



⑩ ES	① ②①	NUMERO	⑩ A1
		452.880	
	②②	FECHA DE PRESENTACION	
		.29-10-76	

PATENTE DE INVENCION

③① PRIORIDADES:	③② FECHA	③③ PAIS
③① NUMERO		
628,564	3-11-75	Estados Unidos.

④⑦ FECHA DE PUBLICIDAD	⑤① CLASIFICACION INTERNACIONAL	⑥② PATENTE DE LA QUE ES DIVISIONARIA
	H02M	

⑥④ TITULO DE LA INVENCION
CONVERTIDOR ESTATICO PARA LA TRANSFORMACION DE CORRIENTE CONTINUA EN CORRIENTE ALTERNA.

⑦① SOLICITANTE (S)
GENERAL ELECTRIC COMPANY
DOMICILIO DEL SOLICITANTE
1 River Road, Schenectady, New York 12305, Estados Unidos.

⑦② INVENTOR (ES)
Joseph Patrick Hesler y Samuel Michael Korzekwa, ambos de nacionalidad estadounidenses.

⑦③ TITULAR (ES)

⑦④ REPRESENTANTE
D. BERNARDO UNGRIA GOIBURU.

EXTRACTO DEL INVENTO

Se describe un convertidor estático para la transformación de corriente continua en corriente alterna que incluye unos dispositivos semiconductores de conmutación y un transformador de potencia dotado de devanados primario, secundario y de control asociados con un núcleo magnético lineal provisto de dos orificios. Cada orificio divide la sección transversal del núcleo en unas regiones localizadas en dos ramales. Los devanados de potencia primario y secundario rodean la totalidad del núcleo, el cual incluye un circuito magnético cerrado, mientras que los devanados de control están asociados solamente con un ramal. Se han previsto unos medios para producir la saturación de un ramal antes de la saturación del otro ramal y antes de la saturación completa del núcleo. Se utiliza la saturación de un ramal para reducir la realimentación positiva y aumentar la realimentación negativa con el objeto de obtener un bloqueo adelantado, permitiendo que la carga almacenada en el dispositivo de conmutación se disipe antes del final de cada periodo de conducción. Este modo de control de realimentación evita la saturación completa del núcleo y evita que se apliquen a los dispositivos de conmutación las tensiones excesivas que la saturación completa del núcleo podría producir. Esta disposición permite obtener elevadas potencia de salida utilizando transistores de potencia relativamente económicos.

El presente invento se refiere a convertidores estáticos por medio de los cuales una energía eléctrica bajo la forma de corriente continua se transforma en energía eléctrica de corriente alterna a través de un dispositivo sin movimiento o estático. El presente invento está incluido en la

clase de los convertidores en los cuales se emplea una fuente de corriente continua para producir una corriente a través de un par de dispositivos semiconductores que se conmutan alternativamente y que están conectados en serie con los devanados primarios de un transformador de potencia, produciendo una tensión de salida de corriente alterna en el secundario del transformador.

Los convertidores estáticos del tipo que utiliza una fuente de corriente alterna, un par de dispositivos semiconductores de conmutación, y un transformador, son de utilización corriente. Este circuito existe bajo la forma de circuitos auto-oscilantes o de circuitos excitados. En la forma auto-oscilante, los devanados de realimentación aseguran la realimentación positiva necesaria para la oxidación y a veces una realimentación negativa de control. Después de haber sido puesto en funcionamiento, el inversor oscila haciendo que los transistores de potencia sean alternativamente conductores, y la inversión de la corriente en los devanados primarios produce una tensión alterna en el devanado de salida. En el circuito de realimentación, la excitación de base está normalmente limitada por una resistencia conectada en serie. El convertidor asegura la conmutación de una dirección de conducción a la otra cuando la corriente del colector aplicada al circuito de salida en razón de la corriente de magnetización más la corriente de carga reflejada, presenta un valor superior al de la corriente de colector que puede ser mantenida por la corriente de excitación de base limitada por la resistencia. En caso de carga fija, la conmutación se produce cuando el núcleo se factura, la imperancia primaria disminuye y la corriente de magnetización empieza a subir.

El grado de saturación del núcleo cambia cuando las condiciones de carga varían ya que la relación entre la corriente de magnetización y la corriente de carga reflejada cambia. Cuando se utilizan transistores de potencia en aplicaciones de alta potencia, estos transistores deben presentar características elevadas de tensión entre colector y emisor así como una elevada capacidad de transmisión de corriente. Los transistores de alta tensión deben fabricarse con un material semiconductor de alta pureza para obtener una característica de alta tensión y esto da lugar a transistores que presentan largos tiempos de almacenado. Pueden conseguirse tiempos más cortos dopando la región activa pero esto reduce la tensión nominal. En el momento de la conmutación, el tiempo de almacenado retarda el bloqueo real del transistor con relación al momento en el que se produce la orden de bloqueo por medio de la excitación de base. Por consiguiente pueden generarse crestas de corriente instantáneas de gran amplitud que pueden producir el fallo del transistor si el núcleo está fuertemente saturado. Cuando se utiliza una excitación externa para impedir la saturación magnética, se presentan otros problemas. El tiempo de almacenado produce una superposición de las conductiones si se aplican señales de excitación complementarias a los dos conmutadores. En el momento del arranque, el período de excitación tolerable es reducido a partir del estado de funcionamiento porque el material lineal del núcleo empieza a partir de un estado de remanencia que es inferior a la densidad de flujo de cresta positiva o negativo que se obtiene durante el funcionamiento. Por tanto, el período de excitación durante el primer medio ciclo debe reducirse con relación al período de excitación del estado de funcionamiento.

Por consiguiente, una característica del invento consiste en proporcionar un convertidor estático mejorado.

Estas características así como otras características del invento se consiguen en un nuevo convertidor estático que incluye un par de dispositivos semiconductores de conmutación de potencia y un transformador de potencia que tiene un núcleo con el cual están asociados unos devanados primario, secundario y de control. El núcleo está hecho con un material magnético sustancialmente lineal que tiene un circuito magnético cerrado de sección transversal aproximadamente uniforme con un par de orificios formados en un núcleo, dividiendo cada orificio la sección transversal magnética en una región localizada, en dos ramales entre los cuales el flujo puede ser orientado con una fuerza magnetomotriz.

Un par de devanados primarios de potencia y un devanado secundario de potencia rodean la totalidad de la sección transversal del núcleo. Cada primario está conectado entre un electrodo de salida de uno de los dispositivos semiconductores y una fuente de potencial de polarización de corriente continua para generar un flujo alterno al ser conmutados los dispositivos con el objeto de producir una tensión de salida alterna en el devanado secundario. Se han previsto unos medios para que los dispositivos de conmutación de potencia conduzcan la corriente alternativamente, incluyendo estos medios dos pares de devanados de realimentación. El primer par está constituido por un devanado de realimentación positiva, pasando un devanado (R_1) a través del primer orificio, pasando el otro devanado (R_2) a través del segundo orificio, y estando cada devanado (R_1 y R_2) asociado con un primer ramal del orificio correspondiente. El segundo par de devanados está cons-

tituido por devanados de realimentación negativa, pasando un devanado (D_1) a través del primer orificio, pasando el otro devanado (D_2) a través del segundo orificio, y estando cada devanado (D_1 y D_2) asociado con un segundo ramal en el orificio correspondiente. El primer devanado de realimentación positiva (R_1) y el primer devanado de realimentación negativa (D_1) están conectados en oposición y en serie entre los electrodos de entrada del primer dispositivo semiconductor y el segundo devanado de realimentación positiva (R_2) y el segundo devanado de realimentación negativa (D_2) están conectados en oposición y en serie entre los electrodos de entrada del segundo dispositivo semiconductor.

Ademas, se han previsto unos medios para producir en cada primer ramal un grado de magnetización diferencial más elevado que en el segundo ramal adyacente con el objeto de hacer que el primer ramal se sature en primer lugar. La saturación suprime la realimentación positiva y aplica una realimentación negativa, a la cual no se opone ahora una realimentación negativa, a los electrodos de entrada, lo que hace que se aplique una polarización de entrada inversa antes de la saturación completa del núcleo y evita que los dispositivos de conmutación estén sometidos a tensiones excesivas. Preferentemente, los dispositivos de conmutación de potencia son transistores de potencia provistos de electrodos de base, emisor y colector.

En un modo de realización del invento, la magnetización diferencial entre los primero y segundo ramales se obtiene por medio de un par de devanados, que rodean cada uno un primer ramal de cada abertura y están conectados con el colector de cada transistor de potencia. Estos devanados

crean un flujo en el mismo sentido que los devanados primarios de potencia y hacen que el ramal de realimentación negativa o primer ramal se sature en primer lugar.

5 El grado de magnetización diferencial puede también conseguirse mediante el acoplamiento de los devanados del circuito emisor de los transistores de potencia.

Un tercer método consiste en proporcionar una carga resistiva en paralelo sobre los devanados de realimentación negativa. Un cuarto método consiste en utilizar una carga bajo la forma de un par de transistores auxiliares. El emisor y el colector de cada transistor auxiliar están conectados con los terminales respectivos de cada devanado de realimentación negativa. Las uniones de entrada de cada uno de ellos están conectadas en serie con una resistencia a través de un devanado de realimentación negativa. En esta última configuración, cada uno de los transistores auxiliares conduce la corriente generada por el devanado de realimentación negativa asociado durante el intervalo de realimentación negativa y no conduce la corriente generada por el devanado de realimentación negativa asociado durante el resto del medio ciclo en el que el transistor de potencia asociado conduce la corriente. Cada transistor auxiliar permanece en estado no conductor durante el medio ciclo en el que el transistor no asociado conduce. Para obtener una mayor libertad de elección de la corriente y de la tensión necesarias en el transistor auxiliar, puede preverse un grupo separado de devanados de realimentación negativa y de realimentación positiva para cada lado del convertidor. Esto permite añadir más espiras a los devanados de realimentación negativa, y permite utilizar un transistor auxiliar con corriente más reducida.

10
15
20
25
30

En los dibujos:

La figura 1 es un diagrama de circuito eléctrico simplificado de un nuevo convertidor estático que utiliza aberturas dobles para dividir el núcleo en ramales y que
5 tiene seis devanados de control; estando tres de ellos asociados con cada transistor de conmutación. Un devanado primario de control está conectado en cada circuito de colector para asegurar la magnetización diferencial adecuada del ramal, mientras que un devanado secundario de control de rea-
10 limentación negativa y un devanado secundario de control de realimentación negativa están conectados en cada circuito de base.

Las figuras 1A, 1B y 1C complementan el modo de realización de la figura 1, pero pertenecen también a los
15 otros modos de realización. La figura 1A es una ilustración de las formas de onda que sirve para explicar el funcionamiento de cada uno de los modos de realización ilustrados. Las figuras 1B y 1C ilustran los circuitos de arranque y de parada que pueden utilizarse con cada uno de los modos de realiza-
20 ción ilustrados.

La figura 2 es un dibujo mecánico del modo de realización de la figura 1 que ilustra particularmente el núcleo, las dos aberturas que dividen el núcleo en dos zonas, y el emplazamiento así como el sentido de los devanados de potencia y de control asociados con el núcleo. Para más claridad
25 de la ilustración, los orificios han sido representados con dimensiones más importantes de las necesarias.

La figura 3 es un diagrama de circuito simplificado de un segundo modo de realización del invento, en el
30 cual la magnetización diferencial adecuada del ramal se ob-

tiene mediante la utilización de un devanado de control primario conectado en el circuito emisor de cada transistor de conmutación.

5 La figura 4 es un diagrama de circuito simplificado de una mitad de un tercer modo de realización en el cual la magnetización diferencial adecuada del ramal se obtiene cargando con una resistencia el circuito de control conectado con la base de transistor de conmutación. Se evita así la necesidad de devanados de control primarios separados.

10 La figura 5 es un diagrama de circuito simplificado de una mitad de un tercer modo de realización en el cual la magnetización diferencial adecuada del ramal se obtiene cargando el circuito de control conectado con la base del transistor de conmutación con un segundo transistor. Se evita así la necesidad de devanados de control primarios separados y reduce la cantidad de energía disipada en comparación con la figura 4.

El convertidor estático ilustrado en la figura 1 utiliza un circuito de transistores en push-pull como "interruptor periódico" con el objeto de realizar la transformación de corriente continua a corriente alterna. Aunque la conmutación de los transistores pueda realizarse por medio de una excitación externa, el modo de realización de la figura 1 es un dispositivo auto-oscilante. La transformación de corriente continua a corriente alterna permite transformar la tensión de salida en una tensión más elevada o más baja según las necesidades de la aplicación prevista y permite la introducción de controles (por medios no representados) que permiten arrancar y parar fácilmente la oscilación. La tensión de salida de corriente alterna puede ser utilizada bajo la forma de

20
25
30

corriente alterna, o puede ser rectificada para transforma
la de nuevo en corriente continua. Cuando se realiza la trans-
formación de corriente continua en corriente alterna, una ven-
taja principal de presente invento consiste en que efectúa
5 esta transformación con una gran economía de medios.

El convertidor estático de la figura 1 incluye
un transformador de potencia provisto de un núcleo con dos
orificios y en el cual un devanado primario de potencia 12
con toma central y un devanado de potencia secundario 13 es-
10 tán enrollados; un circuito amortiguador en paralelo sobre el
devanado de potencia primario 12 y que incluye una resistencia
33 y un condensador 34 conectados en serie; un par de transis-
tores de conmutación de potencia 20 y 21; un circuito de con-
trol que incluye seis devanados de control 14-19 que atravie-
15 san los orificios y que rodean los ramales separados del nú-
cleo formados por los orificios; cuatro diodos 22-25 y cua-
tro resistencias 26-29. El inversor puede ser considerado co-
mo dividido en un circuito de potencia y un circuito de con-
trol. Se describirá en primer lugar el circuito de potencia.

20 El circuito de potencia suministra energía a par-
tir de la fuente de corriente continua a una carga 9 previs-
ta para corriente alterna. Incluye los devanados de potencia
primarios (12) y secundarios (13) enrollados en el núcleo prin-
cipal 11 de transformador de potencia, el circuito de amorti-
25 guación (33, 34) y los transistores de potencia de conmuta-
ción 20, 21. Los transistores 20, 21 tienen cada uno unos elec-
trodos de base, emisor y colector. Ambos emisores están conec-
tados a masa. Un colector de transistor 20 está conectado a
través de un primer devanado de control 14 con un terminal no
30 marcado con un punto del devanado de potencia primario 12.

El colector de transistor 21 está conectado a través de un segundo devanado de control 15 con el terminal marcado con un punto del devanado primario de potencia 12. Una toma central del devanado de potencia primario 12 está conectado con el terminal positivo de la fuente de corriente continua 10. El terminal negativo de la fuente 10 está conectado a masa. Suponiendo que los transistores 20 y 21 están controlados de modo que conduzcan la corriente alternativamente, se forma un circuito de circulación de la corriente desde la fuente positiva 10 por la toma central, a través de las mitades alternas del devanado primario y hasta la masa a través del transistor que conduce la corriente. Esta corriente alterna produce un flujo alternativo en el núcleo 11. La resistencia 33 y el condensador 34 conectados en serie a través del devanado de potencia primario 12 forman un circuito amortiguador que reduce el grado de elevación y el valor de cresta de la tensión de colector después de la desconexión para proteger los transistores de potencia. En respuesta al flujo alterno en el núcleo 11, se desarrolla una tensión de salida alterna en el devanado secundario de potencia 13. La tensión de salida alterna se aplica a la carga de corriente alterna 9.

El núcleo con orificios dobles y los devanados del transformador de potencia pueden verse más claramente en la figura 2. El núcleo está hecho con un material magnético sustancialmente lineal que constituye un circuito magnético cerrado. El núcleo es idealmente de forma toroidal continua pero en la práctica puede formarse bien con un material de ferrita "blanda" tratado térmicamente, cortado, y ensamblado de nuevo para presentar un entrehierro mínimo en la unión, o puede estar hecho con chapas de hierro dulce o con cinta de

hierro dulce ensambladas para formar un circuito cerrado. Para realizar el control, se forman en el núcleo dos orificios 30, 31, dividiendo cada orificio el núcleo en dos ramales localizados 11_i , 11_{ii} , 11_{iii} , 11_{iv} . Los devanados de potencia primarios y secundarios 12 rodean la totalidad de la sección transversal del núcleo 11 y están normalmente alojados en los dos orificios con los cuales están asociados los seis devanados de control.

El circuito de control está conectado con los circuitos de base de los transistores de conmutación. Sirve para obtener la conducción alterna controlada de los transistores 20 y 21, necesaria para que el conjunto funcione de manera auto-oscilante. El circuito de control actúa en respuesta al flujo que atraviesa el núcleo y sus ramales. Suponiendo que los emisores están conectados a masa, el circuito de control aplica una señal de control a las bases de los transistores de conmutación 20 y 21 con referencia a masa. Mediante la aplicación de la señal de control, el circuito de control asegura la alimentación positiva y la alimentación negativa y efectúa la conmutación del circuito oscilante.

La realimentación positiva se obtiene por medio de cuatro (14-17) de los seis devanados de control que funcionan en un circuito de control que incluye los otros dos devanados de control 18, 19, los diodos 24 y 25 y las resistencias 28, 29. Los seis devanados de control son devanados de una sola espira y tres de ellos 14, 16, 18, asociados con el transistor 20, pasan a través de la abertura 30 mientras que tres de ellos, 15, 17, 19, asociados con el transistor 21 atraviesan el orificio 31. El paso a través de un orificio permite que los devanados de control rodeen solamente un ramal del núcleo.

Los cuatro devanados (14-17) esenciales para la realimentación negativa rodean solamente el ramal de "realimentación negativa del núcleo (11_i o 11_{ii}). Como puede verse, los tres devanados asociados con cada orificio forman un transformador de corriente virtual en el cual un devanado constituye el primario mientras que dos devanados constituyen los secundarios. Los puntos marcados en los dibujos se refieren al devanado primario y al flujo principal del núcleo que incluye aquellas porciones del flujo que atraviesa los ramales.

Los devanados de control están conectados con los transistores de conmutación de la siguiente manera. El colector del transistor 20 está conectado con la extremidad no marcada con un punto del primer devanado de control primario 14, estando su extremidad marcada con un punto conectada con la extremidad no marcada con un punto del devanado de potencia primario 12. De este modo, los dos devanados 12, 14 están enrollados en el mismo sentido. De manera similar, el colector del transistor 21 está conectado con la extremidad marcada con un punto del segundo devanado de control primario 15, cuya extremidad marcada con un punto está conectada con la extremidad marcada con un punto de la otra mitad del devanado de potencia primario 12 de modo que estos dos devanados estén también en el mismo sentido. El devanado de control secundario 16 está conectado con el circuito de base de transistor 20. Tiene su extremidad no marcada con un punto conectada a masa, y su extremidad marcada con un punto conduce a través de un segundo devanado de control secundario 18 al ánodo del diodo 24, cuyo cátodo está conectado a la base del transistor 20. Una resistencia 28 está montada en paralelo sobre el diodo 24. De la misma manera, el devanado de control secundario

17 está conectado en el circuito de base de transistor 21. Tiene su extremidad marcada con un punto conectada a masa, y su otra extremidad conduce (a través de un segundo devanado de control secundario 19) al ánodo del diodo 25, cuyo
 5 cátodo está conectado con la base del transistor 21. Una resistencia 29 está montada en paralelo sobre el diodo 25.

Un diodo 22 con una resistencia 26 en paralelo, está conectado a través de la unión de entrada del transistor 20, y su polarización es opuesta a la unión de entrada para
 10 proteger esta contra las tensiones inversas. Un diodo similar 23, con una resistencia 27 en paralelo, está conectado a través de la unión de entrada del transistor 21, y su polaridad es opuesta a la de la unión de entrada para la misma finalidad.

15 Los devanados de control (14-17) aplican una señal de realimentación negativa a las bases de los transistores de conmutación lo que ayuda a mantener las oscilaciones y, según se explicará mas adelante, esa señal está adecuadamente sincronizada para evitar una saturación completa del núcleo
 20 que podría sobrecargar los transistores de potencia. Como se ve más claramente en la figura 2, el devanado de control primario 14 asociado con el colector del transistor 20 atraviesa el mismo orificio 30 que el devanado de control secundario 16 asociado con la base de transistor 20. Ambos forman
 25 un primer transformador de corriente, cuyo núcleo es el material magnético que rodea el orificio 30 y que consiste en los ramales 11_i y 11_{ii} en serie. El primario del transformador de corriente es el devanado 14 que está energizado por la corriente procedente del colector del transistor 20, y el secundario
 30 es el devanado 16 que aplica una señal de realimentación a la

base del transistor 20. De la misma manera, el devanado de control primario 15 asociado con el colector del transistor 21 atraviesa el mismo orificio 31 que el devanado de control secundario 17 acoplado con la base de transistor 21. Forman conjuntamente un segundo transformador de corriente en el cual el devanado 17 asegura la realimentación negativa. Cuando la corriente de colector fluye en el transistor 20, el devanado de control primario 14 induce una tensión de realimentación en el devanado de control secundario 16 y la aplica a la base de transistor 20. La fase de los devanados respectivos es tal que asegura la realimentación, lo que significa que cuando la corriente de colector ha empezado a circular, actúan en la base en el sentido que aumenta todavía más la corriente de colector. Esta acción de auto-realimentación se produce alternativamente en cada transistor de conmutación.

La acción de auto-realimentación depende de los efectos de saturación y está influenciada por la presencia del tercer par (18, 19) de devanados de control secundario cuyas conexiones han sido indicadas más arriba.

El efecto deseado de saturación de un ramal del núcleo consiste en abrir efectivamente el elemento toroidal virtual y finalizar la realimentación negativa y reducir la corriente de colector en el transistor que está conduciendo la corriente antes de la saturación completa del núcleo. De hecho, se impide la saturación de la totalidad del núcleo. Si se dejara que todo el núcleo se saturase, la inductancia de magnetización de baja imperancia del devanado de potencia primario del transistor de potencia conductor de la corriente disminuiría hasta la imperancia muy baja presentada por el deva-

nado primario, el cual está enrollado en un núcleo de aire. Esta reducción de imperancia exigiría unas intensidades de corriente mucho más elevadas del transistor de potencia conductor de la corriente. Esta mayor demanda de corriente produciría una sobrecarga de los transistores y acortaría su vida util. La reducción de la excitación de base en sentido directo, y de hecho su inversión antes de la saturación completa del núcleo impide esta sobrecarga.

La estructura magnética provista de orificios produce un núcleo dividido cuyos ramales se saturan secuencialmente y antes de que se produzca la saturación total del núcleo. Como se ve en la figura 2, los orificios 30, 31 asociados con los transformadores de corriente de realimentación negativa están dispuestos en un punto intermedio situado entre los límites interno y externo de la sección transversal del núcleo completo. Por tanto, suponiendo que se produzca una magnetización natural en las sucesivas chapas troqueladas en circuito cerrado los orificios dividen el núcleo en circuitos laminares mas cortos y más largos.

De hecho el núcleo se satura progresivamente, empezando en los circuitos de flujos internos y mas cortos del ramal interno ll_i o ll_{ii} y progresando hacia los circuitos de flujo mas largos del ramal externo ll_{iii} o ll_{iv} , para producir la desconexión mas rápida de la realimentación positiva. Este orden de magnetización se debe no solamente a las diferencias en las longitudes de los circuitos sino tambien al efecto de orientación de flujo de la corriente en los devanados de control primarios 14-15. La corriente que circula por el devanado 14 crea un flujo localizado en el material del núcleo que rodea el orificio 30. Observando que el devanado de

potencia primario y el devanado de control primario están en-
 rollados en el mismo sentido alrededor de la totalidad del nú-
 cleo, se ve que este flujo local está en oposición con el flu-
 jo principal del devanado de potencia primario 12 en el ramal
 5 externo 11_{iii} y se añade al flujo principal del ramal interno
 11_i . Por tanto la fuerza magnetomotriz es más elevada (en el
 grado atribuible al primario del transformador de corriente)
 en el ramal interno 11_i del núcleo, y este ramal se satura en
 primer lugar. Mientras el ramal interno 11_i no está saturado,
 10 el devanado 14 actúa como el primario de un transformador de
 corriente, induciendo magnéticamente una corriente de reali-
 mentación positiva en el devanado secundario 16, y aplicándola
 a la base del transistor 20. Cuando el ramal interno 11_i
 se satura, el flujo no puede aumentar más alrededor del ori-
 15 ficio. En este punto, se termina el acoplamiento magnético
 entre los devanados de control 14 y 16. Por tanto, en el mo-
 mento de la saturación del ramal más interno, la realimenta-
 ción negativa desaparece y la excitación de base con polari-
 zación en sentido directo que se aplica al transistor de con-
 20 mutación 20 finaliza.

La figura 1A representa la excitación de base
 (V_{RI}) atribuible al devanado de realimentación positiva 16
 que se aplica al transistor 20. La curva representa su ter-
 minación antes del final del período de conducción. La ten-
 25 sión de colector (V_{CE}) se aplica al devanado de potencia pri-
 mario 12 y es la primera forma de onda de la figura 1A, y
 constituye la forma de onda con la cual se comparan las de-
 mas. La tensión del colector toma la forma de una secuencia
 de impulsos sustancialmente rectangulares de polaridad alter-
 30 na alrededor del valor V_{CC} , pudiendo las porciones positivas

atribuirse a la conducción del transistor 21 y las porciones
mas negativas a la conducción del transistor 20. Estos impul-
sos rectangulares tienen un tiempo de subida reducido y un
tiempo de caída reducido y una vez que las oscilaciones han
5 empezado a producirse, los períodos de conducción tienen la
misma duración.

Como se ha dicho anteriormente, los devanados de
realimentación negativa 18, 19 tienen una influencia sobre la
acción de realimentación positiva y ayudan al devanado de rea-
10 limentación positiva para terminar el ciclo de conducción. Co-
mo se ilustra en la figura 1, un devanado de realimentación
negativa 18 o 19 está conectado en serie con un devanado de
realimentación positiva 16 o 17 del circuito de base de cada
transistor. El devanado de realimentación negativa está co-
15 nectado con el ramal externo 11_{iii} o 11_{iv} del núcleo y está
polarizado en sentido opuesto al devanado de realimentación
positiva por lo que al flujo que circula por el núcleo prin-
cipal se refiere. De este modo, cualquier tensión inducida en
el devanado de realimentación negativa como resultado de una
20 circulación de flujo en el núcleo principal se opone a la ten-
sión del devanado de realimentación negativa y puede ser uti-
lizada para polarizar en sentido inverso los transistores de
conmutación.

La contribución conjunta de los dos devanados 16,
25 18 se debe a un cambio de un efecto de realimentación positiva
neto a un efecto de realimentación negativa neto como resulta
do de los cambios en la saturación del núcleo. Cuando el ramal
interior 11_i o 11_{ii} está todavía no saturado, el devanado de
realimentación positiva 16 prevalece sobre el devanado de rea-
30 limentación negativa 18, y el efecto neto es una realimenta-

ción positiva. Cuando el ramal interior está saturado, la tensión en el devanado de realimentación negativa no encuentra sustancialmente ninguna oposición debida al devanado de realimentación positiva y el efecto neto es un efecto de realimentación negativa. La forma de onda de realimentación negativa del transistor 20 es la tercera forma de onda (V_D) de la figura 1A. La tensión compuesta de los dos devanados tomados conjuntamente es la cuarta forma de onda (V_G).

Durante la primera parte del ciclo de conducción de transistor 20 (cuando el ramal interior 11_i no está saturado), la tensión de salida es pequeña y se opone a la tensión V_R que es sustancialmente mas importante. El motivo por el cual la tensión desarrollada en un devanado de realimentación positiva 18 que tiene un número igual de espiras (una espira en cada caso pero enrolladas en sentidos opuestos) pueda rebasar la tensión desarrollada en el devanado de realimentación negativa puede explicarse de la siguiente manera. Los devanados de control 14, 16 y 18 actúan todos sobre el material magnético que rodea el orificio 30 y producen un cambio dado de magnetización ($\Delta H \cdot l$) alrededor de este circuito cerrado. El devanado 14 genera un flujo que rodea este circuito cerrado y ambos devanados 16 y 18 están enrollados en un sentido tal que se produzcan corrientes de salida de la misma polaridad.

$$I_C \times l = I_p \times 2 + \oint H dl \quad (1)$$

siendo $\oint H dl$ la integral de la fuerza magneto-motriz por unidad de longitud alrededor del orificio cerrado, calculada alrededor del orificio (30) siendo $I_C \times l$ la fuerza magneto-motriz de entrada del transformador de corriente igual a la corriente de colector I_C

multiplicada por el número de espiras primarias (1).

Siendo $I_b \times 2$ la fuerza contraelectromotriz producida por la salida del transformador de corriente igual a la corriente de base I_b multiplicada por las espiras secundarias auxiliares en serie (2)

$$\dot{\phi} H d l \approx \Delta H l \quad (2)$$

siendo $\Delta H \cdot l$ la fuerza magneto-motriz diferencial que actúa alrededor del orificio y l la longitud eficaz del ramal

$$I_b = \frac{I_c - \dot{\phi} H d l}{2} \quad (3)$$

Esta expresión indica que la corriente de base I_b tendrá forzosamente una relación fija con la corriente de colector I_c . Si ΔH y l son pequeños con relación a $I_c \times l$, la corriente de base será aproximadamente igual a la mitad de la corriente de colector.

La expresión del grado de magnetización diferencial entre los devanados de realimentación positiva y de realimentación negativa, puede calcularse por medio de la siguiente fórmula:

$$\dot{\phi} R + \dot{\phi} D = \frac{V_{cc}}{N_p} = \frac{\text{voltios}}{\text{espiras}} \quad (4)$$

en la cual $\dot{\phi} R$ es el grado de cambio de flujo en el ramal de realimentación positiva l_{ii} ,

$\dot{\phi} D$ es el grado de cambio del flujo en el ramal de realimentación negativa l_{iii}

V_{cc} es la tensión de alimentación, y

N_p , es la mitad de las espiras primarias

La ecuación del bucle de tensión del circuito de control es la siguiente:

$$\dot{\phi} R \times l = \dot{\phi} D \times l + (V_{FD} + V_{BE}) \quad (5)$$

en la cual V_{FD} es la caída de tensión en sentido directo en el diodo 24 o 25, y

V_{BE} es la caída de tensión de unión en el transistor 20 o 21

En razón de la continuidad del flujo en el núcleo principal:

$$\dot{\phi}_R + \dot{\phi}_D = \dot{\phi}_T \approx \frac{V_{CC}}{N_P} = \frac{V}{t}$$

siendo $\frac{V}{t}$ las tensiones de funcionamiento por cada vuelta del núcleo principal.

Efectuando la sustitución de $\dot{\phi}_R$ se obtiene la siguiente ecuación:

$$V/t - \dot{\phi}_D = \dot{\phi}_D + V_{FD} + V_{BE} \quad (7)$$

Por tanto, la corriente de colector puede considerarse como circulando en un devanado primario de una espira y la corriente de base como circulando en un devanado secundario de dos espiras.

La relación conduce a la siguiente expresión resolviendo $\dot{\phi}_D$:

$$\dot{\phi}_D = \frac{\frac{V}{t} - V_{FD} - V_{BE}}{2} \quad (8)$$

De la misma manera,

$$\dot{\phi}_R = \frac{\frac{V}{t} + V_{FD} + V_{BE}}{2} \quad (9)$$

La tensión de realimentación positiva hasta que el ramal interno se sature rebasa por tanto la realimentación negativa por:

$$\Delta \dot{\phi}_F = (V_{FD} + V_{BE}) \quad (10)$$

En el caso de que esta diferencia no produzca una velocidad de magnetización diferencial suficientemente rápida para bloquear el transistor en su debido tiempo, el devanado de realimentación negativa puede realizarse con dos espiras en lugar de una. Esto conduce a los grados de magnetización siguientes:

$$\dot{\phi}_R = \frac{2}{3} \frac{V}{t} + \frac{\text{Caídas de tensión}}{3} \quad (11)$$

$$\dot{\phi}_D = \frac{1}{3} \frac{V}{t} - \frac{\text{caídas de tensión}}{3} \quad (12)$$

5 Las ecuaciones indicadas mas arriba que hacen que la realimentación positiva sea predominante y que favorecen una conducción mas fuerte son exactas solamente mientras el ramal interior (ll_i ó ll_{ii}) del núcleo, no está saturado. Cuando el ramal interior se satura hacia el final de cada medio ciclo de conducción, se producen dos efectos que

10 bloquean el transistor que es conductor. Como se ha indicado mas arriba, y según se ilustra en la segunda curva de la figura 1A, la realimentación negativa en 16 o 17 disminuye en este momento hasta un valor casi nulo. Por tanto, la realimentación negativa en el devanado 18 o 19 no encuentra ya

15 ninguna oposición. Además, el flujo principal todavía suministrado por el transistor en estado de conducción, fluye en el ramal externo (ll_{iii} o ll_{iv}) con el cual está acoplado el devanado de realimentación negativa, y produce un brusco incremento de la realimentación negativa. Esto se ilustra en el gráfico V_D de la figura 1A. Por tanto, la unión de entrada pasa del estado de polarización directa al estado de polarización inversa. Aunque la conducción continúa efectivamente

20 en el transistor en estado de conducción despues de invertirse la excitación de base, esta conducción es la consecuencia de las cargas "almacenadas" que desaparecen en un corto intervalo de tiempo. El circuito puede ser ajustado añadiendo espiras al devanado de realimentación positiva o añadiendo una carga común a ambos devanados para asegurar que la conducción en el

25 primer transistor sea casi nula antes de que el otro transistor

30

sea activado.

El paso de un transistor de conmutación 20 al otro transistor de conmutación 21 se efectúa de la siguiente manera.

5 Durante el medio ciclo de conducción por el transistor 20 que produce un flujo en sentido antihorario alrededor del núcleo principal, el ramal de realimentación positiva ll_i situado en el orificio 30 se satura, haciendo que el flujo remanente tome un valor superior al del ramal de realimentación negativa ll_{ii} en el orificio 30. Esto, según se ha indicado más arriba, produce una polarización en sentido inverso del transistor 20. Después de la disipación de la carga almacenada, el transistor 20 deja de conducir la corriente, y ya que el transistor 21 está todavía bloqueado, la fuerza magnetomotriz desaparece del núcleo principal. En este momento, el núcleo tiene un nivel general de magnetización o de densidad de flujo M_i ; una magnetización más elevada de saturación en el ramal de realimentación positiva ll_i asociado con la abertura 30; y una magnetización inferior, no saturada en el ramal de realimentación negativa ll_{iii} asociado con el orificio 30. (la densidad del flujo en el núcleo principal tiene un valor intermedio al de los ramales ll_i y ll_{iii}).

En el lado alejado del núcleo y en la proximidad del orificio 31, la fuerza magnetomotriz de transistor 20 ha establecido igualmente un nivel de magnetización más elevado en el ramal interior de realimentación positiva ll_{ii} , respecto al nivel de magnetización del ramal externo de realimentación negativa ll_{iv} , por unos motivos que se explicarán más adelante.

En el momento en el cual no se produce ninguna fuerza magnetomotriz externa, la energía almacenada en el ma-

terial magnético del núcleo es liberada cuando el núcleo intenta adaptarse en cualquier punto a su estado magnético remanente. La liberación de energía por el núcleo principal da lugar a un flujo transitorio en la dirección horaria alrededor del núcleo principal. Los niveles de magnetización diferencial alrededor de ambos orificios 30, 31 produce un movimiento de flujo transitorio en los circuitos cortos alrededor de los orificios.

En el orificio 30, el flujo transitorio se desplaza en sentido antihorario y por tanto invierte las tensiones de polarización en la base del transistor 20 y por tanto bloquea este todavía mas. En el orificio 31, el flujo transitorio se desplaza en sentido antihorario igualmente, pero este flujo produce tensiones de polarización en sentido directo en ambos devanados de base del transistor 21. La polarización en sentido directo producida por la igualación de los flujos alrededor del orificio 31 produce la iniciación de una corriente de colector en el transistor 21. Esta corriente de colector dirige entonces el flujo transitorio del núcleo principal a través del ramal de realimentación positiva 11_{ii} y aumenta todavía mas la conducción del transistor 21.

Los niveles de magnetización final en 11_i , 11_{iii} , 11_{ii} , 11_{iv} , al final de cada período de conducción, están determinados por el historial anterior de la conmutación de flujo localizada en estos ramales. Ya que las superficies de tiempo-tensión desarrolladas por los devanados de realimentación positiva 16 y 17 durante sus medios ciclos de realimentación positiva respectivos deben rebasar las superficies de tensión-tiempo de los devanados de realimentación negativa correspondientes 18 y 19 para obtener una circulación de co-

corriente de base de realimentación positiva en oposición a las caídas de tensión en el circuito de base, la variación de flujo total en los ramales de realimentación positiva durante cualquier medio ciclo debe ser superior a las variaciones de flujo totales en los circuitos de realimentación negativa. Esto hace que los ramales de realimentación positiva tengan niveles de saturación de flujo mas elevados que los ramales de realimentación negativa al final de cada medio ciclo.

10 El transistor "bloqueado" permanece en este estado durante la conducción del otro transistor como lo indican las formas de onda de la figura 1. Ya que no existe ninguna corriente de colector alrededor del orificio local, la conducción del flujo procedente de esta fuente ha desaparecido. Cualquier flujo en el ramal de realimentación positiva
15 alrededor del orificio local debe ser superior al del ramal de realimentación negativa, cuando el transistor alejado conduce la corriente, por el motivo indicado mas arriba. Ya que el flujo del núcleo principal ha sido invertido, este exceso produce efectivamente el que el flujo que circula en una dirección aumente la polarización inversa en el transistor
20 próximo. Sin embargo, si la tensión en el devanado próximo de realimentación negativa 18 intenta tomar un valor superior al del devanado próximo de realimentación positiva 16, una corriente circulará a través de las resistencias de polarización de base en un sentido que hará que la tensión del devanado 18 disminuya y que la tensión del devanado 16 aumente. El efecto resultante neto consiste en que la tensión neta procedente de los devanados conectados en serie disminuye, y que
25 el transistor "próximo" permanece bloqueado.
30

El primer modo de realización exige un circuito de control de arranque y parada separado según se representa en las figuras 1B y 1C. El circuito de arranque incluye un devanado de arranque de una sola espira 35, un diodo de protección 36 y un transistor 37 conectados en serie entre el borde B+ y la masa. Se ha previsto una red de entrada que incluye un condensador 38 para aplicar un impulso de arranque positivo a la base del transistor 37, y una resistencia conectada entre la base y la masa. Cuando el impulso positivo se aplica a la base del transistor 37, este conduce la corriente produciendo la circulación momentánea de una corriente a través del devanado 35. El devanado 35 pasa a través de un orificio 30 del núcleo en el mismo sentido que el devanado de colector 14. La circulación de la corriente produce un flujo de orientación, proporcionando una excitación en sentido directo del transistor de conmutación 20, y la activación de este transistor da lugar al comienzo de la oxidación. Normalmente es preferible que el devanado de arranque esté separado para permitir el aislamiento en corriente continua entre los dos circuitos.

El circuito de parada consiste en un transistor 40, un par de diodos 41, 42 y un par de devanados de parada 43, 44. Los devanados de parada 43, 44 están enrollados alrededor de cada ramal de realimentación positiva 11_i y 11_{ii} del núcleo y cada uno de ellos consiste normalmente en dos espiras. El aislamiento de corriente continua impone normalmente que estos devanados sean separados de los demás devanados. Se utiliza una tensión positiva para impedir la oscilación. La tensión produce la conducción del transistor 40 y crea una imperancia reducida en los devanados 41 y 42 en cada

brazo de realimentación positiva del núcleo durante sus períodos de realimentación positiva respectivos. La baja impedancia de carga impide que el flujo aumente en los brazos de realimentación positiva y por tanto obliga el flujo a aumentar en los brazos de realimentación negativa, haciendo así que el transistor 20 o 21 que está en estado de conducción reciba en su base una señal de realimentación negativa. Los circuitos de arranque y parada funcionan ambos con el devanado de control de polarización de corriente continua aplicado. Naturalmente es posible no utilizar un circuito de parada y desconectar simplemente la fuente de corriente continua. Igualmente, el circuito de arranque puede construirse de modo que se active cuando se conecta la fuente de corriente continua.

15

Utilizando los transistores de potencia, los diodos, los valores de componentes y un transformador de potencia con un núcleo de ferrita de sección de 25,4 x 25,4 mm (1 pulgada x 1 pulgada), indicados más arriba, una versión práctica del primer modo de realización que realiza la conmutación a una frecuencia de 10 kilociclos es capaz de suministrar una potencia de salida de 2,5 kilovatios. Este dispositivo está previsto para ser energizado a partir de una fuente de corriente continua de 250 a 400 voltios y la tensión secundaria de salida puede variar desde un valor bajo de algunos voltios hasta decenas de kilovoltios.

20

El núcleo del transformador es una ferrita constituida por dos núcleos en forma de "c" hechos de ferrita 3C5 (Ferroxcube). Los orificios están situados a mitad de camino entre las superficies interna y externa y a mitad de cami-

25

30

no a lo largo del brazo de cada núcleo en forma de "c". El orificio interior del elemento toroidal rectangular formado cuando se ensambla un par de núcleos en forma de "c" idénticos mide 5,08 x 6,35 cm (2 x 2,5 pulgadas) y las dimensiones externas son 10,16 x 11,43 cm (4 x 4,5 pulgadas). La sección transversal del núcleo es de 2,54 x 2,54 cm (1 x 1 pulgada).

Los devanados del transformador de potencia se eligen para proporcionar aproximadamente 7 voltios por espira, utilizándose 50 espiras por cada devanado de potencia primario y una espira por cada uno de los seis devanados de control. El usuario puede elegir la tensión de salida secundaria ajustando el número de espiras secundarias. Como se ilustra en las figuras 3 o 4 es posible aumentar hasta dos espiras el devanado de realimentación negativa. Una realimentación adecuada sin disipación excesiva se obtiene generalmente con una o dos espiras.

Los transistores son transistores de potencia fabricados en gran serie y de precio reducido tales como los que se utilizan en aplicaciones de televisión y que presentan un tiempo de almacenado importante. Si se necesitan 5 kilovatios de potencia, pueden montarse dos transistores de conmutación de potencia en paralelo en cada lado del convertidor. Normalmente no pueden montarse en paralelo más de dos transistores. Es posible conseguir potencias más elevadas utilizando transistores de mayor potencia y eventualmente núcleos de mayores dimensiones.

Como se ilustra en todos los modos de realización, se ha previsto un primer par de diodos, 24, 25, con cada uno de los cuales está montada una resistencia 28, 29 en paralelo, y que están conectados cada uno en serie con un par

de devanados de realimentación positiva y de realimentación negativa en serie con la base de cada transistor de potencia. Los valores de las resistencias 28, 29 ajustan la magnitud máxima de la polarización inversa y cada una de ellas
 5 tiene un valor de 3 ohmios. Los diodos de protección polarizados en sentido inverso 22, 23 que están conectados entre la base y el emisor de cada uno de los transistores de potencia están provistos en paralelo de un par de resistencias 26, 27, cada una de 10 ohmios. Su valor se elige para asegurar la
 10 descarga en tiempo oportuno de la capacidad de colector-base al final de cada ciclo de conducción.

En el primer modo de realización, los grados de magnetización diferencial necesarios entre los devanados de realimentación positiva y de realimentación negativa se consiguen mediante la introducción de un devanado en el colector
 15 de cada uno de los transistores de conmutación 20, 21. El mismo efecto puede obtenerse mediante la utilización de un devanado conectado en los circuitos emisores de cada uno de los transistores de conmutación. Esta disposición, que forma el
 20 segundo modo de realización, se representa en la figura 3. Los sentidos de los devanados de emisor son los mismos que los de los devanados de colector del primer modo de realización, pero normalmente se necesita una espira suplementaria en cada devanado de realimentación positiva para obtener la magnetización diferencial necesaria. La corriente de base tiende a
 25 ser igual a la mitad de la corriente de colector.

$$I_B = \frac{I_C}{2} - \Delta Hl \quad (12)$$

las velocidades de magnetización son las siguientes:

$$\phi_R = \frac{V/T + \text{caídas de tensión}}{2} \quad (13)$$

$$\phi_D = \frac{V/T - \text{caídas de tensión}}{2}$$

En la figura 4 se representa un tercer modo de realización del invento simplificado para representar la mitad del circuito. El efecto de orientación de flujo se consigue mediante la utilización de una carga aplicada al devanado de realimentación negativa. En el modo de realización de la figura 4, la carga toma la forma de una resistencia en derivación sobre el devanado de realimentación negativa, y el devanado de realimentación negativa presenta preferentemente dos espiras suplementarias.

Las corrientes de entrada son las siguientes:

$$I_b = \frac{2}{3} I_s \quad (14)$$

En esta ecuación I_b es la corriente de base, y

I_s es la corriente en derivación.

La magnetización diferencial viene dada por las siguientes ecuaciones:

$$\phi_R = \frac{2 V/T + (\text{caídas de tensión})}{3} \quad (15)$$

$$\phi_D = \frac{2 V/T - (\text{caída de tensión})}{3}$$

En el modo de realización de la figura 5, se representa solamente la mitad del circuito. Se ha previsto en derivación un transistor auxiliar 50 que tiene su colector y su emisor conectados con las extremidades del devanado de realimentación negativa. La unión de entrada está conectada en serie con una resistencia a través del devanado de alimentación positiva. Durante el intervalo en el cual el devanado de realimentación positiva produce una tensión (es decir cuando el ramo de realimentación positiva no está saturado), el transis-

tor auxiliar (50) es activado para ponerse en derivación sobre el ramal de realimentación negativa o para cortocircuitarlo y hacer que el flujo sea conducido a través del ramal de realimentación positiva. Durante la parte restante del ciclo de conducción en la cual el ramal de realimentación positiva está saturado, se suprime la conexión en derivación. Se evita así una elevada disipación de energía en la derivación cuando el devanado de realimentación negativa está desarrollando la máxima cantidad de voltios/espiras. La derivación está desconectada durante el medio ciclo en el cual el otro transistor conduce la corriente. Los amperios-vueltas del circuito de base de transistor de conmutación son esencialmente iguales a los amperios-vueltas del circuito de derivación antes de la saturación del ramal de realimentación positiva.

El modo de realización de la figura 5 puede ser igualmente modificado añadiendo un segundo par de devanados de realimentación positiva y realimentación negativa en cada lado del convertidor. Un grupo de devanados permanece en el circuito con el transistor de potencia y el grupo suplementario se conecta en un circuito separado con el transistor auxiliar. Esta modificación permite añadir espiras suplementarias al devanado de realimentación negativa, disminuyendo así la corriente necesaria en el transistor auxiliar y permitiendo utilizar un transistor de coste mas reducido sin aumentar los amperios-vueltas en el circuito de base del transistor de potencia.

Los modos de realización 1 y 2 proporcionan una extensión inherente de la gama de cargas por medio de la realimentación de corriente. Esto quiere decir que la excitación de base es proporcional a la demanda de corriente de carga

reflejada en la corriente primaria de colector o de emisor. Para aplicaciones en las cuales la gama de carga completa se extiende desde una carga nula hasta la carga máxima, los modos de realización 3 y 4 facilitan un funcionamiento hasta una carga nula. En el último caso, ya que la corriente de base de realimentación positiva se ajusta por medio de la corriente de la resistencia en derivación, puede ser conveniente programar la resistencia en derivación con unos medios externos para conseguir la excitación de base óptima en caso de aplicaciones con amplia gama de cargas.

El circuito auto-oscilante tiene la ventaja de necesitar un número reducido de piezas y de tener un coste reducido, y es más sencillo que los convertidores que necesitan una excitación externa.

Los circuitos de arranque y parada que se representan en las figuras 1B y 1C y que son aplicables a todos los modos de realización normalmente se acoplan tan solo magnéticamente. Esto permite realizar el aislamiento en corriente continua respecto al circuito de potencia. El mecanismo de orientación de flujo dirige el flujo desde el ramal de realimentación positiva hasta el ramal de realimentación negativa cuando se aplica una señal de parada cualquiera que sea su momento en el medio ciclo. Esto produce inmediatamente una corriente de base de polarización inversa (realimentación negativa) y detiene la oscilación dentro del tiempo de almacenamiento del dispositivo de conmutación principal. La eliminación de la saturación del núcleo principal y la potencia relativamente reducida que se necesita para terminar la oscilación permite una "modulación" o repetidas operaciones de arranque y parada de las oscilaciones durante el control del ciclo de

funcionamiento.

En resumen, la patente de invención que se solicita deberá recaer sobre las siguientes:

REIVINDICACIONES

1. Convertidor estático para la transformación
- 5 de corriente continua en corriente alterna que incluye:
- (a) unos terminales de entrada para su conexión con una fuente de potencial de corriente continua,
- (b) un par de dispositivos semiconductores de conmutación de potencia, incluyendo cada dispositivo semiconductor un par
- 10 de electrodos de entrada y un electrodo de salida,
- (c) un transformador que incluye
- (1) un núcleo de material magnético sustancialmente lineal que presenta un circuito magnético cerrado de sección transversal aproximadamente uniforme con un par
- 15 de orificios en el núcleo, dividiendo cada orificio las secciones transversales magnéticas en una región localizada en dos ramales entre los cuales el flujo puede ser orientado con una fuerza magnetomotriz.
- (2) un par de devanados de potencia primarios que rodean la totalidad de la sección transversal del núcleo,
- 20 conectados cada uno entre un electrodo de salida de uno de dichos dispositivos semiconductores y dichos terminales de la fuente para generar un flujo alterno en dicho núcleo cuando se conmutan dichos dispositivos,
- 25 (3) un devanado de potencia secundario que rodea la totalidad de la sección transversal del núcleo para producir una tensión de salida alterna,
- (d) un dispositivo para hacer que dichos dispositivos de conmutación de potencia conduzcan la corriente alternativamente, que incluye:
- 30

- (1) un primer par de devanados de realimentación positiva, pasando un devanado (R_1) a través del primer orificio, pasando el otro devanado (R_2) a través del segundo orificio y rodeando cada devanado (R_1 y R_2) un primer ramal,
- (2) un segundo par de devanados de realimentación negativa, pasando un devanado (D_1) a través del primer orificio, y pasando el otro devanado (D_2) a través del segundo orificio, y rodeando cada devanado (D_1 y D_2) un segundo ramal,
- estando el primer devanado de realimentación positiva (R_1) y el primer devanado de realimentación negativa (D_1) conectados en serie y en oposición entre los electrodos de entrada del primer dispositivo semiconductor y estando el segundo devanado de realimentación positiva (R_2) y el segundo devanado de realimentación negativa (D_2) conectados en serie y en oposición entre los electrodos de entrada del segundo dispositivo semiconductor, y
- (3) un dispositivo para producir una velocidad de magnetización diferencial en cada primer ramal mas elevada que en el segundo ramal localizado para hacer que dicho primer ramal se sature en primer lugar, suprimiendo dicha saturación la realimentación positiva y aplicando una realimentación negativa no obstaculizada a dichos electrodos de entrada para crear una polarización de entrada inversa antes de la saturación total del núcleo, evitando así una sobrecarga de dicho dispositivo de conmutación.
2. Convertidor estático según la reivindicación 1,

caracterizado porque dichos dispositivos de conmutación de potencia están constituidos cada uno por transistores de potencia dotados de electrodos de base, emisor y colector.

5 3. Convertidor estático según la reivindicación 2, caracterizado porque dicho dispositivo de magnetización diferencial incluye un par de devanados; estando el primer devanado que rodea un primer ramal de dicho primer orificio conectado con el colector de dicho primer transistor de potencia para crear un flujo en el mismo sentido que el devanado de potencia primario asociado con dicho colector, y
10 estando el segundo devanado que rodea un primer ramal de dicho segundo orificio conectado con el colector de dicho segundo transistor de potencia para crear un flujo en el mismo sentido que el devanado de potencia primario asociado con dicho colector en cuestión.
15

4. Convertidor estático según la reivindicación 2, caracterizado porque:

 dicho dispositivo de magnetización diferencial incluye un par de devanados, estando el primer devanado que rodea un primer ramal de dicho primer orificio conectado con el emisor de dicho primer transistor de potencia para crear un flujo en el mismo sentido que el devanado de potencia primario asociado con el colector de dicho primer transistor de potencia, y
20 estando el segundo devanado que rodea un primer ramal de dicho segundo orificio conectado con el emisor de dicho segundo transistor de potencia para crear un flujo en el mismo sentido que en el devanado primario asociado con el colector de dicho segundo transistor de potencia.
25

30 5. Convertidor estático según la reivindicación 2,

caracterizado porque dicho dispositivo de magnetización diferencial incluye un par de cargas resistivas que están conectadas cada una en paralelo sobre cada uno de dichos devanados de realimentación negativa.

5 6. Convertidor estático según la reivindicación 2, caracterizado porque dicho dispositivo de magnetización diferencial incluye un par de transistores auxiliares, teniendo dicho primer transistor auxiliar su emisor y su colector conectados con los terminales respectivos de dicho primer devanado de realimentación negativa y estando su unión base-emisor conectada en serie por medio de una resistencia en paralelo con dicho devanado de realimentación negativa,

10 teniendo dicho segundo transistor auxiliar su emisor y su colector conectado con los terminales respectivos de dicho segundo devanado de realimentación negativa y su unión base-emisor conectada por medio de una resistencia en serie en paralelo con dicho devanado de realimentación negativa, y

15 pudiendo cada transistor auxiliar conducir la corriente generada por el devanado de realimentación negativa asociado durante el intervalo de realimentación positiva del medio ciclo durante el cual el transistor de potencia asociado conduce la corriente mientras permanece sin conducir la corriente generada por el devanado de realimentación negativa asociado durante el resto de este medio ciclo y el medio ciclo alterno durante el cual el transistor de potencia no

20 asociado conduce la corriente.

25 7. Convertidor estático según la reivindicación 2, caracterizado porque dicho dispositivo de magnetización diferencial incluye:

30

- (a) un par de transistores auxiliares,
- (b) un tercer par de devanados de realimentación negativa, pasando un devanado (R_3) a través de dicho primer orificio, pasando el otro devanado (R_4) a través de dicho segundo orificio, y rodeando cada devanado (R_3 y R_4) dicho primer ramal,
- (c) un cuarto par de devanados de realimentación negativa, pasando un devanado (D_3) a través de dicho primer orificio, y pasando el otro devanado (D_4) a través de dicho segundo orificio, y rodeando cada devanado (D_3 y D_4) dicho segundo ramal, teniendo dicho primer transistor auxiliar su emisor y su colector conectados con los terminales respectivos de dicho tercer devanado de realimentación negativa y su unión base-emisor conectada a través de una resistencia en serie en paralelo con dicho tercer devanado de realimentación negativa,
- teniendo dicho segundo transistor auxiliar su emisor y su colector conectados con los terminales respectivos de dicho cuarto devanado de realimentación negativa y su unión base-emisor conectada por medio de una resistencia en serie en paralelo con dicho cuarto devanado de realimentación negativa; y
- conduciendo cada transistor auxiliar la corriente generada por el devanado de realimentación negativa asociado durante el intervalo de realimentación negativa del medio ciclo en que el transistor de potencia asociado conduce la corriente, mientras no conduce la corriente generada por el de

vanado de realimentación negativa asociado durante el resto de este medio ciclo y el medio ciclo alterno durante el cual el transistor de potencia no asociado conduce la corriente.

8. Convertidor estático según la reivindicación 2, caracterizado porque:

Se ha previsto un primer par de diodos que están cada uno conectados con la base de uno de dichos transistores de potencia, en serie con un par de devanados de realimentación positiva y de realimentación negativa en serie, y estando polarizados para conducir la corriente durante la aplicación de una polarización en sentido directo a dicha base, y porque

se ha previsto un primer par de resistencias, montadas cada una en paralelo sobre uno de dichos diodos y que tienen un valor elegido para controlar la polarización inversa procedente de dichos devanados de realimentación negativa.

9. Convertidor estático, según la reivindicación 2, caracterizado porque se ha previsto un segundo par de diodos que están montados cada uno en paralelo sobre una unión de entrada de uno de dichos transistores de potencia y que están conectados con polaridad inversa con respecto a dicha unión de entrada para impedir una descarga inversa en la unión, y porque

se ha previsto un segundo par de resistencias, en paralelo sobre cada uno de los diodos de dicho segundo par, eligiéndose sus valores para permitir la descarga en tiempo oportuno de la corriente almacenada en la capacidad de colector-base de dicho transistor de conmutación al final de cada período de conducción.

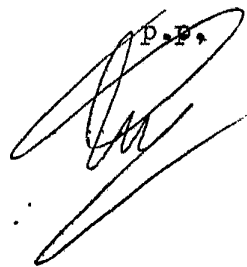
10. Convertidor estático según la reivindicación 9, caracterizado porque cada uno de dichos devanados de realimentación incluye una o dos espiras para reducir la disipación de energía.

5 11. Se reivindica por último como objeto sobre el que ha de recaer la Patente de Invención que se solicita: CONVERTIDOR ESTÁTICO PARA LA TRANSFORMACION DE CORRIENTE CONTINUA EN CORRIENTE ALTERNA.

10 Todo conforme queda descrito y reivindicado en la presente memoria descriptiva que consta de treinta y nueve páginas mecanografiadas y dibujos adjuntos.

Madrid, 29 octubre 1.976

BERNARDO UNGRIA

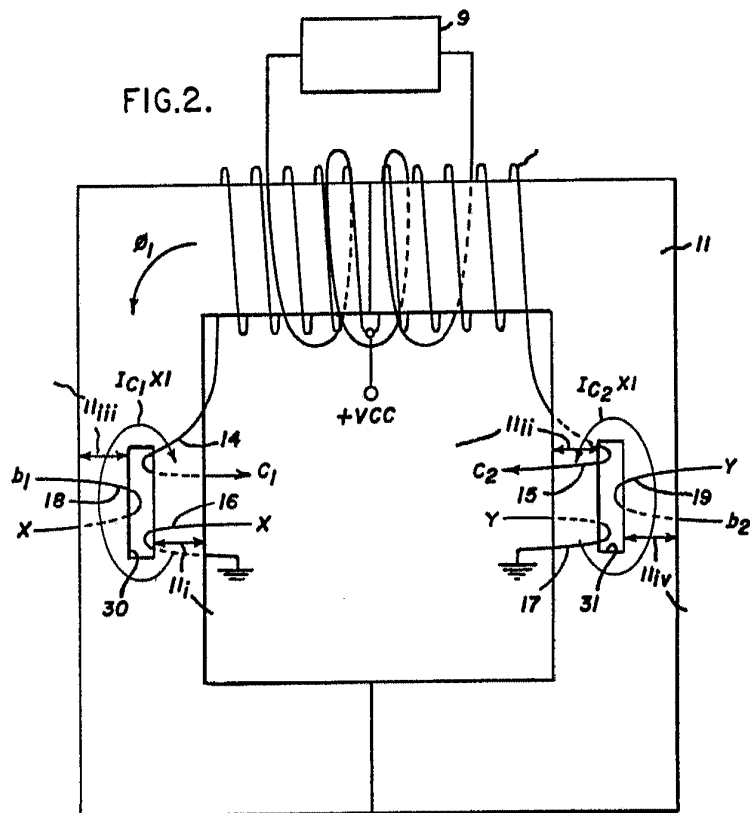
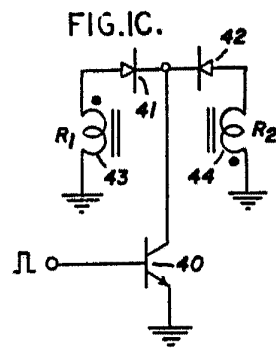
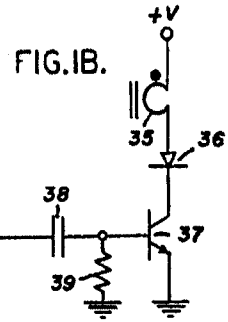
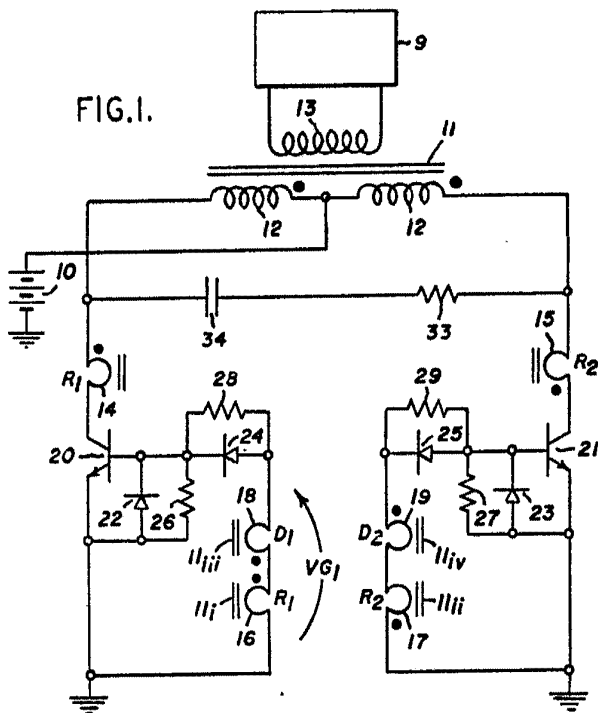
15  P.P.

15

20

25

30



ESCALA VARIABLE
 Madrid, 29 de Octubre de 1976
 BERNARDO UNGRIA
 p.p.

FIG.1A.

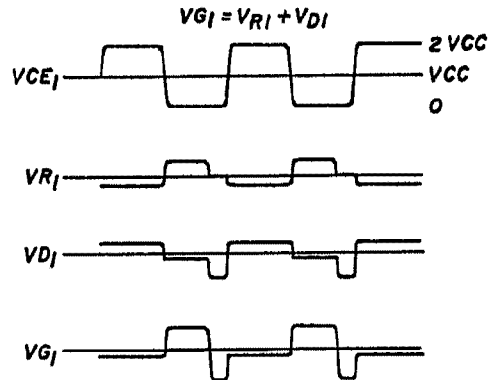


FIG.3.

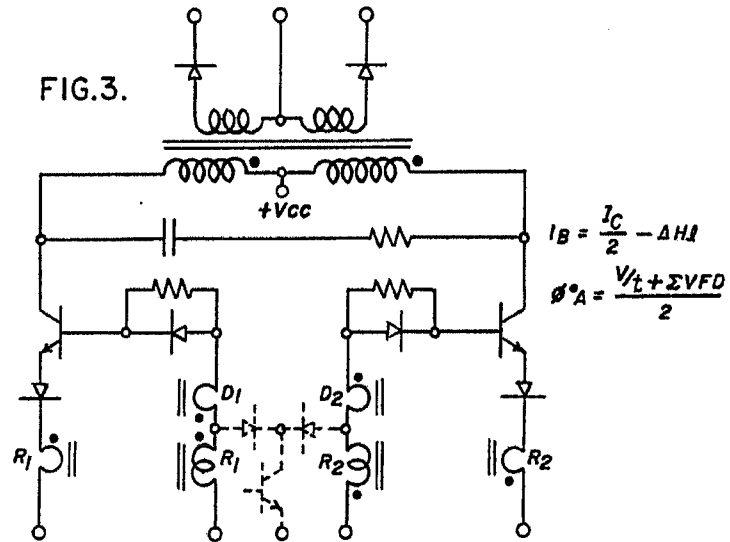


FIG.4.

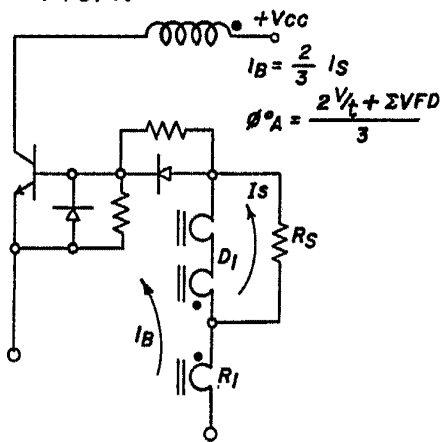
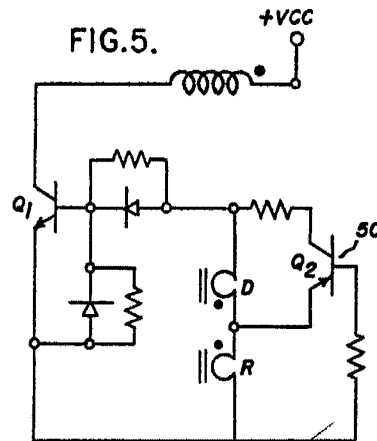


FIG.5.



ESCALA VARIABLE
 Madrid, 29 de Octubre de 1976
 BERNARDO UNGRIA
 P.P.