

25 AGO. 1959

251014



251014

MEMORIA DESCRIPTIVA

para solicitar

PATENTE DE INVENCION

en

ESPAÑA

por VEINTI años

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

" UN DISPOSITIVO CONVERTIDOR DE VOLTAJE "

La presente invención se refiere a un convertidor de tensión que comprende dos transistores conectados en disposición balanceada y alternadamente conductores y un devanado provisto de un punto medio y conectado entre los electrodos colectores de estos transistores, cuyos electrodos de base y colector están acoplados en cruz.

Tales convertidores de tensión ya son conocidos. Ellos se distinguen, como regla, por un efecto útil excelente que se debe al hecho que cada transistor es alternadamente fuertemente conductor y es bloqueado, de modo que substancialmente toda la tensión de la fuente de alimentación actúa sobre una mitad

251014



y sobre la otra mitad del devanado colector y no se produce una magnetización de corriente continua del núcleo ferro-magnético del devanado, de modo que las pérdidas magnéticas son bajas. Con el fin de producir potencias transformadas superiores, se utilizan transistores de alta potencia. Sin embargo, la tensión de colector máxima permisible es comparativamente baja, aún con tales transistores, y por otra parte, su frecuencia límite (es decir la frecuencia para la cual el factor de amplificación de corriente colector-base es inferior en 3 dB, principalmente debido a la capacitancia del colector) es baja.

Con el fin de evitar tensiones excesivas sobre el colector del transistor, debe tomarse la precaución necesaria para que las crestas de tensión, que ocurren sobre el devanado cuando un transistor se torna conductor y el otro es bloqueado, permanezcan con una amplitud baja. Esta exigencia es tanto más importante cuanto más la tensión operativa se aproxima a la tensión de colector máxima permisible. Con una impedancia de carga fuertemente variable, frecuentemente resulta difícil de cumplir.

Una frecuencia de trabajo elevada es ventajosa con respecto a las dimensiones y peso del devanado, las pérdidas magnéticas en el núcleo que trabaja todavía más por debajo de la zona de saturación con frecuencias de trabajo elevadas, y con respecto a los capacitores de acoplamiento y filtrado, si los hubiera, que pueden ser más pequeños. Además, generalmente es deseable que el convertidor funcione silenciosamente. En convertidores de alta potencia esta exigencia implica que la frecuencia con la cual vibra mecánicamente el núcleo ferromagnético debido a cualesquier efectos de magnetostricción, debe-

251014



ria encontrarse fuera, y naturalmente más allá de la zona de las frecuencias audibles.

La presente invención tiene por objeto proveer un convertidor de tensión a transistor que substancialmente cumpla las exigencias mencionadas precedentemente y que está particularmente adaptado para alimentar una impedancia de carga fuertemente variable del tipo inductivo, por ejemplo un tubo luminiscente y un inductor de control conectado en serie con el mismo. El convertidor de tensión de acuerdo con la presente invención se caracteriza por el hecho de que, juntamente con la inductancia que actúa en los circuitos de colector de los transistores, un capacitor forma un circuito oscilante, cuya frecuencia natural determina principalmente la frecuencia de trabajo del convertidor y es por lo menos del mismo orden de magnitud que la frecuencia de límite α , de los transistores, y en que un miembro RC está conectado en el circuito base-emisor de cada uno de los transistores, siendo la impedancia del capacitor de dicho miembro a la frecuencia de trabajo, inferior que el valor del resistor, de modo que la corriente de base de cada uno de los transistores está adelantada con respecto a su corriente de colector, siendo mantenida esta corriente de colector después del bloqueo del camino base-emisor del transistor en consideración, debido a una acumulación de portadores de carga libre en la zona de base del referido transistor, y siendo interrumpida antes de la inversión de la tensión de colector del transistor en consideración por un impulso de corriente inverso aplicado al electrodo de base de dicho transistor a través del capacitor de los miembros RC.

Así resulta posible construir un convertidor de tensión de potencia de salida considerable (por ejemplo 20 W) que, en

251014

25



5 ausencia de una carga, suministra una tensión considerablemente más elevada que con una carga normal, y esto es necesario por ejemplo, para el encendido de un tubo luminiscente, sin exceder la tensión de colector máxima permisible, funcionando este convertidor substancialmente en forma silenciosa, a pesar de la frecuencia limite baja de los transistores de potencia empleados.

10 Otra ventaja de debe al hecho de que la inductancia eficaz del devanado colector y por lo tanto la frecuencia de trabajo del convertidor, son afectados por la cara y que la tensión que ocurre sobre el devanado colector es substancialmente senoidal; la componente de corriente de colector atrasada, producida por una carga inductiva, es compensada automáticamente, de modo que la amplitud de la tensión de salida producida puede ser elevada a voluntad mediante una transformacion sin aumentar las
15 pérdidas del transistor, lo que no pueda lograrse en los casos de una tensión cuadrada. Esta propiedad es particularmente importante para el encendido de un tubo luminiscente alimentado por el convertidor.

20 La presente invención se describirá a continuación más detalladamente con referencia a los dibujos, en los que:

La figura 1 muestra el diagrama de circuito de un convertidor de tensión a transistor conocido del tipo mencionado precedentemente,

25 La figura 2 ilustra los diagramas de tensión tiempo y corriente tiempo de un convertidor conocido del referido tipo,

La figura 3 muestra el diagrama de circuito de una primera realización del convertidor de acuerdo con la presente invención,

30 La figura 4 ilustra los diagramas correspondientes del mencionado convertidor,

251014

25 AGO 1954



La figura 5 muestra una modificación del circuito colector de los transistores en la primera realización.

La figura 6 muestra una segunda realización del convertidor de acuerdo con la presente invención.

5 La figura 7 muestra el diagrama de circuito de una tercera realización.

La figura 8 es el diagrama de circuito de una cuarta realización.

La figura 9 ilustra una quinta realización.

10 La figura 10 muestra una modificación de la realización de la figura 9, y

La figura 11 ilustra diagramas de corriente-tiempo ilustrativos del funcionamiento de los convertidores de tensión de acuerdo con las varias figuras.

15 La figura 1 ilustra el diagrama de circuito de un convertidor de tensión conocido que comprende dos transistores alternadamente conductores y conectados en disposición balanceada 1 y 2 y un devanado 3, provisto de un punto medio y dispuesto entre los electrodos de colector de estos transistores. Para la autoexcitación de las oscilaciones de relajamiento de los transistores 1 y 2 se provee un devanado de realimentación 4. Este devanado también posee una derivación y sus extremos están conectados, a través de los resistores serie 5 y 6 de, por ejemplo 5 Ohm cada uno, a los electrodos de base de los transistores 1 y 2. El punto medio del devanado colector 3 está conectado al polo negativo de una fuente de alimentación 7; los
20 electrodos emisores de los dos transistores están conectados al polo positivo de esta fuente de alimentación y el punto medio del devanado 4 está conectado a la derivación de un potenciómetro que consiste de los resistores 8 y 9 de 10 y 560 Ohm
30

251014



respectivamente, conectados a los polos de la fuente de alimentación 7. Esta fuente está derivada por un capacitor 10 de 100 μ F.

El devanado colector 3, el devanado de realimentación 4 y los devanados secundarios 11 y 12 están montados sobre un núcleo común de material ferromagnético, por ejemplo ferrita. El convertidor se utiliza para alimentar un tubo luminoso 13. Una pequeña parte del devanado 11 alimenta uno de los filamentos 14, 14' de este tubo, mientras que el otro filamento es alimentado por una pequeña parte del devanado secundario 12. La tensión de trabajo para la mantención y encendido de la descarga en el tubo luminoso es generada sobre la totalidad del devanado secundario 12, mientras que la totalidad del devanado 11 aplica una tensión aún mayor entre el filamento 14 y una tira cubierta de metal 15 del tubo luminoso. De una manera conocida, esta tensión sirve para facilitar el encendido del tubo luminoso. Las tensiones de trabajo y de encendido del devanado 12 son aplicadas a través de un inductor variable 16, por ejemplo un inductor arrollado sobre un núcleo ferromagnético, entre los filamentos 14 y 14'.

El tubo luminoso 13, conectado en serie con el inductor 16, constituye una impedancia de carga del tipo inductivo. Por lo tanto, la corriente a través del devanado 3 está atrasada en el tiempo con respecto a la tensión sobre este devanado. Esto es evidente de los diagramas de corriente y tensión de la figura 2. Con los convertidores de tensión conocidos hasta ahora, particularmente con los convertidores de tensión balanceados conocidos hasta la fecha, se trataba de lograr una pendiente máxima de los flancos de los impulsos de

251014

25



tensión producidos. Con este fin la frecuencia natural del devanado colector cargado era elegida para ser comparativamente elevada, mientras que se lograba una frecuencia de trabajo considerablemente más baja, debido a la constante de tiempo L/R , que controla el aumento de la corriente de colector de cada transistor hasta el valor de saturación. Las oscilaciones de alta frecuencia a la frecuencia natural del devanado de colector cargado con sus capacitancias distribuidas era fuertemente amortiguadas por la carga, de modo que, cada vez, se obtenía solamente una cresta corta durante la conmutación por medio de los transistores 1 y 2. Esta cresta corta puede observarse fácilmente en el diagrama tensión-tiempo V_{cl} de la figura 2. Este diagrama representa la tensión sobre el colector del transistor 1 y los diagramas correspondientes de corriente de base (I_{bl}) - tiempo y corriente de colector (I_{cl}) - tiempo también exhiben crestas cortas correspondientes.

A fin de mejorar el bloqueo de cada uno de los transistores 1 y 2 al final de sus respectivos períodos de conducción, se emplea no solamente la realización inductiva por medio del devanado 4 y a través de los resistores 5 y 6, tal como se ha descrito previamente, sino también un impulso de tensión de amplitud mayor es aplicado a los electrodos de base de los transistores 1 y 2 a través de los capacitores 17 y 18 de 0,25 μF cada uno. Esta realización adicional es operativa particularmente en la dirección inversa, dado que los impulsos de tensión suministrados en la dirección de paso a través de los capacitores son amortiguados fuertemente por la impedancia base-emisor relativamente baja. Sin embargo, los impulsos de tensión inversos, son muy eficaces para acelerar el bloqueo de los transistores conductivos. Esto resulta evidente de los diagra-

251014

25 AG



mas I_{bl} - tiempo o I_{cl} - tiempo de la figura 2.

La disposición descrita precedentemente es capaz de alimentar un tubo luminiscente de 20 W. Los transistores 1 y 2 eran del tipo CC 16; la tensión de la fuente de alimentación era 12,5 V y la corriente de consumo 2,1 A. El rendimiento del convertidor de tensión era 37%, de modo que el mismo suministraba una potencia de 17 W a una tensión de 130 V sobre los terminales del devanado L2 y el tubo luminiscente. Las pérdidas en cada uno de los transistores era 2,9 W y el valor de cresta de la corriente de colector de cada transistor era de 3,5 a 4 A; el valor de cresta de la corriente de base de cada transistor era aproximadamente igual a 1 A en la condición cargada, y superior a 1 A en la condición sin carga. La frecuencia de trabajo era aproximadamente 4,5 kc/s, de modo que el convertidor no funcionaba silenciosamente, sino que generaba una nota de tono muy elevado y desagradable.

Los valores referidos de las corrientes de colector y de base superaban ampliamente los valores máximos permisibles publicados para los transistores del tipo CC 16, de modo que, después de algún tiempo, el convertidor de tensión ya no funcionaba satisfactoriamente para los fines en consideración. Además, con el modo de trabajo descrito, la frecuencia de trabajo no podía ser aumentada, dado que la misma ya se aproximaba a la frecuencia límite (aproximadamente 5,7 kc/s) de los transistores usados, de modo que la frecuencia de las oscilaciones generadas por el núcleo magnético no podrían ser elevadas más allá de la zona de las frecuencias audibles. Cuando se alimenta una carga inductiva, por ejemplo un tubo luminiscente en serie con un inductor de control, los picos de tensión que se producen durante la conmutación son amplificadas debido al hecho de que

251014

25 AGO



la corriente de colector está atrasada en el tiempo con respecto a la tensión de colector; la corriente llega a su valor máximo en el instante de conmutación.

La figura 3 muestra el diagrama de circuito de un convertidor de tensión de acuerdo con la presente invención. Con respecto a la disposición, este convertidor difiere del ilustrado en la figura 1 principalmente por el capacitor 19 que está conectado entre los electrodos de colector de los transistores 1 y 2. Ya se ha propuesto usar una realimentación inductiva aplicada a través de un resistor y poner en derivación a este resistor por medio de un capacitor, de modo que se obtiene una realimentación capacitiva adicional. Por otra parte, es conocido también que con un convertidor balanceado o push-pull, la realimentación inductiva puede obtenerse acoplando los electrodos de base y colector de los transistores balanceados de manera cruzada. De acuerdo con la presente invención el capacitor 19 juntamente con el devanado 3 de la figura 3 constituye, sin embargo, un circuito oscilante, cuya frecuencia natural determina la frecuencia de trabajo del convertidor. Esta frecuencia natural es elegida para ser mas elevada que la frecuencia de límite de los transistores utilizados, es decir superior que la frecuencia límite del factor de amplificación de la corriente colector-base de los mismos. Así resulta mucho más fácil aumentar la frecuencia de las vibraciones mecánicas del nucleo en el devanado 3 más allá de la zona de las frecuencias audibles. Sin embargo, la frecuencia de trabajo es limitada entonces por la acumulación de los portadores de carga libre en la zona de base de cada uno de los transistores. Consecuentemente, al final de cada periodo de conducción, la corriente de colector de cada transistor decrece más bien lentamente,

251014 25



de modo que los impulsos de tensión de onda cuadrada de la forma
de onda mostrada en el diagrama V_{cl} de la figura 2 ya no se ob-
tienen. Con el fin de reducir las pérdidas de transistor es de-
seable, sin embargo, que la corriente de colector de cada transis-
5 tor se torne igual a cero con anterioridad a la conmutación de la
tensión sobre los bornes del circuito colector 3-19. De acuerdo
con la presente invención, esto se logra usando principalmente
una realimentación capacitiva. Con este fin, la constante de
tiempo de cada uno de los miembros de acoplamiento cada uno
10 de los cuales comprende un capacitor 21, 22 respectivamente y
un resistor en paralelo 23, 24 respectivamente, debe ser supe-
rior que el periodo de trabajo del convertidor. Además, la im-
pedancia del capacitor 21 o 22 de cada uno de los miembros de
acoplamiento para esta frecuencia de trabajo debe ser por lo me-
15 nos un orden de magnitud inferior que el valor del resistor co-
rrespondiente 23 o 24. Con este dimensionamiento de los miembros
de acoplamiento, la corriente de base de cada uno de los tran-
sistores está avanzada en el tiempo con respecto a su corriente
de colector. La corriente de colector que es mantenida una vez que
20 el camino base-emisor en consideración haya sido bloqueado debi-
do a la acumulación de portadores de carga libre en la zona de
base del transistor, es interrumpida por un impulso de corriente
inversa aplicada al electrodo de base a través del capacitor 21,
22 respectivamente, con anterioridad a la conmutación de la ten-
sión que actúa sobre el colector en consideración.

25 Dado que la constante de tiempo de cada uno de los miem-
bros de acoplamiento 21, 23 y 22, 24 respectivamente del conver-
tidor de tensión mostrado en la figura 3 excede el periodo de
trabajo del convertidor el capacitor 21, 22 respectivamente to-
30 davía están cargados en la dirección inversa al final del periodo

251014



de bloqueo del transistor 1 o 2 respectivamente. Esta tensión de carga constituye una tensión de umbral para la recalentación desde el colector del otro transistor. Debido a la presencia de esta tensión de umbral, la corriente de colector de cada uno de los transistores puede empezar a circular solamente después de iniciarse el impulso de avance aplicado a su base. Esta demora en el arranque de la corriente de colector es favorable con respecto a las pérdidas en los transistores.

En una realización práctica que comprendía dos transistores del tipo OC 16 y un transformador usado en la disposición de la figura 1, pero cuyo devanado 4 ha sido suprimido, el capacitor 19 tenía un valor de 0,7 μF , los capacitores 21 y 22 eran cada uno de 0,6 μF y los resistores 23 y 24 tenían un valor de 300 Ohm cada uno. La constante de tiempo de cada uno de los miembros de acoplamiento era por lo tanto igual a 180 μsec . La frecuencia de trabajo era 7,6 kc/s, de modo que el período de trabajo del convertidor (132 μsec) era más corto que la referida constante de tiempo. La impedancia de los capacitores 21 y 22 a la frecuencia de trabajo de 7,6 kc/s era 17,5 Ohm y así aproximadamente 17 veces más pequeña que la resistencia de cada uno de los resistores 23 y 24. La figura 4 muestra de la misma manera usada en la figura 2 para la disposición de circuito conocida, el modo de funcionamiento del convertidor de acuerdo con la presente invención. Resulta que la corriente de colector I_{c1} se inicia por un impulso de corriente de base I_{b1} semi-senoidal, con sentido de avance comparativamente intenso. Mucho antes que la corriente de colector I_{c1} se torne cero, el camino base-emisor es rebloqueado, y aún circula una pequeña cresta de corriente inversa a través de este camino. Esta cresta de corriente inversa es producida por los portadores de carga

251014

25



libre disponibles en la zona de base, siendo impulsados estos portadores de vuelta hacia el emisor por la tensión inversa. Esto acelera la disminución de la corriente de colector.

5 Debido a la presencia del capacitor 19, es compensada la influencia de la carga inductiva del convertidor, de modo que la corriente de colector ya no está atrasada en el tiempo con respecto a la tensión sobre el devanado 3. Esta tensión además es substancialmente senoidal debido al efecto de volante
10 del circuito oscilante 3-19, que determina la frecuencia de trabajo del convertidor. La corriente de carga a través del devanado 12 también es substancialmente senoidal y, debido a la ausencia de cualquier pico intenso, el núcleo del devanado 3 trabaja considerablemente por debajo del punto de saturación, de modo que las pérdidas magnéticas son reducidas.

15 Cuando es alimentado un tubo luminiscente, tal como se ilustra en la figura 1, el diagrama equivalente del transformador 3-12 es un inductor en serie con la resistencia de carga transformada, siendo el valor de la inductancia, igual a la
20 suma de la inductancia de dispersión del transformador y de la inductancia transformada del inductor de control 15. En la disposición mostrada en la figura 3, la inductancia eficaz del devanado 3 está formada así parcialmente por la inductancia transformada del inductor de control 16. Si la inductancia de dispersión del transformador 3-12 es suficientemente elevada
25 para asegurar un control satisfactorio de la corriente de descarga en el tubo luminiscente 13, puede ser suprimido el inductor de control 16. Esto puede lograrse, por ejemplo, arrollando el transformador con los devanados 3, 11 y 12 sobre un
30 núcleo provisto de un entrehierro.

251014

25



La disposición de circuito mostrada en la figura 3, tiene por tanto las ventajas siguientes:

1.- Los valores de cresta de las corrientes de colector y de base son mucho más bajos que en las disposiciones de circuito conocidas, particularmente en comparación con la disposición de la figura 1.

2.- Las pérdidas en los transistores son menores y la eficiencia del convertidor de tensión es mayor.

3.- Dado que ni la corriente de base y tampoco la corriente de colector presenta picos pronunciados cortos, el convertidor no produce tensiones de interferencia de alta frecuencia.

4.- El convertidor trabaja en forma absolutamente silenciosa.

Cuando un tubo luminiscente es alimentado bajo las mismas condiciones que con el convertidor de la figura 1, se logra una eficiencia de 75%, con lo que se suministra al tubo una potencia de 16 W. La salida luminosa del tubo luminiscente de 20 W era 80% de la salida luminosa obtenida al alimentarlo con tensión alterna de 50 c/s y una potencia nominal de 20 W.

El consumo de corriente del convertidor de tensión era 1,77 A a una tensión de 12,65 V. Las pérdidas en cada uno de los transistores eran 1,75 W. El valor de cresta de la corriente de colector era solamente 2,1 A y el valor de cresta de la corriente de base era solamente 0,35 A en condición cargada y 0,8 A en condición no cargada. Estos valores eran inferiores a los valores admisibles publicados.

De acuerdo con una modificación obvia los circuitos de base de los transistores son diseñados tal como en la disposición conocida de la figura 1, siendo proporcionados los re-

251014

25



sistores 5 y 6 y los capacitores 17 y 18 de acuerdo con los principios del presente invento. La tensión de paso aplicada a los electrodos de base a través de los resistores 5 y 6 y el devanado 4 (que puede ser suprimido) puede ser variada a voluntad por medio del potenciómetro 8, 9. Si esta tensión de paso es demasiado baja, o aún igual a cero, pueden presentarse dificultades bajo ciertas condiciones con respecto al arranque del dispositivo.

De acuerdo con otra modificación mostrada en la figura 5, el devanado de colector 3 constituye un autotransformador, de modo que la tensión alterna que actúa entre los electrodos de colector, es elevada en magnitud. Sin embargo, el capacitor 19 está conectado sobre todo el devanado 3, de modo que su capacitancia puede ser disminuida considerablemente. Naturalmente, el devanado 3 podría diseñarse en forma simétrica.

La segunda realización mostrada en la figura 6, difiere de la ilustrada en la figura 3 en que el capacitor 19 de, por ejemplo, 0,039 μ F, no está conectado entre los colectores de los transistores 1 y 2 sino sobre el devanado secundario 12, y que las redes RC 21, 23, y 22, 24 están reemplazadas por una sola red RC conectada entre el punto medio del devanado de realimentación 4 y los emisores y el polo positivo de la fuente de alimentación. Los extremos del devanado de realimentación 4 están conectados a las bases de los transistores 1 y 2 y el punto medio del devanado está conectado, a través de un resistor de arranque 9, al polo negativo de la fuente de alimentación. El resistor 9 tiene un valor elevado de, por ejemplo, 4.700 Ohm y a través de este resistor una pequeña corriente de paso que facilita el arranque del convertidor, es aplicada a las bases. El resistor 8 tiene un valor pequeño de, por ejem-

251014

25



plo, 100 Ohm y el capacitor 25 tiene una capacitancia de,
por ejemplo, 0,56 μ F, mientras que el capacitor 10, que
está conectado en derivación con respecto a la fuente de ali-
mentación, tiene una capacitancia comparativamente elevada de,
5 por ejemplo, 5 μ F. El devanado 4 tiene una resistencia re-
ducida y el valor de la resistencia 8 es por lo menos 10 veces
mayor y preferentemente por lo menos 30 veces mayor que la su-
ma de las resistencias operativas restantes del circuito base-e-
misor de cada uno de los transistores 1 y 2, medidas en la di-
10 rección de paso. La suma de estas resistencias restantes es
aproximadamente igual a la resistencia de una mitad del deva-
nado 4 aumentada por la resistencia de base-emisor del corres-
pondiente transistor 1 o 2 medida en la dirección de paso.

En el instante de conexión, una tensión de realimenta-
15 ción senoidal es aplicada al elemento RC 8, 25 a través del
camino base-emisor del transistor que es controlado en la di-
rección de paso y a través de la resistencia reducida de una
mitad del devanado de realimentación 4. En la condición estab-
le la corriente de base así producida estaría avanzada en el
20 tiempo con respecto a la referida tensión en un ángulo φ con
lo que $\varphi = R_8 C_{25} \omega$ y $\omega = 2\pi \times$ la frecuencia de trabajo f . Da-
do que la corriente de base debe empezar con la magnitud cero,
es producida una corriente de compensación que decrece expo-
nencialmente en el tiempo con la constante de tiempo RC_{25} , en
25 que r es la suma de la resistencia base-emisor en la dirección
de paso y de la resistencia de una mitad del devanado 4. El
resultado es un impulso de corriente de base cuyo ancho es li-
geramente mayor que un cuarto de un período y que continúa
luego en la dirección opuesta debido a la colección de porta-
30 dores de carga libre desde la zona de base.

251014

25 AG



Con una magnitud reducida de la resistencia de disipación r , la tensión sobre el elemento RC varía aproximadamente como la tensión de realimentación hasta el valor de cresta de la misma. Tan pronto como la tensión de realimentación disminuye, la tensión del capacitor permanece mayor que la tensión de realimentación; la referida tensión decrece exponencialmente con la constante de tiempo $r_3 C_{25}$. A partir de este instante, la diferencia entre la tensión de realimentación y la tensión del capacitor produce una corriente de base inversa, de modo que los portadores de carga libre son retirados de la zona de base. Así también es interrumpida la corriente de colector, de modo que la conmutación hacia el otro transistor ocurre cuando el primer transistor no conduce corriente; con esto son reducidas considerablemente las pérdidas por conmutación.

Con el fin de asegurar estas ventajas esenciales con respecto a la acción de conmutación y la eficiencia total del convertidor, la resistencia de pérdida r del circuito de base de cada transistor debe ser tan baja como sea posible, es decir por lo menos un orden de magnitud y, preferentemente por lo menos 30 veces menor que el resistor R_3 del elemento RC. La impedancia del capacitor 25 del elemento RC a la frecuencia de trabajo es inferior que el valor del resistor R_3 , preferentemente aún por lo menos dos veces más baja que este valor. Debido a este dimensionamiento, queda asegurada una forma pulsante ventajosa de la corriente de base y el avance en tiempo deseado de los impulsos de corriente de base.

Con el fin de llevar al mínimo el valor de resistencia r , se ha encontrado que resulta ventajoso, tal como se ha expresado precedentemente, usar un devanado de realimentación separado en lugar de un acoplamiento en cruz directo de los electro-

251014

25



dos de base con los electrodos de colector a través de elementos RC separados. El devanado de realimentación 4 puede tener menos espiras que el devanado de colector, de modo que su resistencia puede ser correspondientemente más baja. Además, será suficiente un solo elemento RC, con lo que se economiza un resistor y un capacitor.

El capacitor 25 es cargado dos veces durante un periodo mientras que los capacitores de los elementos RC separados son cargados solo una vez por cada periodo. En principio, la constante de tiempo del elemento RC 8, 25 podría elegirse por lo tanto para que sea igual a la mitad de la constante de tiempo de los elementos RC separados. Sin embargo, en la práctica estas constantes de tiempo no son mucho más elevadas y aún son inferiores que la mitad de un período a la frecuencia de trabajo, de modo que los valores más ventajosos para los dos circuitos no difieren mucho entre si.

Con un tubo luminiscente o un dispositivo de descarga similar por carga, debido al aumento de la tensión del tubo con una disminución de la corriente del tubo, la frecuencia de trabajo disminuye en forma comparativamente pronunciada con la tensión de alimentación, de modo que muy pronto las condiciones operativas favorables ya no existen más y la salida del convertidor decrece rápidamente. Esta desventaja puede eliminarse en la mayor parte al elegirse un valor superior para la tensión de salida en ausencia de carga, y preferentemente por lo menos tres veces mayor que la tensión de trabajo del dispositivo. Esta tensión de salida es entonces suficiente para encender el dispositivo sin la necesidad de recurrir a los medios usados convencionalmente, tales como arrancadores o lo similar. Durante el funcionamiento, una mayor parte de la tensión de salida está

251014

25



5 presente sobre el inductor de control, de modo que un aumento de la tensión de trabajo del dispositivo con una disminución de la tensión de salida produce solamente una disminución relativamente pequeña de la carga inductiva que debe ser compensada por el capacitor 19, y por lo tanto, solo una ligera disminución de la frecuencia de trabajo, Además, el ajuste favorable del elemento RC con respecto a la frecuencia de trabajo permanece así substancialmente sin cambiar.

10 Un convertidor diseñado para una tensión de alimentación de 26 V, cargado con un tubo luminiscente de 210 V/20 W, funcionaba satisfactoriamente con tensiones de alimentación de 15 a 30 V. Con un aumento de la tensión de alimentación de 20 a 30 V, la eficiencia disminuía de 83% a 79,5%, mientras que la frecuencia de trabajo aumentaba de 7200 a 8200 c/s.

15 Con una tensión de carga cero inferior, la eficiencia decreció de 83% a 75%, mientras que la frecuencia de trabajo aumentó de 5400 c/s a 10.300 c/s. El convertidor todavía trabajaba satisfactoriamente con una tensión de alimentación de 16 V.

20 Cuando se utiliza una red AC común 8, 25 tal como se ilustra en la figura 6, pueden suprimirse un capacitor y un resistor. Sin embargo, el convertidor se torna más crítico con respecto a los parámetros característicos de los transistores usados y, dado que el punto de trabajo de cada uno de los transistores y la realimentación de cada transistor a través del transformador y a través del capacitor no puede ser ajustada individualmente, los transistores no pueden ser intercambiados tan fácilmente como en la disposición de circuito de la figura 3.

30 El convertidor de tensión de la figura 7 ofrece más posi-

251014

25 AGO

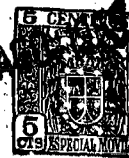


bilidades con respecto al ajuste independiente del punto de trabajo de cada uno de los transistores, de la realimentación por medio de los devanados de realimentación 4 y 4' y de la realimentación adicional para el bloqueo abrupto de los transistores por medio de los capacitores 21 y 22. Tal como podrá observarse en la figura, la base de cada uno de los transistores 1 y 2 está acoplada al colector del otro transistor a través de un resistor 23 y 24 respectivamente y a través de uno de los devanados de realimentación 4 y 4', y está conectada, con respecto a corriente continua, al polo positivo de la fuente de alimentación. La base de cada uno de los transistores también está acoplada al colector del otro transistor a través del capacitor 21 o 22 respectivamente, y finalmente está conectada al polo negativo de la fuente de alimentación a través de un resistor de arranque 9 o 9', respectivamente.

Mediante una elección adecuada de la tensión de realimentación inducida en los devanados 4 y 4', las pérdidas en los resistores 23 y 24 y/o 9 y 9' pueden ser reducidas considerablemente. Sin embargo, el instante que cada transistor es bloqueado todavía depende en grado elevado de la carga y especialmente del valor instantáneo del factor de amplificación base-colector α de este transistor, de modo que todavía no es muy satisfactoria la posibilidad de intercambio de los transistores sin ajuste de los resistores y, tal como fuera el caso, de los capacitores 21 y 22. Además, en el instante en que un transistor es bloqueado, se aplica una tensión que aproximadamente es igual a dos veces la tensión continua de alimentación entre su base y emisor a través del capacitor 21 o 22 de su circuito de base. Por lo tanto, debe usarse una tensión de alimentación comparativamente baja.

251014

25



La figura 8 muestra el diagrama de circuito de una cuarta realización del convertidor de tensión de acuerdo con la presente invención. Esta realización difiere de la ilustrada en la figura 7 en que cada uno de los capacitores 21 y 22 está derivado por un circuito resonante serie cuya frecuencia natural es superior que la frecuencia de trabajo del convertidor. Como resultado, es aumentada considerablemente la eficiencia del circuito de realimentación a través del capacitor con respecto al impulso agudo de cresta cortada, de modo que es mejorada la posibilidad de intercambio de los transistores y el capacitor derivado por el circuito resonante serie puede ser conectado con un éxito mayor, entre la base de uno de los transistores y una derivación del devanado 3 en lugar de ser conectado entre la base y el colector del otro transistor. Obviamente, la tensión base-emisor máxima disminuye correspondientemente, de modo que la tensión de la fuente de alimentación puede ser mayor. Tal como surge de la figura, el capacitor 21 o 22, respectivamente está derivado por un circuito resonante serie 26 o 27, respectivamente y está conectado en un extremo a una derivación 28 o 29 respectivamente, del devanado 3.

La figura 9 muestra una quinta realización del convertidor de tensión de acuerdo con la presente invención. Esta realización difiere de la de la figura 8 en que los circuitos resonantes serie 26 y 27 no están conectados en paralelo con los capacitores 21 y 22 respectivamente sino entre la base de cada uno de los transistores 1 y 2 y el colector del mismo transistor. Además, los devanados de realimentación 4 y 4' pueden ser suprimidos y los resistores de base 22 y 24 están conectados directamente al polo positivo de la fuente de alimentación. Los

251014

25 AGO



capacitores 21 y 22 están conectados entre la base de uno de los transistores 1 y 2 respectivamente y el colector del otro de estos transistores.

El funcionamiento de los varios convertidores de tensión descriptos precedentemente puede compararse más fácilmente entre sí con referencia a los diagramas corriente-tiempo de la figura 11. A la izquierda del diagrama corriente-tiempo de la figura 11, está ilustrado el circuito de base de uno de los transistores del convertidor de tensión de la figura 3 o de la figura 6. A la derecha, el diagrama de corriente-tiempo muestra la variación de la corriente de base del transistor durante el semiciclo durante el cual este transistor es conductor. Tal como puede observarse en la figura, esta corriente de base inicialmente muestra un impulso empinado y nítidamente definido y luego decrece de manera comparativamente lenta y no desaparece totalmente. Hasta el final del semiciclo del período de conductividad, una corriente de base continúa circulando a través del resistor 23 o 24 (figura 3) o 8 (figura 5) y da lugar a pérdidas bastante considerables en los mismos.

A la izquierda del segundo diagrama de corriente-tiempo de la figura 11, está ilustrado un diagrama básico del circuito de base del convertidor de tensión de acuerdo con la figura 7. Debido al hecho que el resistor de base de cada uno de los transistores 1 y 2 está conectado al correspondiente emisor a través de los devanados 4 o 4' respectivamente, la corriente de base decrece a cero, primeramente en forma abrupta y luego de manera comparativamente lenta. La corriente continua que circula a través del resistor de base 23 o 24 (incluyendo la corriente continua a través del resistor 9 o 9' de la figura 7) da por resultado pérdidas algo menores.

331014

25 AB



A la izquierda del tercer diagrama de corriente-tiempo de la figura 11, está ilustrado el circuito de base que corresponde al de los transistores 1 y 2 de la realización de la figura 8. Tal como puede observarse en este tercer diagrama de corriente-tiempo, debido a la existencia del circuito resonante serie, la corriente de base sufre una mejora retardada, después de lo cual la misma decrece muy rápidamente. La suma de las capacitancias del capacitor del circuito resonante serie 26 o 27 y del capacitor de realimentación 21 o 22 es inferior que la capacitancia del capacitor de realimentación 21 o 22 en el convertidor de tensión de la figura 7, pero el periodo T durante el cual el transistor 1 o 2 es conductor, es ligeramente más largo.

Finalmente, el diagrama de circuito más bajo de la figura 11 muestra un circuito de base que corresponde a aquel de cada uno de los transistores de la realización de la figura 9. El diagrama de corriente-tiempo más bajo de la figura 11 enseña que la corriente de base de cada uno de los transistores ahora adquiere la forma de un impulso con un borde delantero empinado y un borde trasero empinado, y que la corriente de base se aproxima muy rápidamente al valor de conmutación a y el valor cero. Además, el semiciclo de conductividad es comparativamente corto; debido a la conexión del circuito resonante serie entre la base y el colector del mismo transistor, la corriente de base sufre una disminución retardada al valor de bloqueo en comparación con la mostrada en el segundo diagrama corriente-tiempo de la figura 11, y no un aumento retardado tal como ocurre en el caso del tercer diagrama corriente-tiempo. Una comparación del tercer o cuarto diagrama de corriente-tiempo de la figura 11 con los primeros dos diagramas corriente-

251014



tiempo de esta figura, se ve claramente la influencia favorable de los circuitos resonante serie en el circuito de base de cada uno de los resistores de conmutación; en ambos casos el valor de conmutación a y el valor de cero son alcanzados bastante repentinamente, con una rápida disminución de la corriente de base, y esto es ventajoso para la conmutación de los transistores y permite reducir considerablemente las pérdidas producidas por la disminución retardada y/o lenta de la corriente de colector.

La figura 10 muestra una modificación de la realización ilustrada en la figura 9. En esta realización modificada, los dos circuitos resonante serie 26 y 27 de la figura 9, están reemplazados por un circuito resonante serie unico 30 que está conectado entre las bases de los dos transistores. En las dos realizaciones de la figura 9 y 10, la inductancia del circuito resonante serie 30 o de cada uno de los circuitos resonantes serie 26 y 27, tiene un valor aproximadamente igual al doble del de cada uno de los circuitos resonantes serie de la realización mostrada en la figura 8. El funcionamiento y las propiedades de la realización de la figura 10 son más o menos los mismos que aquellos de la realización de la figura 9. Sin embargo, debido al circuito resonante serie comun 30, el ajuste es ligeramente más crítico y la facilidad de intercambio de los transistores 1 y 2 no es tan buena. Sin embargo, si están disponibles pares de transistores o transistores de tolerancias comparativamente estrechas, esta disposición economiza dos elementos:

Tanto la realización de la figura 9 como la modificación de la figura 10 pueden ser hechas funcionar con valores comparativamente altos de tensión de la fuente de alimentación sin el riesgo de una ruptura entre la base y emisor y/o entre la base

251014 25



y colector de uno de los transistores 1 y 2. La combinación del capacitor de realimentación 21 o 22 y el circuito resonante serie correspondiente 26 o 27, o la combinación de ambos capacitores de realimentación 21 y 22 y del circuito resonante serie 30, constituye un divisor de tensión eficaz y en la mayoría de los casos no hay necesidad de derivaciones adicionales sobre el devanado 3, como las derivaciones 28 y 29 de la figura 8.

Dado que, más en particular en las realizaciones de las figuras 8 y 9 y en la modificación de la figura 10, cada transistor es conectado con seguridad por los nítidos impulsos de base después de la inversión de la corriente de carga y es desconectado nuevamente con seguridad antes de la inversión de esta corriente, es mejorada considerablemente la facilidad de intercambio de los transistores y el convertidor puede funcionar con una eficiencia muy satisfactoria a una frecuencia elevada. Por otra parte, el funcionamiento a una frecuencia de trabajo elevada permite reducir la dimensión del transformador y los valores de las impedancias de acoplamiento 21, 22, 26 y 27 y de las impedancias, tales como 19 y 15 en las figuras 6 y 7, conectadas en el circuito de carga, y reducir por lo tanto el tamaño y precio del convertidor.

Los convertidores de tensión descritos precedentemente fueron diseñados para la alimentación de tubos luminiscentes. Sin embargo, ellos pueden usarse, naturalmente, para otros fines, por ejemplo para la alimentación de un elemento o panel electro-luminiscente, en el cual los electrodos del panel están conectados directamente o a través de un inductor de control como el inductor 16 de las figuras 6 o 7, a los extremos del devanado 12 de la figura 6 o 7. Con la capa luminiscente

251014



intermediaria , estos colectores constituyen un capacitor. Ha-
biendo sido omitido el capacitor 19 de una de las figuras 3,
5 y 7, esta capacitancia juntamente con el inductor de control
16 puede constituir un circuito oscilante que determina prin-
cipalmente la frecuencia de trabajo del convertidor y que pue-
de ser sintonizada a la frecuencia de trabajo deseada por medio
del referido inductor de control.

Esta solicitud que corresponde a las presentadas en Alemania,
el 26 de Julio de 1958, bajo el número 15.406, 17 de Febrero
de 1959, bajo el número 16.276 y 3 de Julio de 1959, bajo el
número 16.909, se acoge a los beneficios del artículo 51 del
vigente Estatuto sobre Propiedad Industrial.

- N O T A -

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

1ª.- Un dispositivo convertidor de tensión que comprende
dos transistores alternadamente conductores y conectados en
disposición balanceada y un devanado provisto de un punto me-
dio y conectado entre los electrodos de colector de dichos
transistores, estando acoplados en cruz los electrodos de ba-
se y de colector de los dos transistores, caracterizado por
el hecho de que juntamente con la inductancia que actúa en
los circuitos colectores de los transistores, un capacitor
forma un circuito oscilante cuya frecuencia natural determi-
na la frecuencia de trabajo del convertidor y es del mismo
orden de magnitud que la frecuencia límite ω' de los tran-
sistores, y en que un miembro RC está conectado en el circuito

251014



base-emisor de cada uno de los transistores, siendo inferior
la impedancia del capacitor del mencionado miembro a la fre-
cuencia de trabajo que el valor del resistor, de modo que la
corriente de base de cada uno de los transistores esté avanzada
5 con respecto a su corriente de colector, siendo mantenida es-
ta corriente de colector después del bloqueo del camino base
-emisor del transistor en consideración, debido a la acumulación
de los portadores de carga libre en la zona de base de dicho tran-
sistor, y siendo interrumpido con anterioridad a la inversión
10 de la corriente de colector del transistor en consideración
por un impulso de corriente inversa aplicado al electrodo de
base de dicho transistor a través del capacitor del miembro BC.

29.-Dispositivo convertidor de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizado por el hecho de que el resistor del re-
15 ferido miembro BC es por lo menos un orden de magnitud y pre-
ferentemente por lo menos 30 veces mayor que la suma de las
otras resistencias que actúan en la dirección de paso en el
circuito base-emisor de cada uno de los transistores.

31.- Dispositivo convertidor de acuerdo con la reivin-
20 dicación 1 o 2, en que los electrodos de base y de colector de
ambos transistores están acoplados en cruz a través de miem-
bros de acoplamiento que consisten de sendas combinaciones se-
rie de un capacitor y un resistor, comprendiendo también es-
tos miembros de acoplamiento miembros BC correspondientes, ca-
25 racterizado por el hecho de que la impedancia del capacitor
de cada miembro de acoplamiento a la frecuencia de trabajo
es por lo menos 2π veces menor que el valor del resistor de
cada uno de dichos miembros de acoplamiento.

41.- Dispositivo convertidor de acuerdo con cualquiera
30 de las reivindicaciones que anteceden, caracterizado por el he-

251014

25 A



cho de que el capacitor mencionado en primer término está conectado en derivación sobre dicho devanado colector.

5 5.- Dispositivo convertidor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones que anteceden para la alimentación de una corriente alterna a un tubo luminiscente, caracterizado por el hecho de que la inductancia que actúa en los bornes del referido devanado colector es producida por lo menos parcialmente por un inductor de control conectado en serie con el tubo luminiscente.

10 6.- Dispositivo convertidor de acuerdo con la reivindicación 5, que comprende un transformador de salida cuyo devanado primario está formado por el referido devanado colector, caracterizado por el hecho de que dicho inductor de control está formado por la inductancia de dispersión del referido transformador.

15 7.- Dispositivo convertidor de acuerdo con la reivindicación 5 o 6, caracterizado por el hecho de que el capacitor mencionado en primer término y la inductancia que actúa en los bornes del devanado colector están elegidos de modo tal que la segunda armónica de la frecuencia de trabajo del convertidor se encuentre substancialmente fuera de la zona de las frecuencias audibles.

20 8.- Dispositivo convertidor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 5, 6 y 7, caracterizado por el hecho de que la tensión de salida eficaz libre de carga del convertidor es elegida para que sea por lo menos tres veces mayor que la tensión de descarga eficaz del tubo luminiscente, de modo que la componente reactiva de la corriente a través de la inductancia de control y el camino de descarga del tubo luminiscente es grande en comparación a su componente real.

25101425 AGO



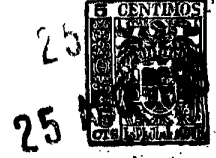
y la frecuencia de trabajo del convertidor, su eficiencia y la salida elevada del tubo luminiscente permanece comparativamente constante mediante una variación de la tensión continua de alimentación.

5 98.- Dispositivo convertidor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones que anteceden caracterizado por el hecho de que un circuito resonante serie con una frecuencia natural superior que la frecuencia de trabajo del convertidor está conectado entre la base de cada uno de los transistores
10 y otro punto del convertidor de una manera tal que dicho circuito aumenta la pendiente del flanco delantero y/o posterior del impulso de corriente de base y mejora un decrecimiento libre del circuito de carga una vez que un transistor haya sido bloqueado y el otro transistor se ha tornado conductor.

15 109.- Dispositivo convertidor de acuerdo con la reivindicación 9, en que el resistor de la red RC de cada uno de los transistores está conectado, a través de un devanado de realimentación que puede estar provisto al emisor del transistor
20 en consideración, caracterizado por el hecho de que un circuito resonante serie está conectado en paralelo con el capacitor de esta red RC de modo que se aplica a la base del transistor a través del circuito resonante serie, un impulso de corriente de paso retardado seguido por un impulso de inversión empinado.

25 110.- Dispositivo convertidor de acuerdo con la reivindicación 9, en que el resistor de la red RC de cada uno de los transistores está conectado a través de un devanado de realimentación adicional que puede estar provisto, al emisor del
30 transistor en consideración, caracterizado por el hecho de que el circuito resonante serie está conectado entre la base del

251014



transistor y un punto de su circuito colector de modo que se aplica a la base de este transistor un impulso invertido retardado a través del circuito resonante serie.

5 12^a.- Dispositivo convertidor de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizado por el hecho de comprender un circuito resonante serie común que está conectado entre las bases de los dos transistores y en serie con el capacitor de las redes RC en consideración, entre dos puntos correspondientes de los circuitos colectores de los dos transistores.

10 13^a.- Dispositivo convertidor de acuerdo con una o más de las reivindicaciones 9 a 12, caracterizado por el hecho de que el capacitor de la red RC de cada uno de los transistores está conectada entre la base del transistor en consideración y una derivación sobre dicho devanado de colector, derivación que está conectada entre dicho punto medio y el colector del otro transistor.

15 14^a.- Un dispositivo convertidor de voltaje.

20 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 veintinueve hojas escritas a máquina por una sola de sus caras.

Madrid, 25 AGO. 1959

P.A.

Alberto de Elizaburu
Por Autor

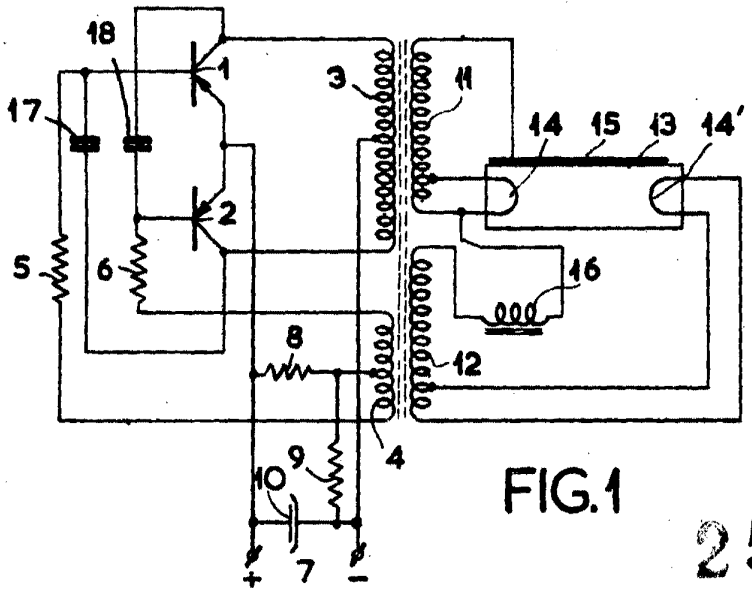
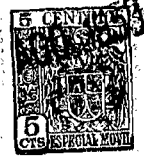


FIG. 1

251014

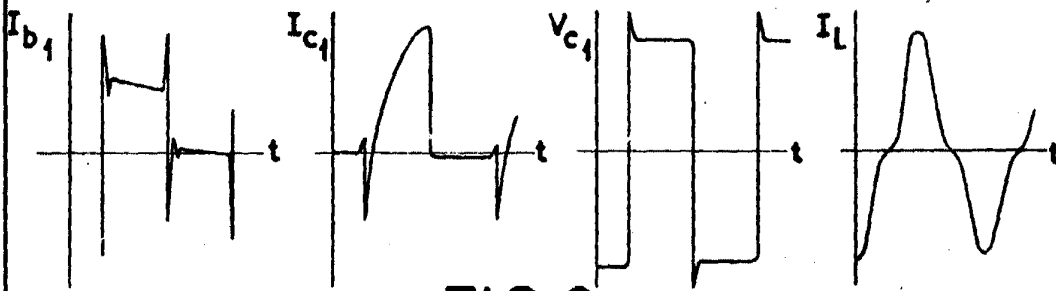


FIG. 2

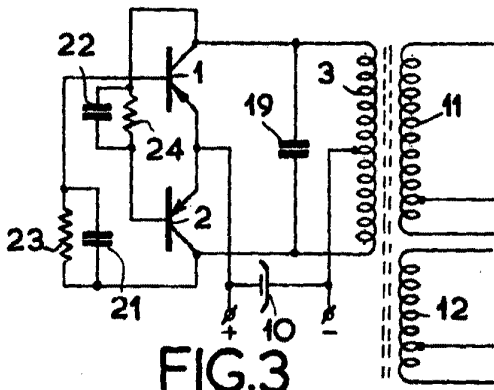


FIG. 3

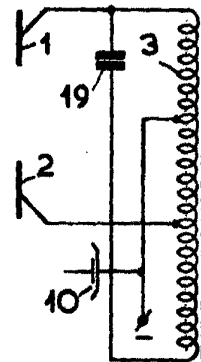


FIG. 5

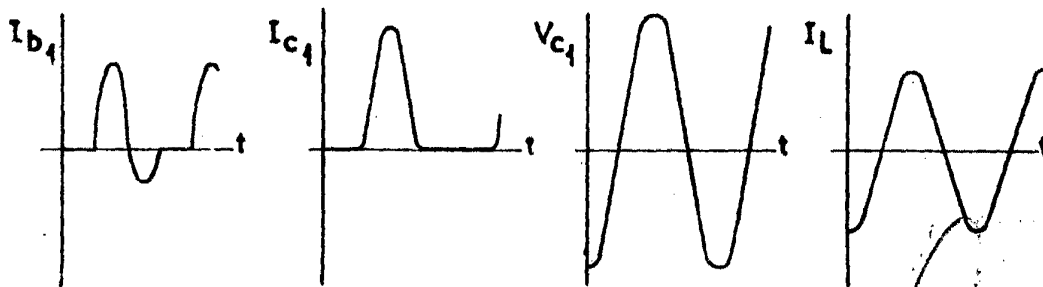
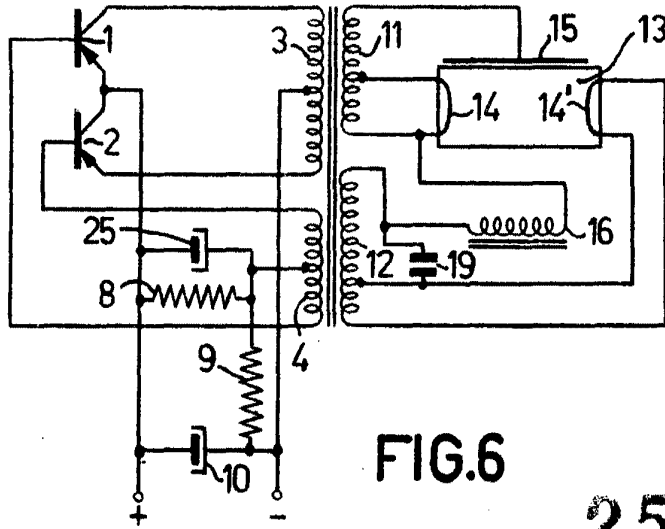


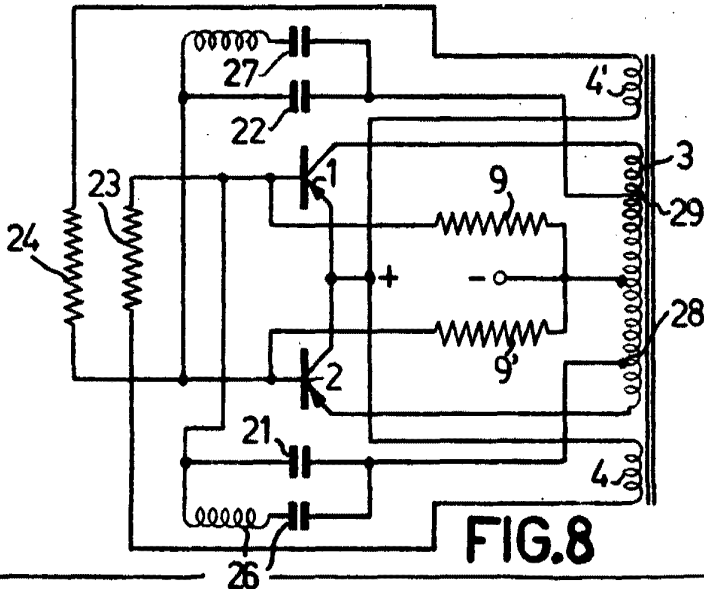
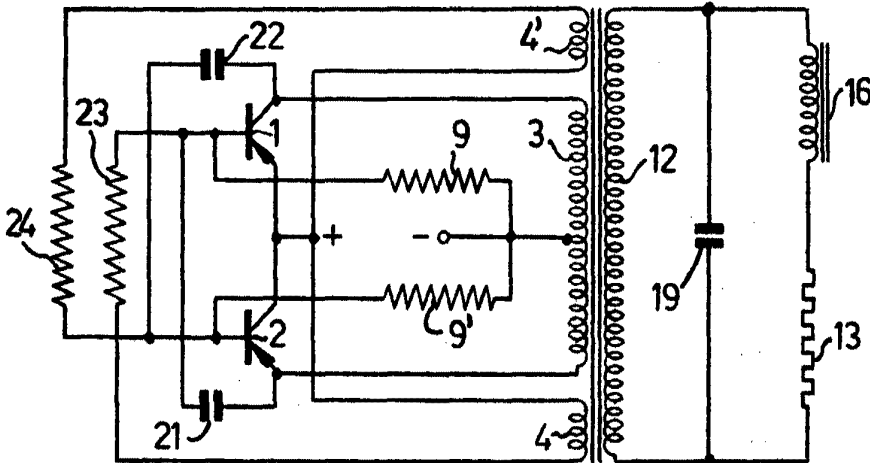
FIG. 4

Alberto de Elzaburu
Por Poder

25 AG



251014



Escritorio de Elizaburu
Euzkadi

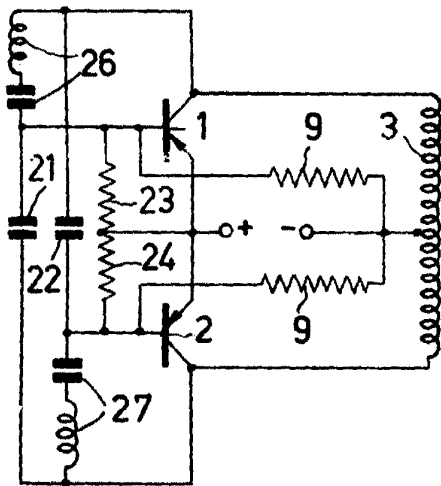


FIG. 9

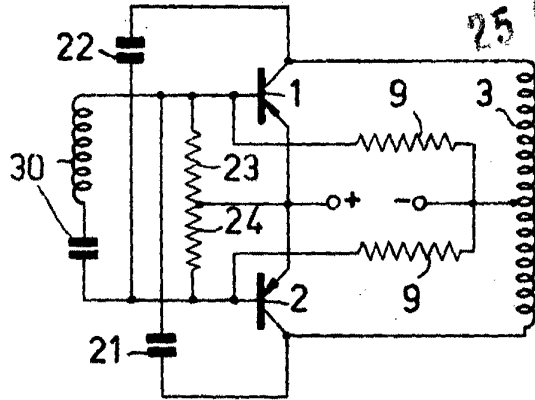


FIG. 10

251014

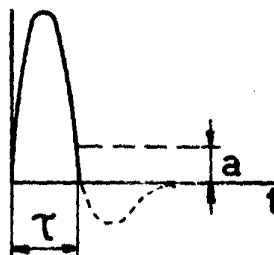
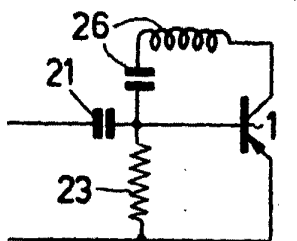
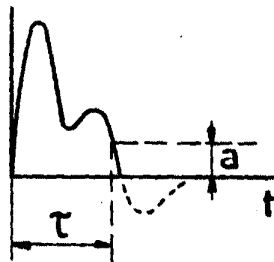
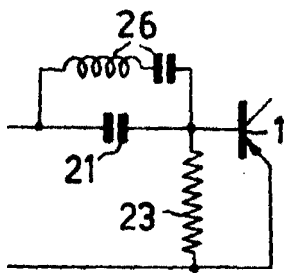
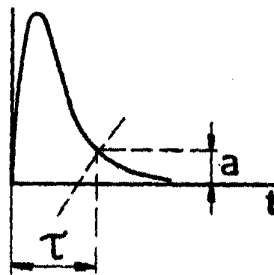
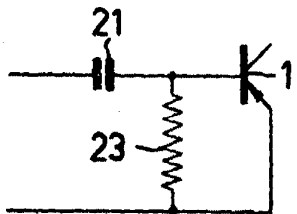
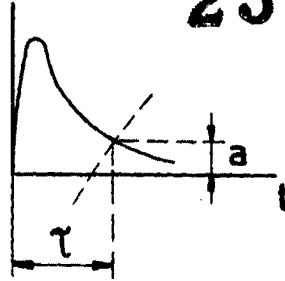
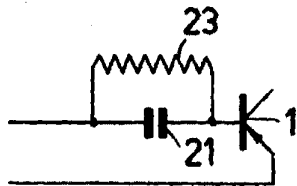


FIG. 11

Alberto de Elaburu
Soc. S. A.