



ESPAÑA

19 ES	11 NUMERO	10 A1
	21 483.999	
	22 FECHA DE PRESENTACION	
	7-9-1979	

PATENTE DE INVENCION

Concedido el Registro de acuerdo con los datos que figuran en la presente descripción y según el contenido de la Memoria adjunta.

60 PRIORIDADES:		
31 NUMERO	32 FECHA	33 PAIS
78-09226	11-9-1978	Holanda
47 FECHA DE PUBLICIDAD	51 CLASIFICACION INTERNACIONAL	62 PATENTE DE LA QUE ES DIVISIONARIA
	H02M 3/28	
64 TITULO DE LA INVENCION		
"UN CONVERTIDOR DE FUNCIONAMIENTO EN MODO DE COMUTACION"		
71 SOLICITANTE (ES)		
N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN		(PHN 9218 ES HK/MdV)
DOMICILIO DEL SOLICITANTE		
29-Emmasingel, Eindhoven, Holanda		
72 INVENTOR (ES)		
Jan Joost Rietveld y Alain Moreau		
73 TITULAR (ES)		
74 REPRESENTANTE		
DON ALBERTO DE ELZABURU MARQUEZ		(P.-72.803)

jga

El invento se refiere a un convertidor de funcionamiento en modo de conmutación para convertir una tensión continua de entrada en una tensión continua de salida, que comprende un generador para aplicar una señal de onda rectangular periódica cuya amplitud depende de la tensión de entrada a un circuito inductivo al cual están acoplados un rectificador y un condensador de filtrado, estando presente entre extremos de este condensador una tensión filtrada en funcionamiento.

Tal convertidor de tensión es conocido por la Soli-
citud de Patente Francesa 2.353.991. En este circuito conoci-
do, un generador de impulsos comprende una pluralidad de dis-
positivos de conmutación mediante los cuales se aplica una
señal de onda rectangular a la disposición en serie de una
reactancia, el arrollamiento primario de un transformador y
un condensador de separación. La tensión continua de salida
del circuito se obtiene mediante la rectificación de la ten-
sión presente en el extremo secundario del transformador. La
tensión de salida se estabiliza por medio de modulación de
duración de impulso de los impulsos de control que llevan
los dispositivos de conmutación alternativamente a los esta-
dos de conducción y corte, dependiendo la duración de estos
impulsos de la señal de salida a controlar. La reactancia al-
macena energía en una porción del período y la transfiere en
otra porción, mientras se suprimen los picos de tensión y co-
rriente.

El sistema de control descrito anteriormente es bastante costoso. Requiere, adicionalmente al modulador, un paso de comparación en el cual se compara una tensión deduci-
da de la señal de salida con una tensión de referencia mien-

5 tras los flancos de los impulsos deben ser suficientemente verticales de modo que la tensión de salida debe ser filtrada correctamente y deben adoptarse medidas contra radiación de alta frecuencia no deseada. Tal control está, por consiguiente, justificado económicamente solamente para aparatos en los cuales es esencial una tensión de alimentación sustancialmente constante y cuya potencia consumida sea bastante alta. Esto es válido, por ejemplo, para receptores portátiles de televisión en color de gran pantalla.

10 El invento está basado en el reconocimiento de que el convertidor de la técnica anterior es también utilizable sin control de duración de impulsos siempre que se utilice un sistema de control simple y consiguientemente poco costoso, cuyo control mejora considerablemente el rendimiento. Para este fin, el convertidor de funcionamiento en modo de conmutación de acuerdo con el invento está caracterizado porque se crean medios para controlar la frecuencia de la señal de onda rectangular dependiendo de la tensión continua de entrada.

20 Tal sistema de control es un control directo y, por tanto, tiene todas las ventajas conocidas del mismo, a saber el hecho de que los cambios en la tensión de entrada son transmitidos con rapidez y que el circuito es estable debido a la ausencia de realimentación. Este sistema de control puede ser de tal naturaleza que la frecuencia de la señal de onda rectangular sea directamente proporcional a la tensión continua de entrada o que el período de la señal de onda rectangular disminuya cuando aumenta la tensión continua de entrada y disminuya cuando disminuye la tensión de entrada, siendo la variación relativa del período superior a

la de la tensión de entrada.

En el último caso, el convertidor puede estar caracterizado porque está dispuesta una carga en paralelo con el condensador de filtrado, siendo también la tensión filtrada la tensión de salida, y porque la corriente a través de la carga es sustancialmente constante.

En el primer caso y (o) cuando la corriente de salida tiene una variación apreciable, el convertidor de acuerdo con el invento puede estar caracterizado porque está dispuesto un transistor de control en serie entre el condensador de filtrado y una carga, estando presente la tensión de salida a través de la carga y manteniéndose sustancialmente constante por medio del transistor de control en serie. Como el convertidor conocido tiene una disipación baja, tal combinación del mismo con un circuito de control en serie puede proporcionar una solución atractiva para la alimentación de aparatos de potencia media, es decir aparatos que consumen aproximadamente entre 30 y 60 W, por ejemplo receptores de televisión en blanco y negro de pantalla grande y receptores de televisión en color pequeños. Debido a la disipación que se produce en el transistor de control en serie, tal combinación no está económicamente justificada para potencias más altas.

En una realización preferida del convertidor de acuerdo con el invento, la relación entre el intervalo de tiempo en el cual la señal de onda rectangular toma un valor dado y el período es sustancialmente constante. La disipación se reduce aún adicionalmente si dicha relación es aproximadamente igual a 0,5.

La señal de onda rectangular puede producirse por

medio de una tensión en diente de sierra y una tensión de umbral, produciéndose esta tensión en diente de sierra entre extremos de un condensador cuya corriente de carga procede de una fuente de corriente y que se descarga periódicamente, fluyendo la corriente de carga a través de una resistencia conectada a la tensión continua de entrada y, en el segundo caso antes mencionado, estando dispuesto en serie con la resistencia un elemento de tensión sustancialmente constante, por ejemplo un diodo Zener.

5
10 Se explicará adicionalmente el invento, a modo de ejemplo no limitativo, con referencia a las figuras que se acompañan, en las cuales

La figura 1 representa el convertidor conocido pero sin control,

15 La figura 2 representa un circuito equivalente del mismo,

La figura 3 representa formas de onda que se producen en el mismo,

20 La figura 4 representa la característica de salida del mismo,

La figura 5 representa la combinación del convertidor conocido con un circuito de control en serie,

La figura 6 representa características de salida del convertidor de acuerdo con el invento, y

25 La figura 7 representa una realización del convertidor de acuerdo con el invento.

El circuito de la figura 1 es de un tipo conocido. Están dispuestos dos transistores Tr_1 y Tr_2 de conmutación del tipo npn en serie entre los terminales de una fuente V_1 de tensión continua. Están dispuestos diodos D_1 y D_2 , respec-

30

11109

tivamente, en paralelo con el camino colector-emisor de cada uno de los transistores Tr_1 y Tr_2 , y con la dirección de conductividad opuesta con respecto a la de dichos transistores. La base de un transistor Tr_3 excitador, también de tipo npn, está alimentada en funcionamiento con impulsos producidos por un oscilador OSC. El oscilador OSC, así como el transistor Tr_3 , están alimentados en funcionamiento por la fuente V_1 . El arrollamiento L_{p1} primario de un transformador T_1 excitador está incluido en el conductor de colector del transistor Tr_3 . Los arrollamientos L_{s1} y L'_{s1} secundarios del transformador T_1 están dispuestos, respectivamente, entre la base y el emisor de cada uno de los transistores Tr_1 y Tr_2 habiendo sido escogidos los sentidos de devanado de dichos arrollamientos de modo que el transistor Tr_1 está alternativamente en el estado de conducción y después en el estado de corte mientras que al mismo tiempo el transistor Tr_2 está alternativamente en el estado de corte y después en el estado de conducción. La tensión V_1 se deriva de la red eléctrica por medio de un rectificador D_3 y un condensador C_1 de filtrado.

El emisor del transistor Tr_1 y el colector del transistor Tr_2 están interconectados. Está dispuesta entre el punto de unión A así formado y el terminal negativo de la fuente V_1 la disposición en serie de un condensador C de aislamiento, una inductancia L y el arrollamiento L_{p2} primario de un transformador T_2 . Uno de los extremos de un arrollamiento L_{s2} secundario del transformador T_2 está conectado al ánodo de un rectificador D_4 , mientras que el otro extremo del arrollamiento L_{s2} está conectado al ánodo de un rectificador D_5 . Están incluidos un condensador C_2 de filtrado y una carga, que puede considerarse como una resistencia R, entre los

cátodos interconectados de los rectificadores D_4 y D_5 y la toma central del arrollamiento L_{S2} . En funcionamiento, está presente una tensión V_0 continua entre extremos del condensador C_2 y la carga R y fluye una corriente continua I_0 a través de la carga R . El terminal negativo de la fuente V_0 de tensión está conectado a masa y puede estar conectado al terminal negativo de la fuente V_1 . Cuando no está conectado de este modo, el transformador T_2 proporciona aislamiento de tensión continua entre masa y la red eléctrica.

La figura 2 representa un circuito equivalente del circuito de la figura 1. En este circuito equivalente los elementos Tr_1 , D_1 y Tr_2 , D_2 han sido sustituidos por dos interruptores S_1 y S_2 ideales. Por medio de los mismos se consigue que el punto A tome alternativamente el potencial 0 y el potencial V_1 . Se supone que la capacidad del condensador C es infinitamente grande, mientras que el transformador T_2 y la inductancia L están sustituidos por una inductancia L_2 en paralelo que tiene un valor infinitamente alto y una inductancia L_1 en serie finita, habiéndose incluido en esta inductancia L_1 la inductancia de dispersión del transformador T_2 . La simetría del extremo secundario del transformador T_2 está restaurada en el circuito equivalente de la figura 2 sustituyendo el rectificador D_4 , D_5 de onda completa por un circuito D_4 , D'_4 , D_5 , D'_5 rectificador en puente de Graetz.

La figura 3a representa esquemáticamente la variación en función del tiempo de la tensión v_L entre extremos de la inductancia L_2 en el estado estacionario, y la figura 3b representa esquemáticamente la variación de la corriente i a través de la inductancia L_1 con la misma escala de tiempos.

El transistor Tr_1 conduce durante una porción δT del período T de la señal del oscilador OSC mientras que el transistor Tr_2 conduce durante la porción $(1 - \delta)T$ restante del período T . Entre extremos del condensador C existe una tensión V_C continua cuyo valor puede determinarse por medio de la condición de que no puede existir tensión continua entre extremos de la inductancia L_2 . Por consiguiente, se pone de manifiesto por la figura 3a que $V_C = \int V_1$. La variación de la corriente i durante un período T está representada por cuatro líneas rectas unidas, produciéndose con relación a la tensión V_L un desplazamiento temporal t_1 para el cruce por cero de la corriente i al comienzo del intervalo δT y un desplazamiento temporal t_2 para el cruce por cero de la corriente i al comienzo del intervalo $(1 - \delta) T$. En estas circunstancias puede determinarse la variación de la corriente i analíticamente y pueden calcularse t_1 y t_2 en función de la relación δ y las tensiones V_1 y V_0 . Se pone así de manifiesto que tanto el intervalo $\delta T - t_1 + t_2$ durante el cual conducen los rectificadores D_4 y D'_4 como el intervalo $(1 - \delta) T - t_2 + t_1$ durante el cual conducen los rectificadores D_5 y D'_5 son iguales a la mitad del período T .

Fluye a través de la inductancia L_1 una corriente continua I_L que no puede fluir a través del condensador C pero que puede fluir a través de la inductancia L_2 . La corriente I_L es igual al valor medio de la corriente i en la figura 3b.

Se llega así a la expresión:

$$I_L = \frac{V_0 T}{4L_1} (1 - 2\delta) \quad (1)$$

donde L_1 representa el valor de la inductancia L_1 de la figura 2.

La corriente I_o es igual al valor medio del resultado de la rectificación de la corriente i en la figura 3b.

5

Se llega así a la expresión:

$$I_o = \frac{V_1 T}{4L_1} \left[\delta - \delta^2 - \left(\frac{V_o}{V_1} \right)^2 \right] \quad (2)$$

10

Se deduce de la relación (1) que la corriente I_L se anula si $\delta = 0,5$. En ese caso no fluye corriente continua a través del arrollamiento L_{p2} en la figura 1, de modo que las pérdidas en el transformador T_2 son mínimas. La expresión (2) para la corriente I_o varía poco cuando la relación δ toma valores comprendidos entre 0,3 y 0,7, es decir el ciclo de utilización de los transistores Tr_1 y Tr_2 , respectivamente, tiene solamente un efecto limitado sobre la corriente I_o de salida en un campo de variación amplio alrededor del valor que corresponde a la excitación simétrica de los transistores.

15

Por consiguiente, el comportamiento del circuito puede considerarse con una aproximación correcta para el valor $\delta = 0,5$.

20

Se pone de manifiesto que para $\delta = 0,5$ el valor i_1 máximo de la corriente a través de los rectificadores D_4 y D'_4 (véase la figura 3b) es igual al valor i_2 máximo de la corriente a través de los rectificadores D_5 y D'_5 . En el período $\delta T - t_1$ de tiempo fluye la corriente i a través del transistor Tr_1 , en el período t_2 de tiempo fluye a través del diodo D_2 , en el período $(1 - \delta)T - t_2$ de tiempo fluye a través del transistor Tr_2 , y en el período t_1 de tiempo fluye a través del diodo D_1 .

25

30

La corriente I_o es una función rectangular de la función V_o . Esta función se simplifica del modo siguiente pa-

ra $\delta = 0,5$:

$$I_o = \frac{V_1 T}{4L_1} \left[\frac{1}{4} - \left(\frac{V_o}{V_1} \right)^2 \right] \quad (3)$$

La función (3) está representada gráficamente en la figura 4 en cuya figura I_o varía a lo largo del eje horizontal del sistema de coordenadas, mientras que V_o varía a lo largo del eje vertical. La curva obtenida es una parábola cuyo eje de simetría coincide con el eje horizontal. En ausencia de cargas se cumple que $I_o = 0$, de modo que $V_o = 0,5 V_1$, mientras que la tensión V_o se anula para

$$I_o \text{ max} = \frac{V_1 T}{16 L_1} \quad (4)$$

que es el valor de la corriente de cortocircuito.

La figura 4 muestra que la tensión de salida está sometida a una variación desde un valor V_{o1} hasta un valor V_{o2} cuando la corriente de salida varía entre un valor I_{o1} y un valor I_{o2} para una tensión de entrada que ha permanecido constante. De la ecuación (3) puede deducirse que la resistencia interna del circuito es igual a $2V_1 L_1 / V_o T$. Esto muestra que la resistencia interna aumenta con una corriente I_o creciente y se hace infinitamente grande para una salida en cortocircuito. Resultará claro que se obtendrán también resultados similares para otros valores de la relación δ .

La curva parabólica de trazo discontinuo de la figura 4 representa la variación de la tensión V_o para un valor V'_1 de la tensión V_1 superior al valor considerado anteriormente. Si la tensión de entrada varía entre los valores V_1 y V'_1 , la figura 4 muestra que la tensión de salida varía entre los valores V'_{o1} y V'_{o2} para una corriente de salida variable. Para muchas aplicaciones tal variación no es admisible, de modo que se requiere estabilización.

La figura 5 representa el convertidor de la figura 1, habiéndose utilizado los mismos símbolos de referencia para los mismos elementos, en combinación con un circuito de estabilización. Está incluido entre el condensador C_2 y la carga R un transistor Tr_4 en serie del tipo pnp, cuya resistencia interna está controlada de modo conocido dependiendo de la tensión V_0 a través de la carga. Para este fin, un transistor Tr_5 npn compara una tensión deducida de la tensión V_0 mediante un divisor R_1, R_2 de tensión resistivo, con la tensión de referencia de un diodo Zener D_6 . La corriente de colector del transistor Tr_5 , que es al mismo tiempo la corriente de base del transistor Tr_4 , depende de la diferencia entre las tensiones comparadas. Está dispuesto un condensador C_3 de filtro en paralelo con la carga R y en las mismas circunstancias que en la figura 1 fluye sustancialmente a través de la carga R la misma corriente I_0 que en la figura 1.

En el caso teórico de que todos los elementos sean ideales y que la relación δ sea igual a 0,5, el circuito de la figura 1, exceptuando la carga, no disipa potencia. Si la regulación en serie de la figura 5 es utilizada se produce una pérdida, a saber principalmente la disipación originada por la caída de tensión a través del transistor Tr_4 . Esta disipación puede mantenerse en un valor mínimo si en la figura 4 la característica de salida está escogida de forma que pase a través del punto P, para lo cual se cumple que $I_0 = I_{02}$ y $V_0 = V_{02}$, siendo V_{02} el valor de la tensión de salida sustancialmente constante mientras que I_{02} es la corriente de salida más alta previsible. En este punto dicha disipación es nula. La disipación no es nula para una tensión V_1 de en-

trada constante para otros valores de la corriente de salida y, particularmente, para la corriente I_{O1} de salida más baja previsible, para la cual la tensión de salida aún tiene el valor V_{O2} , mientras que la tensión entre extremos del condensador C_2 de la figura 5 es igual a V_{O1} . Si la tensión de entrada aumenta desde el valor V_1 hasta el valor V'_1 , la caída de tensión a través del transistor Tr_4 para el caso $I_O = I_{O2}$ es igual a $V'_{O2} - V_{O2}$ y para $I_O = I_{O1}$, esta caída de tensión es igual a $V'_{O1} - V_{O2}$. La disipación puede ser por consiguiente considerable.

Lo expuesto anteriormente puede explicarse con referencia a un ejemplo numérico. Supongase que se desea una tensión de salida constante de 25 V para una corriente de salida variable entre 0,8 y 1,2 A, es decir una potencia W_O útil comprendida entre 20 y 30 W. La tensión V_1 de entrada varía desde 230 a 345 V. Se escoge una relación $\delta = 0,5$ y una corriente primaria de $I_{O2} = 0,5 I_{O \text{ max}}$ para $V_1 = 230$ V. Se deduce de las expresiones (3) y (4) que la tensión en las bornas primarias del transformador T_2 es:

$V_{O2} = 0,353 \times V_1 = 81,2$ V y que $I_{O \text{ max}} = 2I_{O2} = 2W_O / V_{O2} = 0,74$ A, de modo que $I_{O2} = 0,37$ A. En consecuencia, la relación de transformación del transformador T_2 es $0,37 / 1,2 = 0,31$. Escogiendo $L_1 = 0,9$ mH, se obtiene que $T = 16I_{O \text{ max}}L_1 / V_1 = 46,2$ μ s, que corresponde a una frecuencia de 21,65 kHz.

Si ahora la corriente de salida toma el valor 0,8A, la corriente I_{O1} primaria es igual a $0,8 \times 0,31 = 0,25$ A. Tomando como base la parábola de la figura 4, se obtiene que $V_{O1} = 93,9$ V. La disipación del circuito es, de este modo, $(0,25 \times 93,9) - 20 = 3,5$ W.

Se han encontrado los siguientes resultados para la

característica parabólica representada en la figura 4 por medio de la línea discontinua:

$$I'_{o \max} = 0,74 \times 345 / 230 = 1,11A, V_{o2} = 140,9 \text{ V y } V_{o1} =$$

152,1 V. En el primer caso la disipación del circuito es

5 $(140,9 \times 0,74) - 30 = 22,1 \text{ W, y en el segundo caso } (152,1 \times$

0,25) - 20 = 18 W. resulta claro por lo anterior que el rendimiento del circuito es pobre. Adicionalmente, la corriente

$I'_{o \max}$ de cortocircuito aumenta al aumentar la tensión de entrada, lo cual impone condiciones duras de funcionamiento para

10 los transistores Tr_1 y Tr_2 .

Se ha supuesto tácitamente en lo anterior que la frecuencia de la señal de conmutación es constante, y consiguientemente independiente de la tensión de entrada. El invento está basado en el reconocimiento del hecho de que el

15 rendimiento puede ser mejorado considerablemente mediante la utilización de un sistema de control directo de la frecuencia, de tal modo que la frecuencia varíe dependiendo de la tensión de entrada.

La figura 6 representa la característica de la figura 4, pero incluye ahora valores basados en el ejemplo numérico anterior. La figura 6 representa también la curva a que se obtiene para un producto $V_1 T$ constante de la tensión V_1 de entrada por el período T de la señal de conmutación. Se deduce

25 de la fórmula (4) que la corriente de cortocircuito permanece constante, mientras que la tensión de salida en el estado de ausencia de carga mantiene el valor $0,5 V'_1$ para una tensión de entrada V'_1 . La figura 6 muestra que los valores de la tensión de salida para la curva a son siempre inferiores a los correspondientes a la curva de trazo discontinuo. De este modo,

30 tal sistema de control consigue una corriente de corto-

circuito constante, lo cual constituye una protección y es ventajoso para los transistores Tr_1 y Tr_2 , y una disminución de la disipación. Utilizando el ejemplo anterior se cumple que:

5 $T' = 64,2 \times 230 / 345 = 30,8 \mu s$, que corresponde a una frecuencia de 32,47 kHz. Para I_{O2} se encuentra que $V_O = 122$ V, lo cual produce en el circuito una disipación de 15,1 W en vez de 22,1 W para la curva de trazo discontinuo, y para la corriente I_{O1} se encuentra que $V_O = 140,8$ V, originándose en el circuito una disipación de 14,7 W en vez de 18 W.

10 Puede realizarse del modo sencillo siguiente un oscilador que genera una señal cuyo período es inversamente proporcional a la tensión de entrada y que es, por consiguiente, adecuado para controlar el transistor Tr_3 . Un condensador se carga mediante una fuente de corriente, derivándose la corriente directamente de la tensión V_1 . La tensión aumenta linealmente a través del condensador. Tan pronto como esta tensión alcanza un valor predeterminado el condensador es descargado rápidamente. De este modo, se genera una

15 tensión en diente de sierra cuya pendiente durante el flanco de subida es proporcional a la tensión V_1 . Si la tensión V_1 se multiplica por un cierto factor, el tiempo de carga del condensador queda dividido por el mismo factor. De este modo, el producto $V_1 T$ es constante y la frecuencia $f = 1/T$ es proporcional a la tensión V_1 . Son conocidos por las publicaciones técnicas osciladores que funcionan según este principio.

20 La señal en diente de sierra producida es convertida después de modo conocido en una señal de onda rectangular.

25 Se obtiene una mejora adicional con respecto a la curva de trazo discontinuo de la figura 6 por medio de un

30

circuito cuya característica de salida está representada por la curva b. En este circuito la frecuencia de la señal de conmutación varía de tal modo que la curva b pasa a través del punto P. Como los puntos de la curva b deben satisfacer la expresión (3) esta curva es una parábola que corta al eje vertical en el mismo punto que la parábola de trazo discontinuo y la curva a. Se deduce de esto que la corriente $I_{O \text{ max}}$ de cortocircuito disminuye en función de una tensión de entrada creciente y que la disipación en el circuito de control en serie resulta adicionalmente disminuida con relación al caso de la curva a. En la realización anteriormente mencionada se encontró que $I_{O \text{ max}}$ para $V_1 = 345 \text{ V}$ es igual a

$$\frac{0,37}{1-4\left(\frac{81,2}{345}\right)^2} = 0,48 \text{ A de lo cual se deduce que}$$

$$V_{o1} = \frac{345}{2} \sqrt{1 - \frac{0,25}{0,48}} = 119,4 \text{ V,}$$

correspondiente a una disipación de solamente 9,5 W, mientras que la disipación mínima que se produce en el punto P es nula.

En este circuito todas las características se cortan en el punto P. Si la corriente I_O que fluye hacia la carga no varía, no se requiere en absoluto ninguna estabilización, y la carga puede estar conectada directamente en paralelo con el condensador C_2 . Si esta corriente varía un poco es posible, por ejemplo, utilizar un control en derivación de tipo conocido, por ejemplo un transistor en paralelo con la resistencia R y controlado con el fin de que la suma de la corriente a su través y la corriente a través de la resistencia R se conserve constante. Para variación de la tensión V_1 , el punto de funcionamiento se conserva en el punto P.

Ahora la resistencia R y el transistor en derivación consti-

tuyen en conjunto la carga del convertidor.

5 Se deduce adicionalmente de la figura 6 que la tensión de salida para el punto P no contiene tensión de rizado procedente de la tensión de red. Para una variación no demasiado grande de la corriente I_0 , la tensión de rizado en la salida está fuertemente atenuada en comparación con los casos de la curva de trazo discontinuo y la curva a. Por medio de un control en derivación puede reducirse aún adicionalmente esta tensión. El condensador C_2 , y también el condensador 10 C_3 para el caso en que se utilice una disposición en serie, pueden tener, por consiguiente, un valor de capacidad bajo, puesto que solamente necesitan eliminarse componentes de la frecuencia de conmutación y armónicos de la misma.

15 La variación en la frecuencia se deduce de la expresión (3). Se encuentra que: $T = 19,8 \mu\text{s}$, de modo que $f = 50,5 \text{ kHz}$. El producto $V_1 T$ varía entre $230 \times 46,2 = 10^{-3} \times 10,6$ y $345 \times 19,8 = 6,8 \times 10^{-3}$. Para el circuito conocido este producto aumenta cuando aumenta la tensión de entrada, mientras que permanece constante en el caso a. En el caso b, 20 este producto disminuye. De los números encontrados se deduce que la variación relativa del período T es aproximadamente -57%, mientras que la variación de V_1 es aproximadamente 33% o, en otras palabras, el período disminuye en mayor grado que aumenta la tensión de entrada. Si, por el contrario, 25 la tensión V_1 disminuye a partir de un cierto valor, el producto $V_1 T$ aumenta y el período T aumenta también, a saber con una variación relativa superior a la de V_1 .

30 La figura 7 representa un circuito completo en donde se han asignado las mismas cifras de referencia a los elementos correspondientes a los de las figuras 1 y 5 y en don-

de el oscilador satisface las condiciones anteriores. Se carga un condensador C_4 mediante una corriente que fluye a través de la disposición en serie de un diodo Zener D_7 y una resistencia R_3 de alto valor conectada a la tensión V_1 . La resistencia R_3 puede considerarse como una fuente de corriente. Un dispositivo de conmutación, construido de modo conocido por medio de dos transistores Tr_6 y Tr_7 de tipos complementarios, para funcionar como tiristor y que se hace conductor cuando la tensión a través del condensador C_4 alcanza aproximadamente el valor sustancialmente constante de la tensión a través de la disposición en serie de una resistencia R_4 y un diodo Zener D_8 , sirve como elemento de descarga para el condensador C_4 . La combinación ánodo-electrodo de control del tiristor Tr_6 , Tr_7 está conectada a la tensión V_1 a través de una resistencia R_6 , mientras que la combinación cátodo-electrodo de control está conectada al terminal negativo de la fuente V_1 a través de una resistencia R_7 . La descarga cesa cuando la tensión a través del condensador C_4 se ha reducido aproximadamente hasta el valor sustancialmente constante de la tensión a través del circuito RC R_5 , C_5 en paralelo situado en el conductor de cátodo del tiristor.

Está presente una tensión sustancialmente constante que se resta de la tensión V_1 a través del diodo D_7 , que podría sustituirse por una resistencia dependiente de la tensión. La caída de tensión a través de la resistencia R_3 , y consiguientemente también la corriente de carga del condensador C_4 que fluye a través de la misma, está sometida a una variación relativa superior a la que correspondería al caso de que estuviese ausente el diodo D_7 . La variación relativa del período de la tensión en diente de sierra que tiene una

amplitud constante, producida a través del condensador C_4 , es consiguientemente superior que la de la tensión V_1 . El tiempo de descarga del condensador C_4 es muy corto dado que la corriente de descarga fluye a través del emisor del transistor Tr_6 , siendo este un camino de baja resistividad. Por medio de una elección adecuada de los elementos D_7 , R_3 y C_4 , es posible obtener la variación deseada del período T en función de la tensión V_1 . Se adoptaron los siguientes valores en el ejemplo anteriormente mencionado: $R_3 = 100 \text{ K } \Omega$, $C_4 = 10 \text{ nF}$, siendo aproximadamente de 145 V la tensión a través del diodo D_7 . Se observará que el oscilador de diente de sierra descrito puede utilizarse también en el caso de la curva a en la figura 6, siempre que el diodo D_7 sea sustituido por un cortocircuito.

A través de un transistor Tr_8 en configuración de seguidor de emisor, que sirve como paso separador, la tensión en diente de sierra presente en el condensador C_4 está aplicada a la base del transistor Tr_3 excitador que convierte la onda en diente de sierra en una onda rectangular. Para este fin está incluida la disposición en serie de varios diodos, por ejemplo dos diodos D_9 y D_{10} y una resistencia R_8 , cuya disposición en serie está conectada en derivación con un condensador C_6 de desacoplo en el conductor de emisor del transistor Tr_3 . Está presente en el emisor una tensión de umbral sustancialmente constante. El transistor Tr_3 es llevado al estado de saturación tan pronto como su tensión de base se hace algo superior a esta tensión de umbral. La resistencia R_8 es ajustable, pudiendo ajustarse la relación δ a un valor constante con esta resistencia.

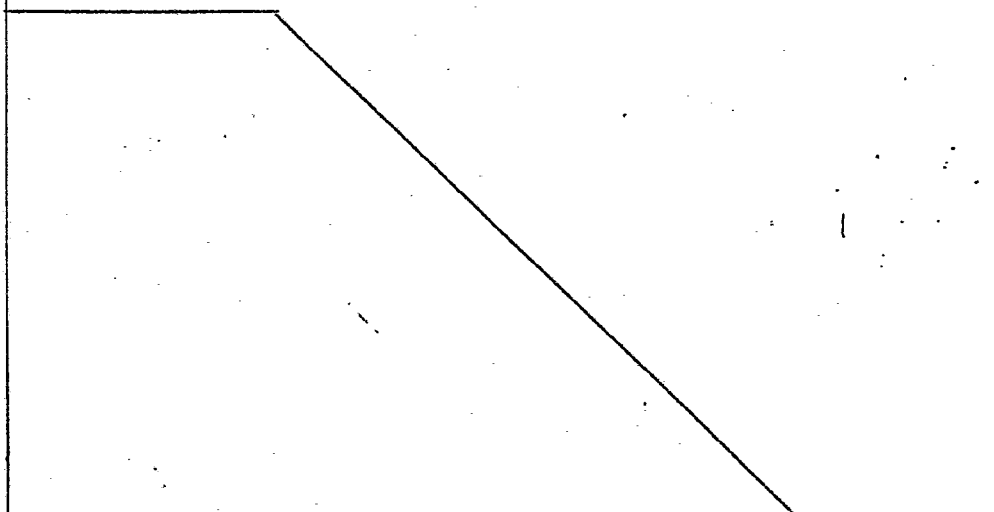
La señal de onda rectangular así obtenida se apli-

ca a las bases de los transistores Tr_1 y Tr_2 a través del transformador T_1 , estando el transistor Tr_1 en estado de corte mientras que el transistor Tr_2 conduce en el intervalo en el cual conduce el transistor Tr_3 . Están dispuestos circuitos de atenuación en el primario así como en el secundario del transformador T_1 . Está dispuesto un condensador C_7 en paralelo con el diodo D_2 , haciendo que la pendiente de la tensión en el punto A se reduzca durante las transiciones, de modo que se reducen algo las pérdidas de conmutación. La inductancia L está constituida por la inductancia de dispersión del transformador T_2 . En lo precedente se ha supuesto muy alta la capacidad del condensador C . En la práctica se escogerá un valor tal para esta capacidad que el circuito C, L en serie tenga una impedancia inductiva en todas las circunstancias, lo que significa que la resonancia en serie de dicho circuito se produce por debajo de la frecuencia de conmutación mínima, es decir la frecuencia correspondiente a la tensión de entrada mínima. Se escogieron los siguientes valores para la construcción del circuito anteriormente mencionado:

$C = 1 \mu F$ y $C_7 = 1,5 nF$.

En las disposiciones constructivas descritas no se ha utilizado realimentación, excepto en el circuito de control en serie que incluye el transistor Tr_4 . Resultará claro que puede prescindirse de esta regulación en serie si se utiliza realimentación, por ejemplo, a partir de la tensión a través del condensador C_2 , cuya realimentación se combina con el control directo descrito para obtener una característica de salida que, al menos entre los valores I_{O1} e I_{O2} de la corriente de salida, es más horizontal que la parábola considerada anteriormente. La realimentación proporciona,

por ejemplo, una variación de la frecuencia del oscilador que depende de la tensión entre extremos del condensador C_2 . En este caso últimamente mencionado, la tensión presente a través del arrollamiento secundario, que está fuertemente acoplado al arrollamiento L_{s2} , se compara, por ejemplo, con una tensión de referencia. La información que depende de la diferencia medida entre las mencionadas tensiones, controla un transistor que representa una resistencia variable y que está incluido entre el colector del transistor Tr_7 y el terminal negativo de la fuente V_1 de tensión. Esta influye sobre la frecuencia de la señal de conmutación. Alternativamente, es posible ejercer una acción de disparo sobre uno de los electrodos de control del tiristor Tr_6 , Tr_7 . Debido a que el control directo carece de inercia, la frecuencia toma inmediatamente el valor determinado por la tensión de entrada. El control de reacción se activa un poco después y reajusta la frecuencia. Esto consiguientemente no requiere un circuito muy complicado y la ganancia de bucle no necesita ser demasiado alta, ya que una ganancia de bucle demasiado alta podría producir inestabilidad.



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, por VEINTE años, son los que se recogen en las reivindicaciones siguientes:

10 1^a.- Un convertidor de funcionamiento en modo de conmutación para convertir una tensión continua de entrada en una tensión continua de salida, que comprende un generador para aplicar una señal de onda rectangular periódica, cuya amplitud depende de la tensión de entrada, a un circuito inductivo al cual están acoplados un rectificador y un condensador de filtrado, estando presente en funcionamiento una
15 tensión filtrada a través de este condensador, caracterizado porque están dispuestos medios para controlar la frecuencia de la señal de onda rectangular dependiendo de la tensión continua de entrada.

20 2^a.- Un convertidor de acuerdo con la reivindicación 1^a, caracterizado porque la frecuencia de la señal de onda rectangular es directamente proporcional a la tensión continua de entrada.

25 3^a.- Un convertidor de acuerdo con la reivindicación 2^a, caracterizado porque el valor de la corriente a través de un cortocircuito entre extremos del condensador de filtrado es independiente de la tensión continua de entrada.

30 4^a.- Un convertidor de acuerdo con la reivindicación 1^a, caracterizado porque el período de la señal de onda rectangular disminuye cuando aumenta la tensión continua de

entrada y aumenta cuando disminuye la tensión de entrada, siendo la variación relativa del período superior a la variación relativa de la tensión de entrada.

5 5ª.- Un convertidor de acuerdo con la reivindicación 4ª, caracterizado porque el valor de la corriente a través de un cortocircuito entre extremos del condensador de filtrado disminuye cuando aumenta la tensión de entrada, y aumenta cuando disminuye la tensión de entrada.

10 6ª.- Un convertidor de acuerdo con la reivindicación 4ª, caracterizado porque está dispuesta una carga en paralelo con el condensador de filtrado, siendo también la tensión filtrada la tensión de salida y siendo sustancialmente constante la corriente a través de la carga.

15 7ª.- Un convertidor de acuerdo con las reivindicaciones 2ª ó 4ª, caracterizado porque está dispuesto un transistor de control en serie entre el condensador de filtrado y una carga, estando presente la tensión de salida entre extremos de la carga y manteniéndose sustancialmente constante por medio del transistor de control en serie.

20 8ª.- Un convertidor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, caracterizado porque la relación entre el intervalo de tiempo en que la señal de onda rectangular toma un valor dado y el período es sustancialmente constante.

25 9ª.- Un convertidor de acuerdo con la reivindicación 8ª, caracterizado porque dicha relación es aproximadamente igual a 0,5.

30 10ª.- Un convertidor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, siendo generada la señal de onda rectangular por medio de una tensión en diente de

sierra y una tensión de umbral, produciéndose la tensión en diente de sierra entre extremos de un condensador cuya corriente de carga procede de una fuente de corriente y que se descarga periódicamente, caracterizado porque la corriente de carga fluye a través de una resistencia conectada a la tensión continua de entrada.

11^a.- Un convertidor de acuerdo con la reivindicación 10^a en lo que depende de la reivindicación 4^a, caracterizado porque está dispuesto en serie con la resistencia un elemento de tensión sustancialmente constante, por ejemplo un diodo Zener.

12^a.- Un convertidor de acuerdo con la reivindicación 10^a en lo que depende de la reivindicación 8^a, caracterizado porque la tensión en diente de sierra tiene una amplitud constante.

13^a.- Un convertidor de acuerdo con la reivindicación 1^a, caracterizado porque está dispuesta una carga en paralelo con el condensador de filtrado, siendo también la tensión filtrada la tensión de salida, y estando controlada la frecuencia de la señal de onda rectangular en dependencia de la tensión de salida.

14^a.- UN CONVERTIDOR DE FUNCIONAMIENTO EN MODO DE CONMUTACION.

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.

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

Madrid, 19.OCT.1979

P.A.

Alberio de Elizaburo
Per Podes

30

11109

.LMN.-

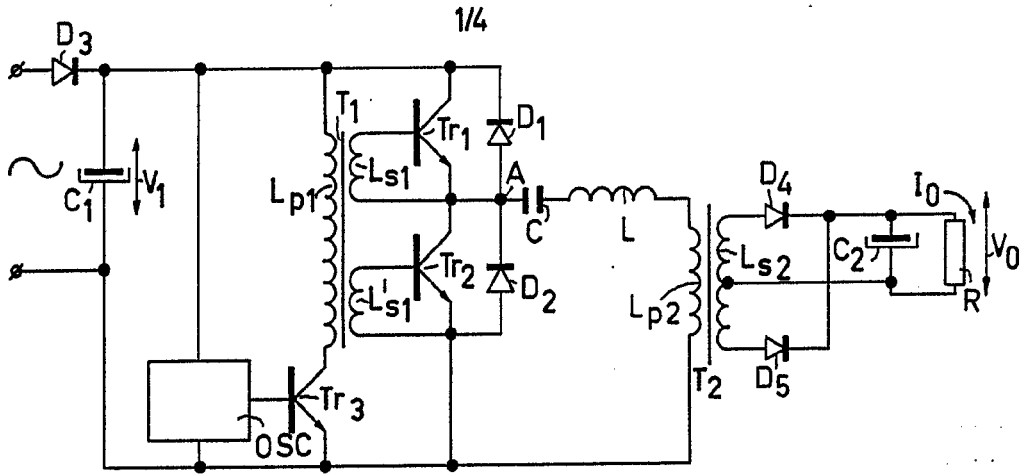


FIG.1

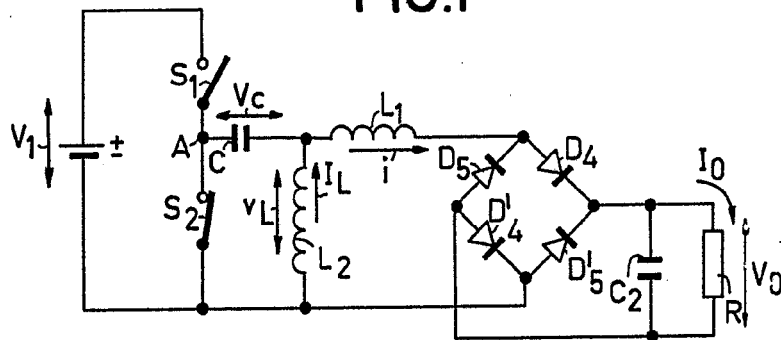


FIG.2

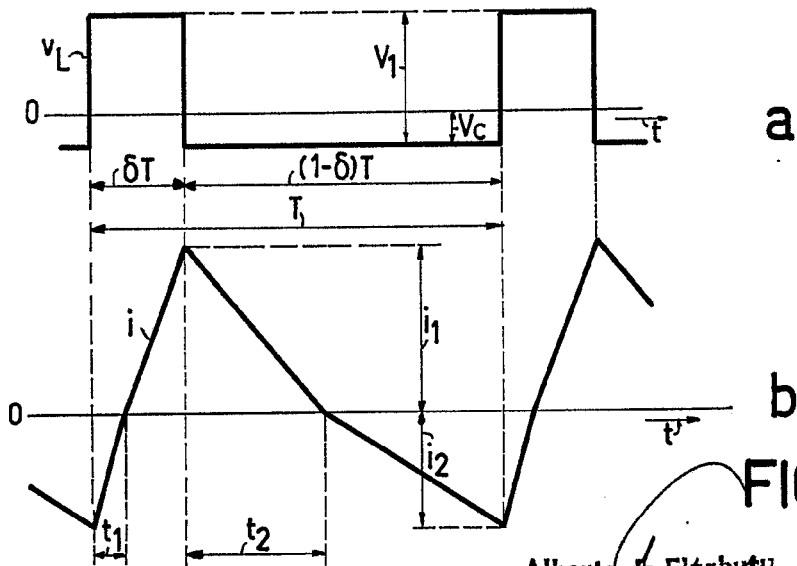


FIG.3

Alberto de Eltaburu
For Poder,

PHN 9218

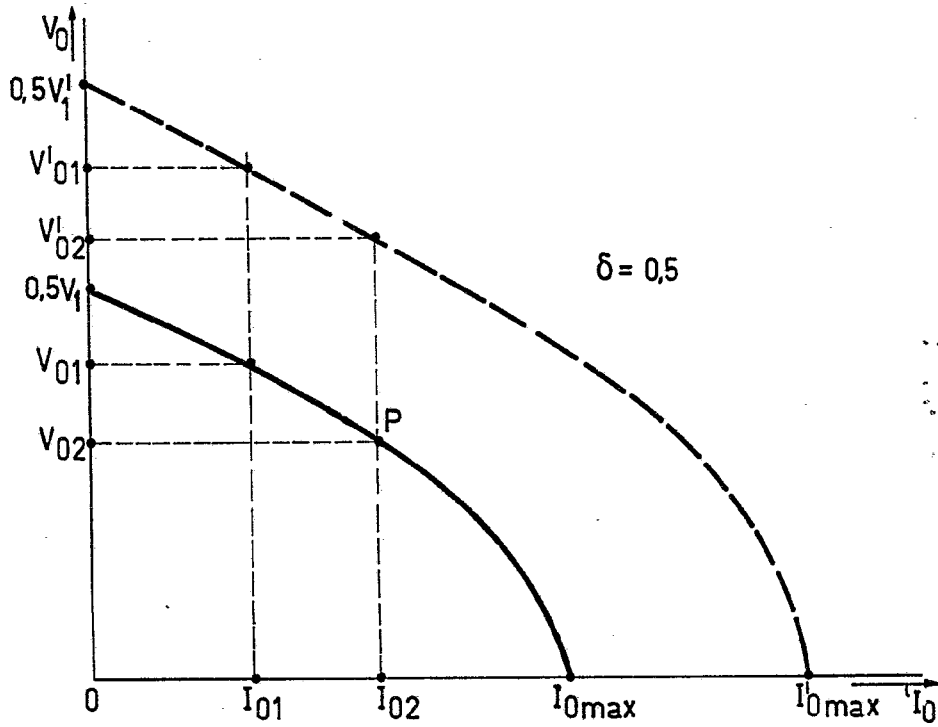


FIG.4

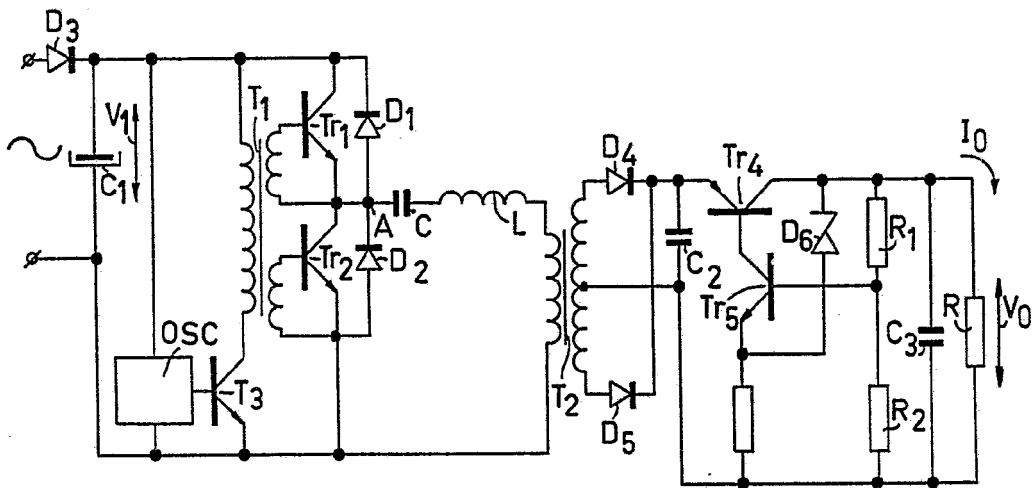


FIG.5

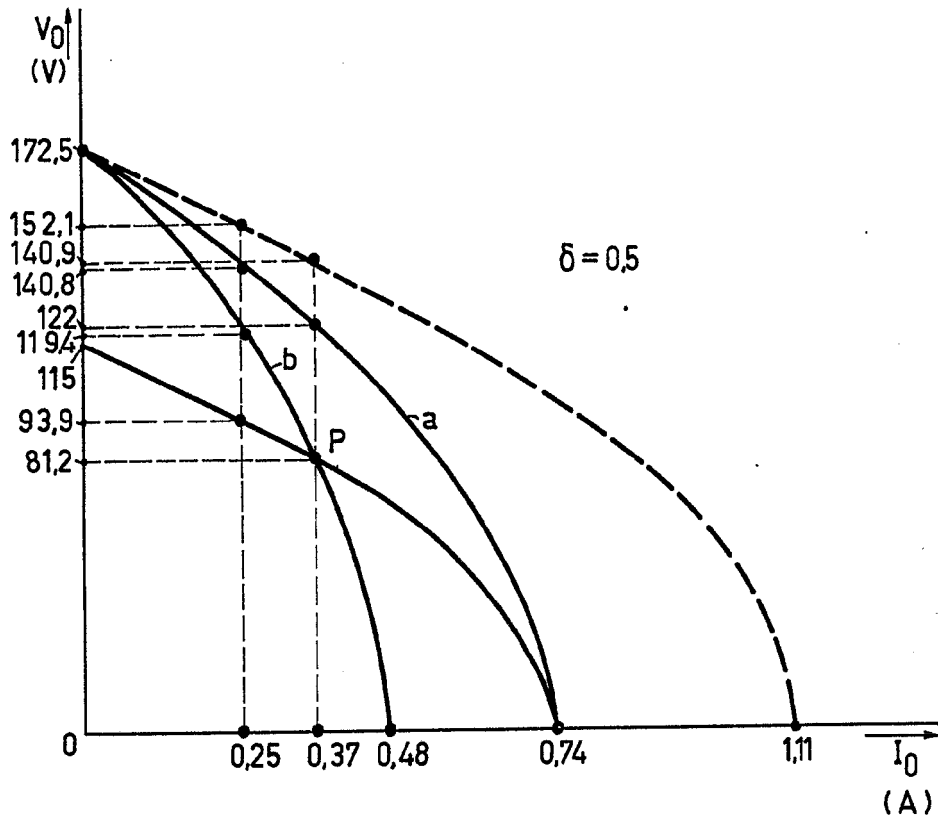


FIG.6

Alberjo de Elizaburu
Por Poder,
3-IV-PHN 9218

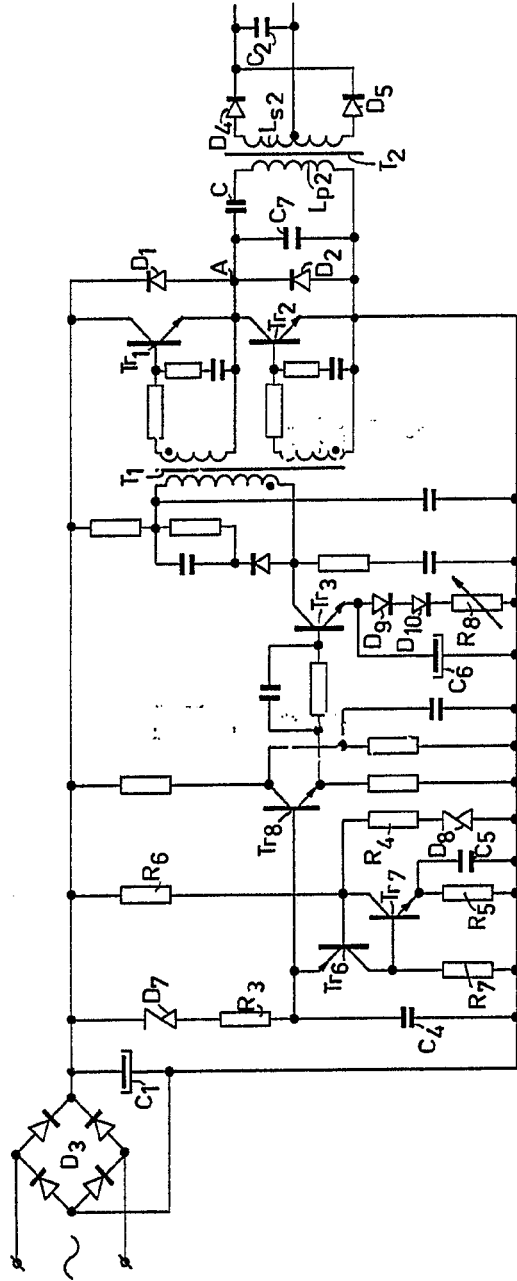


FIG. 7

4-IV-PHN 9218

Alberto K. C. Eizaburu
Per Peduli

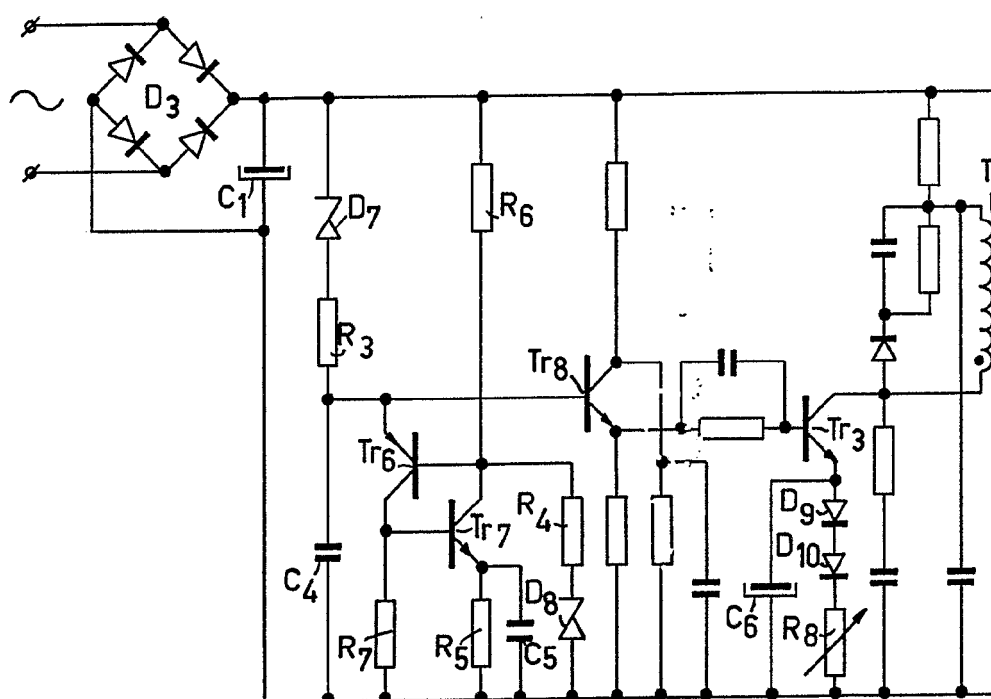
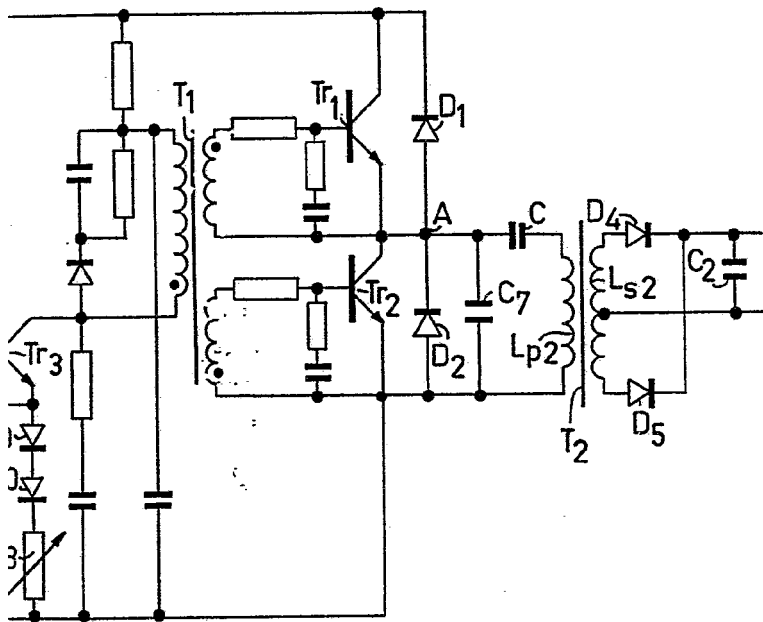


FIG. 7

4-IV-PHN 9218



7/7

Alberto Le Fizzante
Per Poder,