

436 142

11 JUL. 1975

P.- 60.145

PHB 32423
Spain
HK/MC

Ino. 32423 H04N

MEMORIA DESCRIPTIVA

para solicitar PATENTE DE INVENCION

a nombre de N.V. PHILIPS 'GLOEILAMPENFABRIEKEN

entidad holandesa

con domicilio en Emmasingel 29, Eindhoven, Holanda

por: "UNA DISPOSICION DE CIRCUITO EN UN APARATO DE PRE-
SENTACION DE IMAGENES DE TELEVISION"

- 1 -

4.7.75

El invento se refiere a una disposición de circuito en un aparato de televisión que comprende la disposición en serie de un primer conmutador y una primera inductancia, cuya disposición en serie está conectada entre los terminales de una fuente de tensión continua, comprendiendo adicionalmente un circuito de deflexión de línea que incluye un segundo conmutador conectado en serie con una segunda inductancia sintonizada a una primera frecuencia tal que el período es sustancialmente igual al doble del período de retroceso de la corriente en diente de sierra que fluye a través de una bobina de deflexión de línea, siendo capaz el segundo conmutador de conducir en dos direcciones bajo el control de una señal de control de la frecuencia de línea.

Tal disposición de circuito combina las funciones de una fuente de alimentación conmutada y de un circuito de deflexión de línea. Un objeto del invento es crear tal disposición de circuito en la cual la corriente que fluye a través del segundo conmutador puede ser reducida sin perjuicio de las propiedades de la disposición, particularmente en lo que se refiere a la estabilización de las tensiones de alimentación así generadas y a la corriente de deflexión. Para este fin la disposición de circuito de acuerdo con el invento es caracterizada porque el primer conmutador, bajo el control de una señal de control con una frecuencia que está en relación armónica con la frecuencia de línea, es también capaz de

conducir en dos direcciones para cargar un condensador, formando la tensión entre los extremos del condensador una fuente de tensión de alimentación para el circuito de deflexión de línea, mientras que la primera inductancia está sintonizada a una segunda frecuencia predeterminada.

5

En una realización, la disposición de circuito de acuerdo con el invento está caracterizada porque la señal de control del primer conmutador tiene la frecuencia de línea y porque la primera y segunda inductancias están acopladas inductivamente.

10

Puede conseguirse la estabilización preferiblemente por cuanto el instante de conmutación a corte del primer conmutador es variable con relación al instante de conmutación a corte del segundo conmutador, siendo la mencionada variación controlable en función de las tensiones entre los extremos del condensador o de una tensión derivada de ella.

15

En una realización especial de la disposición de circuito de acuerdo con el invento que comprende un primer generador de impulsos sincronizable para controlar el segundo conmutador por medio de una primera señal de conmutación, la disposición está caracterizada porque la primera señal de conmutación está aplicada a un modulador de ancho de impulso que genera una segunda señal de control cuyo ancho de impulso depende de la mencionada tensión, siendo el flanco anterior de cada impulso de la segunda señal de conmutación sustancialmen

20

25

te coincidente con el de cada impulso de la segunda señal de conmutación, con lo cual la segunda señal de conmutación está aplicada a un segundo generador de impulsos que genera una tercera señal de conmutación que comprende impulsos de ancho sustancialmente constante cuyos flancos anteriores son sustancialmente coincidentes con los flancos posteriores de los correspondientes impulsos de la segunda señal de conmutación, controlando la tercera señal de conmutación al primer conmutador.

10 Se describirá el invento más detalladamente, a modo de ejemplo, con referencia a los dibujos que se acompañan, en los cuales:

 La figura 1 representa una primera realización de una disposición de circuito de acuerdo con el invento,

15 La figura 2 representa una modificación de parte de la disposición de circuito representada en la figura 1,

 La figura 3 representa formas de onda que se producen en la disposición de circuito de la figura 1 cuando funciona en un primer conjunto de condiciones,

20 La figura 4 representa formas de onda que se producen en la disposición de circuito representada en la figura 1 cuando funciona en un segundo conjunto de condiciones,

 La figura 5 representa formas de onda que se producen en la disposición de circuito representada en la figura 1 cuando funciona en un tercer conjunto de condiciones,

25

La figura 6 representa una segunda realización de una disposición de circuito de acuerdo con el invento,

La figura 7 representa una modificación de parte de la disposición de circuito representada en la figura 6,

5 La figura 8 representa formas de onda que se producen en la disposición de circuito representada en la figura 6 cuando funciona en un primer conjunto de condiciones,

La figura 9 representa formas de onda que se producen en la disposición de circuito representada en la figura 6 cuando funciona en un segundo conjunto de condiciones,

10 La figura 10 representa formas de onda que se producen en la disposición de circuito representada en la figura 6 cuando funciona en un tercer conjunto de condiciones,

La figura 11 representa formas de onda que se producen en la disposición de circuito representada en la figura 6 cuando funciona en un cuarto conjunto de condiciones,

15 La figura 12 representa los circuitos de excitación y estabilización aplicados a la disposición de circuito representada en la figura 1,

20 La figura 13 representa formas de onda que se producen en la disposición de circuito representada en la figura 12,

La figura 14 representa circuitos de excitación y estabilización en su aplicación a la disposición de circuito representada en la figura 6,

25

La figura 15 representa formas de onda que se producen en la disposición de circuito representada en la figura 14,

5 La figura 16 representa formas de onda que se producen en la disposición de circuito representada en la figura 14, cuando funciona en un primer conjunto de condiciones,

La figura 17 representa formas de onda de tensión y corriente que se producen en la disposición de circuito representada en la figura 14 en un segundo conjunto de condiciones, y

10

La figura 18 representa formas de onda de tensión y corriente que se producen en la disposición de circuito representada en la figura 14 en un tercer conjunto de condiciones,

15 En la realización representada en la figura 1 la disposición en paralelo de una inductancia $L1$ y un condensador $C1$ está conectada en serie con el camino colector-emisor de un transistor $T1$ n.p.n. y un condensador $C3$ a través de dos terminales 1 y 2. La disposición en serie de una inductancia $L2$ que está acoplada inductivamente con la inductancia

20 $L1$ y el camino colector-emisor de un transistor $T2$ n.p.n. está conectada entre el punto de unión del emisor del transistor $T1$ y el condensador $C3$ y el terminal 2. El punto de unión de la inductancia $L2$ y el colector del transistor $T2$ está conectado al punto de unión de un condensador $C2$ cuyo otro ex-

25

tremo está conectado al terminal 2 y un condensador C4 cuyo otro extremo está conectado a uno de los extremos de una bobina L3 de deflexión cuyo otro extremo está conectado al terminal 2. Los electrodos de base de los transistores T1 y T2
5 están conectados a los terminales 3 y 4, respectivamente.

En funcionamiento, está aplicada entre los terminales 1 y 2 la tensión de red rectificadora y filtrada. El transistor T1 es conmutado a la frecuencia de línea por impulsos aplicados a través del terminal 3 a la base de ese transistor y la corriente que fluye a través del transistor, que aplica una carga neta al condensador C3, tiene la forma de onda representada en la figura 3 como forma de onda I_{T1} . La frecuencia de conmutación para el transistor T1 podría ser alternativamente un múltiplo o submúltiplo de la frecuencia de línea.
10 El transistor T1 está conmutado de tal modo que está en estado de corte durante el período de retroceso de línea pero está en su estado de baja impedancia durante el período de exploración de línea durante cuyo período puede fluir corriente en cualquier dirección a través del transistor, como puede verse por la forma de onda I_{T1} . Si el transistor no es capaz de dejar que fluya corriente a través de él en ambas direcciones, entonces será necesario disponer un diodo conectado con la polaridad correcta en paralelo con el camino de corriente principal del transistor (camino emisor-colector).
20 La tensión en el colector del transistor T1 tiene la forma de
25

onda representada como forma de onda $V_{C(T1)}$, siendo los impulsos de tensión de forma de media onda senoidal, estando determinada su frecuencia principalmente por la sintonía del circuito de colector del transistor T1 que comprende la inductancia L1, el condensador C1 y la impedancia reflejada de la inductancia L2, la bobina L3 de deflexión y el condensador C2. La tensión V_{C3} , que es la tensión entre los extremos del condensador C3, es más baja que la tensión V_{IP} de entrada, aplicada en los terminales 1 y 2, en una cantidad tal que el área A bajo el impulso de tensión es igual al área B entre impulsos de tensión sucesivos. De este modo, con el fin de mantener una tensión dada entre los extremos del condensador C3 con un tiempo (T_{FB}) de retroceso dado, se requiere una altura de impulso dada.

El transistor T1, junto con la inductancia L1, el condensador C1 y el condensador C3, forman una fuente de alimentación de modo de funcionamiento en conmutación cuya salida está disponible entre los extremos del condensador C3. Sintonizando la inductancia L1 con el condensador C1 puede conseguirse que la magnitud del impulso de tensión producido entre los extremos de la inductancia L1 cuando el transistor T1 es conmutado a corte se reduzca en comparación con la que se hubiese producido si no estuviese presente el condensador C1. Esto permite utilizar un transistor que tenga una tensión de ruptura colector-emisor más baja que lo que sería posible

de otro modo.

La carga sobre el condensador C3 sirve como fuente de alimentación para un paso de deflexión formado por el transistor T2 y sus componentes asociados, y el valor del condensador C3 se escogerá de modo tal que sea suficientemente bajo para restringir la amplitud de las corrientes producidas por descarga de efluvios en un tubo de imagen de rayos catódicos y su-
5 C3 se escogerá de modo tal que sea suficientemente bajo para restringir la amplitud de las corrientes producidas por descarga de efluvios en un tubo de imagen de rayos catódicos y su-
ficientemente grande para originar un rizado de tensión relativamente bajo en la alimentación al paso de deflexión, que
10 puede ser de diseño convencional.

El transistor T2 es también conmutado a la frecuencia de línea por impulsos aplicados a través del terminal 4 a la base de ese transistor y excita la bobina L3 de deflexión, estando representada la forma de onda que aparece en su colector como forma de onda $V_{C(T2)}$ en la figura 3, representando
15 la línea de puntos sobre esta forma de onda la tensión V_{C3} a la cual se encuentra cargado el condensador C3. El valor del condensador C2 está escogido de modo tal que la frecuencia de resonancia del circuito de colector del transistor T2 que comprende el condensador C2, la inductancia L2, la bobina L3 de
20 deflexión, y la impedancia reflejada del condensador C1 y la inductancia L1 produzca un impulso de semionda senoidal que tiene un período igual al período de retroceso. Las corrientes I_{T2} , I_{L2} , e I_{L3} que fluyen a través del transistor T2, la inductancia L2, y la inductancia L3, respectivamente, están
25

representadas en la figura 3. Se verá por la corriente I_{T2} que el transistor T2, cuando está en su estado de baja impedancia, está atravesado por corrientes en ambas direcciones como ocurría con el transistor T1. Como con el transistor T1, si el transistor T2 no es capaz de conducir corriente en ambas direcciones, se dispondrá un diodo conectado con la polaridad adecuada en paralelo con su camino de corriente principal. Parte de la corriente en la inductancia L2 es la inducida por la corriente que fluye en la inductancia L1 y proporciona parte de la corriente que fluye a través de la bobina L3 de deflexión reduciendo así la corriente que se requiere que pase a través del transistor T2. En el caso óptimo es posible teóricamente reducir la corriente a través del transistor T2, a la mitad del valor que se produciría si no existiese acoplamiento inductivo entre las inductancias L1 y L2.

Escogiendo correctamente los valores de las inductancias L1 y L2, la relación de espiras, y el grado de acoplamiento entre ellas, es posible hacer sustancialmente iguales las corrientes conducidas por los transistores T1 y T2. Para producir las formas de onda representadas en la figura 3 los transistores T1 y T2 están excitados de modo tal que son conmutados en el mismo instante y durante el mismo período y el circuito sintonizado que forma el circuito de colector del transistor T1 tiene la misma frecuencia de resonancia que el constituido por el circuito de colector del transistor

T2. En este caso las inductancias L1 y L2 pueden estar acopladas rígidamente. El término "rígidamente acopladas" significa el grado de acoplamiento entre las dos inductancias tal que la tensión inducida en la segunda inductancia (L2) tiene a través de ella sustancialmente la misma forma de onda de tensión que la que existe entre los extremos de la primera inductancia (L1) cuando la segunda inductancia funciona sin carga. Si las inductancias L1 y L2 están acopladas débilmente, entonces pueden bobinarse sobre columnas opuestas del transformador de salida de línea.

Si las inductancias L1 y L2 están débilmente acopladas, entonces el circuito de colector del transistor T1 puede estar sintonizado a una frecuencia diferente de la del circuito de colector del transistor T2 y puede conmutarse, por consiguiente, en instantes o durante períodos diferentes. El circuito de colector del transistor T2 está sintonizado a la frecuencia de retroceso del circuito de deflexión de línea que está fijada para cualquier sistema de transmisión de televisión dado. Cuando el circuito de colector del transistor T1 está sintonizado a una frecuencia diferente que proporciona un impulso que tiene una duración mayor que el tiempo de retroceso, la amplitud del impulso de tensión en el colector del transistor T1 será más baja para una carga dada sobre el condensador C3. Esto proporciona la ventaja de que el transistor T1 no tiene que soportar tal tensión alta entre sus extremos

y por tanto puede ser un dispositivo de características nominales más bajas y, por consiguiente, menos costoso. Si el circuito de colector del transistor T1 está sintonizado a una frecuencia más baja que la del circuito de colector del transistor T2, entonces el transistor T2 ha de proporcionar una corriente más alta durante parte del período de exploración, como se representa en la forma de onda I_{T2} en la figura 4. Sin embargo, la corriente requerida del transistor T2 está reducida en aquella parte del período de exploración durante la cual conduce el transistor T1. La figura 4 representa las formas de onda equivalentes a las representadas en la figura 3 cuando las condiciones del circuito son tales que el impulso de tensión producido entre los extremos de la inductancia L1 tiene una duración mayor que el período de retroceso y los transistores T1 y T2 son conmutados a corte al mismo tiempo.

Es posible modificar la disposición cuando las inductancias L1 y L2 están debilmente acopladas de modo que se produzca la estabilización de la tensión de alimentación al paso de deflexión contra variaciones de la tensión de alimentación aplicada a los terminales 1 y 2. Esto puede conseguirse, como se representa en la figura 2, conectando el arrollamiento secundario de un transductor TR1 en paralelo con la inductancia L1 y aplicando al arrollamiento de control del transductor, por intermedio de los terminales 5 y 6, una tensión de control que es dependiente del valor de la tensión de

alimentación al paso de deflexión. Está presente el condensador C9 en serie con el arrollamiento secundario del transductor para impedir que fluyan corrientes continuas en el arrollamiento secundario del transductor que afectarían así a su inductancia y cualquier componente que realice esta función puede sustituir a este condensador. Las variaciones en esta tensión de control originarán variaciones correspondientes en la inductancia de su arrollamiento secundario que está parcialmente en derivación con la inductancia L1. Esto hará que varíe la frecuencia del circuito sintonizado y por tanto el ancho de impulso de tensión de colector y esta variación tendrá lugar en proporción a la tensión de alimentación a la cual está cargado el condensador C3. En una modificación de la figura 2, el arrollamiento secundario del transductor TR1 podría estar conectado en serie con la inductancia L1, no requiriéndose el condensador C9.

Cuando las inductancias L1 y L2 están débilmente acopladas, es también posible producir la conmutación de los transistores T1 y T2 al estado de corte en instantes diferentes. Las formas de onda representadas en la figura 5 ilustran este estado. Como se verá por estas formas de onda la corriente I_{L2} a través de la inductancia L2 modifica la corriente requerida I_{T2} del transistor T2 durante parte del período de exploración. No es necesario que el circuito de colector del transistor T1 esté sintonizado al período de retroceso y

puede ser mayor para proporcionar un impulso de tensión de pico más baja al tiempo que proporciona la carga requerida para el condensador C3.

5 El circuito representado en la figura 1 tiene la desventaja de que si cualquiera de los transistores T1 y T2 se averiase quedando en cortocircuito entre emisor y colector (que es el modo de avería más usual) entonces el otro transistor tendría aplicada la tensión de alimentación en los terminales 1 y 2 y esto podría provocar una avería en el mismo. Adicionalmente, si el transistor T1 se averiase de este modo, el
10 condensador C3, que estará entonces cargado a la tensión total disponible puede suministrar potencial a las otras partes del receptor y por tanto éstas pueden también averiarse. Cualquier otra tensión derivada del paso de deflexión, por ejemplo por
15 rectificación durante el período de exploración de la forma de onda que aparece entre los extremos de un arrollamiento adicional acoplado a la inductancia L2, también tendrá su tensión aumentada con tal estado de avería. Con el fin de evitar estos modos de avería, deberán añadirse a este circuito circuitos de protección, que pueden ser de diseño convencional, que
20 eliminan, por ejemplo, la excitación de la base del transistor no averiado.

Una modificación del circuito representado en la figura 1 que no origina tal avería consiguiente está representada en la figura 6. En este circuito la combinación en parale
25

lo de una inductancia L11 y un condensador C11 está conectada en serie con el camino colector-emisor de un transistor T11 n.p.n. entre los terminales 11 y 12, estando conectada la base del transistor T11 al terminal 13. Está conectado un condensador C13 en paralelo con la disposición en serie de una inductancia L12 y el camino colector-emisor de un transistor T12 n p n, estando conectado al terminal 12 el emisor del transistor T12. El punto de unión del colector del transistor T12 y la inductancia L12 está conectado a uno de los extremos de un condensador C12, cuyo otro extremo está conectado al emisor del transistor T12, y un condensador C14 cuyo otro extremo está conectado a un primer extremo de una bobina L13 de deflexión. El otro extremo de la bobina L13 de deflexión está conectado al emisor del transistor T12 cuya base está conectada al terminal 14. La conexión entre los emisores de los transistores T11 y T12 puede omitirse de modo que no exista conexión directa entre los terminales 11 y 12 y el paso de deflexión.

En funcionamiento, está aplicada la tensión de red rectificadora y filtrada a los terminales 11 y 12 y el transistor T11 es conmutado del mismo modo que en el caso de la figura 1 por impulsos aplicados a través del terminal 13 a la base del transistor T11 con la frecuencia de línea. Las inductancias L11 y L12 están acopladas inductivamente y la corriente que fluye en la inductancia L11 induce una corriente en la

inductancia L12 que origina la carga del condensador C13 a un potencial que depende del ancho del impulso de tensión entre los extremos de la inductancia L11, del valor de la inductancia L11, del grado de acoplamiento entre las inductancias L11 y L12, de la relación de espiras entre las inductancias, y de la fase relativa entre la conmutación a corte de los transistores T11 y T12. El transistor T12 es el transistor de salida de línea y es conmutado al estado de corte y al estado de conducción durante el período de línea por impulsos aplicados a través del terminal 14 a su base del mismo modo que en el caso de la figura 1. Durante el período de exploración de línea fluye una corriente en diente de sierra a través de la bobina L13 de deflexión. Si durante el período de exploración de línea el transistor T11 es conmutado al estado de conducción, entonces la corriente que fluye en la inductancia L11 induce una corriente correspondiente en la inductancia L12. Si los arrollamientos de las inductancias L11 y L12 están conectados en el sentido correcto, puede disponerse que la corriente inducida en la inductancia L12 ayude al transistor T12 a suministrar la corriente de deflexión para la bobina L13 de deflexión reduciéndose así la corriente requerida del transistor T12.

Las formas de onda representadas en las figuras 8, 9 y 10 representan las corrientes I_{T11} e I_{T12} a través de los transistores T11 y T12, las corrientes I_{L12} e I_{L13} a través

de la inductancia L12 y la bobina L13 de deflexión, y las ten
siones $V_{C(T11)}$ y $V_{C(T12)}$ en los colectores de los transisto-
res T11 y T12. La figura 8 representa el caso en que el cir-
cuito de colector del transistor T11 está sintonizado a la
5 misma frecuencia que el circuito de colector del transistor
T12 y los transistores T11 y T12 son conmutados al estado de
corte al mismo tiempo, en cuyo caso las inductancias L11 y L12
están acopladas fuertemente. La figura 9 representa el caso en
que el circuito de colector del transistor T11 está sintoni-
10 zado a una frecuencia diferente de la del circuito de colec-
tor del transistor T12 y en este caso las inductancias deben
estar débilmente acopladas. La figura 10 representa el caso
en que los transistores T11 y T12 son conmutados en instantes
diferentes y debe utilizarse acoplamiento débil entre las in-
ductancias L11 y L12.

Puede emplearse este circuito, con el dimensionado
correcto del factor de acoplamiento y relación de espiras en
entre las inductancias L11 y L12, cuando se utiliza funciona-
miento por baterías de un aparato de televisión. En este caso
20 la tensión de batería está aplicada a los terminales 11 y 12
y el acoplamiento y relación de espiras entre las inductancias
L11 y L12 es tal que el condensador C13 se carga a una tensión
más alta que la tensión de batería. Adicionalmente, cuando se
utiliza como receptor de funcionamiento por batería y por red,
25 la batería puede desconectarse de los terminales 11 y/o 12 du

rante el funcionamiento por red y puede conectarse una alimentación directa derivada de la alimentación de red al punto de unión de la inductancia L12 y el condensador C13.

5 Cuando se utiliza de este modo, el circuito producirá, con la adición de un condensador C15 conectado entre los terminales l1 y l2, una salida de tensión baja en los terminales l1 y l2 que puede utilizarse como fuente de alimentación para otras partes del receptor. El condensador C15 realiza la misma función cuando está aplicada una tensión continua
10 al punto de unión del condensador C13 y la inductancia L12 del mismo modo que el condensador C13 cuando está aplicada la tensión continua en los terminales l1 y l2, es decir almacena una carga producida por la corriente a través de la inductancia L11. Adicionalmente, la batería no necesita ser desconectada
15 y la salida de tensión baja cargará la batería. En este caso, la conexión entre los emisores de los transistores se omitiría normalmente y habría de omitirse si, como ocurre algunas veces, el paso de deflexión no está conectado al chasis del receptor sino que alcanza alguna tensión de reposo diferente.
20 te.

En esta realización la fuente de alimentación de funcionamiento en modo de conmutación está formada por el transistor T11, el condensador C11, la inductancia L11, la inductancia L12 y el condensador C13, estando disponible la salida
25 entre los extremos del condensador C13. En esta disposición

el condensador C13, en vez de ser cargado directamente por la corriente que fluye a través de la inductancia L11, es cargado por la corriente inducida en la inductancia L12 por la corriente que fluye en la inductancia L11. Cuando se omite la
5 conexión entre los transistores T11 y T12, la fuente de alimentación de funcionamiento en modo de conmutación producirá una salida aislada de red entre los extremos del condensador C13 siempre que las inductancias L11 y L12 estén suficientemente separadas físicamente para mantener el aislamiento de
10 la red. Esta condición se satisfará si cuando las inductancias están débilmente acopladas inductivamente están bobinadas sobre columnas opuestas del transformador de salida de línea.

Otra posible modificación adicional del circuito representado en la figura 6 es que el condensador C13 puede estar conectado al terminal 11 en vez de al emisor del transistor T12.
15

Cuando las inductancias L11 y L12 están fuertemente acopladas, es posible omitir el condensador C11 y utilizar la impedancia reflejada de la inductancia L12, el condensador C12 y la bobina L13 de deflexión hacia la inductancia L11 de
20 sintonía. En la figura 11 están representadas las formas de onda producidas en estas condiciones. La forma de onda V_B representa la forma de onda de excitación a las bases de los transistores T11 y T12. Se observará que como las inductancias
25 L11 y L12 están fuertemente acopladas, es esencial conmutar los

transistores T11 y T12 al mismo tiempo y el circuito de excitación a sus bases debe incluir medios para igualar los retardos de conmutación entre estos transistores. Pueden utilizarse para este fin circuitos similares a los descritos con referencia a la figura 12. Las otras formas de onda representadas en la figura 11 corresponden a las formas de onda ideales representadas en la figura 8.

Como se representa en la figura 7, puede estar conectado un transductor TH11 en paralelo con la inductancia L11 estando controlado el transductor por una señal aplicada en los terminales 15 y 16 proporcional a la tensión a la cual se carga el condensador C13. Esto permitirá la estabilización de la tensión de alimentación al paso de deflexión de un modo similar al descrito en las figuras 1 y 2. Con este circuito es necesario, por supuesto, tener las inductancias L11 y L12 débilmente acopladas. Siempre que los arrollamientos de control y secundario del transductor estén suficientemente separados, es posible mantener el aislamiento de red del paso de deflexión de línea y la salida de la fuente de alimentación de funcionamiento en modo de conmutación.

La figura 12 representa el circuito de excitación adecuado para el circuito representado en la figura 1 junto con medios para derivar tensiones de alimentación auxiliares de los arrollamientos acoplados a la segunda inductancia de la figura 1. Los componentes que cumplen las mismas funciones

que los de la figura 1 tienen asignadas las mismas referencias.

5 Como en el caso del circuito de la figura 1, está aplicada a los terminales 1 y 2 la tensión de red rectificada y filtrada. Están conectados en serie entre los terminales 1 y 2 una resistencia R1, el arrollamiento primario de un transformador TR2 y el camino colector-emisor de un transistor T3 n p n. Se genera una forma de onda de conmutación a la frecuencia de línea en un oscilador 20 y está aplicada a la base del transistor T3. Esta forma de onda de conmutación se aplica entonces a las bases de los transistores T1 y T2 por intermedio de arrollamientos secundarios independientes del transformador TR2. Estas formas de onda pueden estar dispuestas para estar en fase o en contrafase, dependiendo del sentido de arrollamiento de los dos arrollamientos secundarios. Si las señales están en fase el circuito funcionará en las condiciones ilustradas en las formas de onda representadas en las figuras 3 o 4, mientras que si las señales están en contrafase entonces las formas de onda serán como las ilustradas en la figura 5.

15 Cuando las inductancias L1 y L2 están acopladas fuertemente, es esencial que los transistores T1 y T2 sean conmutados al estado de conducción y al estado de corte al mismo tiempo, y con el fin de igualar los retardos de conmutación de los dispositivos está incluida una inductancia entre cada

uno de los arrollamientos secundarios del transformador TR2 y la base del respectivo transistor. Estos retardos de conmutación son originados por almacenamiento de huecos en los transistores T1 y T2 y están representados en la figura 13 como los tiempos T_{S1} y T_{S2} . Estas inductancias L4 y L5 son preferiblemente variables de modo que pueden ser ajustadas convenientemente para compensar características de dispositivo diferentes. Convenientemente, las inductancias pueden estar bobinadas sobre un único carrete y puede estar introducido un ajustador de núcleo de ferrita de modo que el ajuste del núcleo aumentará el valor de una de las inductancias y disminuirá simultáneamente el valor de la otra.

El transformador TR3 de salida de línea, del cual la inductancia L2 forma un arrollamiento y la inductancia L1 puede formar un arrollamiento adicional, está provisto de dos arrollamientos 28 y 29 adicionales. La tensión que aparece entre los extremos del arrollamiento 28 es rectificada por el diodo D1 y durante el período de exploración carga el condensador C8 para proporcionar una fuente de tensión continua de un potencial bajo para otras partes del receptor, que se presenta en el terminal 26. El arrollamiento 29 tiene también una tensión inducida que sirve como fuente de Muy Alta Tensión (MAT) que puede ser indistintamente rectificada por un diodo D2 o aplicada a un circuito multiplicador de tensión para aumentar su valor si se requiere. El terminal 25 está conectado al

punto de unión del emisor del transistor T1 y el condensador C3 de modo que la tensión que aparece entre los extremos del condensador C3 está disponible para actuar como fuente de ten sión continua para otras partes del receptor.

5 Con el fin de estabilizar las tensiones continuas generadas en el circuito, una de ellas puede utilizarse para controlar el transductor TR1 para producir la variación de la sintonía del circuito de colector del transistor T1. Como se representa en la figura 12, está aplicada la salida rectifi-
10 cada y filtrada del arrollamiento 28 a un circuito 23 de per cepción y control que compara la tensión en el terminal 26 con un potencial de referencia y produce una corriente de control dependiente de la diferencia entre estas tensiones y la aplicada al arrollamiento de control del transductor TR1. Esto modifica
15 la inductancia efectiva del arrollamiento secundario del trans ductor TR1 cambiando así la sintonía del circuito de colector del transistor T1. Sería posible, por supuesto, tomar cualquier otra de las tensiones generadas en este circuito y aplicarlas al circuito 23 de percepción y control. Cuando se utiliza el
20 transductor TR1 para estabilizar la tensión, el oscilador 20 está conectado a la base del transistor T3 por intermedio de la línea 22. Un método variante para estabilizar las tensiones producidas por este circuito es prescindir de los componentes contenidos en el bloque 24 y alimentar una tensión generada
25 a un circuito 21 de percepción y control. Este circuito está

conectado entre la salida del oscilador 20 y la base del transistor T3, omitiéndose la conexión 22. El circuito 21 de percepción y control percibe la tensión presente en el terminal 26 y origina la variación de la relación señal-pausa de la salida de onda rectangular del oscilador 20 de modo que varía el tiempo de conmutación del transistor T1 con respecto al tiempo de conmutación del transistor T2. Las formas de onda que se producen en el circuito están representadas en la figura 13.

La figura 13 representa las formas de onda presentes en las bases de los transistores T1 y T2 en $V_{B(T1)}$ y $V_{B(T2)}$, respectivamente. Los arrollamientos secundarios del transformador TR2 están dispuestos de modo que están aplicados impulsos en contrafase a las bases de los transistores T1 y T2. El instante en el cual es conmutado al estado de corte el transistor T1, y por tanto el instante en que es conmutado al estado de conducción el transistor T2, pueden variar entre el final del período de retroceso y el instante en que se invierte de polaridad la corriente de exploración. Ningún transistor deberá ser conmutado al estado de conducción antes de que se complete su semionda senoidal de oscilación. Esto significa que cuando los transistores T1 y T2 son conmutados a partir de la misma fuente de forma de onda, el transistor T1 debe ser conmutado al estado de conducción en algún instante entre el final de su período de semionda senoidal y el instante en que la corriente en el transistor T1 se invierte, estableciendo un

límite al grado de estabilización que puede conseguirse por este método. Puede verse por las formas de onda representadas en las figuras 5 y 10 que los transistores T1 y T11 no son conmutados al estado de corte hasta después que se ha invertido la corriente de exploración en los transistores T2 y T12. En este caso los transistores T1 y T2 o los transistores T11 y T12 deben ser conmutados a partir de fuentes diferentes.

La figura 14 representa el circuito de la figura 6 junto con circuitos de excitación adecuados e ilustra una realización que tiene un paso de deflexión de línea aislado de red. Los componentes que cumplen las mismas funciones que los de la figura 6 tienen asignadas las mismas cifras de referencia.

Como en el caso del circuito de la figura 6, está aplicada a los terminales 11 y 12 la tensión de red rectificad y filtrada. Señales de sincronismo aplicadas a través del terminal 32 controlan un circuito 33 generador de impulsos que genera una forma de onda de conmutación con la frecuencia de línea. Esta forma de onda está representada en la figura 15 como forma de onda V39, es decir la forma de onda en la salida 39 del circuito 33 generador de impulsos. Esta forma de onda está aplicada, por intermedio de un circuito 34 excitador, a la base del transistor T12 como forma de onda V_{BT12} . La forma de onda V39 está también aplicada a un gene-

rador 35 de rampa que produce en su salida 40 la forma de onda representada en la figura 15 como V40. La forma de onda V40 de rampa está aplicada a un circuito 36 receptor de nivel de tensión que produce una forma de onda V41 de salida en la forma de un impulso que tiene un ancho de impulso variable. De este modo, el generador 35 de rampa y el circuito 36 receptor de nivel de tensión forman un modulador de ancho de impulso. El ancho de impulso de la salida del modulador de ancho de impulso está controlado por el potencial entre los extremos del condensador C13 o un potencial derivado del mismo, o por un potencial que puede derivarse de un arrollamiento adicional del transformador de salida de línea (del cual forman parte las inductancias L11 y L12) de un modo similar al representado en la figura 12. La forma de onda V41 de impulso está aplicada, por intermedio de un transformador TR4, a la entrada de basculamiento de un generador 37 de impulsos. El generador 37 de impulsos produce un impulso que tiene un ancho de impulso constante y que tiene su flanco anterior sustancialmente coincidente con el flanco de sentido negativo de la forma de onda V41. Este impulso es entonces aplicado a la base del transistor T11, a través de un paso 38 excitador, como forma de onda V_{BT11} .

Las inductancias L11 y L12 están débilmente acopladas inductivamente y están bobinadas preferiblemente sobre columnas opuestas del transformador de salida de línea. Como se

describe con referencia a la figura 12, pueden estar dispues-
tos arrollamientos adicionales sobre el transformador de sa-
lida de línea y las tensiones inducidas en ellos pueden ser
5 rectificadas y utilizadas para proporcionar potencia a otros
pasos de dicho receptor de televisión. Estos arrollamientos
adicionales están bobinados preferiblemente sobre la misma
columna del transformador de salida de línea como inductancia
L12 de modo que el núcleo del transformador proporciona un
aislamiento suficiente entre la inductancia L11 y estos arro-
10 llamientos sin que sean necesarios blindajes puestos a masa
entre los arrollamientos. De este modo, puede obtenerse una
disposición en la que las únicas partes del receptor no aisla-
das de la red sean el rectificador de red y circuitos de fil-
trado, la inductancia L11, el condensador C11, el transistor
15 T11, el paso 38 excitador, el generador 37 de impulsos y el
arrollamiento secundario del transformador TR4.

Con el fin de estabilizar la tensión entre los ex-
tremos del condensador C13, se varía el instante en el cual
es conmutado el transistor T11 con relación al del transis-
20 tor T12. El tiempo de conmutación del transistor T11 está con-
trolado por el modulador de ancho de impulso. El circuito 36
receptor de nivel de tensión puede consistir, por ejemplo,
en un circuito báscula de Schmitt cuya salida conmuta desde
un primer nivel a un segundo nivel cuando su entrada recibe
25 una tensión que tiene un valor dado. El generador 35 de ram-

pa produce una forma de onda que tiene un flanco anterior rápido y una rampa que desciende con relativa lentitud a partir de la forma de onda de conmutación producida por el generador 33 de impulsos. La amplitud de la tensión en rampa depende de la tensión de alimentación al generador 35 de rampa y si esta tensión está derivada de la tensión entre los extremos del condensador C13 o de una tensión derivada de otro arrollamiento dispuesto sobre el transformador de salida de línea, estará relacionada con la tensión a través del condensador C13. Como el flanco anterior de la forma de onda en rampa es rápido, el instante en el cual el circuito 36 receptor de nivel de tensión conmuta sobre el flanco frontal no variará de modo importante con amplitudes de rampa variables. Sin embargo, la rampa descendente no es tan rápida y el instante en el cual conmuta el circuito 36 receptor de nivel de tensión variará con amplitudes de rampa variables ya que está diseñado para conmutar a una amplitud dada. De este modo, el ancho del impulso producido por el modulador de ancho de impulso depende de la tensión entre los extremos del condensador C13 aplicada a la sección 35 generadora de rampa del mismo. La salida V41 del modulador de ancho de impulso está aplicada, por intermedio del transformador TR4, a la entrada de basculamiento del generador 37 de impulsos. El transformador TR4 está dispuesto para mantener aislamiento de red del circuito de deflexión de línea. El generador 37 de impulsos, que puede estar constitui-

do, por ejemplo, como multivibrador monoestable, produce un impulso que tiene un ancho de impulso fijo pero cuyo flanco anterior es coincidente con el flanco de sentido negativo de la forma de onda V_{41} , despreciando los retardos de conmutación. La forma de onda V_{BT11} ilustra la forma de onda producida en la salida del generador 37 de impulsos después que ha pasado a través del circuito 38 excitador en el cual es invertida. Las flechas sobre la forma de onda V_{41} indican el flanco que varía con amplitud de rampa variable y las dispuestas sobre la forma de onda V_{BT11} representan la variación correspondiente del tiempo del impulso producido por el generador 37 de impulsos. Se observará que el impulso tiene un ancho constante estando desplazados ambos flancos en el mismo tiempo. Puede verse que ambos transistores $T11$ y $T12$ son conmutados al estado de corte después de un corto retardo después que la forma de onda de conmutación en su electrodo de base comienza a ser negativa. Esto es debido al fenómeno de almacenamiento de huecos en la región base-emisor de los transistores.

Las figuras 16, 17 y 18 representan formas de onda que ilustran el flujo de corriente a través de las inductancias $L11$ y $L12$ cuando el transistor $T11$ es conmutado en el centro del período de exploración de línea, antes del centro del período de exploración de línea, y después del centro del período de exploración de línea, respectivamente. En estas fi

guras, la curva a representa la corriente que fluye a través de la inductancia debido a la conmutación del transistor conectado en serie con ella, la curva b representa la corriente inducida en la inductancia debido a la corriente que fluye en la otra inductancia y la curva c representa la corriente total que fluye a través de la inductancia, que es la suma de a y b.

Como puede verse por las curvas para la inductancia L_{12} en la figura 16, cuando el transistor T_{11} es conmutado de modo que el centro del impulso de tensión producido a través de la inductancia L_{11} está en el centro del período de exploración de línea, la corriente inducida en la inductancia L_{12} debido a la corriente que fluye en la inductancia L_{11} , es decir la curva b, es simétrica alrededor de la línea de corriente cero en un ciclo de exploración. Adicionalmente, la corriente total, es decir la correspondiente a la curva c, que fluye en la inductancia L_{12} , es simétrica alrededor de la línea de corriente cero en un ciclo de exploración. Esto significa que puede no existir flujo total de energía desde la inductancia L_{11} a la inductancia L_{12} durante un ciclo de exploración de línea completo. De este modo, el condensador C_{13} no se cargará y de este modo no puede ser generada por este procedimiento potencia para el paso de deflexión de línea. Puede verse también por la curva correspondiente a la inductancia L_{11} en la figura 16 que la corriente inducida en la inductancia L_{11} por la corriente que fluye en la inductancia L_{12} y la corriente total, es decir la correspondiente a la curva c, son simé-

tricas alrededor de la línea de corriente cero en un ciclo de exploración. De este modo, tampoco habrá flujo total de energía desde la inductancia L12 hasta la inductancia L11 durante un ciclo de exploración de línea completo y, por consiguiente, la figura 16 representa la forma de onda imaginaria para un estado que nunca puede presentarse en la práctica.

5

La figura 17 ilustra las corrientes que fluyen en las inductancias L11 y L12 cuando el transistor T11 es conmutado de modo que el centro del impulso de tensión entre los extremos de la inductancia L11 tiene lugar antes del centro del período de exploración. En este caso, la curva c de forma de onda de corriente total no es simétrica alrededor del eje cero durante un ciclo de exploración de línea y por consiguiente puede producirse un flujo de energía entre las inductancias L11 y L12. Esta transferencia de energía desde la inductancia L11 a la inductancia L12 puede ser utilizada para cargar el condensador C13. La energía total transferida depende de la magnitud del acoplamiento entre las inductancias y del tiempo relativo de conmutación de los transistores T11 y T12 al estado de corte. La cantidad de energía transferida aumentará a medida que el instante de conmutación del transistor T11 se aproxime al instante de conmutación del transistor T12. De este modo, variando el instante de conmutación del transistor T11, puede controlarse la cantidad de energía

10

15

20

25

transferida y por consiguiente la tensión a la cual se carga el condensador C13.

5 La figura 18 ilustra las corrientes que fluyen en las inductancias L11 y L12 cuando el transistor T11 es conmu-
tado de modo que el centro del impulso de tensión entre los
extremos de la inductancia L11 tiene lugar después del centro
del período de exploración. Nuevamente la forma de onda de
corriente total (curva c) no es simétrica alrededor del eje
de corriente cero durante un período de exploración de línea
10 y se produce un flujo neto de energía entre las inductancias
L11 y L12. La dirección de arrollamiento para la inductancia
L11 en la figura 18 está invertida con respecto al de la fi-
gura 17, ya que de otro modo se reduciría la carga sobre el
condensador C13. La carga entre los extremos del condensador
15 C13 aumentará a medida que el instante de conmutación del
transistor T11 tenga lugar más tarde en el ciclo de explora-
ción de línea.

La disposición de circuito representada en la fi-
gura 14 tiene la ventaja sobre la representada en la figura
20 12 de que si cualquiera de los transistores T11 y T12 se ave-
ría quedando en cortocircuito entre colector y emisor, enton-
ces la disposición deja de funcionar protegiendo así al otro
dispositivo. También, incluyendo un transformador en el cir-
cuito de control para el transistor T11, la disposición puede
25 proporcionar aislamiento de red para el paso de deflexión de

línea y si son tomadas fuentes de alimentación de tensión con-
tinua adicionales de arrollamientos auxiliares sobre el trans-
formador de salida de línea de un modo similar al representa-
do en la figura 12, esta disposición puede proporcionar un re-
5 ceptor de televisión casi totalmente aislado de red no estan-
do aislados de la alimentación de red solamente el circuito
rectificador y de filtrado para la alimentación de red, el
transistor T11, el generador 37 de impulsos y el circuito 38
excitador. Como las inductancias L11 y L12 están débilmente
10 acopladas, por ejemplo bobinadas sobre columnas opuestas del
núcleo del transformador de salida de línea, la sintonía de
la inductancia L11 no tiene que estar relacionada rígidamen-
te con el período de retroceso. Si la inductancia L11 está
sintonizada a una frecuencia más baja, es decir la correspon-
15 diente a un impulso de semionda senoidal entre los extremos
de la inductancia L11 que tiene un período más largo que el
período de retroceso, se reduce la tensión de pico que tiene
que soportar el transistor T11 entre sus electrodos de base
y colector. Esto permite utilizar como transistor T11 un tran-
20 sistor con un valor nominal de tensión más bajo que el que se
requeriría de otro modo.

En las disposiciones de circuito descritas anterior-
mente los transistores T1, T2, T11 y T12 son conmutados desde
un primer estado en el cual no conducen corriente sustancial-
25 mente a un segundo estado en el cual proporcionan un cortocir-

5 cuito virtual en su camino de corriente principal y, por con-
siguiente, funcionan como conmutadores. Se comprenderá, por
consiguiente, que los transistores pueden ser sustituidos fá-
cilmente por otros dispositivos que tengan una capacidad si-
milar de funcionar como conmutadores. Tales dispositivos po-
drían ser, por ejemplo, tiristores o conmutadores de bloqueo
por puerta aunque con tales dispositivos puede ser necesario
disponer medios de circuito para llevar los dispositivos al
estado de no conducción. Como se ha explicado anteriormente,
10 si los dispositivos no son capaces de conducir corriente en
ambas direcciones durante sus períodos de cortocircuito, pue-
de ser necesario disponer un diodo u otro componente conduc-
tor de corriente unidireccional en paralelo con el dispositi-
vo.

15 Esta solicitud, que corresponde a las presentadas
en Gran Bretaña, el 1 de abril de 1974, bajo el N° 14380-74
(Provisional) y el 25 de Febrero de 1975, bajo el número 14380-74
(Completa), se acoge a los beneficios del artículo 51 del vi-
gente Estatuto sobre Propiedad Industrial.

20

REIVINDICACIONES

5

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

10

1.^a.- Una disposición de circuito en un aparato de presentación de imágenes de televisión, que comprende la disposición en serie de un primer conmutador y una primera inductancia, cuya disposición en serie está conectada entre los terminales de una fuente de tensión continua, comprendiendo adicionalmente un circuito de deflexión de línea que incluye un segundo conmutador conectado en serie con una segunda inductancia sintonizada a una primera frecuencia tal que el período es sustancialmente igual al doble del período de retroceso de la corriente en diente de sierra que fluye a través de una bobina de deflexión de línea, siendo capaz el segundo conmutador de conducir en las dos direcciones bajo el control de una señal de control de la frecuencia de línea, caracterizada porque el primer conmutador, bajo control de una señal de control con una frecuencia que está en relación armónica con la frecuencia de línea, es también capaz de conducir en

15

20

25

dos direcciones para cargar un condensador, constituyendo la tensión entre los extremos del condensador una fuente de tensión de alimentación para el circuito de deflexión de línea, mientras que la primera inductancia está sintonizada a una segunda frecuencia determinada.

5

2ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 1ª, caracterizada porque la señal de control del primer conmutador tiene una frecuencia igual a la frecuencia de línea.

10

3ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 1ª, caracterizada porque la primera y la segunda inductancia están acopladas inductivamente.

15

4ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 3ª, caracterizada porque es inducida una corriente en la segunda inductancia por una corriente que fluye a través de la primera inductancia, cuya corriente inducida es capaz de cargar el condensador.

20

5ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 4ª, en la cual la fuente de tensión continua está derivada de la red eléctrica, caracterizada porque la fuente de tensión de alimentación para el circuito de deflexión de línea está aislada de la tensión de red.

25

6ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 3ª a 5ª, caracterizada porque la primera y segunda inductancias están bobinadas sobre colum

nas diferentes de un transformador de salida de línea.

5 7ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 6ª, caracterizada porque están bobinados sobre el transformador de salida de línea arrollamientos adicionales para generar tensiones de alimentación adicionales.

10 8ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con las reivindicaciones 5ª y 7ª, caracterizada porque los arrollamientos adicionales están bobinados sobre la misma columna que la segunda inductancia.

15 9ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1ª a 8ª, caracterizada porque el instante de conmutación al estado de corte del primer conmutador es variable con relación al instante de conmutación al estado de corte del segundo conmutador, siendo controlable la mencionada variación en función de la tensión entre los extremos del condensador o de una tensión derivada de ella.

20 10ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 9ª, caracterizada porque los dos conmutadores son conmutados al estado de corte por flancos alternativos de una señal de impulso cuya relación entre el ancho de impulso y el período está controlada por la mencionada tensión.

25 11ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con

cualquiera de las reivindicaciones 2ª a 9ª, que comprende un primer generador de impulsos sincronizable para controlar el segundo conmutador por medio de una primera señal de conmutación, caracterizada porque la primera señal de conmutación está aplicada a un modulador de ancho de impulso que genera una segunda señal de conmutación cuyo ancho de impulso depende de la mencionada tensión, siendo el flanco anterior de cada impulso de la segunda señal de conmutación sustancialmente coincidente con el de cada impulso de la segunda señal de conmutación, con lo cual la segunda señal de conmutación está aplicada a un segundo generador de impulsos que genera una tercera señal de conmutación que comprende impulsos de ancho sustancialmente constante cuyos flancos anteriores son sustancialmente coincidentes con los flancos posteriores de los correspondientes impulsos de la segunda señal de conmutación, controlando la tercera señal de conmutación al primer conmutador.

12ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 11ª y la reivindicación 5ª u 8ª, caracterizada porque la segunda señal de conmutación está aplicada al segundo generador de impulsos por medio de un transformador capaz de mantener la separación entre la fuente de tensión de alimentación para el circuito de deflexión de línea y la tensión de red.

13ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con

la reivindicación 1ª, caracterizada porque al menos parte de la corriente que fluye a través de la bobina de deflexión durante al menos parte del período de exploración es producida por una corriente que fluye a través de la segunda inductancia y es inducida por una corriente que fluye a través de la primera inductancia.

14ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 13ª, caracterizada porque la segunda frecuencia es sustancialmente igual a la primera.

15ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 13ª y 14ª, caracterizada porque la segunda inductancia está conectada entre un primer terminal del primer conmutador y un segundo terminal del segundo conmutador y el condensador está conectado entre el primer terminal del primer conmutador y el primer terminal del segundo conmutador.

16ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 13ª y 14ª, caracterizada porque la segunda inductancia está conectada entre el segundo conmutador y un terminal del condensador, estando conectado el otro terminal del condensador a un terminal de la fuente de tensión continua.

17ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 16ª, caracterizada porque las dos inductancias están dimensionadas de tal modo que la tensión entre

los extremos del condensador es más alta que la de la fuente de tensión continua.

5 18ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 13ª a 17ª, caracterizada porque está conectado un arrollamiento de un transductor en paralelo con la primera inductancia, siendo controlado el arrollamiento de control del transductor en función de la tensión entre los extremos del condensador o de una tensión derivada de ella.

10 19ª.- Una disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 12ª, y cualquiera de las reivindicaciones 14ª y 15ª, caracterizada porque los dos conmutadores son conmutados simultáneamente y porque las dos inductancias están fuertemente acopladas.

15 20ª.- Una disposición de circuito en un aparato de presentación de imágenes de televisión.

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.

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

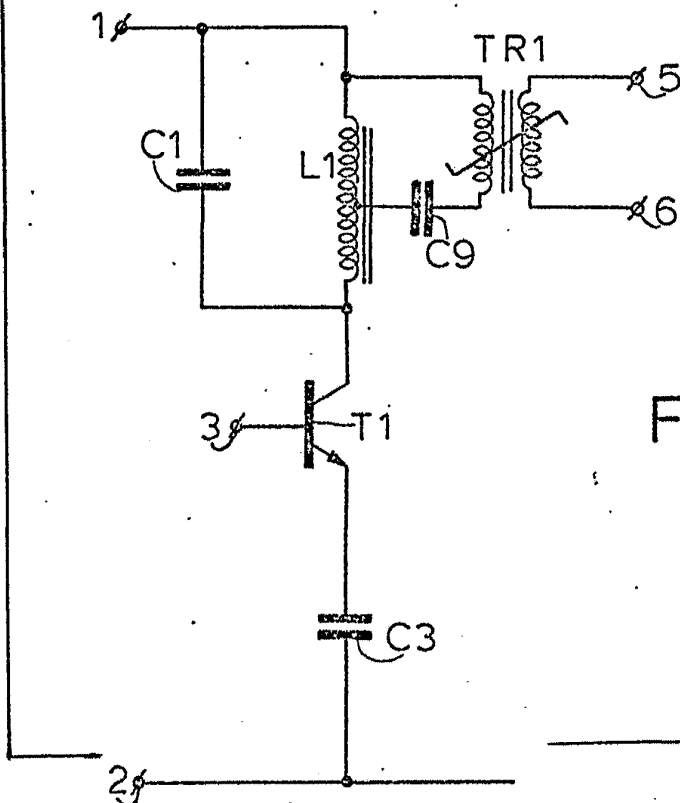
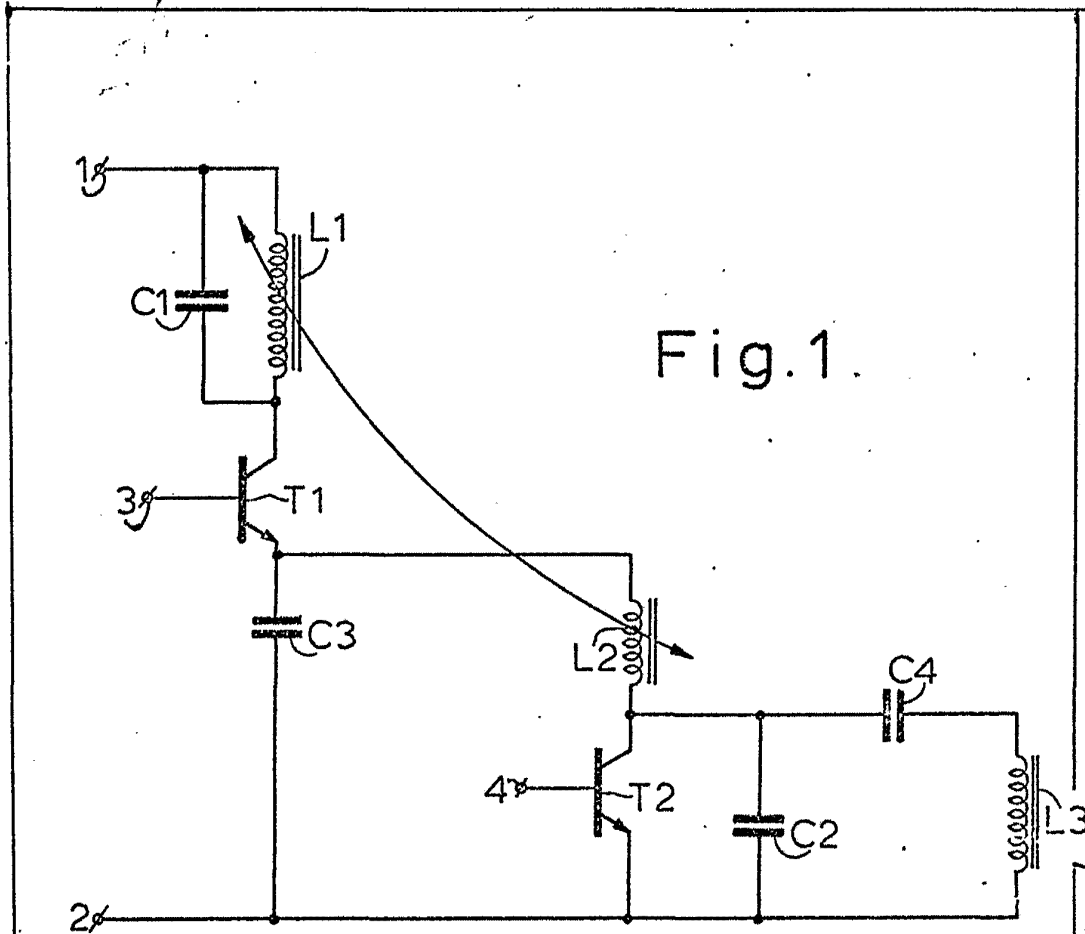
Madrid,

P.A.

11 JUL. 1975

Alberio de El...
Por Poder...

25



Alberto de Eizoburu
Por Poderes

II/XVI

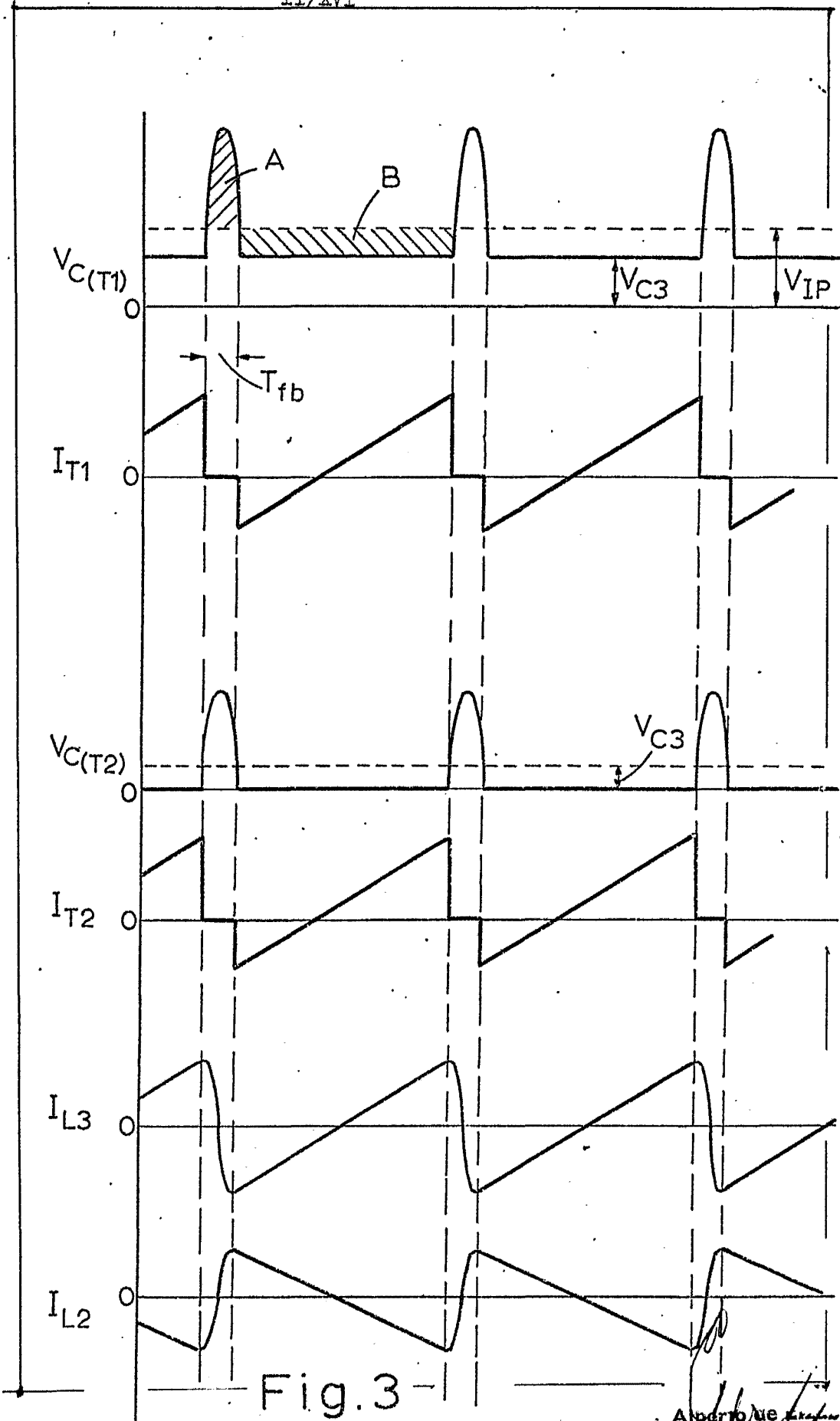


Fig. 3

Alberto de ...
Por Poder.

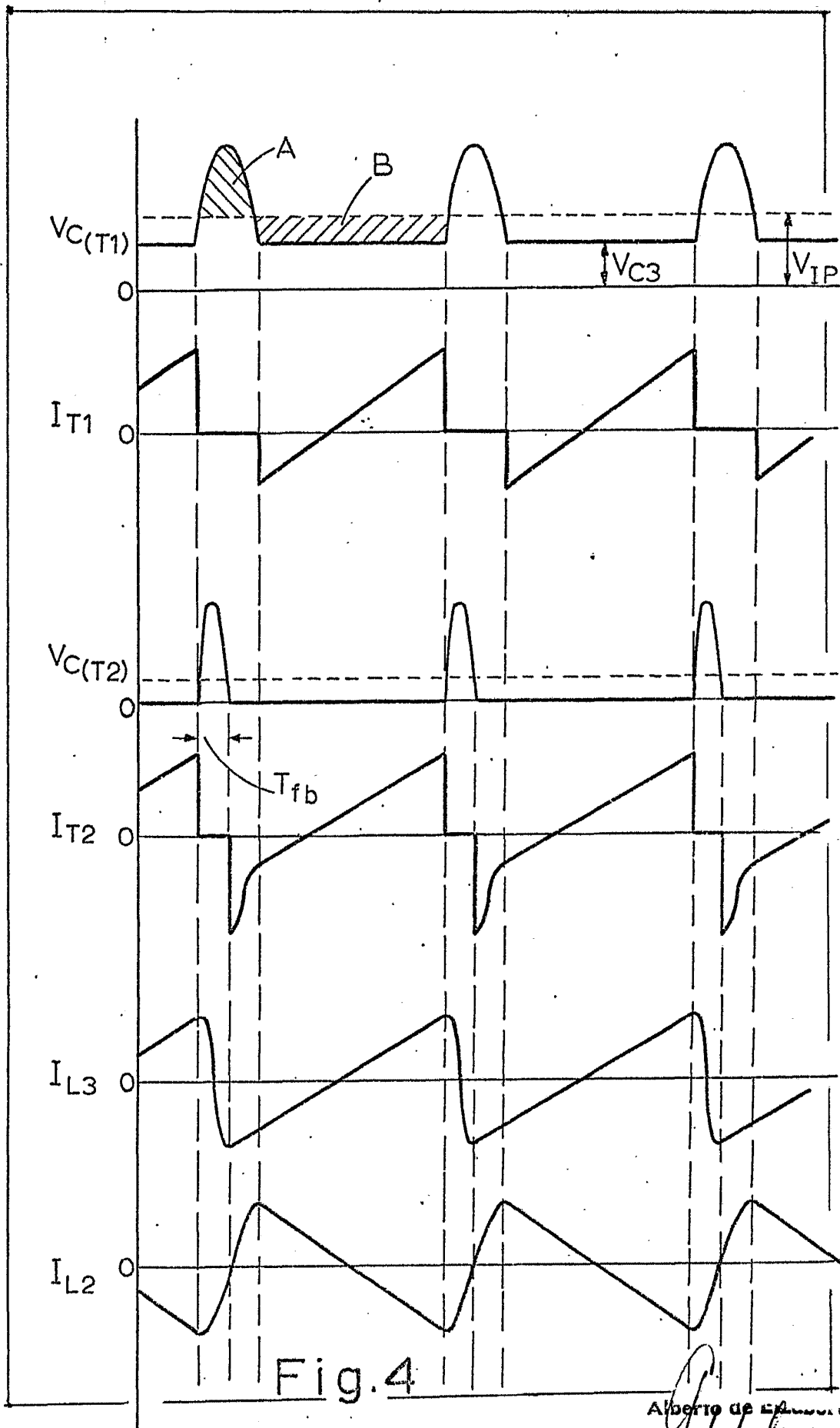


Fig.4

Alberto de la Cruz
Por Rodas

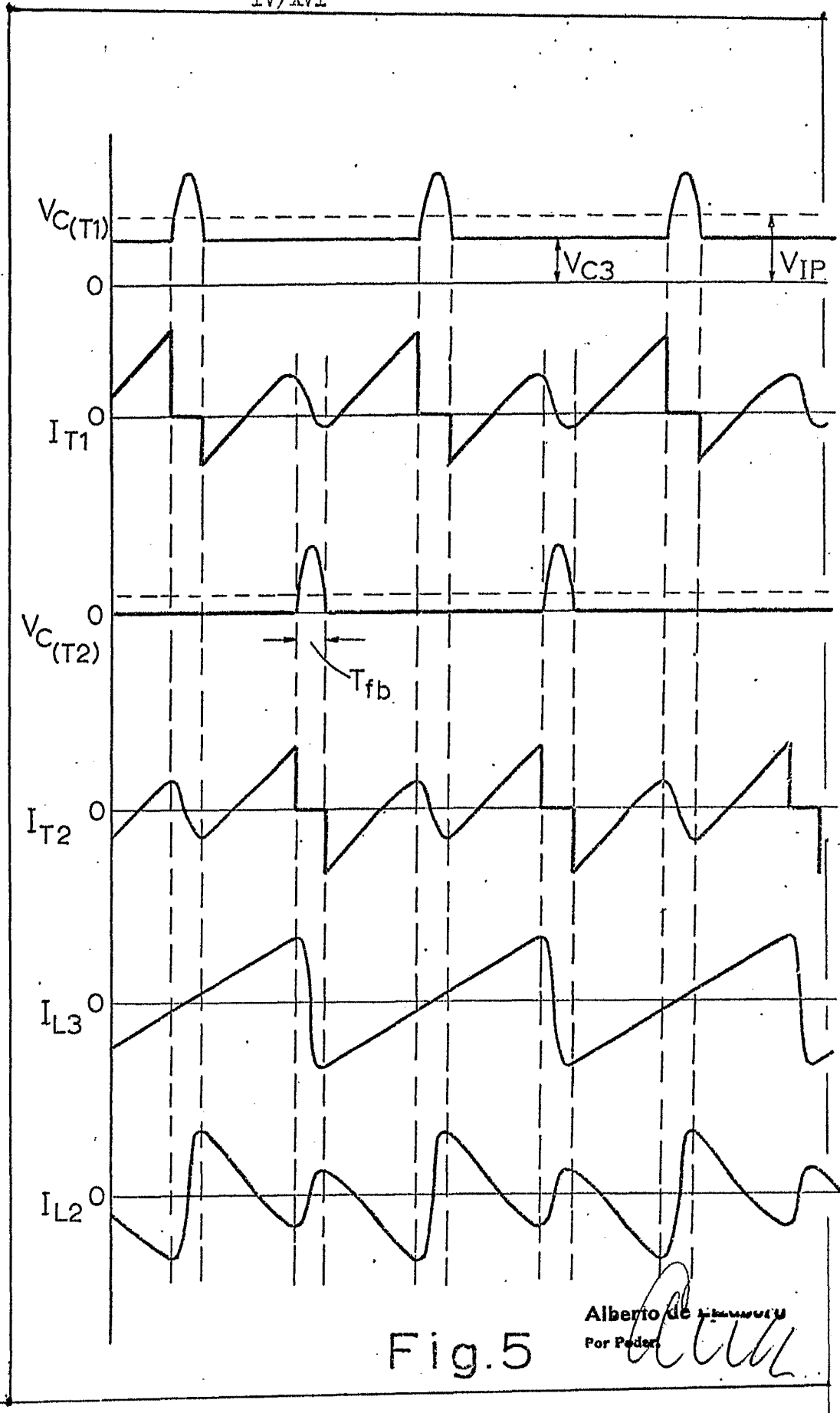


Fig.5

Alberto de ...
Por Pedro

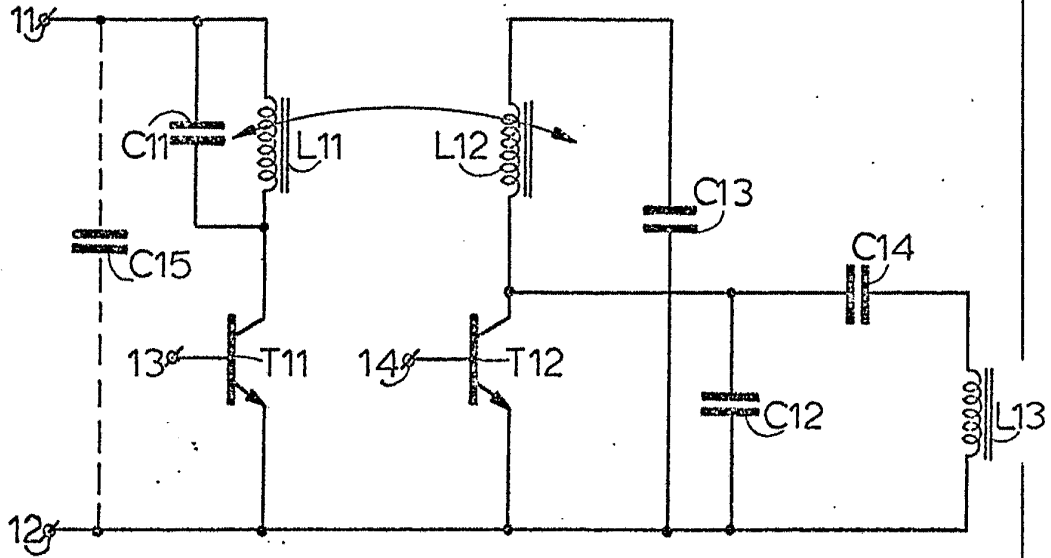
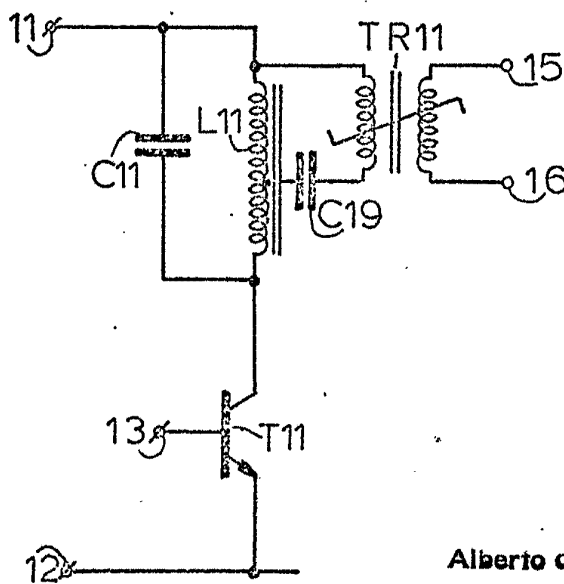


Fig. 6.



Alberto de ~~XXXXXXXXXX~~
Por Poder,

Fig. 7.

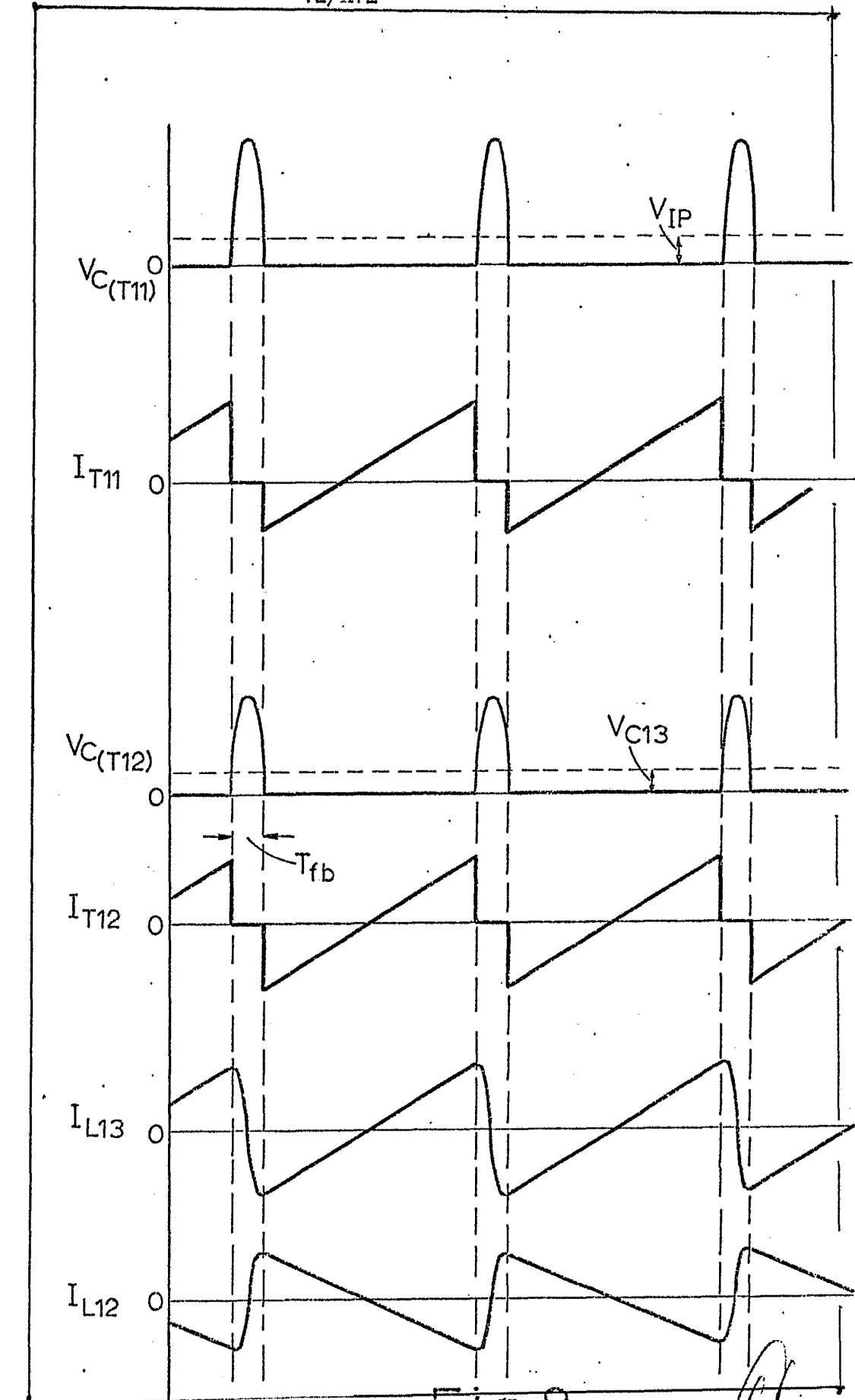


Fig. 8

Alberto de E...
Por Poder...

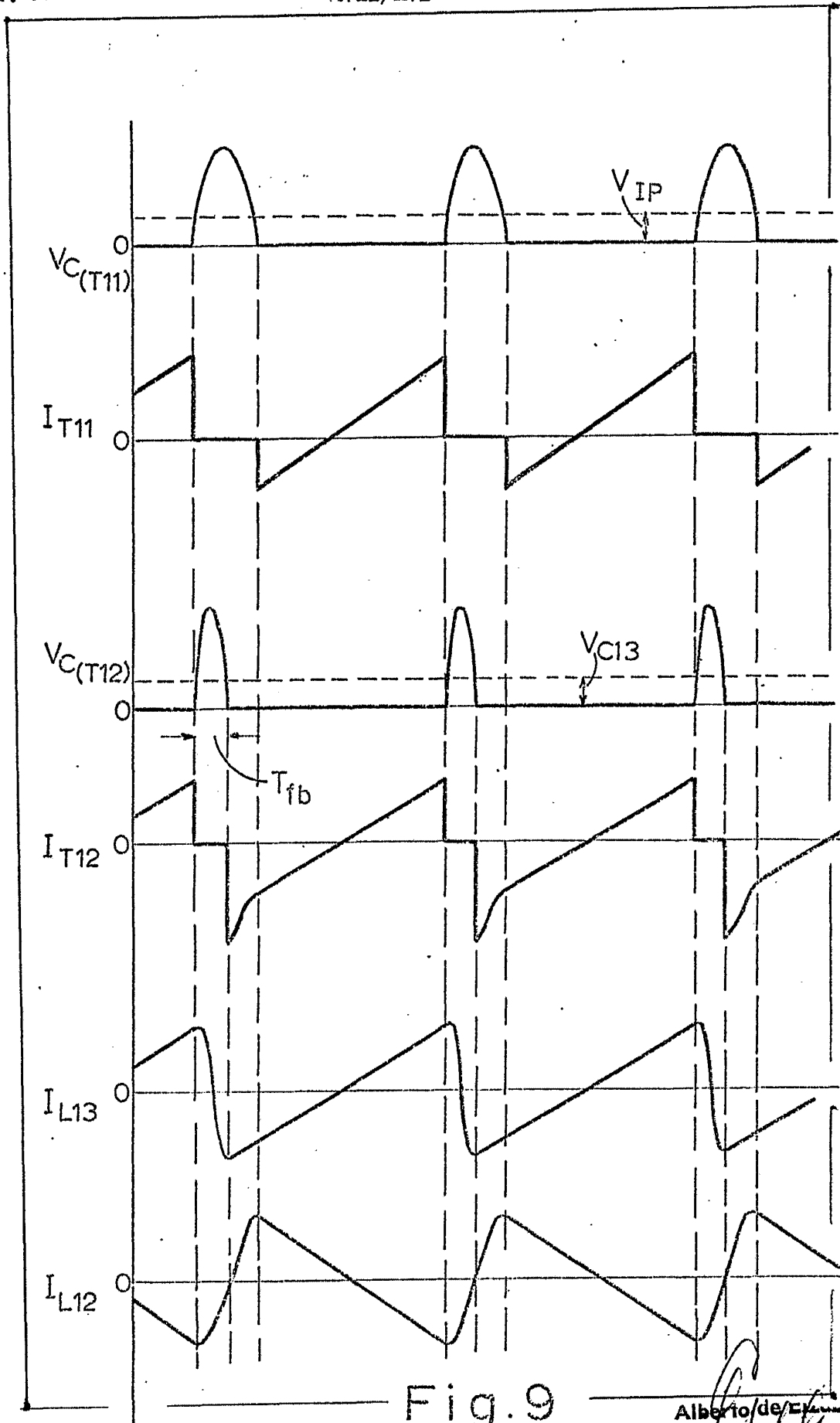


Fig. 9

Alberto de El
Por Fourn

VIII/VI

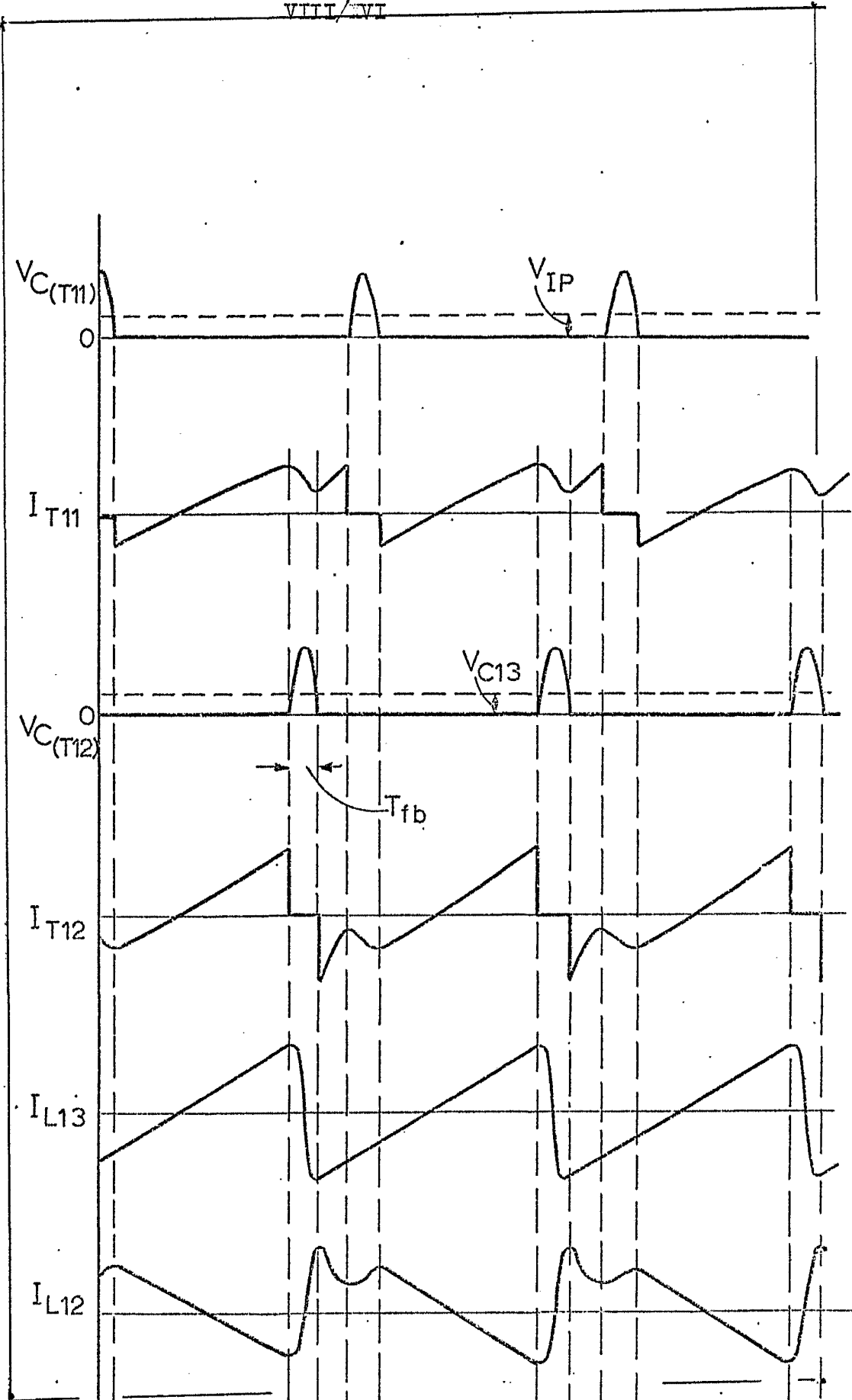


Fig.10

Alberto de E...
Por Peden.

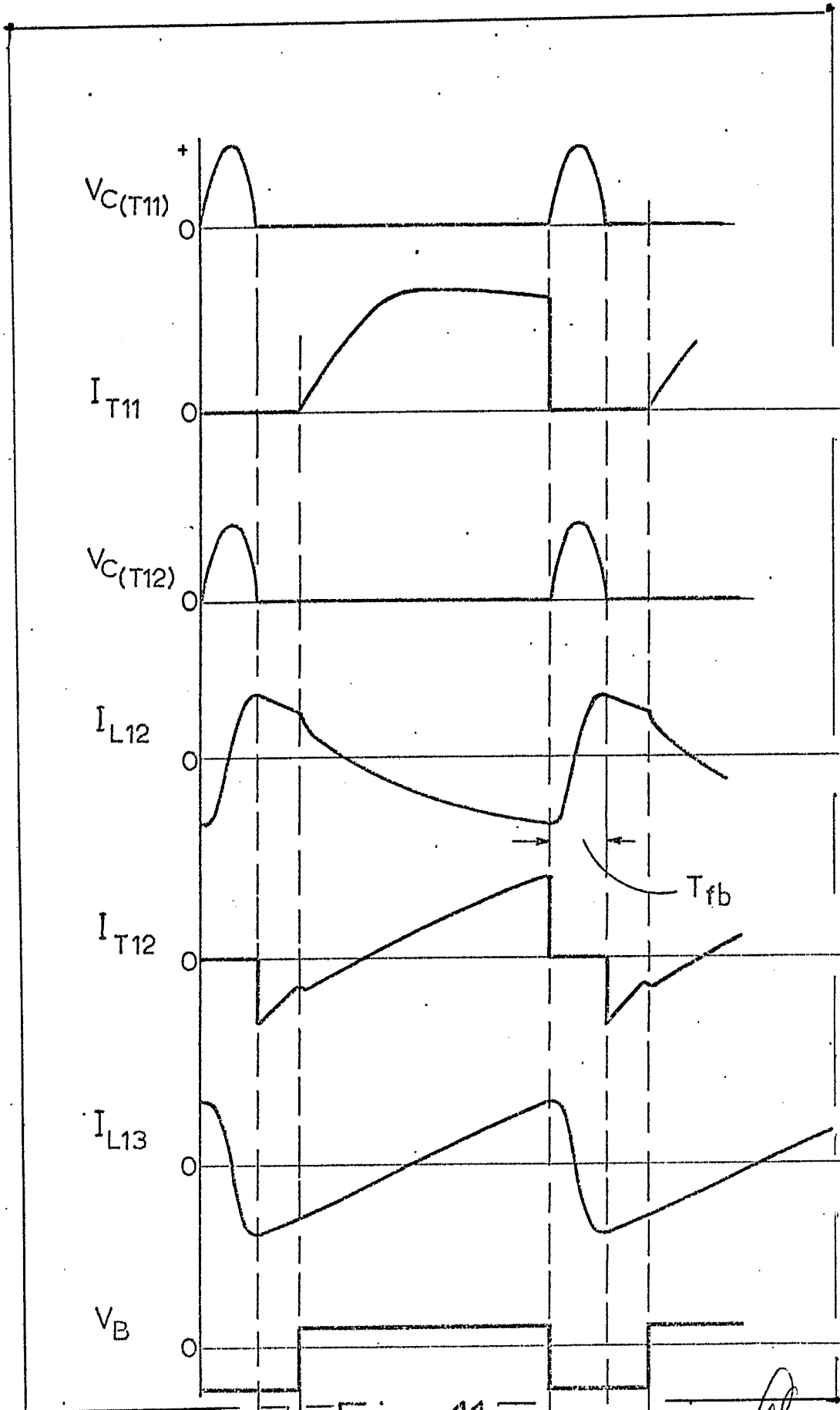


Fig.11

Alberto de Encarnação
Por Poder.
OLYMP DUB. 32422

PHILIPS

N. V. PHILIPS' Gloeilampenfabriek

X/1VI

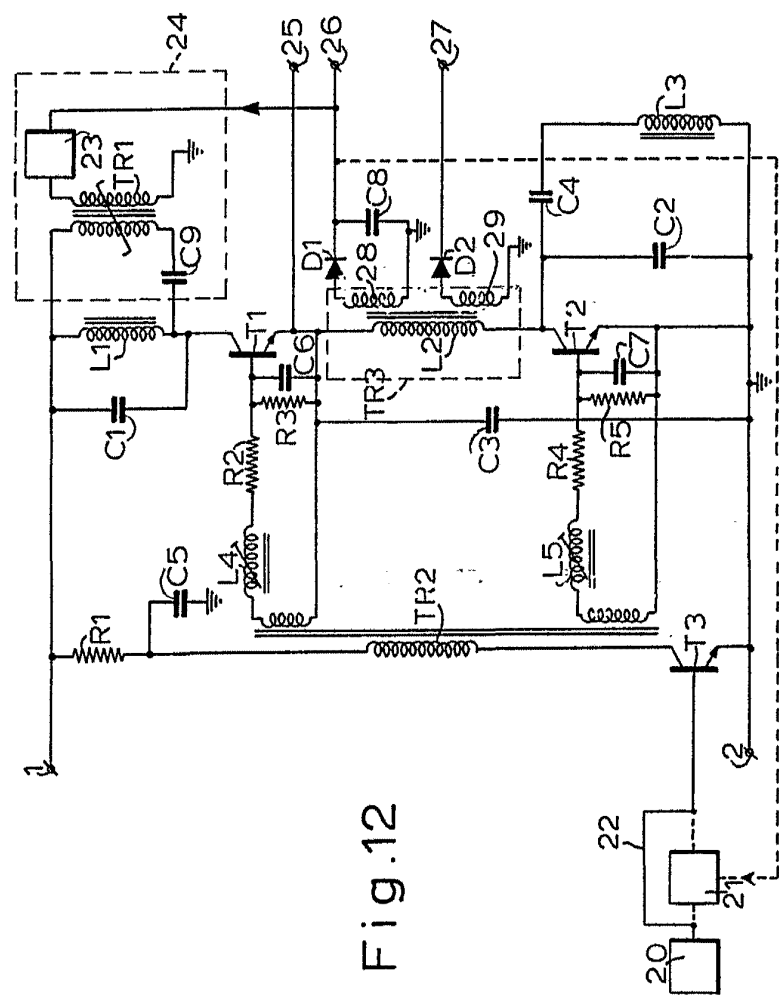
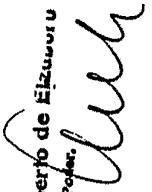


Fig.12

10-XVI PHB 32423

Alberjo de Eizasuuru
 Por Poder.



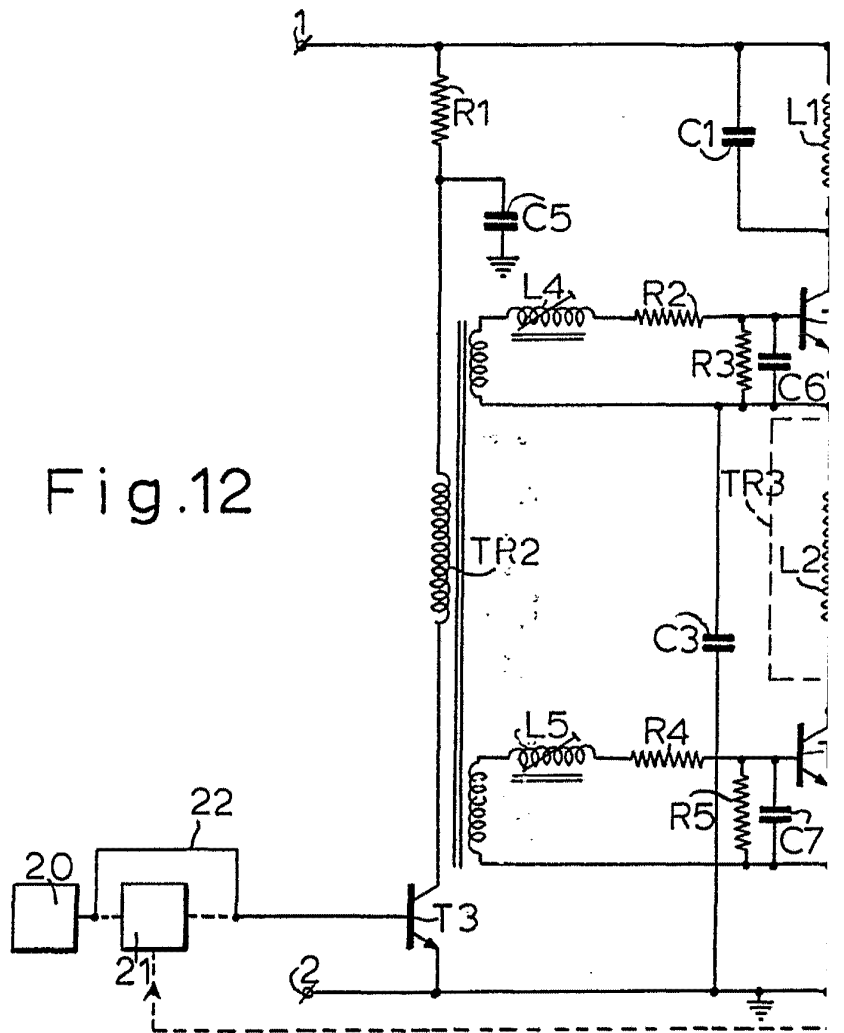
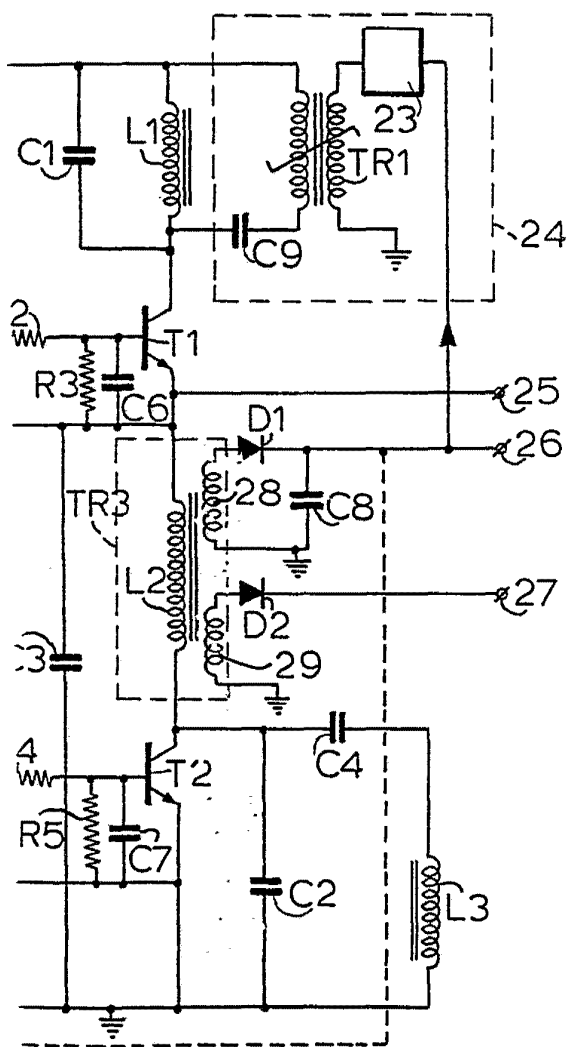


Fig.12

10-XVI PHB 32423



Alberto de Elizuru
Por Poder.

XI/XVI

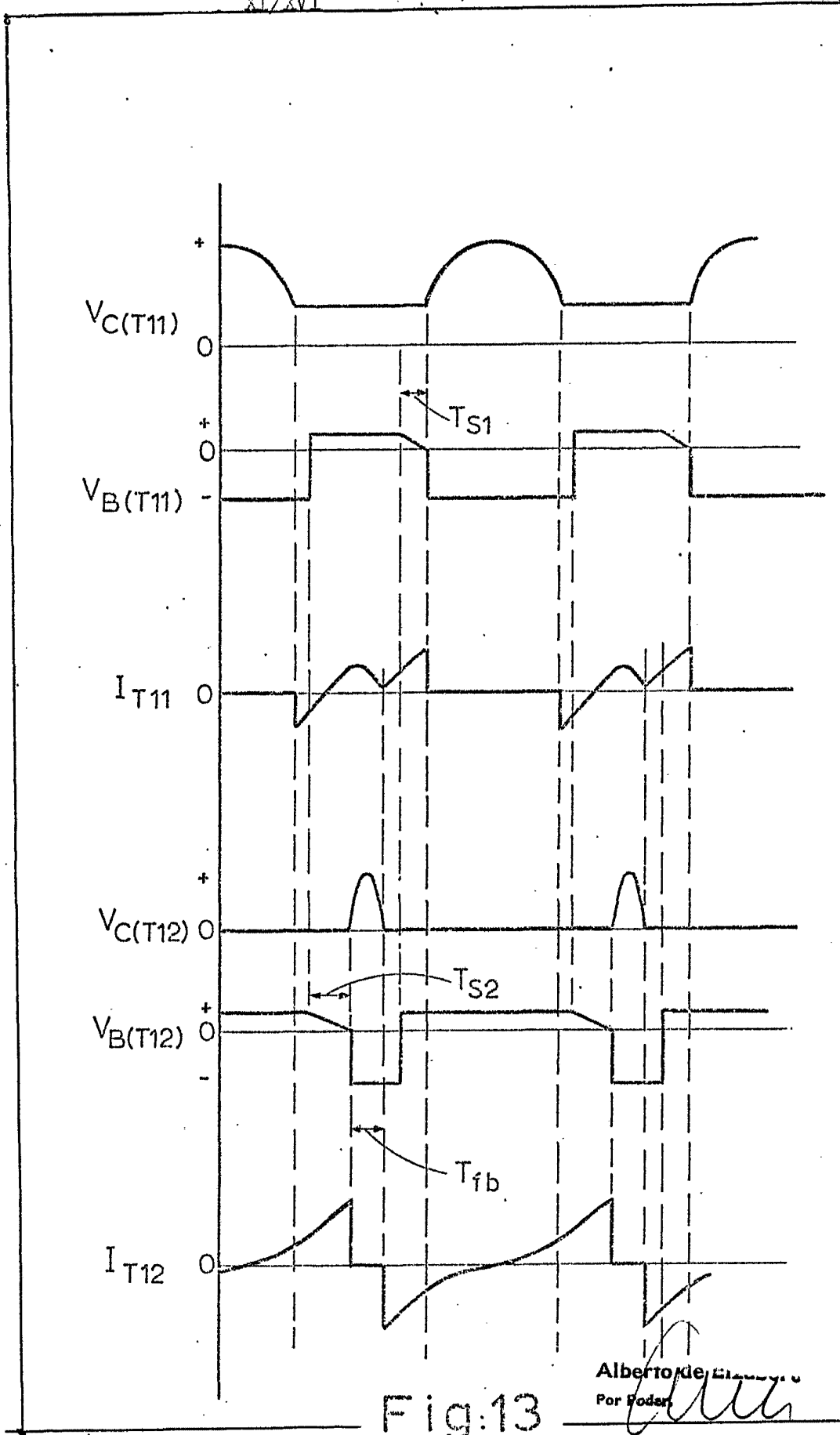


Fig:13

Alberto de ...
Por ...

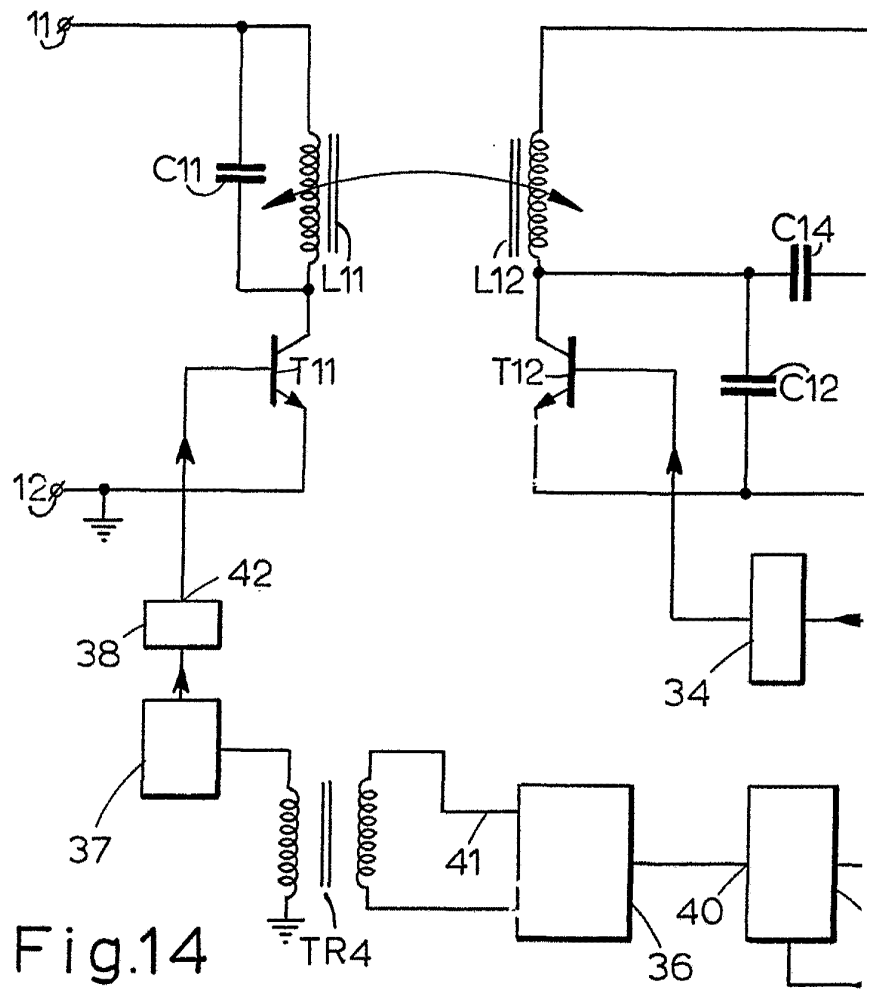
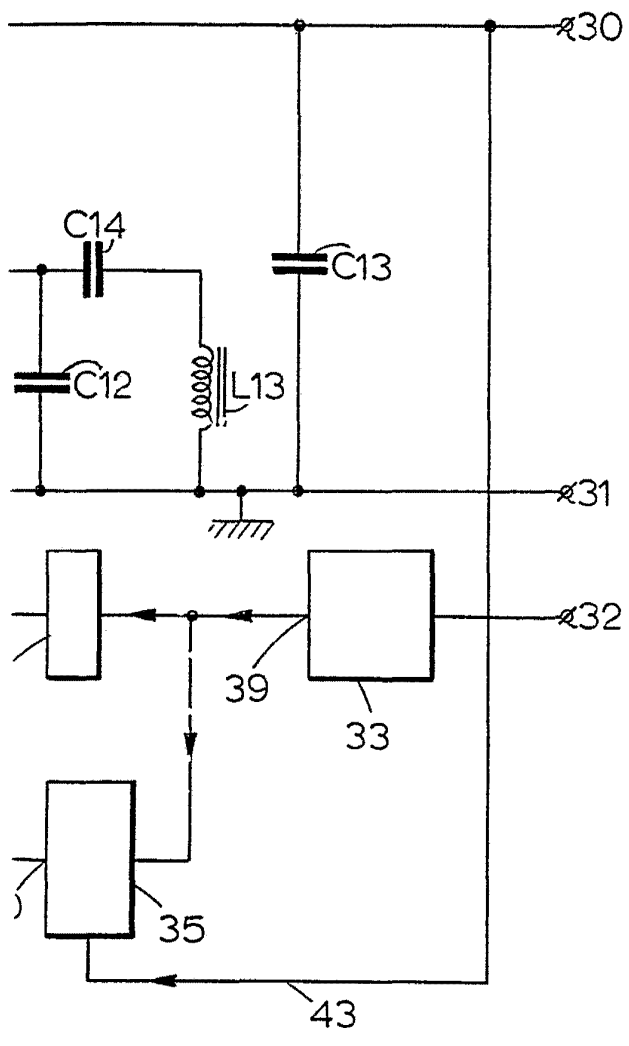


Fig.14

12-XVI PHB 32423

05/11/15



Alberto de ~~XXXXXXXX~~
Por Poder. *[Signature]*

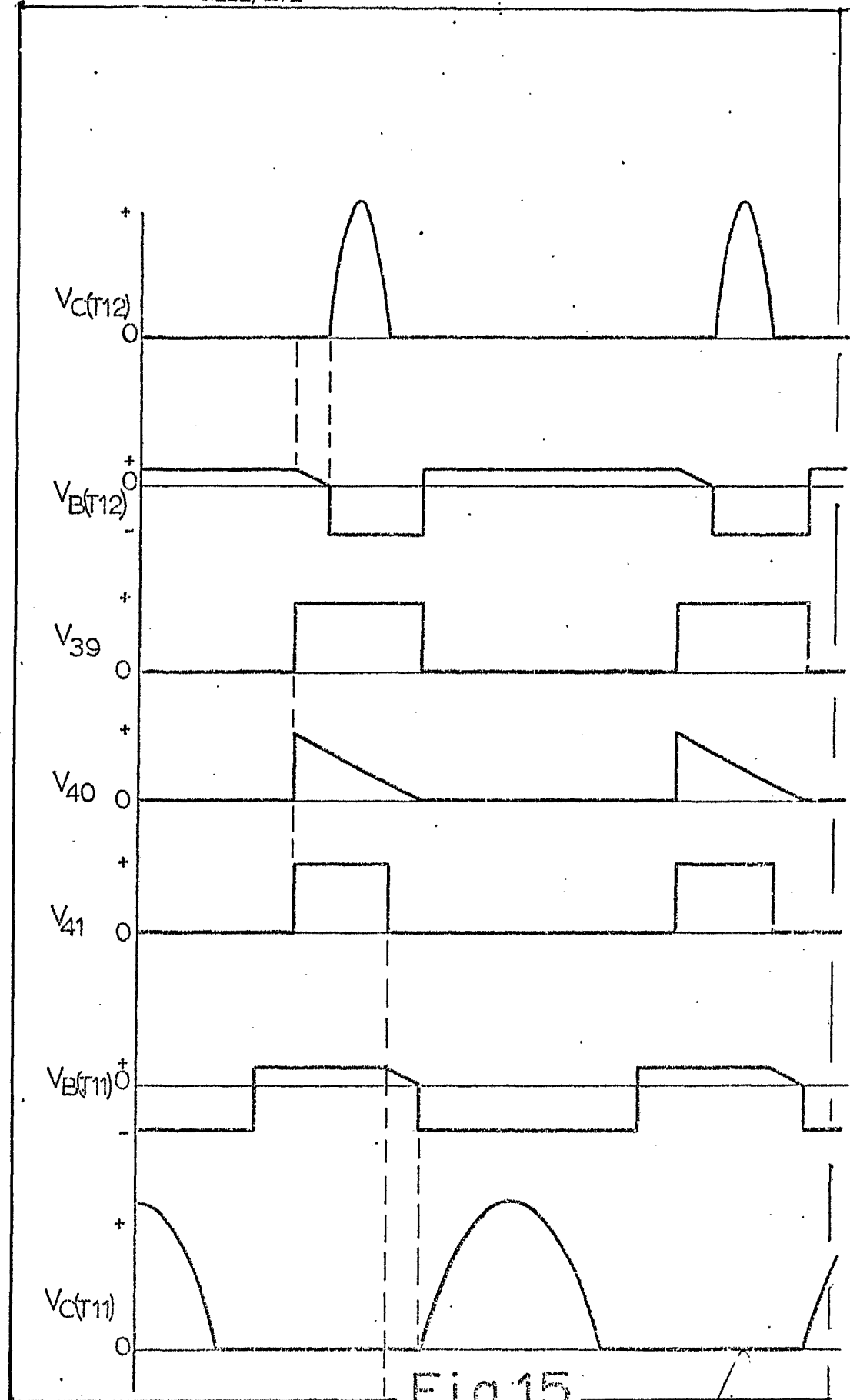


Fig:15

Alberto de Linares
Per Poder.

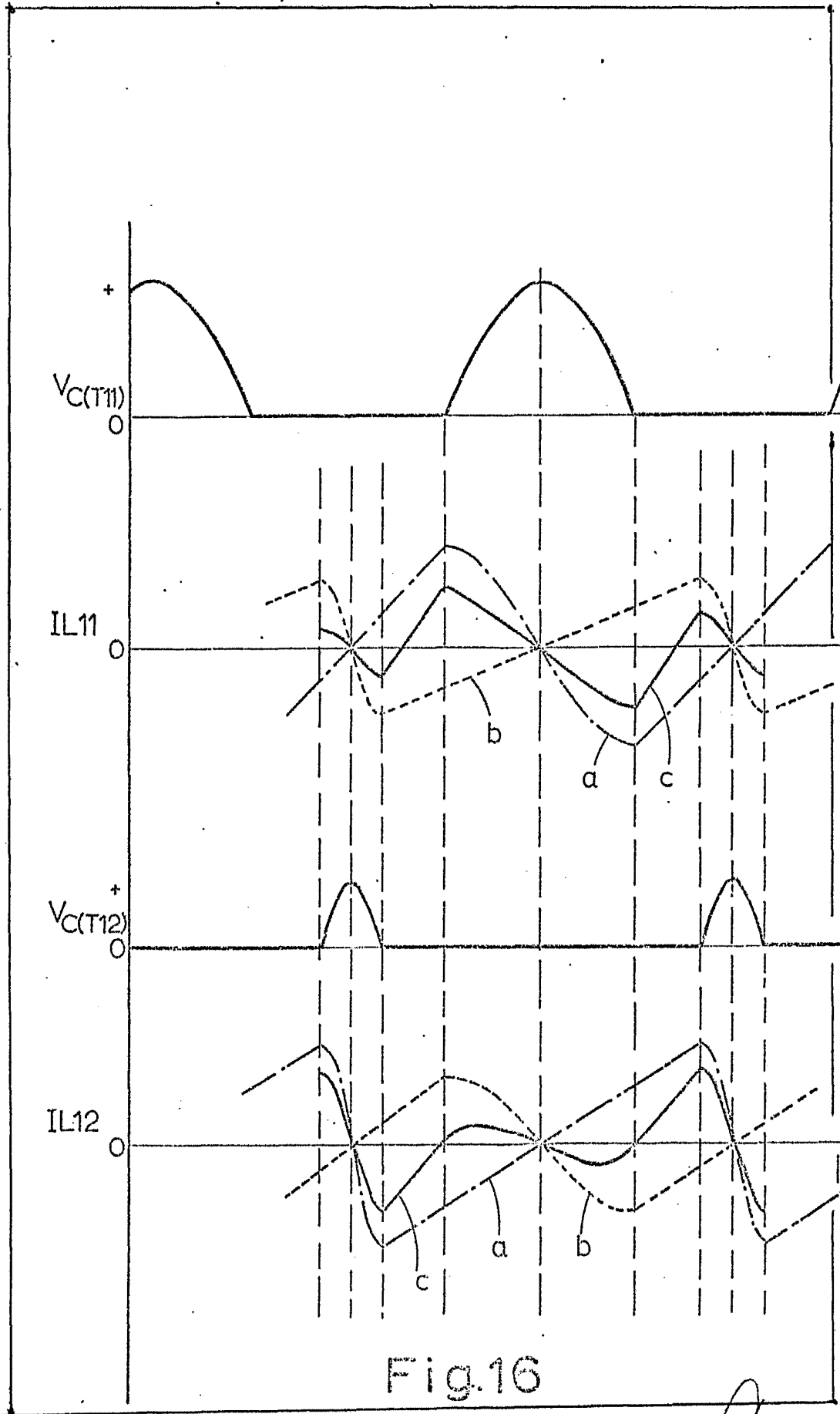


Fig.16

Alberto de *Alber*
Por Poder.

XV/XVI

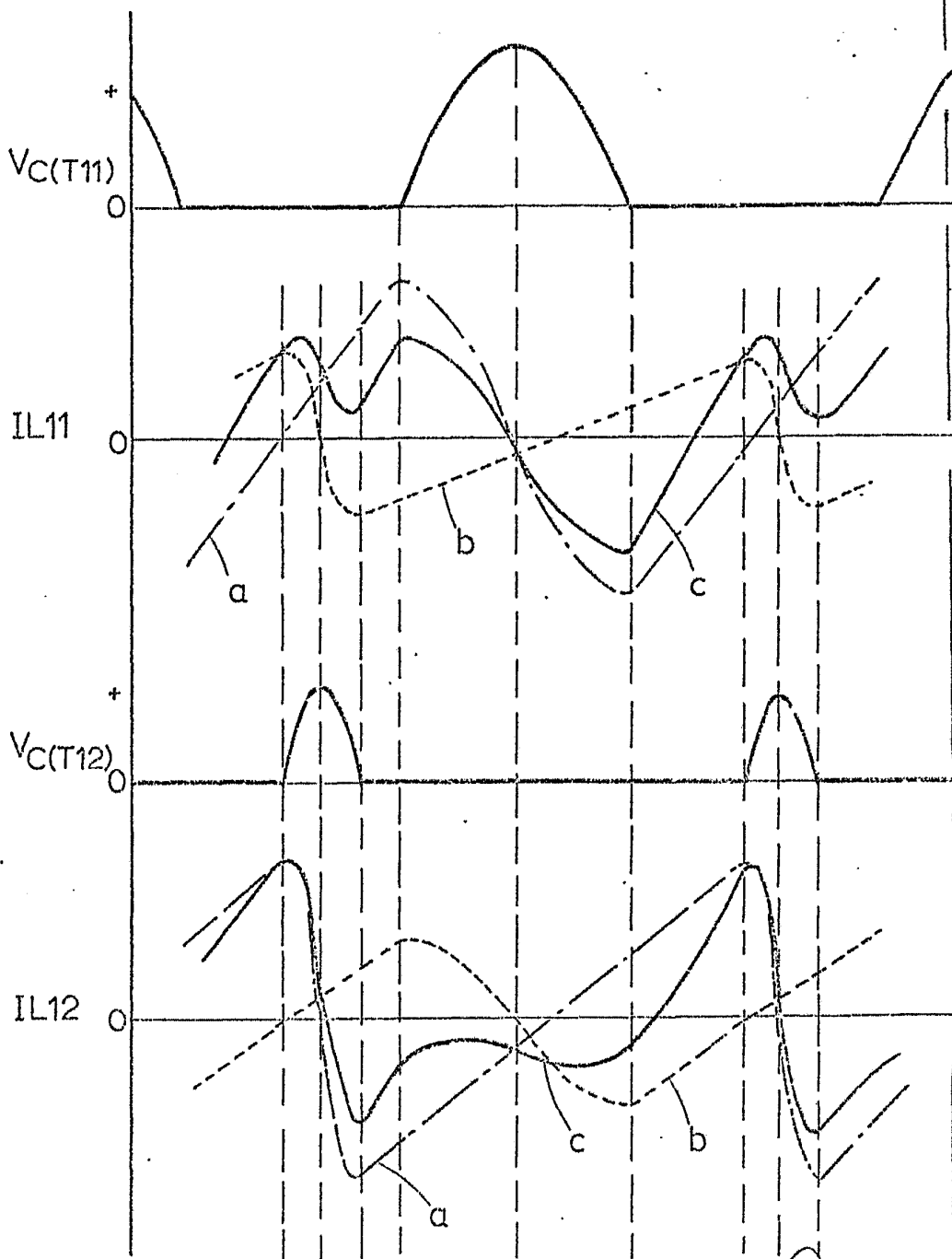


Fig. 17

Alberto de *Alvarez*
Por Poder

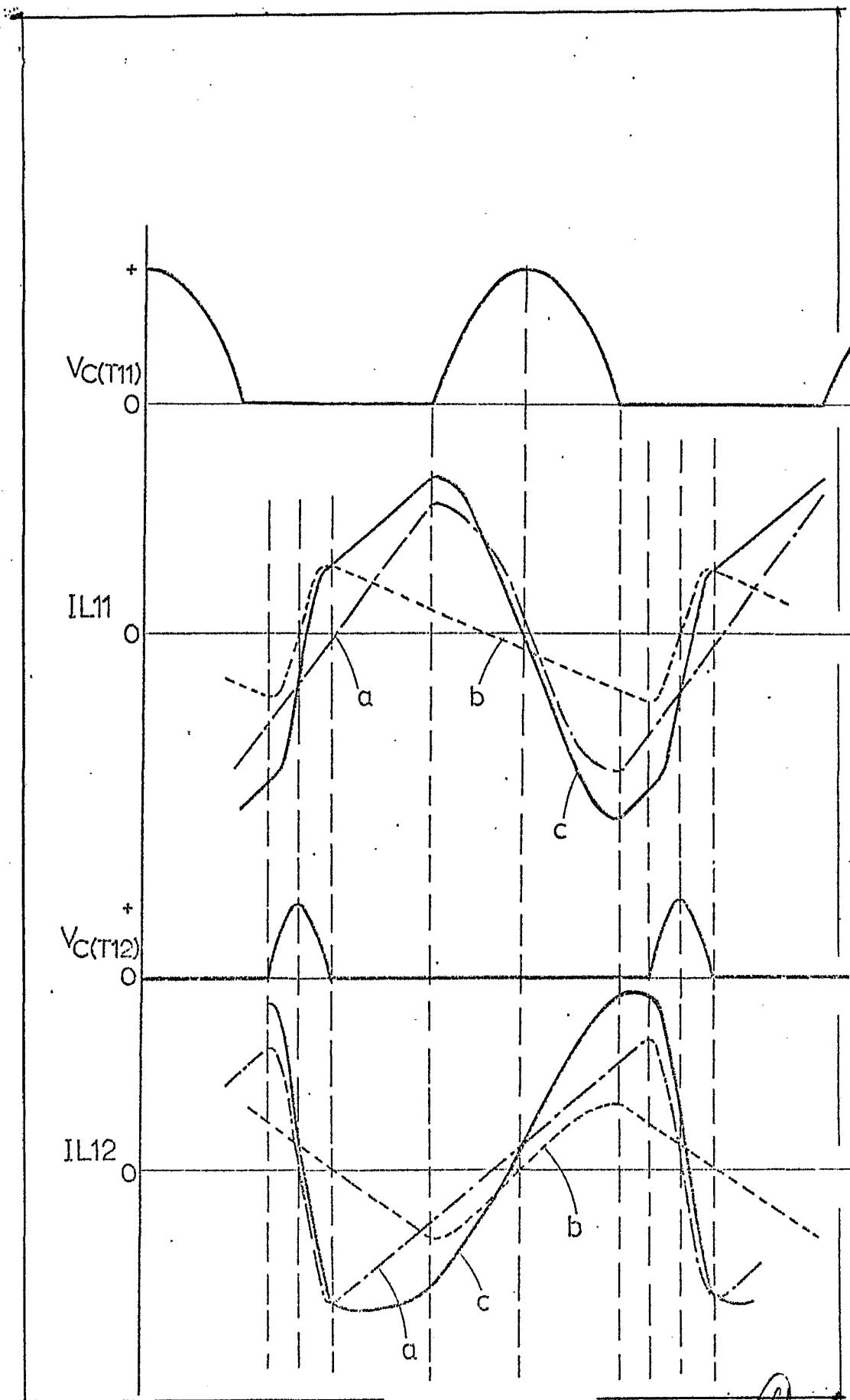


Fig.18

Alberto de Elmsoru
Por Fides