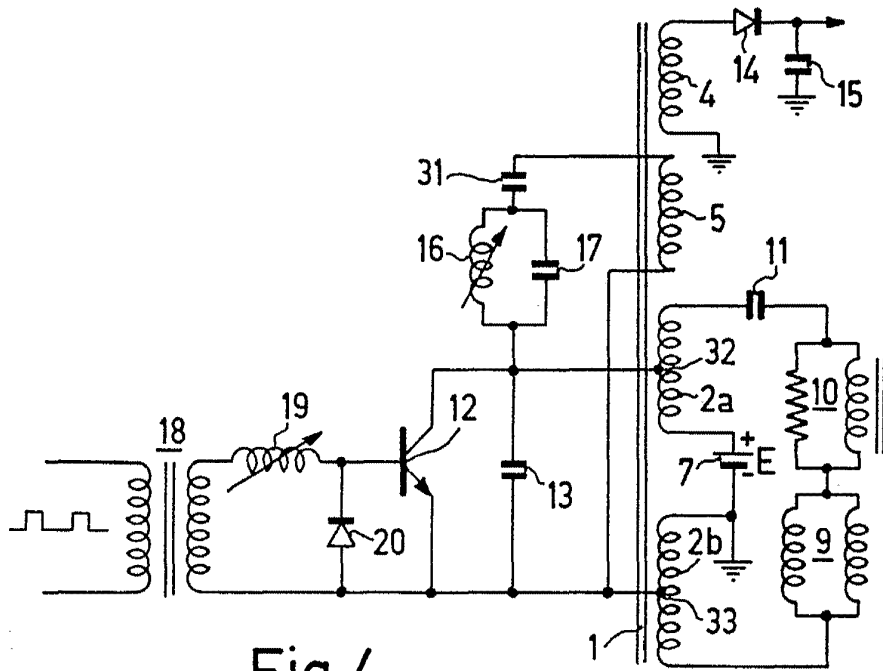


Fig. 4

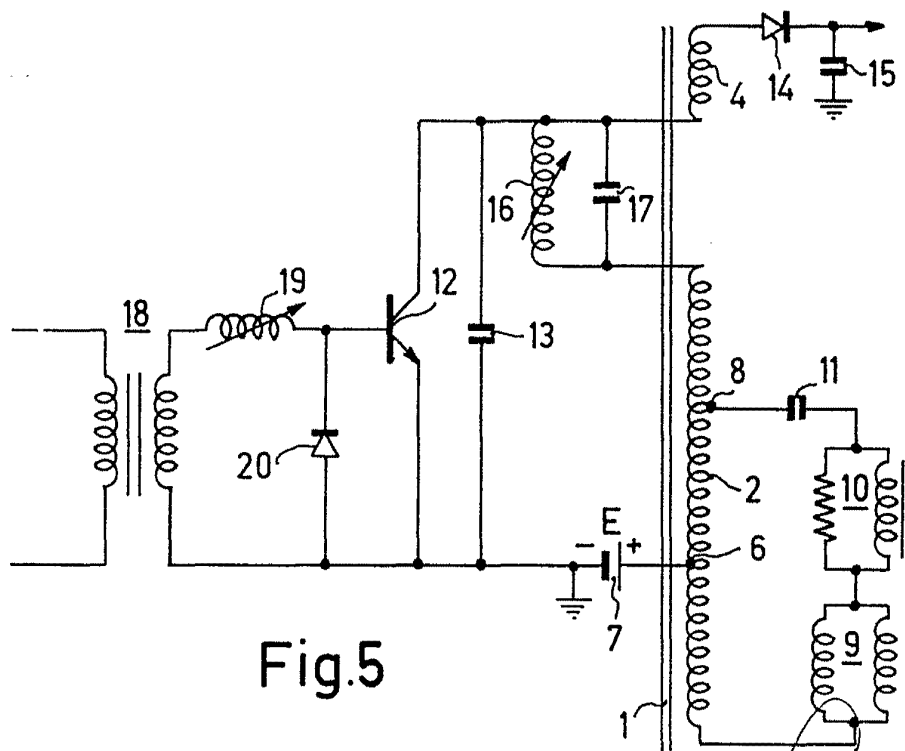


Fig. 5

Albertus J. van der ...
Pat. Inst. ...

401855

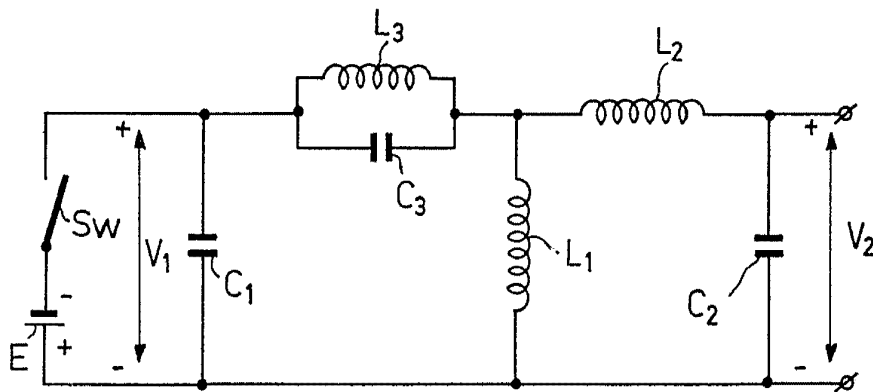


Fig.5a

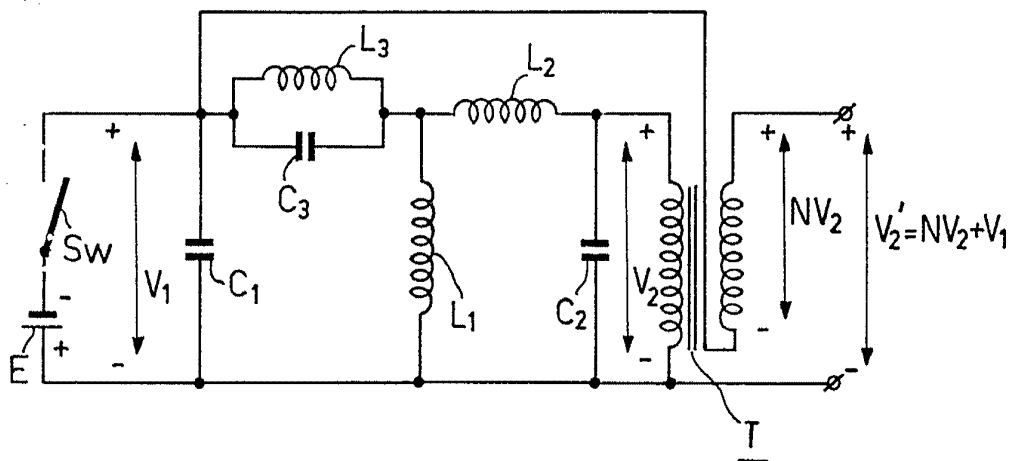


Fig.5b

Alberto de Elzaburu
Por Fotor

401855

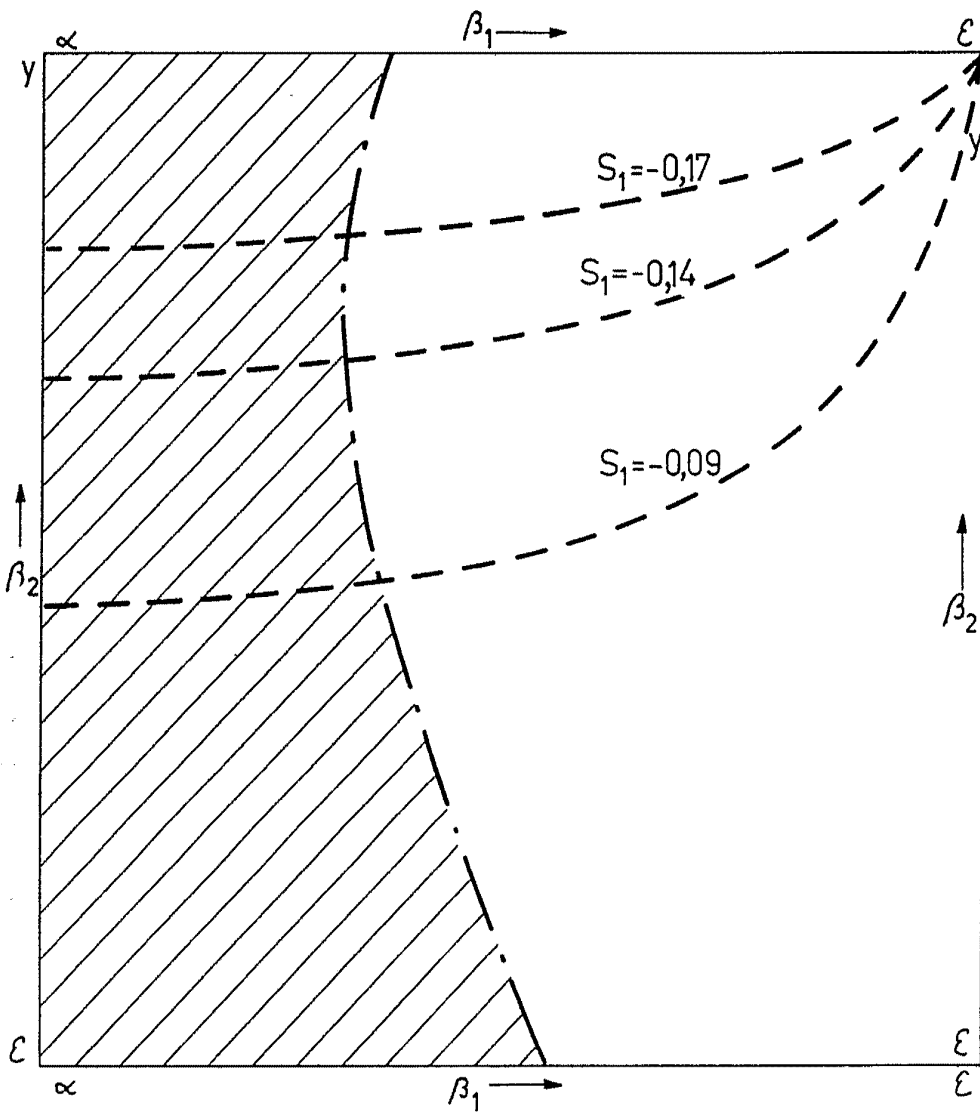


Fig.6



Alberto da Silva
For Power

Arbeits- und Messschaltung
für Induktiv

Fig. 7a

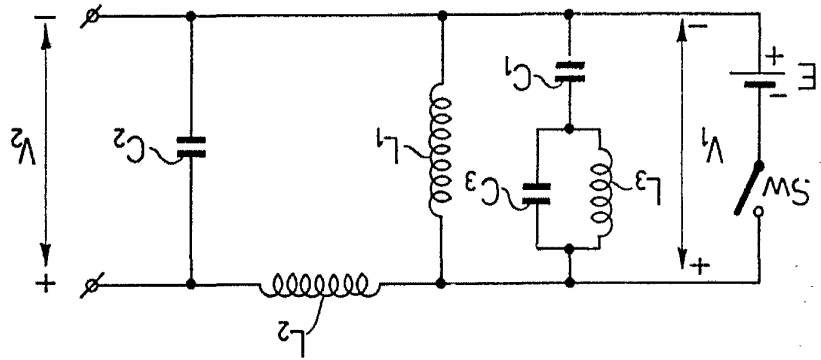
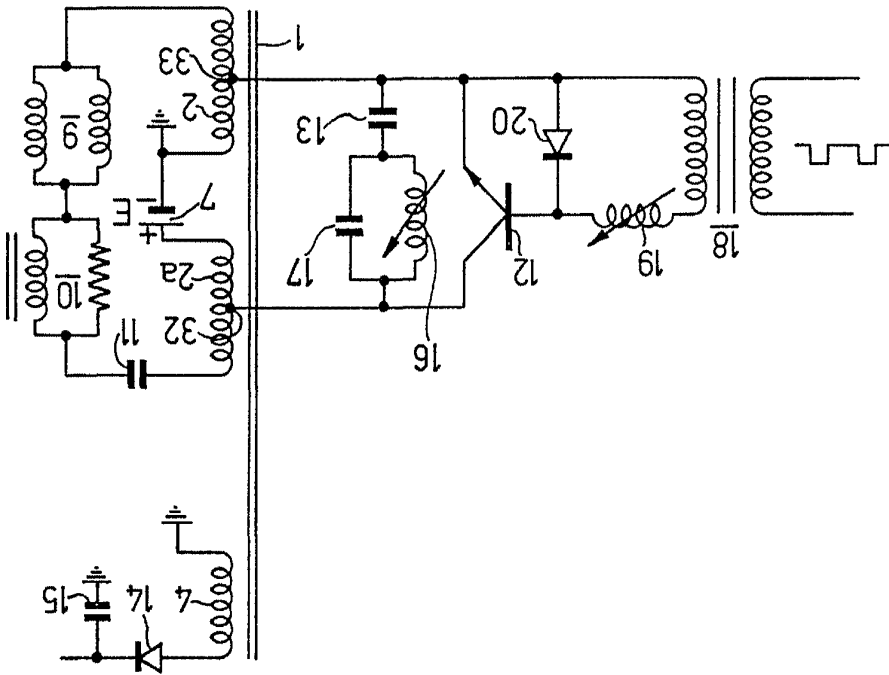


Fig. 7



401855



50755

VIII/IX

M. A. PHILIPSON & CO. LTD. LONDON

401859

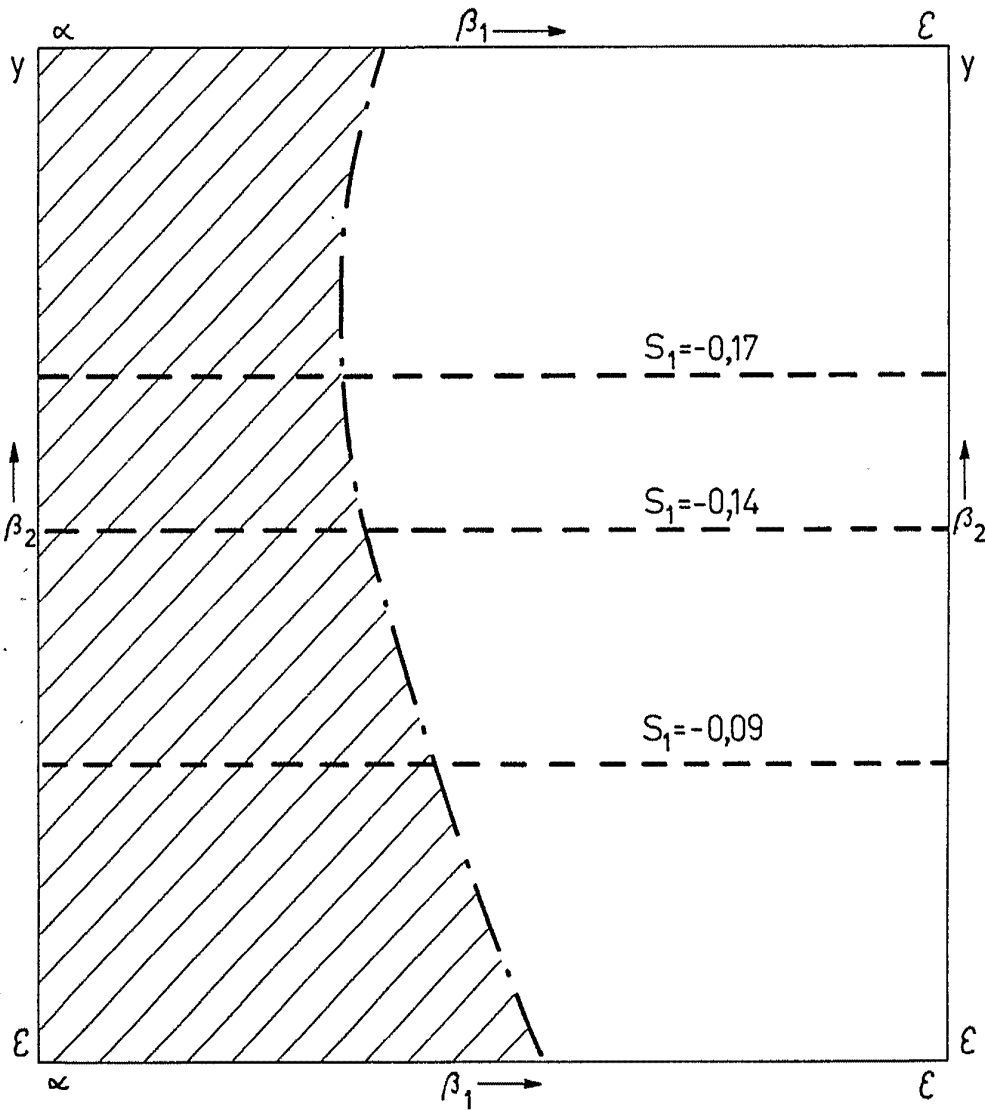


Fig.8

Albertus de Lathou
Per Techn